



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Commande électrique

Réf. : Entrez la référence du document

Présenté et soutenu par :
Habchi farouq & Rouahna hani

Le : [Click here to enter a date.](#)

Optimisation d'un régulateur flou-pi par essaim de particules (PSO) application à la commande d'une machine asynchrone

Jury :

Dr.	Mimoune Soury Mohamed	Pr	Université de Biskra	Président
Dr.	Brahim Kiyyour	MCA	Université de Biskra	Rapporteur
Dr.	Nacira Tkouti	MCB	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2024 - 2025



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Commande électrique

Réf. : Entrez la référence du document

Optimisation d'un régulateur flou-pi par essaim de particules (PSO) application à la commande d'une machine asynchrone

Le :

Présenté par :

Habchi farouq & Rouahna hani

Signature Avis favorable du Président du Jury

Cachet et signature

Remerciements

بسم الله الرحمن الرحيم

وصلاةً وسلاماً على من علّم الإنسانية سموّ العلم وشرفَ العمل

الحمد لله الذي أسرج لنا قناديل الفكر، وأجرى فينا ينابيع الفهم

وأسرج في قلوبنا سكينه الفهم و ساق لنا التيسير حيث ظننا العجز، وأتمّ علينا نعمته بتمام هذا الجهد

فما كان من صواب فمن فضله، وما كان من تقصير فمن نفوسنا، وهو أهل المغفرة والجود.

إلى أستاذنا المشرف الدكتور كيور إبراهيم:

يا من بسطت لنا ظلّ علمك، وأوقدت لنا مصابيح الدربة، فكنت نبأ من منيح وميزان تقويم، لك منا خالص
الامتنان والتقدير.

إلى أساتذتنا الأفاضل، الذين لم يخلوا علينا بنصحٍ أو توجيه، وصقلوا مهارتنا ومعارفنا في كل مراحلنا التربوية
والجامعية، كلُّ باسمه ومقامه، جزاكم الله عتاً خير الجزاء.

ولأعضاء لجنة المناقشة، على قراءتكم المذكرة، وتصويبكم لها، وإثرائكم مباحثها، خالصُ الامتنان والتقدير

إلى إخوتنا وأخواتنا الذين شحذوا هممنا، وإلى أصدقائنا الذين كانوا أجنحةً لأمالنا،

إلى كل يدٍ امتدّت بالدعم، وكل كلمةٍ أنعشت العزم، وكل نظرةٍ زكّت اليقين —

لكم نهدي ثمرة سهر الليالي وعرق الأيام..

نهدي هذا العمل آملين أن يكون شعلةً تضيف قبساً جديداً إلى سماء العلم .

المُسهمان في هذا العمل

الاسم الأول :هاني رواحنة

الاسم الثاني: فاروق حبشي



Dédicace

بسم الله الذي بنعمته تتم الصالحات

فالحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات، والحمد لله الذي هدانا لهذا، وما كنا لنهتدي لولا أن هدانا الله

إلى من كان لهم الفضل الأكبر، والدعم الأوفى، والسند الأبقى...

نرفع إليكم كلمات لا تفي قدركم، لكنها تحمل من الامتنان ما تعجز عنه الحروف

إلى والدتيينا الكريمتين: نبض الرحمة، ومعين الصبر، ومأوى الدعاء.

إلى والدتيينا العظام: قناديل الحكمة، وركائز العزم، ورفقاء الطريق، وتجسيد معنى الآية:

﴿وَقُلِ اعْمَلُوا فَسَيَرَى اللَّهُ عَمَلَكُمْ﴾

إليكم نرفع هذا الجهد، عربون وفاء يزكي ما زرعت من يقين بأن العلم عبادة، والعمل رسالة

إلى إخواننا وأخواتنا، من كانوا السند في التعب، والدعامة في الصمت.

إلى أساتذتنا الأجلاء، من كانوا شموغاً تحترق لتنير لنا درب الفهم والمعرفة، واخص بالذكر مؤطر هذا العمل

الدكتور كيور إبراهيم، لك من القلب وفاء لا يذبل، وشكر لا ينتهي

إليكم نرفع شكرنا على ما قدّمتموه من علم وتوجيه.

إلى أصدقائنا الذين شاركونا الحلم والسهرة، والقلق والرجاء،

إلى من كانت صداقتهم زاداً في وقت العزلة، وضوءاً في عتمة الطريق:

{ "حسن.ت" "عبد القادر.ب" "عماد.ج" "وائل.م" "محمود.م" "يحيى.ب" "مصعب.ح" } {فاروق

{ إلى زينة الحياة الدنيا جنان ونهال و خليل الرحمان } هاني

لكم جميعاً نبعث عرفاناً ممتداً، فقد كنتم أكثر من رفقاء، كنتم أهلاً ومساراً ومُلهماً.

لكلّ من مرّ في هذا الطريق، ولو بكلمة، أو دعاء، أو لحظة صبر،

هذا العمل ثمرة قلوبنا قبل عقولنا، تُهديه إليكم، ونرفع به راية الامتنان والاعتراف بالفضل .



المُسهمان في هذا العمل

الاسم الأول : هاني رواحنة

الاسم الثاني : فاروق حابشي

Résumé

Ce mémoire propose une stratégie avancée de commande pour une machine asynchrone triphasée basée sur la Commande Directe du Couple (DTC). Afin d'améliorer la précision de la réponse dynamique et de réduire les ondulations du couple et du flux, un régulateur flou de vitesse a été intégré dans l'architecture classique de la DTC.

Pour optimiser les performances du régulateur flou, la méthode d'optimisation par essais particuliers (PSO) a été utilisée. Les simulations montrent que la commande DTC-Floue-PSO assure une meilleure rapidité, une robustesse accrue face aux perturbations et une stabilité supérieure par rapport aux méthodes conventionnelles, faisant de cette approche une solution pertinente pour les systèmes d'entraînement modernes.

Abstract:

This thesis presents an enhanced control strategy for a three-phase asynchronous motor using Direct Torque Control (DTC). A fuzzy speed controller is incorporated into the classical DTC structure to improve dynamic response accuracy and minimize torque and flux ripples.

To further enhance the fuzzy controller's performance, the Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm is applied to determine optimal tuning parameters. Simulation results demonstrate that the proposed DTC-Fuzzy-PSO method offers faster response, better disturbance rejection, and higher stability than conventional approaches, making it a promising solution for advanced motor control applications.

المخلص:

تهدف هذه المذكرة إلى تحسين أداء القيادة لمحرك غير متزامن ثلاثي الطور باستخدام تقنية التحكم المباشر في العزم (DTC). تم اقتراح دمج منظم غامض للسرعة في بنية DTC التقليدية من أجل زيادة دقة الاستجابة وتقليل التموجات في العزم والمغناطيسية. لتحسين أداء المنظم الغامض، تم تطبيق خوارزمية تحسين سرب الجسيمات (PSO) لتحديد القيم المثلى للمعاملات.

النتائج أظهرت أن الاستراتيجية المقترحة DTC-Floue-PSO توفر استجابة أسرع، وفعالية أكبر في رفض الاضطرابات، واستقراراً أعلى مقارنة بالطرق التقليدية، مما يجعلها حلاً واعداً للتحكم الدقيق في المحركات غير المتزامنة.

LISTE DE ABREVIATIONS

MAS :	Machine Asynchrone
DTC :	Direct Torque Control.
CLF :	Contrôleur Logique Flou.
MLI :	Modulation de Largeur d'Impulsion.
PI :	Proportionnel Intégral.
THD :	Total Harmonique Distorsion.
GTO:	Gate Turn-Off Thyristor.
MOSFET:	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor Subscripts (Indices):
AC:	Alternating Current.
DC:	Direct Current.
FEM:	Force électromotrice.
PI:	Proportional Integral.
PWM:	Pulse with Modulation.
MLI:	Modulation de Largeur d'Impulsions.
DTC:	Direct Torque Control.
FLC:	Fuzzy Logic Control.
FFT:	Fast Fourier Transform.
THD:	Total Harmonics Distorsion.
MFs :	Membership Functions, soit en français "Fonctions d'appartenance".
N :	Négatif.
Z :	Zéro.
P :	Positif.
NP :	Négatif Petit.
NM :	Négatif Moyen.
NG :	Négatif Grand.
ZE :	Zéro.
PP :	Positif Petit.
PM :	Positive Moyen.
PG:	Positive Grand.
PSO:	Particle swarm optimization.

IAE:	(Integral of Absolute Error)
ISE:	(Integral of Squared Error)
ITAE:	(Integral of Time-weighted Absolute Error)

LISTE DE SYMBOLES

Paramètres de modèle :

R_s :	Résistance statorique.
R_r :	Résistance rotorique.
L_s :	Inductance propre d'une phase statorique.
L_r :	Inductance propre d'une phase rotorique.
L_s :	Inductance cyclique statorique.
L_r :	Inductance cyclique rotorique.
M_{rs} :	Inductances cyclique mutuelle entre phases rotoriques et statoriques.
M_{sr} :	Inductances cyclique mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
M :	Inductance cyclique mutuelle maximale entre une phase stator-rotor.
M :	Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.
C_f :	Capacité du filtre.
L_f :	Inductance du filtre.
P :	Nombre de paires de pôles.

Variables électrique et mécanique de la machine asynchrone :

U_0 :	Tension continu à l'entrée de l'onduleur.
U_{dc} :	Tension continu à la sortie de redresseur.
U_m :	Tension composée moyenne.
V_m :	Tension simple moyenne.
U_{red} :	Tension redressée.
I_{red} :	Courant redressé.
V_s :	Tension statorique.
I_s :	Courant statorique.
Φ_s :	Flux statorique.

V_r :	Tension rotorique.
I_r :	Courant rotorique.
Φ_r :	Flux rotorique.
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$:	Deux composantes de tension dans le repère (α, β) .
$\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$:	Deux composantes de flux du rotor dans le repère (α, β) .
$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$:	Deux composantes de flux du stator dans le repère (α, β) .
$I_{r\alpha}, I_{r\beta}$:	Deux composantes du courant du rotor dans le repère (α, β) .
$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$:	Deux composantes du courant du stator dans le repère (α, β) .
θ :	La position absolue entre stator et rotor.
θ_s :	L'angle électrique entre l'axe U et le stator.
θ_r :	L'angle électrique entre l'axe U et le rotor.
C_e :	Couple électromagnétique délivré par la machine.
C_r :	Couple résistant de la charge.
f :	Coefficient des frottements visqueux.
Ω_r :	Vitesse de rotation mécanique.
ω_s :	Pulsation électrique statorique.
ω_r :	Pulsation électrique rotorique.
J :	Moment d'inertie.
f :	Fréquence en Hertz.
g :	Glissement.
N_s :	Vitesse de synchronisme [tr/mn].
Ω_s :	Vitesse de synchronisme [rad/s].
$\sigma = 1 - M^2 / L_r L_s$:	Coefficient de dispersion de Blondel.
$T_r = L_r / R_r$:	Constante de temps rotorique.
$T_s = L_s / R_s$:	Constante de temps statorique.
K_p, K_i :	Le gain proportionnel et intégral de l'estimateur PI.
Indices :	

d, q : Variables exprimées dans le repère fixe biphasé de Park (d, q) tournant à la vitesse asynchrone.

α, β : Variables exprimées dans le repère fixe biphasé (α, β).

Variables de commande et de régulation :

T_e : Période d'échantillonnage.

e : L'erreur entre la consigne et la mesure.

Δe : Variation de l'erreur.

C_{flx} : Contrôleur du flux.

C_{cpl} : Contrôleur du couple.

$\Delta \Phi_s$: Variation du vecteur flux statorique.

ΔC_e : Variation du vecteur couple électromagnétique.

K_{C_e} : Sortie du contrôleur de couple électromagnétique.

K_{Φ} : Sortie du contrôleur de flux statorique.

$T_{abc}, S_{abc}, D_{123}$: L'interrupteur du bras a, b ou c de convertisseur.

Φ : Opérateur d'implication floue spécifique.

$\mu_{A, B, C}(x)$: Fonction d'appartenance d'un élément x à un ensemble flou A, B, C .

d/dt : Opérateur dérivée.

$\vec{x}_i$: position de la particule i .

$\vec{v}_i$: vitesse de la particule i .

$\vec{p}_i$: meilleure position personnelle atteinte par la particule i .

$\vec{g}_i$: meilleure position globale atteinte par l'ensemble de l'essaim.

w : facteur d'inertie, qui contrôle l'impact de la vitesse précédente.

c_1 et c_2 : coefficients d'accélération, qui pondèrent l'influence des composantes cognitive et sociale (généralement ($c_1 = c_2 = 2$)).

r_1 et r_2 : variables aléatoires uniformes dans $[0,1]$.

LISTE DE FIGURES

Figure I.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	17
Figure I.2 Repérage angulaire des systèmes d'axe dans l'espace angulaire.	23
Figure I.3 Alimentation de la Machine asynchrone.	25
Figure I.4 Schéma de l'association machine asynchrone –onduleur de tension.	26
Figure I.5 Schéma équivalent de l'onduleur.....	26
Figure I.6 Principe de la technique MLI.	28
Figure I.7 Schéma de principe de redresseur double alternance.	29
Figure I.8 Représentation l'allure de la tension redressée.	29
Figure I.9 Représentation d'un filtre passe bas.	30
Figure I.10 Tension aux bornes de l'onduleur à $f_p=3\text{kHz}$	31
Figure I.11 Génération d'une MLI naturelle.	31
Figure I.12 Génération d'une MLI naturelle.....	31
Figure I.13 Simulation de l'association convertisseur –machine avec application d'une charge...	32
Figure I.14 Schéma fonctionnel de l'onduleur à MLI.....	32
Figure II.1 Exemple de l'évolution de l'extrémité de $\vec{\Phi}_S$	39
Figure II.2 Choix de vecteur tension.....	40
Figure II.3 Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants.	42
Figure II.4 Correcteur de couple à trois niveaux.....	43
Figure II.5 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.	44
Figure II.6 Schéma bloc de régulation de vitesse avec régulateur PI.	45
Figure II.7 Résultats de simulation de la DTC, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 25 N.m à $t = 0.5 \text{ s}$	46
Figure II.8 Résultats de simulation de la DTC, Teste de variation de vitesse de rotation.....	48
Figure III.1 Intersection de deux fonctions triangulaires	53
Figure III.2 Union de deux fonctions triangulaires	53
Figure III.3 Complément d'une fonction triangulaires.....	54
Figure III.4 Fonction d'appartenance triangulaire	55
Figure III.5 Fonction d'appartenance trapézoïdale	55
Figure III.6 Fonction d'appartenance Gaussienne	56
Figure III.7 Un système d'inférence floue.....	56

LISTES DES FIGURES ET TABLEAUX

Figure III.8 représentations des variables linguistiques	59
Figure III.9 Variables linguistiques floues.	60
Figure III.10 Contrôleur Flou de Vitesse.....	62
Figure III.11 Fonctions avec sept fonctions d'appartenance.....	63
Figure III.12 Structure de la DTC avec régulateur flou de vitesse	65
Figure III.13 Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles.	67
Figure III.14 Contrôleur PI Flou	69
Figure III.15 Schéma de l'Algorithme PSO.....	72
Figure III.16 Résultats de simulation de la PSO_DTC_FLOU.....	73
Figure III.17 comparaison des résultats de simulation.....	75

LISTE DE TABLEAUX

Tableau II.1 La table de commande	43
Tableau III.1 Table de règles du contrôleur flou et calcul de la variation de la commande[X _r]..	64
Tableau III.2 Paramètres à Optimiser.....	70
Tableau III.3 Critiques pour la performance	70
Tableau III.4 Comparaison of performance index	75
Tableau III.5 Comparaison des Stratégies.....	76

SOMMAIRE

Remerciements	I
Dédicace	II
Résumé	II
Abstract:	III
:الملخص	III
LISTE DE ABREVIATIONS	IV
LISTE DE SYMBOLES	V
LISTE DE FIGURES	VIII
LISTE DE TABLEAUX	IX
SOMMAIRE	X
Introduction générale.....	13
chapiter I :	15
I.1 Introduction	16
I.2 Modélisation de l'association MAS-onduleur de tension.....	16
I.2.1 Équations générales de la machine asynchrone triphasée.....	18
I.2.2 Transformation de PARK	20
I.3 Choix du repère	22
I.3.1 Equation de tension de la machine dans le référentiel liée au stator (α, β)	23
I.3.2 Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β).....	23
I.4 Modélisation de l'association Onduleur-Machine.....	24
I.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension	25
I.4.2 Modélisation du redresseur	28
I.5 Résultats de simulation.....	32
I.6 Conclusion.....	34
chapiter II :	35
II.1 Introduction	36
II.2 Principe de La Commande DTC	36
II.3 Algorithme de commande directe du couple.....	37
II.4 Principes Généraux du Contrôle Vectoriel de Couple	37
II.5 Contrôle du Flux Statorique	38
II.6 Présentation de La Structure du Contrôle.....	39
II.6.1 Estimation du flux statorique	40
II.6.2 Estimation du couple électromagnétique	41
II.6.3 Elaboration du vecteur de commande	41
II.6.3.1 Correcteur du flux.....	41

SOMMAIRE

II.6.3.2	Correcteur du couple à deux niveaux.....	42
II.6.3.3	Correcteur du couple à trois niveaux	42
II.7	Elaboration de la table de commande.....	43
II.8	Structure Générale du Contrôle Direct du Couple.....	44
II.9	Réglage de la vitesse de la MASDE	44
II.10	Résultats de simulation	45
II.10.1	Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	46
II.10.2	Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse	48
II.11	Conclusion	49
chapiter III :		50
III.1	Introduction.....	51
III.2	Commande directe du couple avec un régulateur de vitesse flou	52
III.2.1	Principes de base de la logique floue	52
III.2.2	Ensembles flous :	52
III.2.2.1	Définition	52
III.2.2.2	Opérations sur les Ensembles Flous	53
III.3	Fonctions d'appartenance	54
III.3.1	Formes de fonction d'appartenance	54
III.3.1.1	La fonction triangulaire.....	54
III.3.1.2	La fonction trapézoïdale	55
III.3.1.3	La fonction gaussienne	55
III.4	Système flou (Fuzzy Inference System – FIS)	56
III.4.1	Fuzzification.....	57
III.4.1.1	Méthode des centroïdes.....	57
III.4.1.2	La méthode de Moyenne des maximas	57
III.4.1.3	La méthode de premier des maximas.....	57
III.4.1.4	La méthode de dernier des maximas.....	57
III.4.1.5	La méthode de la Moyenne pondérée	58
III.4.2	Notion de règle linguistique	58
III.4.2.1	Ensemble flou et variables linguistiques.....	58
III.4.2.2	Les Règles Floues	59
III.4.3	Moteur d'inférence.....	60
III.4.3.1	Méthode de Mamdani	60
III.4.3.2	Méthode de Takagi-Sugeno	60
III.4.4	Défuzzification	61
III.5	Entre contrôleur Flou et contrôleur classique	61
III.5.1	Intégration du PI flou direct dans un système DTC pour moteur asynchrone	62

III.5.2	Architecture d'un régulateur PI flou direct	62
III.5.2.1	Fuzzification	63
III.5.2.2	Moteur d'inférence (base de règles).....	63
III.5.2.3	Défuzzification.....	65
III.6	Optimisation par Essaims de Particules (PSO) pour le Réglage des Contrôleurs PI et Flou 66	
III.6.1	Introduction à l'Optimisation par Essaims de Particules (PSO)	66
III.6.2	Principe de Base du PSO.....	67
III.6.3	Formules de mise à jour	67
III.6.3.1	Mise à jour de la Vitesse.....	67
III.6.3.2	Mise à jour de la Position.....	67
III.6.4	Application de PSO à l'optimisation des paramètres des régulateurs PI et PI flous..	68
III.6.4.1	Optimisation du contrôleur PI flou (Fuzzy PI)	68
III.6.4.1.A	Paramètres des Fonctions d'Appartenance (MFs - Membership Functions).....	68
III.6.4.1.B	Gains de Sortie (Facteurs d'Échelle)	69
III.6.4.1.C	Schéma du Contrôleur Flou avec Paramètres Optimisables	69
III.6.4.1.D	Paramètres à Optimiser par PSO	70
III.6.4.1.E	Gains d'Échelle (Critiques pour la performance).....	70
III.6.4.1.F	Fonctions d'Appartenance (MFs)	70
III.6.5	Optimisation par PSO : Étapes Clés.....	70
III.7	Mise en Œuvre et Résultats.....	72
III.7.1	Schéma de l'Algorithme PSO.....	72
III.7.2	Résultats de simulation DTC_FLOU optimisé par PSO.....	73
III.7.3	Comparaison entre DTC_PI , DTC_PI_PSO et DTC_FLOU_PSO	75
III.8	Conclusion	77
	CONCLUSION GENERALE	78
	ANNEXE.....	80
	BIBLIOGRAPHIE	80

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Dans un contexte industriel en constante évolution, les exigences en matière de performance, de robustesse et d'adaptabilité des systèmes de commande sont de plus en plus élevées, en particulier pour les machines électriques. Le moteur asynchrone (MAS) s'impose comme l'un des actionneurs les plus utilisés dans les applications industrielles en raison de sa simplicité, sa robustesse, sa fiabilité et son coût relativement faible. Toutefois, la commande efficace de ce type de moteur reste complexe, en raison de son comportement fortement non linéaire, du couplage entre le flux et le couple, ainsi que de sa sensibilité aux perturbations externes telles que les variations de charge ou de paramètres.

La Commande Directe du Couple (DTC) constitue une alternative performante aux méthodes vectorielles classiques, offrant une dynamique de réponse rapide et une structure de commande relativement simple [1]. Néanmoins, les stratégies DTC traditionnelles reposant sur des régulateurs PI classiques présentent plusieurs limitations : imprécision en régime permanent, mauvaise réjection des perturbations, et présence d'ondulations significatives dans le couple électromagnétique [2].

Pour remédier à ces inconvénients, ce mémoire propose une approche hybride basée sur l'intégration de la logique floue et de l'optimisation par essais particuliers (PSO) dans le cadre de la commande DTC. Cette combinaison vise à tirer parti de la capacité adaptative et heuristique des régulateurs flous, tout en exploitant la puissance des métaheuristiques pour l'optimisation automatique des paramètres du contrôleur (gains, fonctions d'appartenance, règles). En effet, les contrôleurs flous traditionnels nécessitent un réglage empirique souvent fastidieux, tandis que les méthodes classiques comme Ziegler-Nichols ou les essais-erreurs peinent à garantir des performances optimales, notamment dans des environnements dynamiques.

La problématique principale que nous abordons est la suivante :

Comment concevoir un régulateur de vitesse PI flou optimisé pour la commande DTC d'un MAS, capable d'améliorer la précision, la rapidité et la robustesse du système, tout en réduisant les ondulations de couple ?

Dans cette optique, les objectifs du présent mémoire sont les suivants :

1. Concevoir une architecture de régulateur PI flou dont les paramètres sont optimisés à l'aide de l'algorithme PSO, pour une intégration dans un système de commande DTC.

2. Évaluer les performances de cette approche par rapport à deux configurations de référence : un régulateur PI classique et un PI optimisé par PSO, à l'aide de critères de performance tels que l'IAE, l'ISE et l'ITAE.
3. Vérifier la robustesse du système face aux variations paramétriques et aux perturbations mécaniques.

Les contributions majeures de ce travail sont :

- L'optimisation systématique des paramètres du régulateur PI flou (gains et fonctions d'appartenance) via l'algorithme PSO.
- Une étude comparative détaillée entre trois stratégies de commande : DTC avec PI classique, DTC avec PI optimisé par PSO, et DTC avec PI flou optimisé par PSO.

L'organisation du mémoire est la suivante :

- **Chapitre 1 :** Modélisation et simulation du moteur asynchrone.
- **Chapitre 2 :** Commande DTC avec un régulateur PI classique, illustré par des simulations sous MATLAB/Simulink, suivies d'une analyse critique des résultats.
- **Chapitre 3 :** Ce chapitre traite la théorie de la logique floue, la conception d'un régulateur de vitesse de type pi flou, le PSO et son application pour optimiser les régulateurs utilisés (PI et PI flou), suivies d'une analyse des résultats de simulation et une comparaison entre les différents techniques (DTC_PI, DTC_PI_PSO et DTC_PI_Flou_PSO).
- Chaque chapitre est illustré par des simulations sous MATLAB/Simulink, suivies d'une analyse critique des résultats.

Le mémoire se conclut par une synthèse des résultats obtenus et des perspectives de recherche.

chapiter I :

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone, également appelé moteur à induction, constitue actuellement le type de moteur électrique le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui lui confère une structure simple et robuste, facile à construire et à entretenir. Sa gamme de puissance s'étend de quelques watts à plusieurs mégawatts, ce qui le rend adaptable à de nombreuses applications.

Lorsqu'il est directement relié au réseau industriel à tension et fréquence constantes, le moteur asynchrone tourne à une vitesse variable légèrement inférieure à la vitesse synchrone. Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. De plus, le moteur asynchrone permet également la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et son utilisation dans ce domaine ne cesse de croître grâce aux avancées technologiques en électronique de puissance.

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, économique et de construction simple. Cependant, cette simplicité structurelle s'accompagne d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Sa dynamique est fortement non linéaire et couplée, avec des paramètres qui varient au cours du temps. Par exemple, les constantes de temps rotorique et statorique varient considérablement avec la température, ce qui rend la synthèse de la commande particulièrement difficile.

La modélisation de la machine asynchrone représente donc une phase indispensable dans son étude. Elle consiste à établir, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine d'une manière à la fois synthétique et claire, proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation constitue une aide précieuse pour le calcul et la conception de certaines commandes [3].

Ce chapitre traitera de la modélisation de la machine asynchrone, basée sur la transformation de Park, associée à une alimentation constituée d'un onduleur de tension triphasé. Le modèle complet de la machine asynchrone en tension sera simulé en utilisant le logiciel « SIMULINK » sous l'environnement « MATLAB », dont les paramètres sont détaillés en annexe.

I.2 Modélisation de l'association MAS-onduleur de tension

Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone (MAS) en vue de sa commande, il convient de rappeler brièvement les hypothèses simplificatrices, retenues pour cette étude. L'analyse de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte des hypothèses simplificatrices suivantes [3] :

- Entrefer constant ;
- Effet d'encoche négligé ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- Influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques non prise en compte.

Ces hypothèses entraînent plusieurs conséquences importantes, notamment :

- L'association linéaire du flux ;
- La constance des inductances propres ;
- L'invariance des résistances statoriques et rotoriques ;
- La variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

La représentation schématique de la machine asynchrone dans l'espace électrique est illustrée sur la figure (I.1). Elle est constituée de six enroulements répartis comme suit :

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques également décalés dans l'espace de 120° .

Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

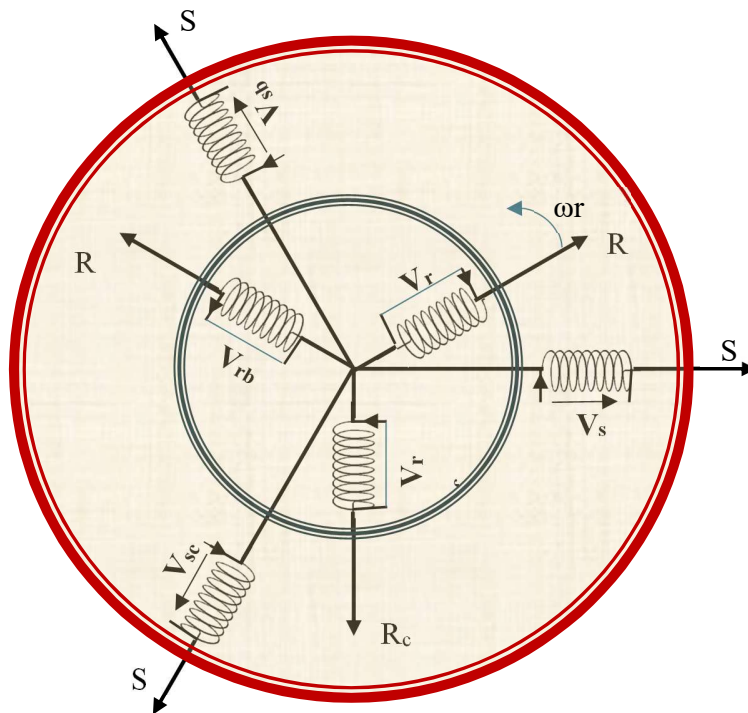


Figure I.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Dans ces conditions, en considérant que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor, trois types d'équations traduisent son comportement :

- Les équations électriques
- Les équations magnétiques
- L'équation mécanique

Le modèle de la machine asynchrone décrit le comportement dynamique des différentes grandeurs concernées par le système de contrôle (couple électromagnétique, flux magnétique, courants, tensions, etc.) [3].

Pour simplifier les équations, nous supposons la machine triphasée au stator et au rotor, et bipolaire.

I.2.1 Équations générales de la machine asynchrone triphasée

a) Équations électriques

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\begin{aligned} \text{❖ Stator} \quad \begin{aligned} V_{sa} &= R_s I_{sa} + \frac{d\Phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} &= R_s I_{sb} + \frac{d\Phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} &= R_s I_{sc} + \frac{d\Phi_{sc}}{dt} \end{aligned} \end{aligned} \quad (I.1)$$

$$\begin{aligned} \text{❖ Rotor} \quad \begin{aligned} V_{ra} &= 0 = R_r I_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} &= 0 = R_r I_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} &= 0 = R_r I_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{aligned} \end{aligned} \quad (I.2)$$

[V] : Vecteur tension ;

[I] : Vecteur courant ;

[Φ] : Vecteur flux statorique ;

[R] : Matrice résistance.

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\text{Stator:} \quad [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt}$$

$$\text{Rotor:} \quad [V_r] = 0 = [R_r][i_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt}$$

b) Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices mentionnées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone. Ces relations s'écrivent matriciellement comme suit [3] :

Pour le stator :

$$[\Phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$[\Phi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (I.4)$$

Avec :

$[L_s]$, $[L_r]$: représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique.

$[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$: matrice des inductances mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

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

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

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

θ : La position absolue entre stator et rotor;

I_s , I_r : Inductance propre du stator et du rotor, respectivement ;

M : Inductance mutuelle maximale entre une phase stator-rotor.

Finalement les équations de tensions deviennent :

Pour le stator :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} \quad (I.8)$$

Pour le rotor:

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{rabc}] + [M_{sr}][i_{sabc}] \} \quad (I.9)$$

c) Equation mécanique

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (I.10)$$

Avec :

C_e : Couple électromagnétique délivré par la machine ;

C_r : Couple résistant de la charge ;

f : Coefficient des frottements visqueux ;

$\Omega_r = \frac{\omega}{p}$: Vitesse de rotation mécanique ;

p : Nombre de paires de pôles.

I.2.2 Transformation de PARK

La transformation de Park, proposée pour la première fois par Robert H. Park en 1929, est un outil mathématique fondamental en électrotechnique, particulièrement pour l'étude des moteurs alternatifs en régime dynamique et pour la commande vectorielle. En 2000, cet article a été classé comme la deuxième publication ayant eu le plus d'influence dans le monde de l'électronique de puissance au XXe siècle.

Cette transformation permet de transformer trois quantités alternatives (système triphasé) en deux quantités continues, ce qui simplifie considérablement la résolution des équations différentielles décrivant le comportement de la machine. Elle est souvent définie par la matrice normalisée [P] comme suit [2] :

La transformation de Park est souvent définie par la matrice normalisée [p] comme suit [4]

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} X_U \\ X_W \\ X_O \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Où $[X_{abc}]$ représente une grandeur quelconque (tension, courant ou flux).

Géométriquement, la transformation de Park peut être vue comme une combinaison de rotations dans un espace tridimensionnel. Elle commence par une transformation de Clarke (ou Concordia) qui effectue un changement de repère du système triphasé (a, b, c) vers un système diphasé orthogonal (α , β) plus une composante homopolaire. Ensuite, une rotation supplémentaire d'angle θ est appliquée pour obtenir le repère (d, q, o).

Cette rotation supplémentaire est particulièrement intéressante car elle permet de faire tourner le repère à la vitesse du rotor de la machine. Ainsi, le repère de Clarke est fixé au stator, tandis que celui de Park est fixé au rotor, ce qui simplifie considérablement les équations électromagnétiques.

L'équation (I.1) et (I.2) de la machine peuvent être reformulées par :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \quad (I.13)$$

En utilisant l'équation (I.1) on aboutit à :

$$[P]^{-1}[V_{UWO}] = [R_s][P]^{-1}[I_{UWO}] + \frac{d}{dt}[P]^{-1}[\Phi_{UWO}] \quad (I.14)$$

Soit en multipliant par la matrice $[P]$:

$$[V_{UWO}] = [R_s][I_{UWO}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{UWO}] + [P]\left[\frac{d}{dt}[P]^{-1}\right][\Phi_{UWO}] \quad (I.15)$$

On obtient finalement un système de PARK qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{SU} \\ V_{SW} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \omega_s & M \frac{d}{dt} & -M \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & M \omega_s & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -M \omega_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r \omega_r \\ M \omega_r & M \frac{d}{dt} & L_r \omega_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Su} \\ i_{Sw} \\ i_{Ru} \\ i_{Rw} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Dont les flux correspondent à :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sU} \\ \Phi_{sW} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sU} \\ i_{sW} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rU} \\ \Phi_{rW} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rU} \\ i_{rW} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Avec :

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s \\ L_r &= l_r - M_r \\ M &= \frac{3}{2} M_{sr} \end{aligned} \quad (\text{I.19})$$

L_s : Inductance cyclique propre du stator ;

L_r : Inductance cyclique propre du rotor ;

M_s : Inductance cyclique mutuelle du stator ;

M_r : Inductance cyclique mutuelle du rotor ;

M : Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor ;

l_s : Inductance propre d'une phase statorique ;

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique ;

d/dt : Opérateur dérivée.

Le couple de la machine est donné par l'équation :

$$C_e = \frac{pM_{sr}}{L_r} (\Phi_{rd}I_{sq} - \Phi_{rq}I_{sd}) \quad (\text{I.20})$$

p : Nombre de paires de pôles.

I.3 Choix du repère

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (U, W) qui fait un angle électrique θ_{obs} avec le stator et qui fait également un angle électrique θ avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs. Ce repère est donc arbitraire, comme illustré sur la figure (I.2).

Le repère de Park peut être orienté de différentes manières selon l'application visée. Il existe trois choix principaux pour fixer ce repère :

On peut fixer le repère (U, W) au:

- **Au stator**, repère (α, β) : $\theta_{\text{obs}} = 0$, donc $\omega_{\text{obs}} = 0$
- **Au champ tournant**, repère (d, q) : $\theta_{\text{obs}} = \theta_s$, donc $\omega_{\text{obs}} = \omega_s$
- **Au rotor**, repère (x, y) : $\theta_{\text{obs}} = \theta_r$, donc $\omega_{\text{obs}} = \omega_r$

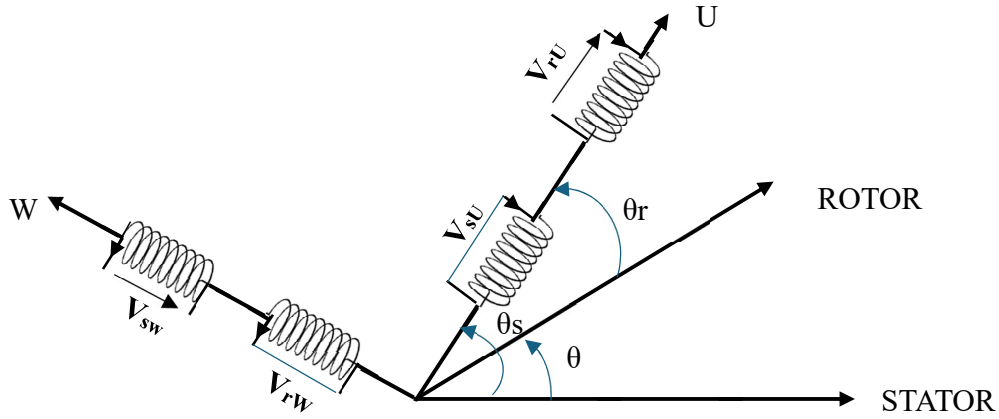


Figure I.2 Repérage angulaire des systèmes d'axe dans l'espace angulaire.

I.3.1 Equation de tension de la machine dans le référentiel liée au stator (α, β)

Dans ce cas le système d'équations (1.15) s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

I.3.2 Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β)

La représentation d'état des équations (1.21) est donnée sous la forme matricielle suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}) & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Avec :

$\sigma = \frac{M^2}{L_r L_s}$: Coefficient de dispersion de blondel ;

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

$\omega_r = p\Omega_r$: Pulsation mécanique du rotor, et p étant le nombre de paires de pôles.

I.4 Modélisation de l'association Onduleur-Machine

Le réglage de la vitesse du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour disposer des moyens nécessaires à cette action, il faut une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglables en valeur instantanée.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Son principe de fonctionnement repose sur le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, on démontre que chaque groupe transistor-diode, assemblé en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras) bi-commandable (commandé à l'ouverture et à la fermeture). Chaque demi-bras possède son complémentaire.

On distingue plusieurs types d'onduleurs selon différents critères :

- Selon la source :
 - onduleurs de tension ;
 - onduleurs de courant ;
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc....) ;
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc...).

Les avantages de l'association des machines asynchrones avec des convertisseurs statiques sont nombreux :

- Variation de l'amplitude de la tension d'alimentation de la machine.
- Variation de la vitesse de synchronisme par la variation de la fréquence du convertisseur.
- Autopilotage de la fréquence du convertisseur par le capteur de position.

Dans notre cas, l'alimentation est un convertisseur constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur de tension type modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

La M.L.I est une méthode qui présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

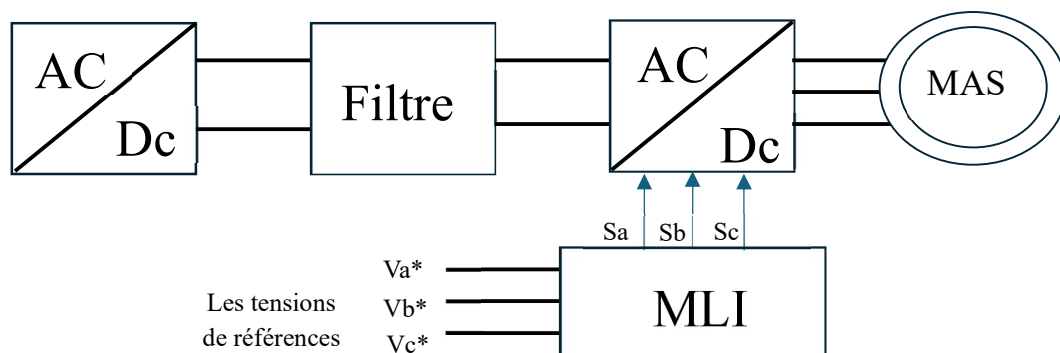


Figure I.3 Alimentation de la Machine asynchrone.

I.4.1 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension alimente la machine asynchrone peut être idéalement représenté selon la figure (I.4), où T_i et T'_i ($i=a, b, c$) sont des transistors MOSFET, S_i ($i=a, b, c$) sont les commandes logiques telle que :

- $S_i = 1$, l'interrupteur T_i est passant et T'_i est ouvert.
- $S_i = 0$, l'interrupteur T_i est ouvert et T'_i est passant.

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, le convertisseur coté machine est un onduleur de tension triphasé.

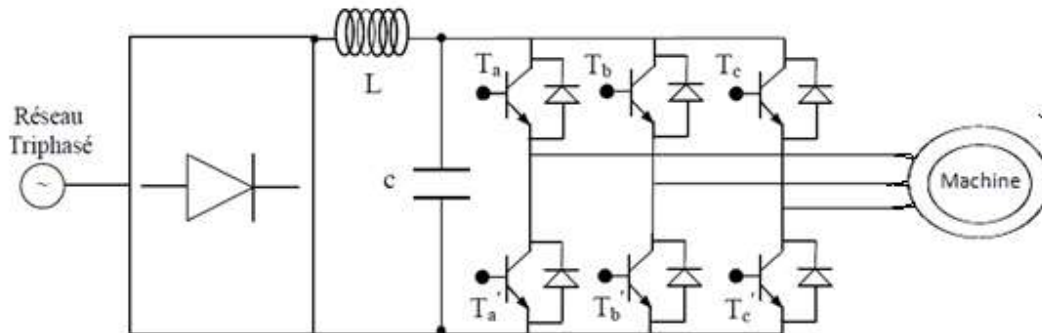


Figure I.4 Schéma de l'association machine asynchrone – onduleur de tension.

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de F.E.M égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté (o). L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération, Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions comme [5].

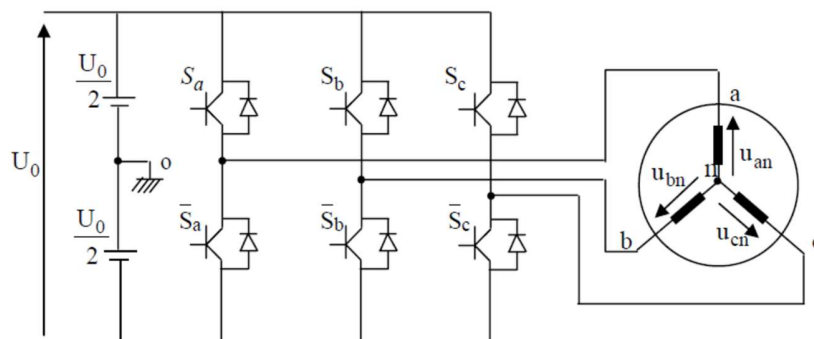


Figure I.5 Schéma équivalent de l'onduleur.

La machine asynchrone est connectée en étoile. U_0 est la tension continue alimentant l'onduleur de tension.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé ;

Pour les tensions composées :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (I.23)$$

u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur

Soit « n » l'indice du point neutre du coté alternatif.

Donc :

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (I.24)$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la machine et le point fictif d'indice « o » [5].

Sachant que la charge est équilibrée et que le neutre est isolé alors :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (I.25)$$

- La substitution de (I.25) dans (I.26) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (I.26)$$

En remplaçant (I.25) dans (I.27), on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (I.27)$$

Donc:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_0}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_0}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (I.28)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la largeur d'impulsion (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions hachées à fréquence fixe évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé porteuse, ces tensions sont modulées en largeur d'impulsion afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué.

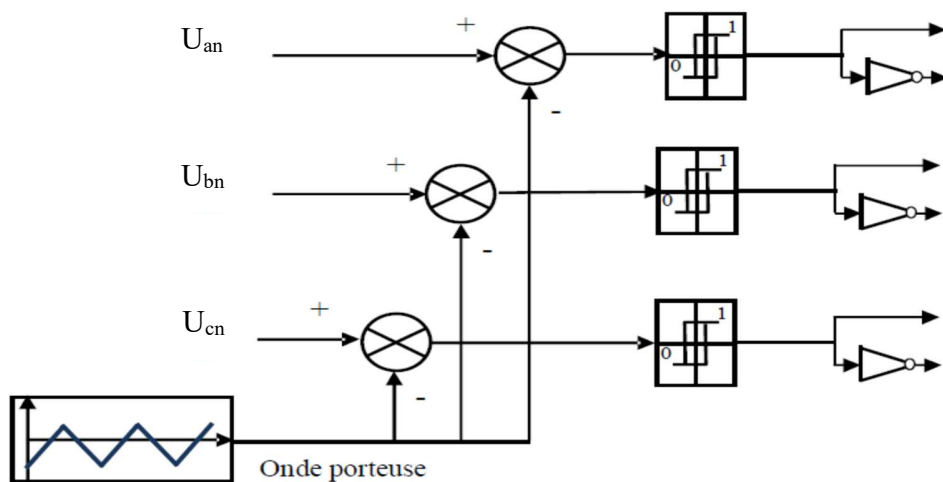


Figure I.6 Principe de la technique MLI.

I.4.2 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue », cette conversion d'énergie électrique permet de disposer une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la figure (I.7)

Le secondaire du transformateur est couplé en étoile, il est connecté à deux groupes de diodes : un commutateur à cathode commune (D_1 , D_2 , D_3) et un commutateur à anode commune (D_1' , D_2' , D_3').

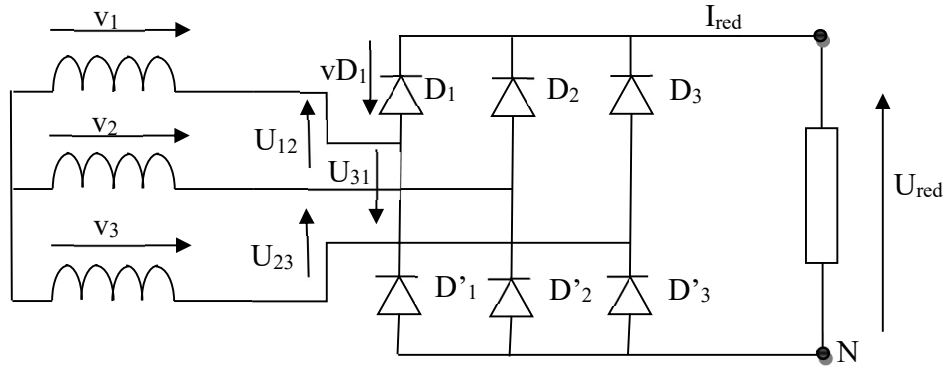


Figure I.7 Schéma de principe de redresseur double alternance.

Les tensions $v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$ sont les tensions simples d'une source triphasée équilibré :

$$\begin{cases} v_1(t) = v_m \sin(\omega t) \\ v_2(t) = v_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ v_3(t) = v_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (I.30)$$

Les tensions $U_{12}(t)$, $U_{23}(t)$, $U_{31}(t)$ sont les tensions composées de cette source avec

$$\begin{cases} U_{12}(t) = v_1(t) - v_2(t) = U_m \sin(\omega t + \pi/6) \\ U_{23}(t) = v_2(t) - v_3(t) = U_m \sin(\omega t - \pi/2) \\ U_{31}(t) = v_3(t) - v_1(t) = U_m \sin(\omega t + 5\pi/6) \end{cases} \quad (I.31)$$

Sur la figure (I.8), on a représenté l'allure de la tension redressée U_{red} .

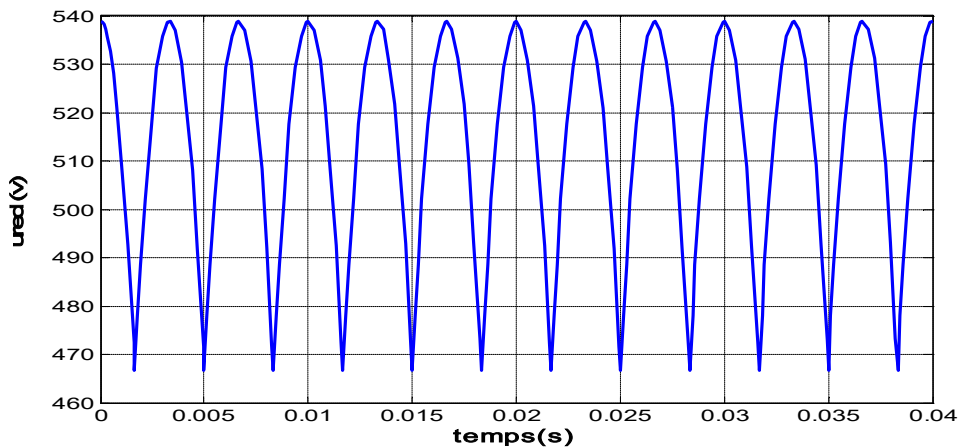


Figure I.8 Représentation l'allure de la tension redressée.

si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_{red} = \text{Max}(U_a(t), U_b(t), U_c(t)) - \text{Min}(U_a(t), U_b(t), U_c(t))$$

1.4.3 Modélisation du filtre

On utilise un filtre passe bas pour éliminer les hautes fréquences. Ce filtre est schématisé dans figure suivante :

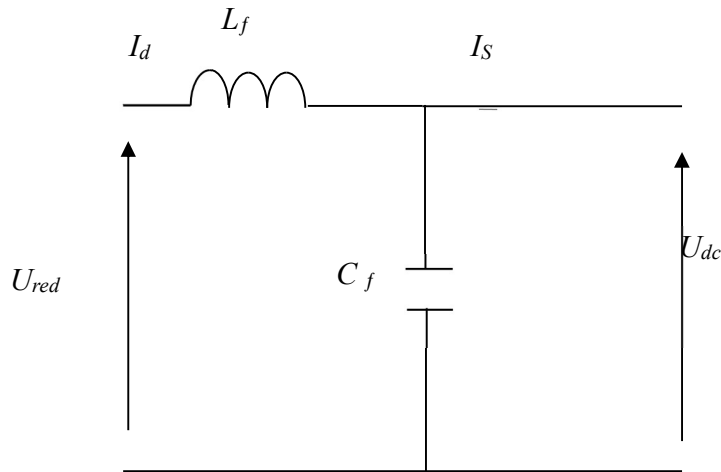


Figure I.9 Représentation d'un filtre passe bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{dI_d}{dt}(t) + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}}{dt}(t) = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (I.32)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (I.33)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (I.34)$$

1.4.4 Résultats de simulation d'un onduleur

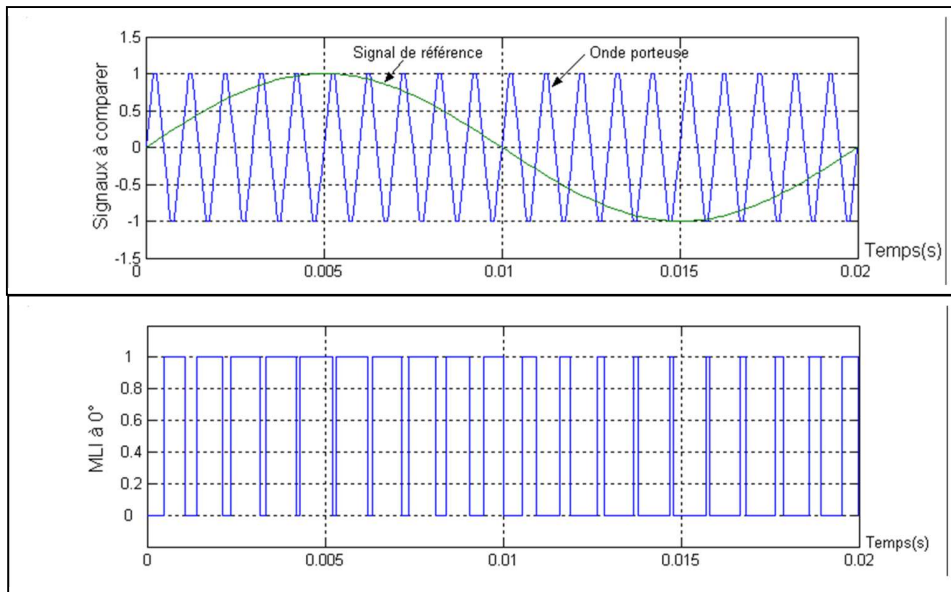


Figure I.11 Génération d'une MLI naturelle.

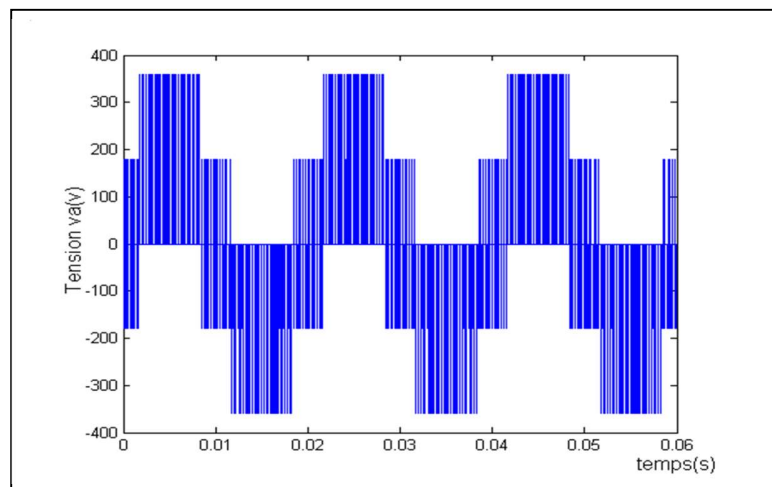


Figure I.10 Tension aux bornes de l'onduleur à $f_p=3\text{kHz}$.

Un onduleur de tension triphasé à commande MLI, donne donc pour trois ondes de référence sinusoïdales, trois ondes de tension dont les fondamentaux se rapprochent le plus de références avec facteur de proportionnalité des amplitudes G_o , on peut donc modéliser l'onduleur à MLI comme un gain pur G_o entre les tensions références dans le repère de Park et les tensions triphasées réelles écrite dans le même repère.

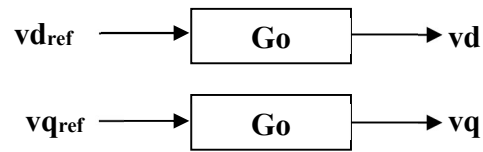


Figure I.14 Schéma fonctionnel de l'onduleur à MLI.

I.5 Résultats de simulation

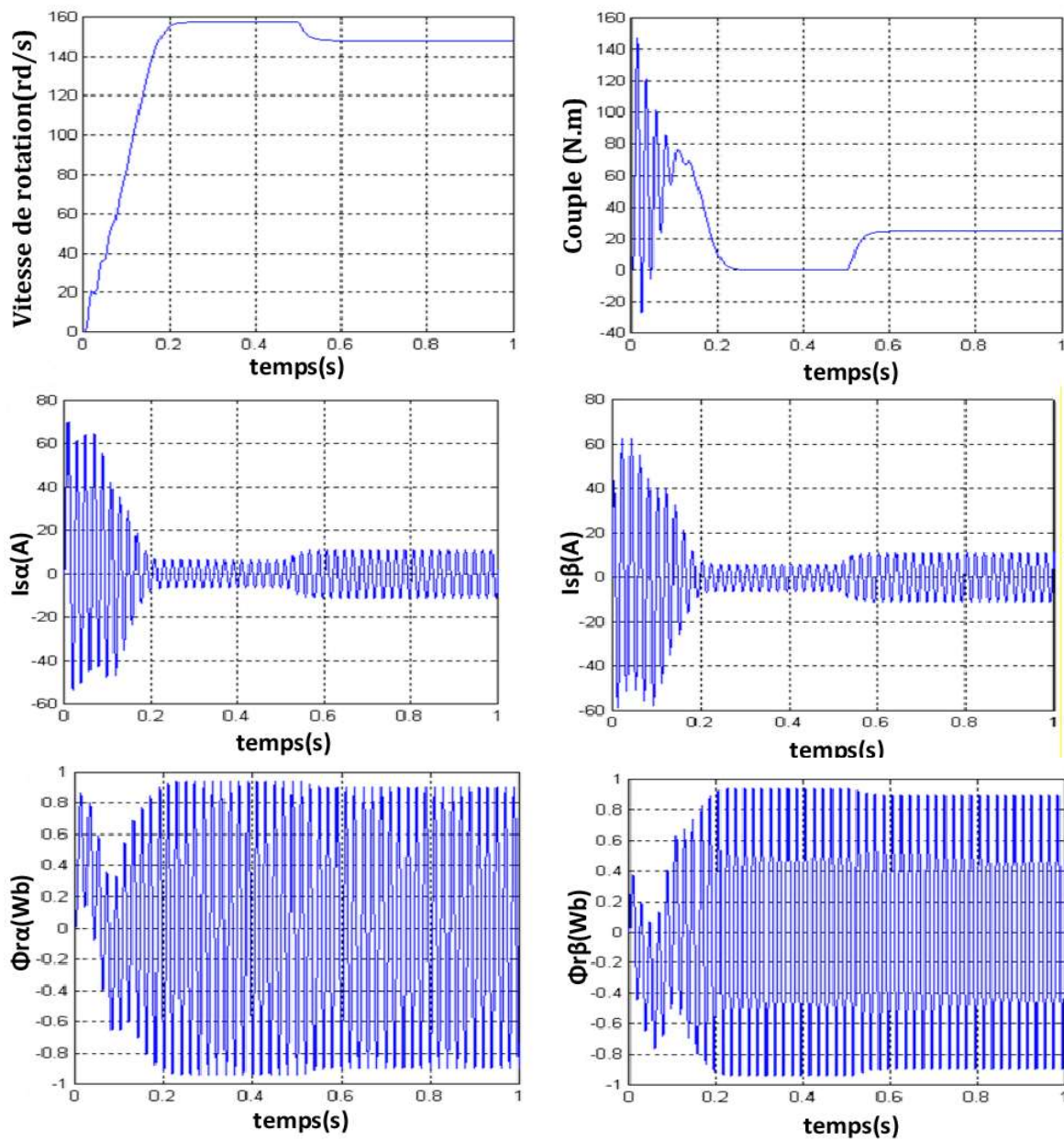


Figure I.13 Simulation de l'association convertisseur – machine avec application d'une charge.

- **Interprétation des résultats de simulation**

a) Fonctionnement à vide

La courbe de vitesse révèle des oscillations au démarrage, accompagnées d'une augmentation quasi linéaire. Après environ 0,2 seconde, la vitesse se stabilise autour de 157 rad/s, ce qui correspond à une machine à deux paires de pôles.

Le couple électromagnétique, quant à lui, présente une impulsion marquée au début, suivie d'une décroissance progressive vers zéro, caractéristique d'un fonctionnement sans charge.

Les courants statoriques montrent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale atteignant 70 A durant les 200 premières millisecondes, avant de diminuer progressivement jusqu'à environ 10 A.

Le flux rotorique présente initialement de légers dépassements, qui s'atténuent rapidement après quelques alternances, pour adopter une forme sinusoïdale stable à amplitude constante.

b) Fonctionnement en charge

À l'instant $t = 0,5$ s, un couple résistant de 25 N.m est appliqué à l'arbre de la machine asynchrone. On observe alors que :

- Le couple électromagnétique atteint, après une phase transitoire, une valeur qui compense exactement le couple résistant appliqué (25 N.m).
- Le flux diminue durant cette phase, traduisant une forte interdépendance entre le flux et le couple développé.
- Les courants statoriques augmentent proportionnellement à la charge imposée, confirmant l'adaptation du système aux conditions de fonctionnement.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaboré le modèle dynamique en régime triphasé de la machine asynchrone. L'introduction de la transformation de Park nous a permis de linéariser ce modèle, le rendant ainsi plus accessible à l'analyse et à l'étude.

Le modèle simulé de la machine a été construit en passant du système triphasé réel à un système biphasé équivalent selon la transformation de Concordia. Cette modélisation nous a permis de vérifier les résultats théoriques classiques liés à la machine asynchrone, tout en analysant sa réponse dynamique dans différentes situations de fonctionnement.

En conclusion, les résultats de simulation offrent une compréhension claire du comportement électrique de la machine asynchrone. Il ressort notamment qu'en présence d'une charge, la vitesse de rotation diminue de manière significative. Ce constat met en évidence l'importance d'un contrôle de vitesse efficace, surtout dans les applications industrielles nécessitant une vitesse constante indépendamment des variations de charge.

Afin d'améliorer les performances statiques et dynamiques du système, une stratégie de commande par DTC (Direct Torque Control) sera mise en œuvre et analysée dans le chapitre suivant.

chapter II :

Commande directe de couple de la machine asynchrone

II.1 Introduction

La technique de la commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) a été introduite en 1985 par Takahashi [1]. Depuis, elle a fait l'objet de nombreuses recherches qui ont permis d'élaborer des modèles rigoureux et d'approfondir la compréhension de ses principes fondamentaux. Le DTC se distingue par sa capacité à estimer le flux statorique et le couple électromagnétique directement à partir des mesures des courants statoriques, sans recours à des capteurs mécaniques, ce qui en fait une méthode particulièrement robuste et économique.

Contrairement aux approches traditionnelles basées sur la modulation de largeur d'impulsion (PWM), la commande directe du couple agit directement sur les états de commutation de l'onduleur, elle sélectionne en temps réel les vecteurs de tension appropriés en fonction des valeurs instantanées du flux et du couple, afin d'assurer leur suivi précis selon les consignes. Ainsi, les changements d'état des interrupteurs sont directement corrélés à l'évolution dynamique de l'état électromagnétique de la machine, ce qui permet une réponse rapide et un contrôle précis.

L'objectif principal de cette commande est d'orienter le vecteur de flux statorique dans la direction souhaitée, déterminée par les consignes de fonctionnement, afin d'obtenir la réponse dynamique souhaitée en termes de couple et de vitesse.

Dans ce chapitre, nous présenterons le principe de fonctionnement de la commande directe du couple appliquée à une machine asynchrone (MAS), ainsi que les résultats de simulation illustrant les performances de cette méthode.

II.1 Commande directe du couple (DTC)

L'objectif fondamental de la commande directe du couple (DTC) est d'assurer une régulation rapide et précise du couple électromagnétique de la machine asynchrone, en agissant directement sur les vecteurs de tension appliqués par l'onduleur. Le choix de ces vecteurs détermine l'état de fonctionnement de l'onduleur à chaque instant. Les grandeurs principales soumises au contrôle sont le flux statorique et le couple électromagnétique, lesquels sont généralement régulés à l'aide de comparateurs à hystérésis [6].

Le rôle de ces régulateurs à hystérésis consiste à maintenir les valeurs du flux statorique et du couple à l'intérieur de bandes de tolérance prédéfinies, appelées bandes d'hystérésis. Lorsque l'une de ces grandeurs franchit les limites imposées, la logique de commande détermine le vecteur de tension optimal à appliquer, de manière à corriger l'écart et ramener la variable contrôlée dans sa bande autorisée.

Ce mécanisme de régulation permet au système DTC d'offrir une réponse dynamique rapide, sans nécessiter de transformation complexe des références ou de régulateurs de courant comme dans les stratégies vectorielles classiques.

II.2 Algorithme de commande directe du couple

La DTC est basée sur l'algorithme suivant [7] :

- 1- Diviser Le domaine temporel en T_e périodes de l'ordre de dizaines de μ_s
- 2- A chaque instant on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MASDE
- 3- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique (équations II.8 et II.9).
- 4- Estimation du couple électromagnétique par l'équation (II.1), on doit estimer le flux statorique et mesurer les courants de lignes
- 5- Introduction de l'écart $\Delta\Phi_s$, entre le flux de référence Φ_s^* et le flux estimé $\hat{\Phi}_s$ en module, dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux,
- 6- Utiliser un comparateur à hystérésis à trois niveaux, pour normaliser l'erreur de couple.
- 7- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique basée sur les erreurs du flux et du couple et selon la position (angle) du vecteur flux.

II.3 Principes Généraux du Contrôle Vectoriel de Couple

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état, sa présentation dans le référentiel statorique (α, β), est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (II.2)$$

A partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\Phi}_s \right) \quad (II.3)$$

Avec : (coefficient de dispersion).

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \text{ Les équations deviennent :}$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \bar{\Phi}_s \end{cases} \quad (II.4)$$

Avec la constante de temps rotorique de la machine définie comme : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces relations montrent que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\overline{\Phi_s}$ à partir du vecteur $\overline{V_s}$ à la chute de tension $R_s \overline{i_s}$ près.
- Le flux $\overline{\Phi_r}$ suit les variations de $\overline{\Phi_s}$ avec un petit retard causé par la constante de temps σT_r . Le rotor agit comme un « filtre de constante de temps σT_r » entre les flux $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$.

En régime permanent la deuxième équation de (2.3) décrit :

$$\overline{\Phi_r} = \frac{M}{L_s} \frac{1}{1 + j\omega_s \sigma T_r} \overline{\Phi_s} \quad (\text{II.5})$$

En posant $\lambda = \angle \overline{\Phi_s} \wedge \overline{\Phi_r}$ l'angle entre les vecteurs flux, le couple s'exprime par :

$$C_e = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin(\lambda) \quad (\text{II.6})$$

Le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$ de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi_s}$ (à partir de $\overline{V_s}$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative du $\overline{\Phi_r}$ et donc le couple.

Ceci n'est bien sûr possible que si la période de commande T_e de la tension V_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$

II.4 Contrôle du Flux Statorique

On se place dans le repère lié au stator de la machine, le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante, [6], [7] :

$$\overline{\Phi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{i_s}) dt \quad (\text{II.7})$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionnée est toujours le même, d'où :

$$\overline{\Phi_s}(t) = \overline{\Phi_s}(0) + \overline{V_s}(t) \int_0^t (-R_s \overline{i_s}) dt \quad (\text{II.8})$$

Avec : la résistance R_s étant considérée comme constante au cours du temps.

Si, pour simplifier, on considère la chute de tension $R_s \bar{i}_s$ comme négligeable devant la tension $\bar{V}_s$, on constate alors que sur un intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur $\bar{V}_s$ sélectionné pendant T_e [7].

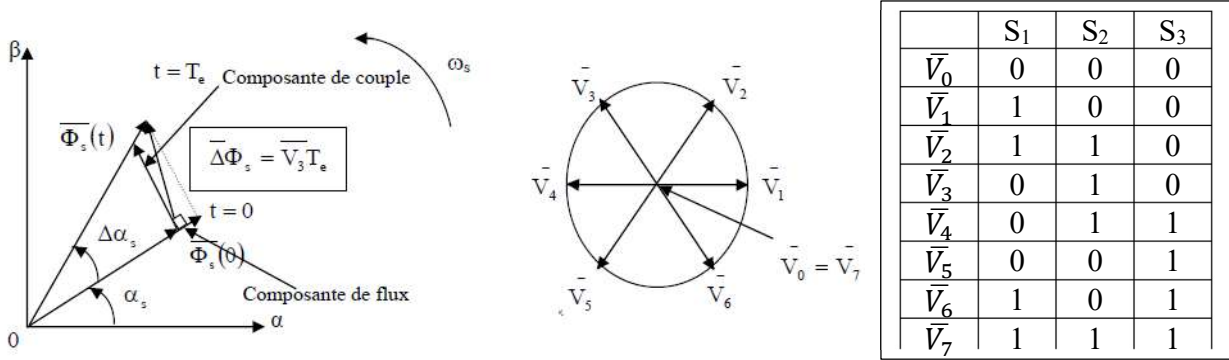


Figure II.1 Exemple de l'évolution de l'extrémité de $\bar{\Phi}_s$.

II.5 Présentation de La Structure du Contrôle

Le choix du vecteur $\bar{V}_s$ dépend de la position du $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel (α, β) , de la variation souhaitée pour le module de $\bar{\Phi}_s$, de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$.

L'espace d'évolution de $\bar{\Phi}_s$ dans (α, β) est décomposé en six zones i , avec $i = [1, 6]$, tel qu'il est représenté sur la Figure (II.2).

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 huit vecteurs tensions suivants, [5] :

- Si V_{i+1} est sélectionné $\rightarrow \Phi_s$ croît et C_e croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors $\rightarrow \Phi_s$ croît et C_e décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors $\rightarrow \Phi_s$ décroît et C_e croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors $\rightarrow \Phi_s$ décroît et C_e décroît.

Si V_0 ou V_7 sont sélectionnées, alors la rotation du flux Φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux Φ_s reste inchangé, [7].

Avec $i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$.

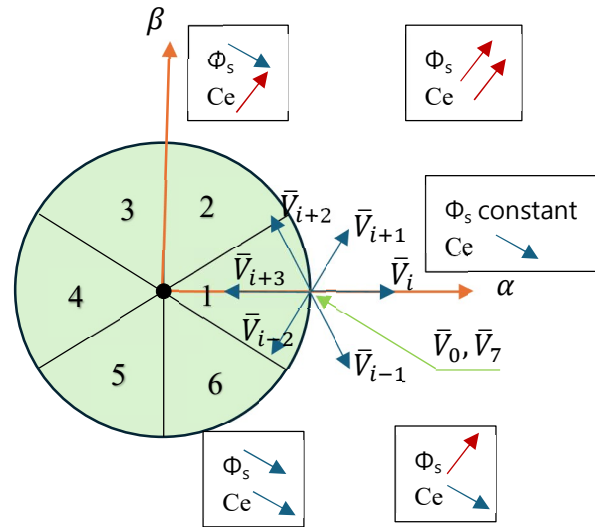


Figure II.2 Choix de vecteur tension.

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

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs $\bar{V}_i$ et $\bar{V}_{i+3}$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la plus forte (évolution très rapide de Φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

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

II.5.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine [5].

A partir de l'équation:

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

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c), de la mesure de la tension U_0 en appliquant la transformée de CONCORDIA:(II.8)

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.9}), (\text{II.10})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.12})$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur $\overline{\phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel (α, β) est le vecteur $\overline{\phi}_s$ est égal à :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.13})$$

II.5.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.14})$$

II.5.3 Elaboration du vecteur de commande

II.5.3.1 Correcteur du flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.3). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondante.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne $cflx$ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cflx = 1$) ou diminuée ($cflx = 0$) de façon à maintenir :

$$|(\phi_s)_{ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$$

avec : $(\phi_s)_{ref}$ la consigne de flux et $\Delta\phi_s$ la largeur d'hystérésis du correcteur.

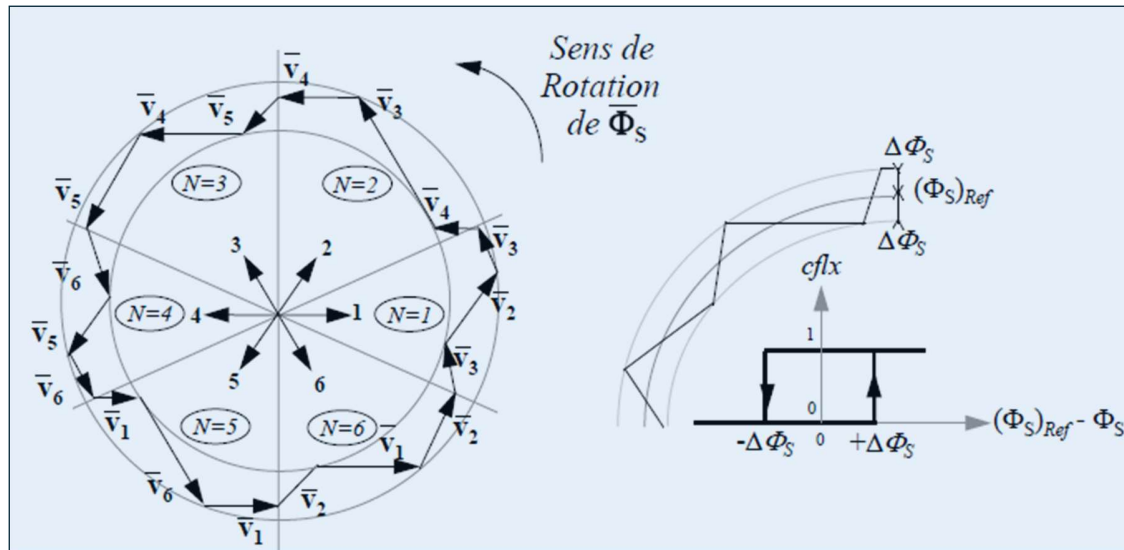


Figure II.3 Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants.

II.5.3.2 Correcteur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\bar{\Phi}_s$. N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\bar{\Phi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls, [5] [7].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire décroiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [5].

II.5.3.3 Correcteur du couple à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl=1$ pour une consigne positive et $ccpl=-1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$).

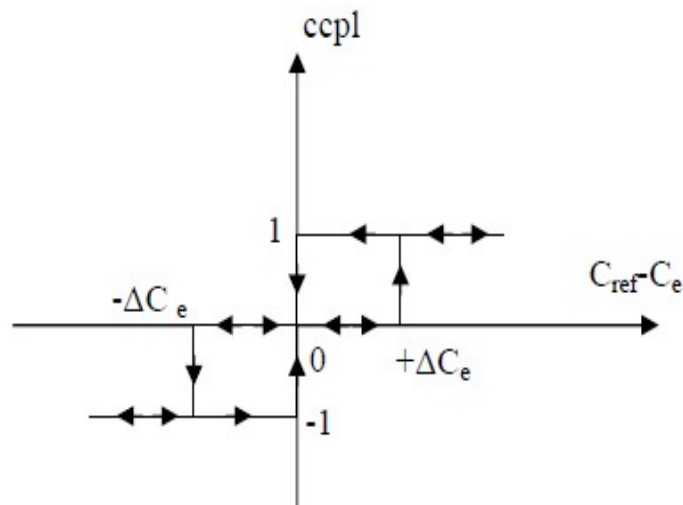


Figure II.4 Correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

II.6 Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables $cflx$ et $ccpl$, et de la zone N de position de $\overline{\Phi}_s$. Elle se présente donc sous la forme suivante, [1]:

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	3	niveaux
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 II.1 La table de commande

II.7 Structure Générale du Contrôle Direct du Couple

Le schéma bloc de la Figure (II.5), représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe du couple avec une table de commutation donnée ci-dessus.

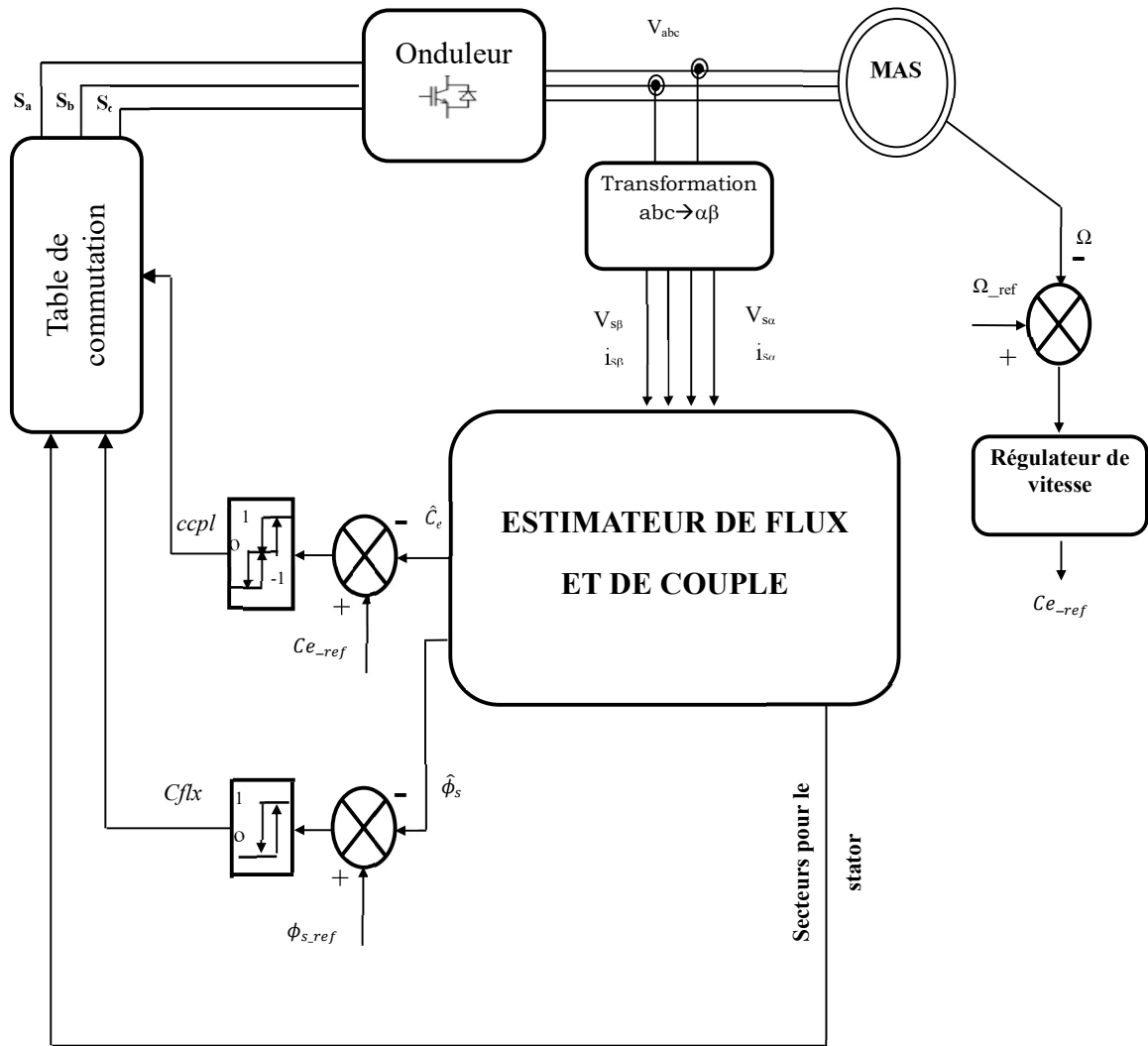


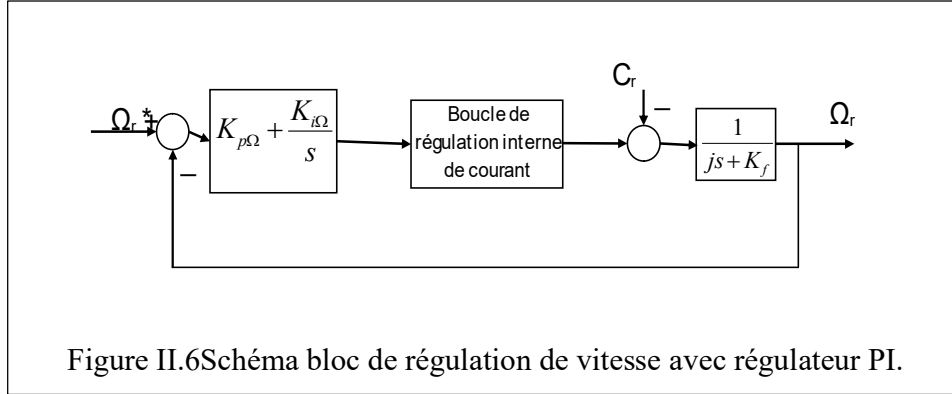
Figure II.5 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

II.8 Réglage de la vitesse de la MASDE

La stratégie DTC a la capacité de fonctionner même sans boucle de régulation de vitesse, elle ne nécessite donc aucune information sur la vitesse du rotor. Cependant, pour réaliser un contrôle de vitesse réglable, un variateur est nécessaire pour avoir une régulation de vitesse et pour générer la référence de couple électromagnétique [8].

- **Régulation de la Vitesse**

Le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse, est donné par la figure suivante :



la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par : $F_{\Omega} = K_{p\Omega} \cdot \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}}{s} \cdot \frac{1}{j \cdot s + K_f}$

En utilisant la méthode de compensation de pôles $\frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} = \frac{K_f}{j}$, le temps de réponse de la boucle externe doit être plus grand que celui de la boucle interne car il faut que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence, on prendra donc le temps de réponse 50 fois plus grand que pour le courant. Les paramètres du régulateur sont alors :

$$K_{p\Omega} = \frac{j}{50 \cdot \tau} \quad \text{et} \quad K_{p\Omega} = \frac{K_{p\Omega} K_f}{j}$$

II.9 Résultats de simulation

Afin de valider l'efficacité de la stratégie DTC appliquée à la machine asynchrone, une série de simulations a été réalisée en régime transitoire et stationnaire. L'objectif principal de cette analyse est d'évaluer la capacité du système à répondre rapidement et précisément à des variations de consigne tout en maintenant la robustesse face aux perturbations extérieures, notamment les variations du couple de charge. Les résultats obtenus mettent en lumière les performances dynamiques de la commande DTC, ainsi que la qualité de la régulation du flux et du couple électromagnétique. Ce qui suit présente une interprétation détaillée des principales grandeurs électriques et mécaniques observées au cours de la simulation.

II.9.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

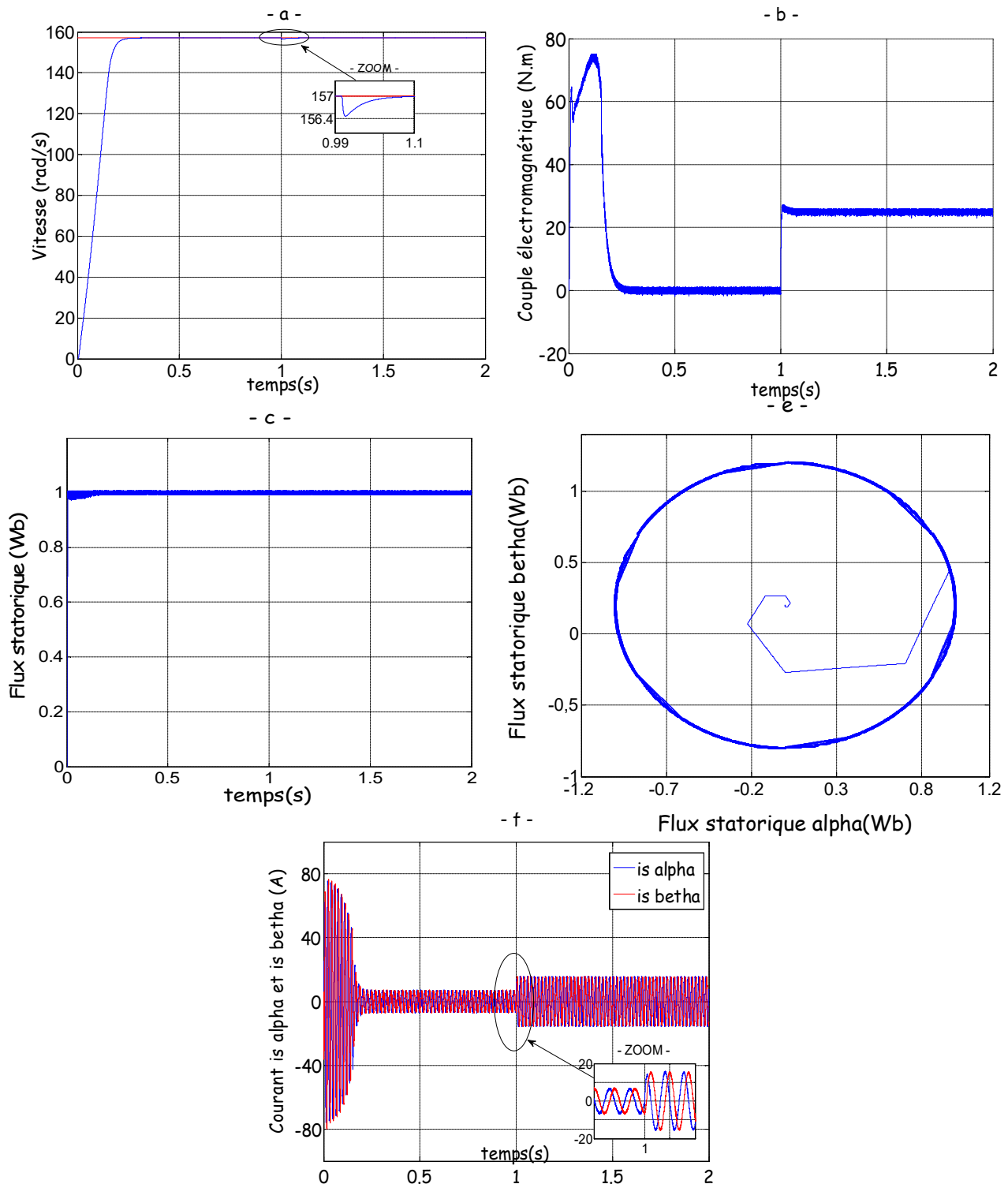


Figure II.7 Résultats de simulation de la DTC, démarrage à vide suivi d'une application de charge de 25 N.m à $t = 0.5$ s.

- **Interprétation :**

La figure II.7 illustre les résultats de simulation de la commande de la machine avec la réponse à un échelon de consigne de 25 N.m appliqué à l'instant $t=0,5$ s. Comme le montre la sous-figure (a), le couple électromagnétique suit fidèlement la consigne imposée tout en demeurant à l'intérieur de la bande d'hystérésis, ce qui témoigne de la précision du contrôle DTC (Direct Torque Control). La sous-figure (b) présente quant à elle la réponse dynamique de la vitesse à un échelon de 157 rad/s, mettant en évidence une excellente performance transitoire sans dépassement notable au démarrage. De plus, le système DTC se révèle peu sensible aux perturbations dues au couple de charge, comme en témoigne la rapidité du rejet de perturbation.

Les sous-figures (c) et (d) montrent respectivement l'évolution du flux statorique selon les axes α - β . Il est constaté que le flux statorique reste pratiquement constant et maintenu à sa valeur de référence, soit 1 Wb. Sa trajectoire est quasi circulaire, ce qui confirme une régulation efficace du flux dans le plan statorique.

Concernant les courants statoriques, leurs composantes présentent une allure sinusoïdale entachée de légers bruits, ce qui est typique dans un environnement de commutation rapide.

II.9.2 Test de Robustesse vis-à-vis à la Variation de la Vitesse

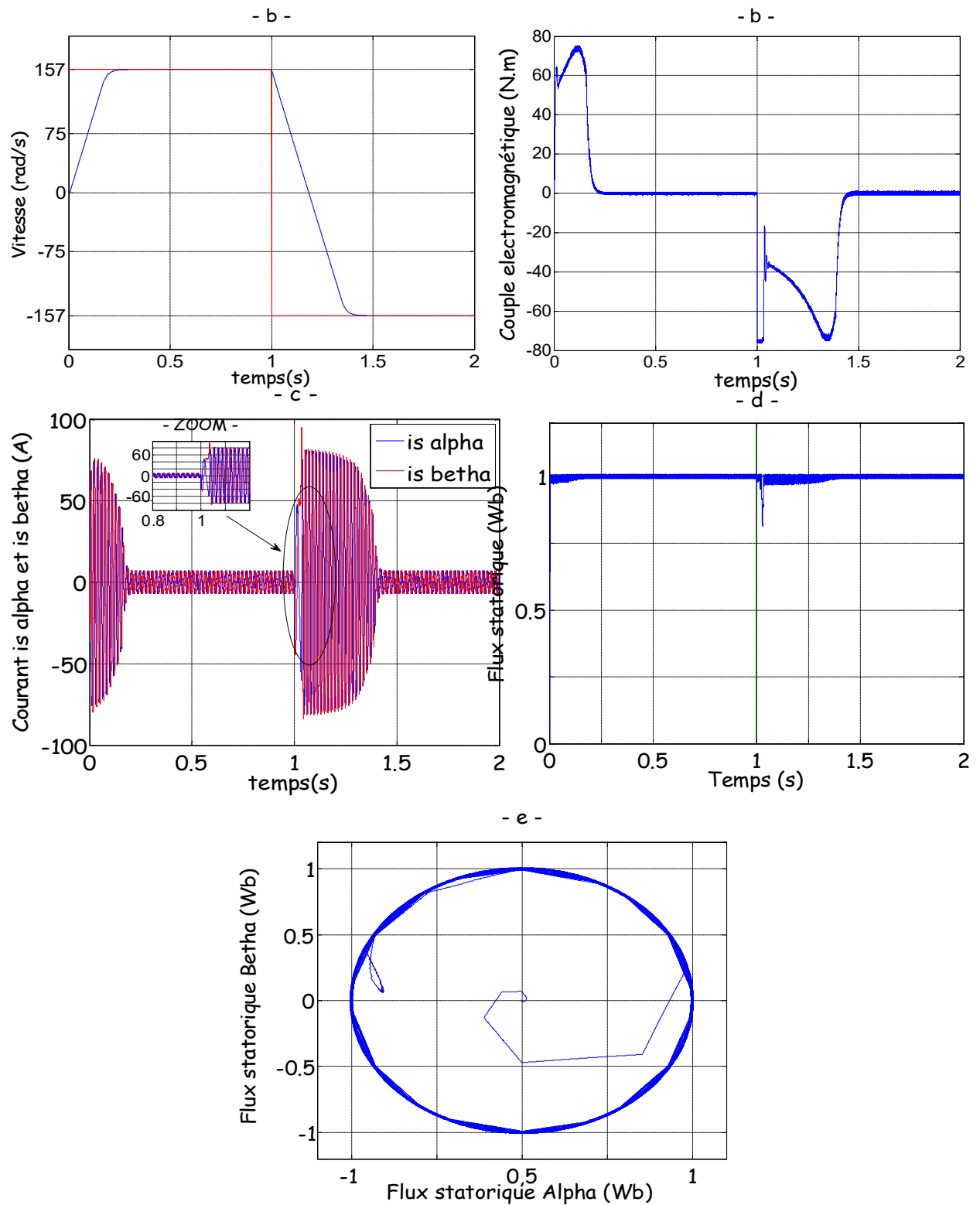


Figure II.8 Résultats de simulation de la DTC, Teste de variation de vitesse de rotation.

- **Interprétation**

Pour tester d'avantage la robustesse de la commande vis-à-vis à une variation de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 157 rd/s à -157rd/s à l'instant $t = 0.5s$, puis de 157 rd/s à $t=1.25s$ après un démarrage à vide. A l'inversion de vitesse on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement sans dépassement.

Le courant et le flux sont affectés aux instants de la variation de vitesse et reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent ; l'influence de cette variation est plus claire sur la réponse de la tension et la trajectoire du module de flux.

II.10 Conclusion

À l'issue de cette première partie dédiée à l'étude de la stratégie de commande directe du couple (DTC) appliquée au moteur asynchrone, il ressort que cette technique offre des performances dynamiques remarquables, notamment en termes de rapidité de réponse, de suivi précis du couple et de robustesse face aux perturbations du couple de charge. La DTC permet une régulation directe et efficace du couple et du flux sans nécessiter de modulateur PWM ni de régulateurs de courant, ce qui simplifie l'architecture de commande. Toutefois, cette méthode présente certaines limitations, telles que les ondulations notables du couple électromagnétique et la sensibilité à la variation des conditions de fonctionnement, en particulier à basse vitesse. Afin de pallier ces inconvénients et d'améliorer davantage la qualité de régulation de la vitesse, le recours à un régulateur de vitesse intelligent basé sur la logique floue sera étudié dans la section suivante, en tant qu'approche hybride visant à renforcer la performance globale du système DTC.

chapiter III :

**Commande DTC de la MAS
avec régulateur de vitesse flou
optimisé par PSO**

III.1 Introduction

Dans les systèmes de commande avancée des machines asynchrones, notamment dans la stratégie de commande directe du couple (DTC), la qualité de la régulation de vitesse joue un rôle primordial dans la performance globale du système. Les contrôleurs classiques de type PI, bien qu'efficaces dans de nombreuses applications, présentent des limites face aux variations de charges, aux non-linéarités du système et aux incertitudes dynamiques [8]. Pour pallier ces insuffisances, l'intégration de la logique floue dans la conception du régulateur de vitesse s'est imposée comme une solution prometteuse [10]. En effet, un contrôleur Flou permettant une adaptation dynamique aux conditions de fonctionnement variées du moteur

La première partie de ce chapitre explore les principes de base de la logique floue, ses avantages dans les systèmes de commande, ainsi que son application spécifique dans le cadre du contrôle DTC des moteurs asynchrones. Alors que la deuxième partie traite l'optimisation de régulateur flou par la méthode d'optimisation par Essaims de Particules (PSO).

Le PI flou peut être implémenté selon deux architectures principales, chacune avec des paramètres différents à optimiser :

- **Architecture 1: PI Flou Standard (Mamdani/Sugano)**
- **Paramètres à optimiser :**
 - **Gains d'échelle :**
 - K_e (Gain sur l'erreur « e »)
 - $K_{\Delta e}$ (Gain sur la variation d'erreur « Δe »)
 - K_u (Gain de sortie)
 - **Fonctions d'appartenance (MFs):**
 - Forme et position des MFs pour « e », Δe et la sortie.
- **Pas de K_p/K_i explicites**

Le comportement PI émerge de la logique floue et des gains d'échelle, mais il n'y a pas de K_p et K_i directs à régler.

- **Architecture 2 : PI Flou Hybride (Structure Équivalente à un PI)**
- Certaines implémentations utilisent une structure hybride où :
 - La partie floue remplace seulement l'action proportionnelle ou intégrale.
 - On conserve K_p et K_i explicites, mais partiellement ajustés par des règles floues.

- Paramètres à optimiser :
 - K_p et K_i (comme dans un PI classique)
 - Paramètres flous (MFs, règles) qui modulent ces gains

III.2 Commande directe du couple avec un régulateur de vitesse flou

III.2.1 Principes de base de la logique floue

La logique floue (ou fuzzy logic en anglais), introduite par Lotfi Zadeh en 1965, est une extension de la logique booléenne classique. Contrairement à cette dernière, qui repose sur des valeurs binaires (vrai ou faux), la logique floue permet de représenter des degrés d'appartenance à un ensemble, allant de 0 à 1. Cette approche est particulièrement adaptée aux systèmes complexes ou mal modélisés, où il est difficile de définir des frontières nettes entre les états [11].

Dans le contexte du contrôle, la logique floue permet de formuler des règles linguistiques (du type « SI... ALORS ») basées sur l'expérience ou l'intuition humaine, sans nécessiter un modèle mathématique précis du système. Elle est donc bien adaptée aux systèmes non linéaires, incertains ou soumis à des perturbations.

Un système de commande floue typique comporte trois étapes principales :

- **Fuzzification** : transformation des entrées numériques en valeurs floues à l'aide de fonctions d'appartenance.
- **Inférence floue** : application d'un ensemble de règles floues pour générer une réponse floue.
- **Défuzzification** : conversion de la sortie floue en une valeur numérique utilisable pour l'action de commande.

III.2.2 Ensembles flous :

III.2.2.1 Définition

Un ensemble flou est une généralisation des ensembles classiques où un élément peut appartenir partiellement à plusieurs ensembles avec un degré d'appartenance compris entre 0 et 1. Contrairement à la logique booléenne (où un élément appartient soit entièrement (1) soit pas du tout (0) à un ensemble), la logique floue permet une modélisation plus flexible des systèmes imprécis.

Mathématiquement, un ensemble flou A dans un univers de discours X est défini par une fonction d'appartenance :

$$\mu_A: X \rightarrow [0,1] \quad (III.1)$$

où:

- $\mu_A(x) = 0$ Signifie que x n'appartient pas à A ,
- $\mu_A(x) = 1$ Signifie que x appartient totalement à A ,
- $0 < \mu_A(x) < 1$ Indique une appartenance partielle.

Cet ensemble flou A peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnés :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in A\} \quad (\text{III.2})$$

On adopte souvent la notation suivante : l'ensemble flou A est représenté par la fonction d'appartenance $\mu_A(x)$, qui indique, pour tout élément x de l'univers X , son degré d'appartenance à A .

III.2.2.2 Opérations sur les Ensembles Flous

Considérant trois ensembles flous A , B et C sur l'univers U et leurs fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$ et $\mu_C(x)$. Pour un élément x donné de l'univers.

- **Intersection** : L'intersection de A et B est définie comme
$$\mu_{A \cap B}(x) = \min [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.3})$$

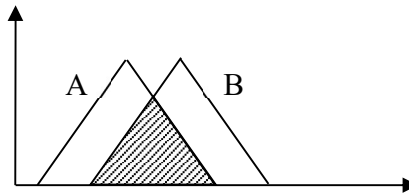


Figure III.1 Intersection de deux fonctions triangulaires

- **Union** : L'union de A et B est définie comme

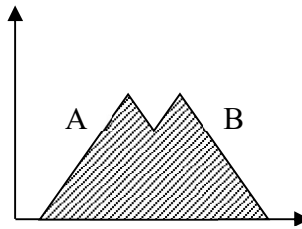


Figure III.2 Union de deux fonctions triangulaires

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max [\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.4})$$

- **Complément** : Le complément d'un ensemble flou A est défini comme

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.5})$$

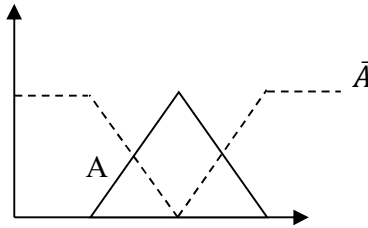


Figure III.3 Complément d'une fonction triangulaires

- **Egalité** : Deux ensembles flous A et B sont dits égaux si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur en tout point de U tel que :

$$A = B \quad \text{si} \quad \forall x \in U, \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (\text{III.6})$$

- **Inclusion** : on dit que A est inclus dans B ($A \subset B$) si pour n'importe quel élément x de U , x appartient toujours moins à A qu'à B . On a :

$$A \subset B \quad \text{si} \quad \forall x \in U, \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.7})$$

III.3 Fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance sont des outils mathématiques qui définissent comment chaque valeur d'entrée est associée à un certain degré d'appartenance à un ensemble flou. Elles traduisent les concepts linguistiques flous (comme « petit », « moyen », « grand ») en termes numériques exploitables par un système automatique.

Parmi les formes les plus utilisées, on retrouve :

- La fonction triangulaire
- La fonction trapézoïdale
- La fonction gaussienne

III.3.1 Formes de fonction d'appartenance

III.3.1.1 La fonction triangulaire

Simple à implémenter, elle est définie par trois paramètres (a , b , c) représentant respectivement le début, le sommet, et la fin du triangle [5].

La courbe triangulaire (figure 3.4) est une fonction d'un vecteur x et dépend de trois paramètres scalaires a , b et c représentant respectivement le début, le sommet, et la fin du triangle déterminés par l'équation :

$$\mu_A(x; a, b, c) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \leq x \leq c \\ 0 & c \leq x \end{cases}$$

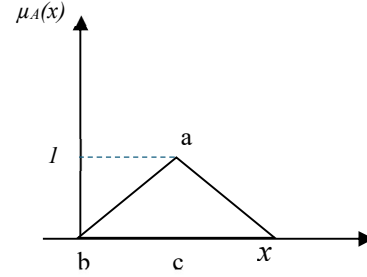


Figure III.4 Fonction d'appartenance triangulaire

III.3.1.2 La fonction trapézoïdale

Dérivée de la triangulaire, elle possède un plateau au sommet, permettant une zone d'appartenance maximale constante.

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \max \left(0, \min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right) \right) \quad (\text{III.8})$$

Selon $x \in U$ on obtient :

$$\mu_A(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < a \\ \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a \leq x \leq b = c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } b = c \leq x \leq d \\ 0 & \text{si } x > d \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

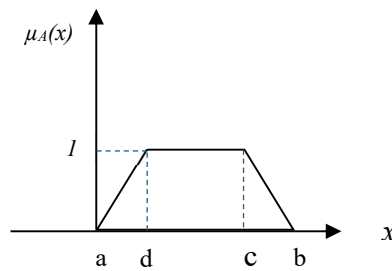


Figure III.5 Fonction d'appartenance trapézoïdale

III.3.1.3 La fonction gaussienne

Plus lisse, elle est souvent utilisée dans des systèmes nécessitant des transitions douces. Elle est définie par une courbe en cloche centrée sur une valeur moyenne

Elle définit par deux paramètres σ et m . Où m est le centre de la gaussienne et σ sa largeur.

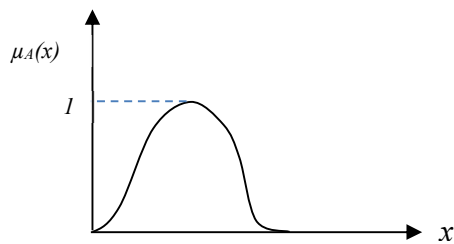


Figure III.6 Fonction d'appartenance Gaussienne

$$\mu(x; m, \sigma) = \exp\left(-\frac{(x - m)^2}{(2\sigma)^2}\right)$$

III.4 Système flou (Fuzzy Inference System – FIS)

Un système flou est une structure logique qui permet de modéliser un processus de prise de décision basé sur des règles linguistiques. Il transforme des entrées nettes en sorties nettes à travers plusieurs étapes, en s'appuyant sur les principes de la logique floue. Ce système est couramment utilisé dans les applications de commande, notamment pour les moteurs asynchrones dans les stratégies comme la DTC.

Les principales étapes d'un FIS sont : Fuzzification, Base de règles, Moteur d'inférence, Défuzzification

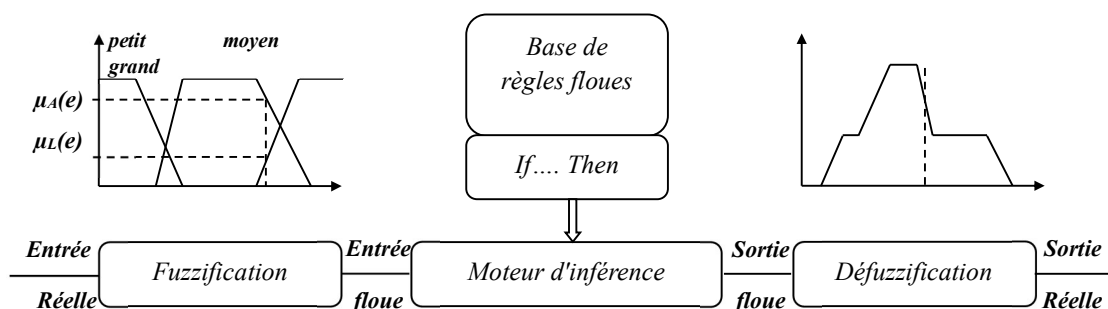


Figure III.7 Un système d'inférence flou

III.4.1 Fuzzification

Les entrées du système (par exemple, erreur de vitesse et sa variation) sont converties en variables floues à l'aide des fonctions d'appartenance définies au préalable. Cette transformation rend possible le traitement flou de l'information.

III.4.1.1 Méthode des centroïdes

Cette méthode a été développée par Sugeno en 1985. C'est la technique la plus utilisée et elle est très précise, ayant comme solution l'abscisse du centre de gravité. La technique de défuzzification des centroïdes peut être exprimée comme suit :

$$\mu_{Fc}(x_k, y_k) = \frac{\sum_{i=1} u_i \mu_u(x_k, y_k, u_i)}{\sum_{i=1} \mu_u(x_k, y_k, u_i)} \quad (\text{III.10})$$

Où $\mu_{Fc}(x_k, y_k)$ est la sortie défuzzifiée, $\mu_u(x_k, y_k, u_i)$ est la fonction d'appartenance, u_i est un élément discret d'un ensemble flou de sortie

III.4.1.2 La méthode de Moyenne des maximas

La méthode de la moyenne du maximum est une dérivation de la méthode du centre de gravité. Il calcule la moyenne entre les deux éléments extrêmes de l'univers qui correspondent à la plus grande valeur des fonctions d'appartenance

$$\mu_{Fc}(x_k, y_k) = \sum_i^l \frac{u_i}{l} \quad (\text{III.11})$$

Avec l est le nombre de valeurs u quantifiées, qui atteignent les valeurs maximales $\mu_u(x_k, y_k, u_i)$

III.4.1.3 La méthode de premier des maximas

Cette méthode permet de trouver le premier point parmi les valeurs qui ont le plus haut degré de pertinence inféré par les règles, selon :

$$\mu_{Fc}(x_k, y_k) = \{\min (\mu_i | \mu_u(x_k, y_k, u_i) = \max (\mu_u(x_k, y_k, u_i)))\} \quad (\text{III.12})$$

III.4.1.4 La méthode de dernier des maximas

Cette méthode permet de trouver le dernier point parmi les valeurs qui ont le plus haut degré de pertinence inféré par les règles, selon :

$$\mu_{Fc}(x_k, y_k) = \{\max (\mu_i | \mu_u(x_k, y_k, u_i) = \max (\mu_u(x_k, y_k, u_i)))\} \quad (\text{III.13})$$

III.4.1.5 La méthode de la Moyenne pondérée

Dans cette méthode, la production est obtenue par la moyenne pondérée de la production de chaque ensemble de règles, selon l'équation :

$$\mu_{Fc}(x_k, y_k) = \frac{\sum_{i=1}^m u_i \mu_u(x_k, y_k, u_i)}{\sum_{i=1}^m u_i \mu_u(x_k, y_k, u_i)} \quad (\text{III.14})$$

III.4.2 Notion de règle linguistique

III.4.2.1 Ensemble flou et variables linguistiques

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme :

- ❖ chaud, froid, rapide, lent.
- ❖ grand, petit, etc.

Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue. Les systèmes basés sur la logique floue utilisent généralement la connaissance humaine sous forme de règles du type **SI** (erreur est PM) **ET** (variation est NS) **ALORS** (commande est PS). Ces règles sont inspirées soit de l'expertise humaine, soit de l'observation expérimentale du système. La prémisse de la règle (l'antécédent) est constituée des conditions à satisfaire pour que la conclusion de la règle (la conséquence) soit réalisée [12].

Par exemple : « Si la température extérieure est élevée, alors la puissance est faible »

La forme générale de cette règle, notée

III.4.2.2 Les Règles Floues

Une règle floue est écrite comme suit : "If situation Then conclusion". La situation, appelée

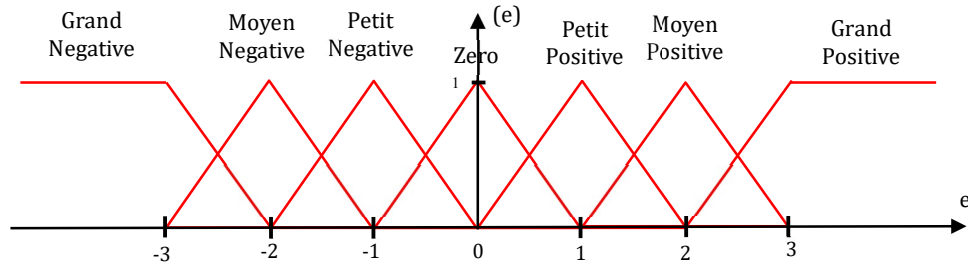


Figure III.8 représentations des variables linguistiques

prémisse de la règle ou antécédent, est définie comme une combinaison de relations telles que "x is A" pour chaque composante du vecteur d'entrée. La partie conclusion est appelée conséquence ou conclusion. La forme générale d'une règle se formalise de la façon suivante :

$$\text{si } \underbrace{x \text{ est } A}_{\text{prémisse}} \text{ Alors } \underbrace{y \text{ est } B}_{\text{conclusion}}$$

et peut-être notée : " (x, y) est $A \rightarrow B$ "

Avec A et B sont des termes linguistiques correspondants à des ensembles flous définis sur leurs univers de discours respectifs U et V, x et y sont deux variables linguistiques prenant leurs valeurs linguistiques sur U et V.

L'ensemble flou $A \rightarrow B$ n'est qu'une relation floue R entre U et V et sa fonction d'appartenance est donnée par :

$$\mu_{A \rightarrow B}(x, y) = \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y))$$

Où Φ est un opérateur d'implication floue spécifique.

En fonction de la syntaxe des règles, les opérateurs d'implications floues les plus courantes sont : [12]

- Zadeh : $\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \max(\min(\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x))$
- Mamdani: $\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$

- *Larsen*:

$$\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \mu_A(x) * \mu_B(y)$$

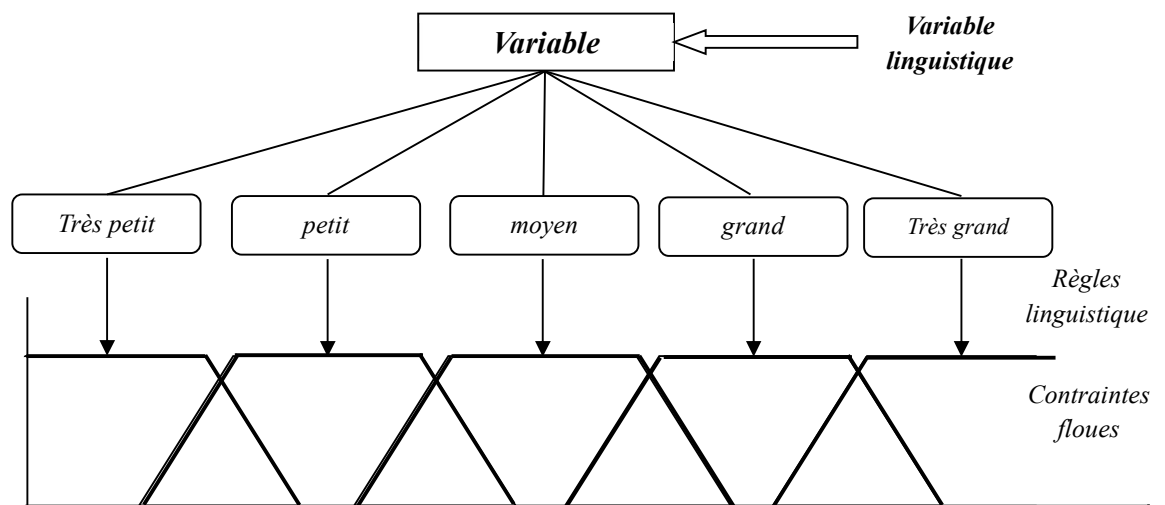


Figure III.9 Variables linguistiques floues.

III.4.3 Moteur d'inférence

Il s'agit du mécanisme qui applique les règles sur les entrées floues pour générer des sorties floues. Il combine les résultats de plusieurs règles en fonction de leurs degrés d'activation. Le moteur d'inférence le plus utilisé est celui de **Mamdani**, connu pour son aspect intuitif.

III.4.3.1 Méthode de Mamdani

L'inférence de Mamdani comporte les étapes suivantes : brouillage des entrées, application des opérateurs flous, implication, assemblage (agrégation) et désamorçage.

Une caractéristique de cette méthode est l'utilisation de fonctions de pertinence sur le chemin de la sortie. Après le processus d'agrégation, il existe un ensemble flou pour chaque variable de sortie étant une défuzzification nécessaire [13].

III.4.3.2 Méthode de Takagi-Sugeno

Le modèle Fuzzy Sugeno, ou méthode Takagi-Sugeno-kang d'inférence floue (SUGENO, 1985), est similaire à la méthode Mamdani.

Les deux premières étapes du processus d'inférence floue, le fuzzing des entrées et l'application des opérateurs flous, sont exactement les mêmes. La principale différence entre Mamdani et Sugeno

réside dans les fonctions de pertinence de la production, qui, à Sugeno, sont données par des fonctions linéaires ou des constantes. Cette méthode permet de simplifier le calcul de l'agrégation, afin d'obtenir une solution plus rapide. Il est souvent utilisé dans des applications en temps réel, où le temps de calcul est important

III.4.4 Défuzzification

La sortie floue obtenue à l'issue du processus d'inférence est convertie en une valeur réelle exploitable par le système physique. La méthode de centre de gravité (centroïde) est la plus répandue, car elle fournit une sortie continue et stable.

Ce type de système permet une commande adaptative, tolérante aux incertitudes, et proche du raisonnement humain, ce qui en fait un choix pertinent pour la régulation dans des environnements complexes ou non linéaires.

III.5 Entre contrôleur flou et contrôleur classique

Le contrôleur PI (Proportionnel-Intégral) est largement utilisé dans les systèmes de régulation pour sa simplicité et son efficacité dans des conditions nominales. Cependant, ses performances peuvent se dégrader en présence de non-linéarités, de variations de paramètres ou de perturbations externes. Pour surmonter ces limitations, la technique PI Flou (Fuzzy PI), a été développée en introduisant une capacité d'adaptation dynamique via la logique floue.

Dans un régulateur PI flou typique, les gains ne sont plus constants mais ajustés en temps réel en fonction de l'erreur (e) et de sa dérivée ou variation (Δe). La logique floue est utilisée pour moduler ces gains à travers un système de règles, de sorte à améliorer la réactivité du système sans compromettre sa stabilité.

Deux architectures sont souvent rencontrées :

- **PI flou direct** : la sortie du système flou est directement la commande de sortie (comme dans un PI classique).
- **PI flou adaptatif** : la logique floue ajuste dynamiquement K_p et K_i en fonction de l'état du système.

Ce type de régulation est particulièrement pertinent dans les systèmes DTC (Direct Torque Control), où la précision de la régulation de vitesse est cruciale pour assurer un couple optimal et une réponse dynamique rapide.

III.5.1 Intégration du PI flou direct dans un système DTC pour moteur asynchrone

La commande directe du couple (*Direct Torque Control – DTC*) est une stratégie performante pour la commande des machines asynchrones, connue pour sa rapidité de réponse et sa capacité à contrôler directement le couple électromagnétique et le flux statorique. Toutefois, le comportement dynamique du système DTC dépend fortement de la précision de la régulation de vitesse, notamment dans les conditions transitoires ou en présence de perturbations [14].

C'est dans ce contexte qu'intervient l'intégration d'un régulateur **PI flou direct** en boucle externe de vitesse. Contrairement au régulateur PI classique, qui applique des gains fixes, le PI flou permet une modulation souple de la commande selon l'état du système. Les variables d'entrée du contrôleur flou sont généralement l'erreur de vitesse ($e = \omega_{ref} - \omega$) et sa variation (Δe), tandis que la sortie du système flou représente une commande corrigée du couple ou du courant de référence.

Ce type de commande permet :

- Une meilleure gestion des variations de charge.
- Une amélioration notable de la réponse dynamique.
- Une réduction des oscillations et des dépassements.
- Une robustesse accrue face aux incertitudes du modèle.

L'intégration se fait en général dans la boucle de vitesse du schéma DTC, en amont du module de génération des vecteurs de commutation, ce qui permet au contrôleur flou d'influencer directement la commande du couple moteur en temps réel.

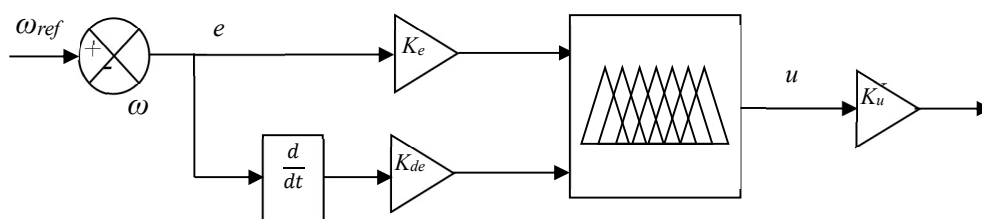


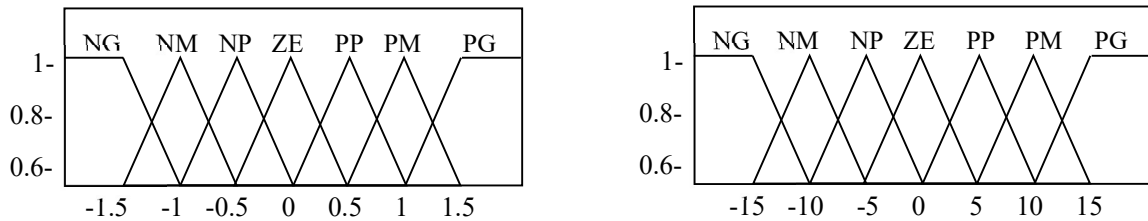
Figure III.10 Contrôleur Flou de Vitesse

III.5.2 Architecture d'un régulateur PI flou direct

Un régulateur PI flou direct repose sur les principes fondamentaux des systèmes flous, et se compose de trois blocs fonctionnels principaux : la fuzzification, le moteur d'inférence (ou base de règles), et la défuzzification. Chaque composant joue un rôle essentiel dans la génération d'une commande de sortie adaptée au comportement dynamique du moteur [15].

III.5.2.1 Fuzzification

Dans cette première étape, les entrées numériques du contrôleur – typiquement l'erreur de vitesse (e) et sa dérivée (Δe) – sont transformées en variables linguistiques floues. Cela se fait à l'aide de fonctions d'appartenance de type triangulaire figure (III.11) car la complexité du calcul est inférieure à la complexité du calcul lorsque l'on utilise des fonctions gaussiennes ou autres formes réparties sur des univers de discours normalisés



a- Entrées : Erreur et dérivé de l'erreur

b- Sortie : Variation de la commande 'u'

Figure III.11 Fonctions avec sept fonctions d'appartenance

Chaque valeur d'entrée est ainsi associée à un degré d'appartenance à un ou plusieurs ensembles flous tels que :

NG (Négatif Grand), **NM** (Négatif Moyen), **NP** (Négatif Petit), **ZE** (Zéro), **PP** (Positif Petit), **PM** (Positif Moyen), **PG** (Positif Grand).

III.5.2.2 Moteur d'inférence (base de règles)

Cette étape applique un ensemble de règles floues de type "SI... ALORS" définies à l'avance, par exemple : SI (e est PB) ET (Δe est PP) ALORS (sortie est PG).

Ces règles peuvent être établies à partir de l'expérience ou par une approche heuristique. L'inférence est généralement effectuée selon le modèle de Mamdani, où les sorties des règles sont elles aussi des ensembles flous.

Pour obtenir la base de règles du contrôleur, les valeurs de référence et de rétroaction sont comparées et l'action de contrôle est déterminée pour corriger l'écart entre la référence et la rétroaction.

Par exemple, dans la boucle de vitesse, une augmentation positive de l'erreur de vitesse (vitesse réelle est inférieure à la référence), doit forcer le contrôleur à augmenter sa sortie ou sa référence de couple, pour augmenter la vitesse de la machine.

Quelque chose de similaire se produit avec la variation de l'erreur ; si la variation de l'erreur est positivement importante, cela signifie que la machine décélère, alors le contrôleur doit augmenter le

couple pour réduire l'effet, donc le contrôleur doit produire une sortie positive importante pour augmenter le couple électromagnétique.

La condition d'une règle peut aussi contenir des opérateurs OU et NON, et les règles sont déterminées selon la stratégie de réglage adoptée.

- Symboliquement il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

$$SI(X_1 \text{ EST NG ET } X_2 \text{ EST ZE}) \text{ ALORS } X_r = \text{NG III}$$

OU

$$SI(X_1 \text{ EST NG ET } X_2 \text{ EST PM}) \text{ ALORS } X_r = \text{PM}$$

Ainsi de suite :

- Par matrice d'inférence elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau.

Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau (II-1) représentent les ensembles flous des variables d'entrées (X_1 ET X_2). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie (X_r) définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Si toutes les cases de la matrice sont remplies, on parle alors de règles d'inférence complètes.

Les règles de base sont présentées par le tableau III.1:

X_r		X_1						
		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
X_2	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	ZE
	NM	NG	NM	NM	NM	NP	ZE	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	ZE	PP	PM
	ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	ZE	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	ZE	PP	PM	PM	PM	PG
	PG	ZE	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Tableau III.1 Table de règles du contrôleur flou et calcul de la variation de la commande $[X_r]$

La signification des termes linguistiques utilisés dans le tableau III -1 est la suivante :

NG : grand négatif

NM : moyen négatif

NP : petit négatif

ZE : zéro

PP : petit positif

PM : moyen positif

PG : grand positif

Le tableau 3.1 indique l'utilisation de 49 règles.

La première se lit comme suit :

SI ' X_2 ' **EST** grand négatif **ET** ' X_1 ' **EST** grand négatif, **ALORS** ' X_r ' **EST** grand négatif.

III.5.2.3 Défuzzification

Enfin, l'ensemble flou obtenu à la sortie est converti en une valeur numérique unique utilisable par le système DTC. La méthode de défuzzification la plus courante est le **centre de gravité** (*centroid*), qui permet d'obtenir une sortie lissée et stable.

3.2.5 Schéma global de la commande DTC associée aux régulateurs flous :

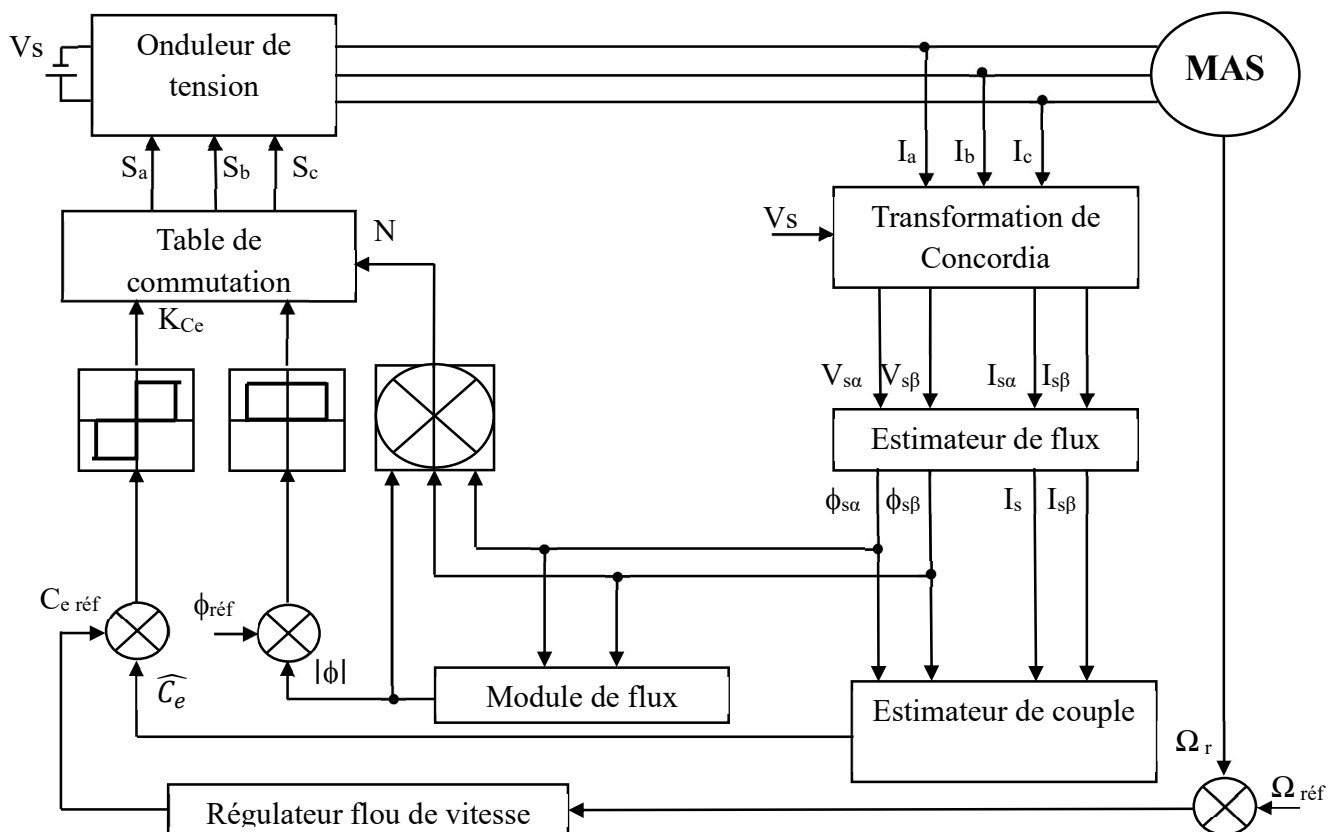


Figure III.12 Structure de la DTC avec régulateur flou de vitesse

III.6 Optimisation par Essaims de Particules (PSO) pour le Réglage des Contrôleurs PI et Flou

III.6.1 Introduction à l'Optimisation par Essaims de Particules (PSO)

L'optimisation par essaims de particules (Particle Swarm Optimization, PSO) est une métaheuristique inspirée du comportement collectif des oiseaux ou des poissons, elle a été introduite par Kennedy et Eberhart en 1995 [16]. Cette méthode stochastique permet de résoudre des problèmes d'optimisation complexes en ajustant itérativement les positions d'un ensemble de particules dans l'espace de recherche. Lorsque les oiseaux sont à la recherche de nourriture, d'un endroit à l'autre, il y a toujours un oiseau qui peut sentir la nourriture et trouver l'endroit où elle peut être trouvée. Comme qu'il y'a un échange d'informations entres eux à tout moment, ils finiront par affluer vers l'endroit où la nourriture peut être trouvé. Une bonne information est égale à la solution la plus optimiste et la nourriture est égale à la solution la plus optimiste pendant tout le parcours. On peut observer chez ces animaux des dynamiques de déplacement relativement complexes, alors qu'individuellement chaque individu a une « intelligence » limitée, et ne dispose que d'une connaissance locale de sa situation dans l'essaim.

L'information locale et la mémoire de chaque individu sont utilisées pour décider de son déplacement. Des règles simples, telles que « rester proche des autres individus », « aller dans une même direction » ou « aller à la même vitesse », suffisent pour maintenir la cohésion de l'essaim, et permettent la mise en œuvre de comportements collectifs complexes et adaptatifs.

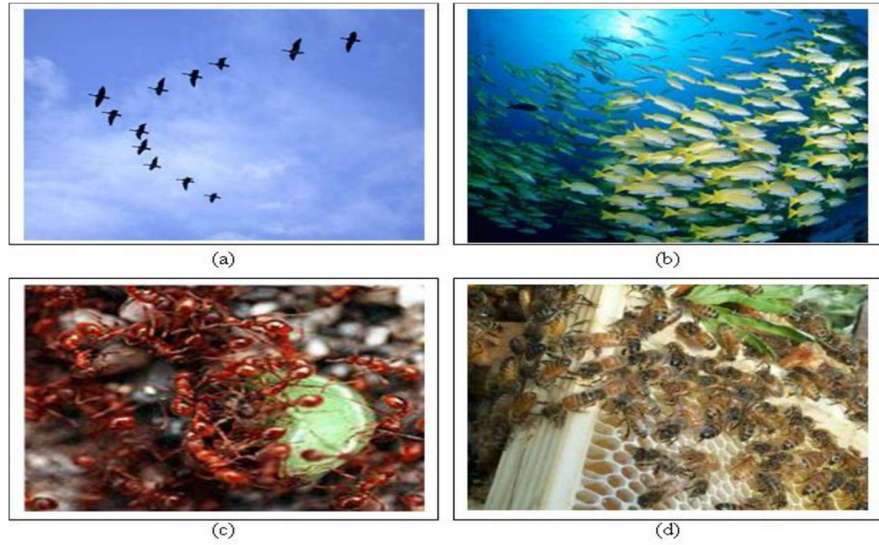


Figure III.13 Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles.

Dans le contexte du réglage des contrôleurs PI conventionnel et PI flou, le PSO est utilisé pour déterminer les paramètres optimaux (gain proportionnel K_p et gain intégral K_i) minimisant un critère de performance, tel que l'erreur quadratique moyenne (ISE, ITSE, etc.) [17].

III.6.2 Principe de Base du PSO

L'algorithme PSO repose sur une population de solutions potentielles appelées *particules*, qui évoluent dans l'espace de recherche afin de trouver le minimum (ou maximum) d'une fonction objective. Chaque particule représente une solution candidate, caractérisée par une position $\vec{x}_i(t) = [x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, x_{i4}, \dots, x_{in}]$ et une vitesse $\vec{v}_i(t)$ (dans notre cas, K_p et K_i) dans l'espace de recherche [18] [19][20][21][22].

Chaque particule adapte sa trajectoire en fonction :

- de sa propre meilleure position rencontrée $\vec{p}_i$ (*best personal position*),
- de la meilleure position rencontrée par le groupe $\vec{g}$ (*global best position*).

III.6.3 Formules de mise à jour

III.6.3.1 Mise à jour de la Vitesse

L'évolution des particules est régie par les équations suivantes :

$$\vec{v}_i(t+1) = w \cdot \vec{v}_i(t) + c_1 \cdot r_1 \cdot (\vec{p}_i - \vec{x}_i(t)) + c_2 \cdot r_2 \cdot (\vec{g} - \vec{x}_i(t))$$

III.6.3.2 Mise à jour de la Position

$$\vec{x}_i(t+1) = \vec{x}_i(t) + \vec{v}_i(t+1)$$

Où :

- $\vec{x}_i$: position de la particule i ,
- $\vec{v}_i$: vitesse de la particule i ,
- $\vec{p}_i$: meilleure position personnelle atteinte par la particule i ,
- $\vec{g}_i$: meilleure position globale atteinte par l'ensemble de l'essaim,
- w : facteur d'inertie, qui contrôle l'impact de la vitesse précédente,
- c_1 et c_2 : coefficients d'accélération, qui pondèrent l'influence des composantes cognitive et sociale (généralement ($c_1 = c_2 = 2$)).,
- r_1 et r_2 : variables aléatoires uniformes dans $[0,1]$.

III.6.4 Application de PSO à l'optimisation des paramètres des régulateurs PI et PI flous

Dans le contexte de la commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone, la performance du système dépend en grande partie de l'efficacité du régulateur de vitesse. Les régulateurs classiques de type PI ainsi que les régulateurs flous (PI flous) nécessitent le choix approprié de leurs paramètres pour garantir une réponse rapide, stable et précise [18][19].

• Espace de Recherche

Paramètres à optimiser

- Pour un régulateur PI classique : les gains proportionnel K_p et intégral K_i .
 $\vec{x}_i(t) = [K_p, K_i]$
- Pour un régulateur PI flou : les paramètres des fonctions d'appartenance , ainsi que les gains de sortie.

III.6.4.1 Optimisation du contrôleur PI flou (Fuzzy PI)

Contrairement au PI conventionnel (qui a seulement deux paramètres, K_p et K_i), le PI flou nécessite l'optimisation de deux types de paramètres supplémentaires :

III.6.4.1.A Paramètres des Fonctions d'Appartenance (MFs - Membership Functions)

Dans un contrôleur flou, les entrées (erreur et variation d'erreur) et la sortie sont définies par des ensembles flous caractérisés par des fonctions d'appartenance [18]. Ces fonctions déterminent comment une valeur numérique est "traduite" en degrés d'appartenance à des termes linguistiques (ex. Négatif Grand, Positif Petit).

a- Exemple : Fonctions d'Appartenance Triangulaires

Une fonction triangulaire est définie par trois paramètres (a,b,c).

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x \leq 0 \\ \frac{x-a}{b-a} & \text{si } a < x < b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } b < x < c \\ 0 & \text{si } x > c \end{cases}$$

☒ Optimisation par PSO :

Le PSO peut ajuster les positions (a,b,c) de chaque fonction pour améliorer la précision du contrôleur.

III.6.4.1.B Gains de Sortie (Facteurs d'Échelle)

Le contrôleur flou utilise des gains de sortie pour :

- Normaliser les entrées (erreur e et variation d'erreur Δe).
- Dénormaliser la sortie (commande u).

Ces gains influencent directement la dynamique du système :

- K_e : Gain sur l'erreur.
- $K_{\Delta e}$: Gain sur la variation d'erreur.
- K_u : Gain sur la sortie.

☒ Optimisation par PSO :

Le PSO cherche les valeurs optimales de K_e , $K_{\Delta e}$, et K_u pour minimiser l'ITSE. [20] [21].

III.6.4.1.C Schéma du Contrôleur Flou avec Paramètres Optimisables

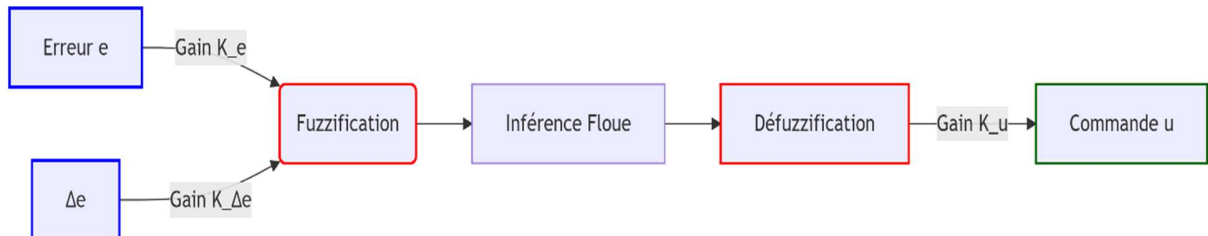


Figure III.14 Contrôleur PI Flou

- **En rouge** : Blocs où les paramètres (MFs et gains) sont optimisés par PSO.
- **En bleu** : Entrées pondérées par K_e et $K_{\Delta e}$.
- **En vert** : Sortie ajustée par K_u .

III.6.4.1.D Paramètres à Optimiser par PSO

Élément	Paramètres	Rôle
Gains d'échelle	K_e , $K_{\Delta e}$, K_u	Normalisons-les entrées/sortie.
Fonctions d'appartenance	Positions/forme des MFs (ex. a, b, c pour des triangles)	Définissent la "sensibilité" du contrôleur aux erreurs.
Base de règles	Poids des règles (optionnel)	Influence l'agressivité de la commande (si utilisée dans une structure Sugeno).

Tableau III.2 Paramètres à Optimiser

III.6.4.1.E Gains d'Échelle (Critiques pour la performance)

Gain	Rôle	Impact
K_e	Normalise l'erreur $e(t)$ pour la fuzzification.	Trop élevé → Réponse agressive.
$K_{\Delta e}$	Normalise la variation d'erreur $\Delta e(t)$.	Trop faible → Réponse lente.
K_u	Amplifie la sortie floue pour générer la commande $u(t)$.	Détermine l'amplitude de contrôle.

Tableau III.3 Critiques pour la performance

III.6.4.1.F Fonctions d'Appartenance (MFs)

- **Forme** : Triangulaires.
- **Paramètres** : Positions des sommets (ex. pour un triangle : a, b, c).

III.6.5 Optimisation par PSO : Étapes Clés

a) Encodage des Particules

Chaque particule représente $[K_e, K_{\Delta e}, K_u, a_1, b_1, c_1, \dots, a_n, b_n, c_n]$

b) Critère d'Optimisation

Un critère fréquemment utilisé est l'Intégrale du Temps multiplié par l'Erreur Quadratique (ITSE)

$$ITSE = \int_0^T t e^2(t) dt$$

- $e(t) = \omega_{ref} - \omega$ est l'erreur de vitesse du moteur asynchrone.
- T est la durée de la simulation.

c) Mise à Jour (Étapes de l'optimisation par PSO) [18].

- 1- Appliquer les équations PSO pour ajuster les paramètres.
- 2- Initialisation de la population de particules avec des paramètres à optimiser aléatoires.
- 3- Évaluation de la fonction objective pour chaque particule.
- 4- Mise à jour des meilleures positions personnelles et globale.
- 5- Mise à jour des vitesses et des positions des particules.
- 6- Itération jusqu'à convergence ou nombre maximal d'itérations.

III.7 Mise en Œuvre et Résultats

III.7.1 Schéma de l'Algorithme PSO

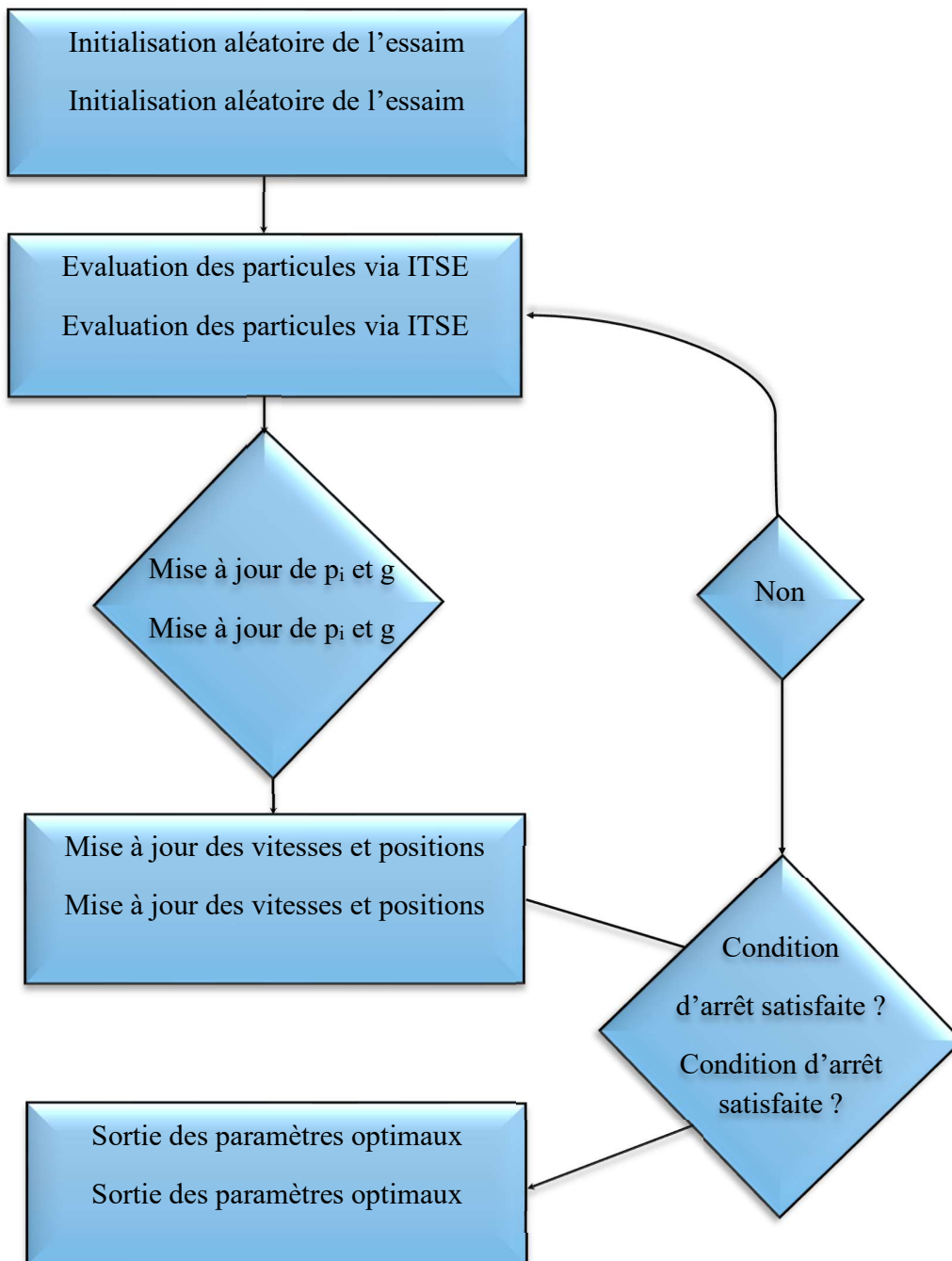


Figure III.15 Schéma de l'Algorithme PSO

III.7.2 Résultats de simulation DTC_FLOU optimisé par PSO

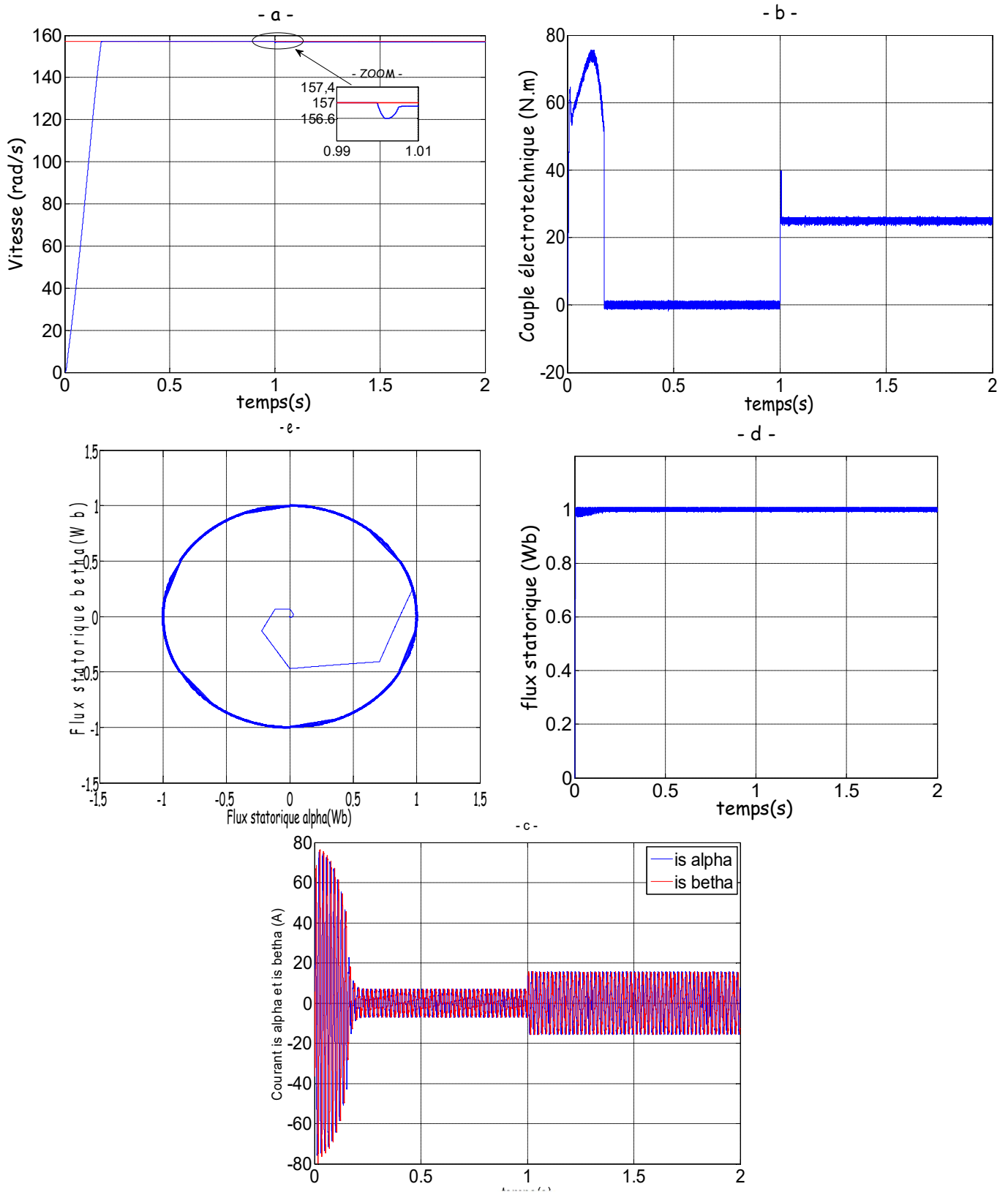


Figure III.16 Résultats de simulation de la PSO_DTC_FLOU

- **Interprétation**

Les allures de la figure 3.10 illustrent les performances du système de commande DTC d'un moteur asynchrone utilisant un régulateur flou optimisé par PSO, la figure -a- présente l'allure de la vitesse de rotation de la machine, La vitesse atteint rapidement la consigne avec un dépassement minimal (grâce à l'optimisation PSO des gains flous) avec une faible erreur statique au régime permanent et une très bonne Robustesse confirmée par la réjection des perturbations (application de charge à $t=1s$), visible par une récupération rapide de la vitesse

Pour le Couple électromagnétique on remarque que des ondulations réduites par rapport à un DTC classique, grâce aux règles floues avec un transitoire lisse lors des changements de charge, sans oscillations brutales.

Les courants Statoriques (I_{sa} , I_{sb} , I_{sc}) ont des formes sinusoïdales ou les courants sont moins distortés que dans un DTC standard, indiquant une commande plus précise du flux.

Le flux statorique est bien régulé autour de sa valeur de référence. Les variations sont minimales, traduisant une précision du contrôle vectoriel et une bonne coordination entre le régulateur de vitesse et la boucle de couple/flux. Après l'application de la charge ($t = 1\text{ s}$, $C_r = 25\text{ N}\cdot\text{m}$)

Le système présente une légère perturbation momentanée dans le flux, ce qui est attendu à cause de la demande instantanée de couple. On peut dire que la régulation précise même sous perturbations avec faibles ondulations (ripple) du flux, ce qui signifie :

- Moins de pertes par hystérésis,
- Moins d'échauffement dans la machine.

Alors la stabilité dynamique améliorée grâce au choix optimal des paramètres du régulateur.

III.7.3 Comparaison entre DTC_PI , DTC_PI_PSO et DTC_FLOU_PSO

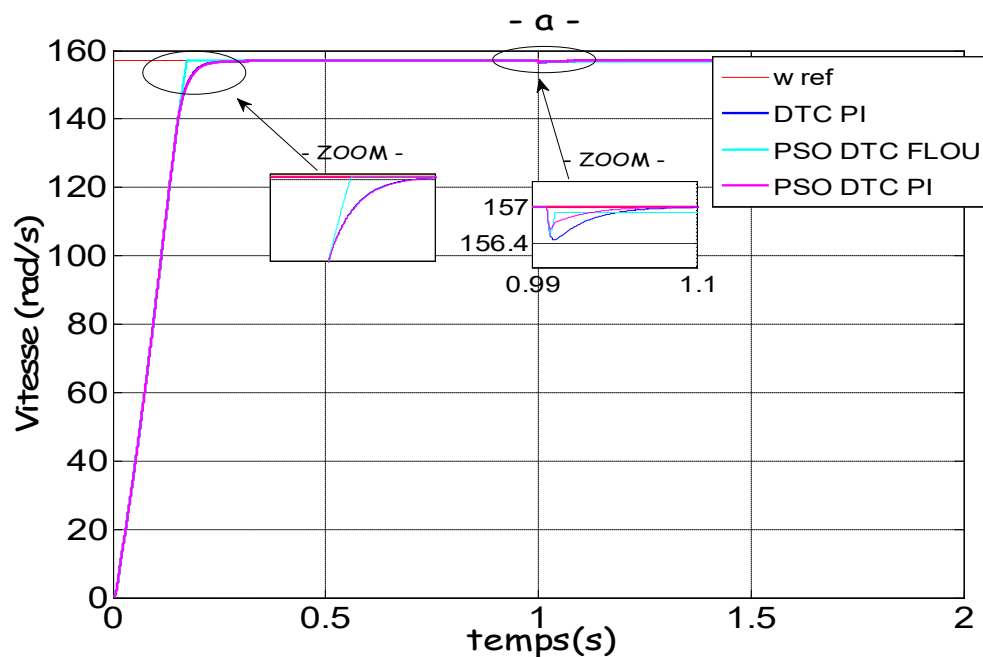


Figure III.17 comparaison des résultats de simulation

Le tableau suivant présente les indicateurs quantitatifs suivants :

- Integral Squared Error (ISE): $ISE = \int e^2 dt$

Pénalise les grandes erreurs (ex. lors des transitoires).

- Integral Absolute Error (IAE): $IAE = \int |e| dt$

Mesure l'erreur absolue cumulée. Un IAE faible indique une meilleure précision globale.

Integral Time – weighted Absolute Error (ITAE):

- (ITAE): $ITAE = \int t|e| dt$

Donne plus de poids aux erreurs persistantes en régime permanent.

	IAE	ISE	ITAE
DTC_PI	12.6	1589	0.8884
PSO_DTC_PI	12.2	1465	0.7821
PSO_DTC_Fuzzy	12	1445	0.7247

Tableau III.4 Comparison of performance index

- **Interprétations**

D'après la figure 3.10 qui présente l'allure de la vitesse pour les différentes techniques notamment la STC_PI avec un réglage des gains PI par la méthode essai-erreur, la DTC _PI et DTC_Flou optimisées par PSO, l'allure montre clairement que le PI classique montre les limites de la méthode essai-erreur par rapport à la PSO et que le régulateur Flou est le plus performant pour la précision en régime permanent et la rapidité en transitoire.

Le tableau 3.4 présente les performances de trois contrôleurs pour la commande DTC d'un moteur asynchrone, évalués via trois critères : IAE, ISE, et ITAE.

- **Interprétation par Critère**

a) IAE (Integral of Absolute Error)

PSO PI et DTC_Fuzzy réduisent l'IAE de 17–20% vs PI classique.

DTC_Fuzzy est le meilleur (12.15), grâce à son adaptation dynamique aux perturbations (charge à $t=1s$).

b) ISE (Integral of Squared Error)

PSO_PI et DTC_Fuzzy améliorent l'ISE de 7–9%.

DTC_Fuzzy reste optimal (1445), car il minimise les pics d'erreur transitoire.

c) ITAE (Integral of Time-weighted Absolute Error)

DTC_Fuzzy domine (0.7247, -18% vs PI classique), grâce à sa gestion fine du régime permanent

Aspect	DTC_PI	PSO PI	DTC_Fuzzy
Précision (IAE)	Faible	Moyenne	Meilleure
Stabilité (ISE)	Faible	Bonne	Meilleure
Régime Permanent (ITAE)	Médiocre	Bonne	Meilleure
Complexité	Simple	Modérée	Élevée

Tableau III.5 Comparaison des Stratégies

Alors on peut conclure que la DTC_Fuzzy est la stratégie la plus performante (IAE=12.15, ITAE=0.7247). PSO PI est une alternative viable si la complexité doit être limitée.

III.8 Conclusion

Ce chapitre a présenté une étude approfondie de la commande DTC (Direct Torque Control) d'un moteur asynchrone (MAS) utilisant un régulateur flou optimisé par PSO, en comparaison avec des approches classiques (PI standard et PI optimisé par PSO). Les résultats obtenus ont permis de valider l'efficacité de cette stratégie avancée sur plusieurs aspects clés

Les résultats de simulation ont montré que l'utilisation de PSO permet d'identifier des jeux de paramètres optimaux pour chaque type de régulateur, conduisant à une amélioration notable des indicateurs de performance tels que l'IAE, l'ISE et l'ITAE. Le régulateur PI flou optimisé a présenté un comportement plus souple et plus précis en régime permanent, avec une excellente capacité de rejet des perturbations, notamment lors de l'application de charges mécaniques soudaines.

Par ailleurs, la régulation du flux statorique est restée stable et efficace dans toutes les configurations optimisées, confirmant la robustesse de la stratégie DTC renforcée par une régulation floue et une optimisation intelligente. Ainsi, l'intégration d'un régulateur flou avec réglage automatique par PSO représente une solution puissante pour accroître la qualité de commande, la robustesse et la fiabilité du système d'entraînement.

CONCLUSION GENERALE

En conclusion, ce travail ouvre des voies prometteuses pour le développement de systèmes de commande intelligents, combinant efficacement les avantages de la logique floue et des méthodes d'optimisation modernes. Les résultats obtenus confirment le potentiel de cette approche pour répondre aux exigences croissantes de l'industrie en matière d'efficacité énergétique, de précision et de robustesse.

L'objectif principal de ce mémoire était de développer une stratégie de commande avancée pour le moteur asynchrone, en combinant la Commande Directe de Couple (DTC) avec un régulateur de vitesse PI flou optimisé par l'algorithme PSO. Face aux limitations des régulateurs PI classiques. Ce travail s'est orienté vers une approche hybride visant à renforcer la performance dynamique, la robustesse et la précision du système, tout en réduisant les ondulations de couple.

Après avoir modélisé le comportement du moteur asynchrone dans un environnement de simulation, nous avons d'abord implémenté la stratégie DTC avec un régulateur PI conventionnel, puis une deuxième stratégie a été développée en remplaçant le régulateur PI classique par un régulateur PI flou, dont les paramètres (gains et fonctions d'appartenance) ont été également optimisés via PSO. Les simulations menées sous MATLAB/Simulink ont permis d'évaluer ces approches selon plusieurs critères de performance (IAE, ISE, ITAE) ainsi que leur robustesse face aux perturbations. Les résultats obtenus ont mis en évidence l'intérêt de l'approche floue optimisée : elle offre une réponse plus rapide, une meilleure stabilité en régime permanent et une réduction notable des ondulations de couple. Le régulateur flou optimisé s'est ainsi révélé plus efficace que les régulateurs PI conventionnels ou même ceux optimisés par PSO seuls.

Les principales contributions de ce travail peuvent être résumées comme suit :

- La conception d'un régulateur PI flou dédié à la commande DTC, avec une optimisation systématique de ses paramètres par PSO.
- Une étude comparative mettant en évidence les avantages de cette approche hybride en termes de performances et de robustesse.
- La validation expérimentale par simulation des performances des différentes stratégies de commande.

Ce travail ouvre plusieurs perspectives de recherche intéressantes :

- Intégrer d'autres techniques d'optimisation métaheuristiques (comme GA, DE, MPA) pour comparer leur efficacité face au PSO.
- Étendre la méthode proposée à d'autres types de machines électriques (MSAP, MRV, etc.).
- Implémenter cette stratégie sur une plateforme temps réel (type dSPACE ou Arduino/STM32) pour une validation expérimentale en conditions réelles.
- Explorer des structures de contrôle plus avancées, comme les régulateurs flous de type II, ou les réseaux de neurones flous adaptatifs (ANFIS).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Takahashi, T.Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol.22, No.5, pp.820-827, 1986. [Oli15].
- [2] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat de l'Université de Nancy I, France, 1999
- [3] R. Abdessemed, « Modélisation et simulation des machines électriques » Ellipses Marketing, EditionTechnosup,2011
- [4] G. Grellet, G. Clerc « Actionneurs Electrique, Principes, Modèles, Commande ». Editions Eyrolles. 2000
- [5] B.Kiyyour « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile », thèse Doctorat, université de Biskra, 2020
- [6] S. Belkacem « Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine A Induction », these Doctorat, université de Batna, 2011
- [7] Mokhtari Bachir « DTC intelligente appliquée à la commande De la machine asynchrone », thèse doctorat, université de Batna, 2014
- [8] A. Elbacha, M.T. Lamchichi, M. Cherkaoui, « Contrôle direct de Couple d'une Machine Asynchrone Système de Régulation de Vitesse avec Anti-Emballlement »,Physical and chemical New ISSN 1114-3800 pp.128-134,2006.
- [9] A. Abdelkarim "Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques », these Doctorat, University of Biskra,2017
- [10] B. Robyns, F. Berthereau, J.-P. Hautier et H. Buyse, « A fuzzy-logic based multimodal field orientation in an indirect foc of an induction motor », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, pp. 380–388, 2000.
- [11] F. Zidani, « Contribution au Contrôle et au diagnostic de la Machine Asynchrone par la Logique Floue. » Thèse de Doctorat d'état, Dept Elt, Univ. De Batna, Janvier 2003.
- [12] I.Iancu « Fuzzy Logic Controls, Concepts, Theories and Applications » IntechOpen editor ISBN: 978-953-51-0396-7, 2012.
- [13] E.H MAMDANI « Applications of Fuzzy Algorithms for Simple Dynamic Plants » Proc. IEE 121, pp 1585–1588, 1974
- [14] M. TA Cao « Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue » Thèse de Doctorat, Departement de Génie Electrique et de Génie Informatique, Faculté des Sciences et de Génie Université Laval Québec, 1997.

- [15] S.Gdaim « Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes », thèse doctorat, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir. Tunisie, 2013.
- [16] J. Kennedy et R. Eberhart, « Particle swarm optimization », , *IEEE International Conference on Neural Networks, 1995. Proceedings*, vol. 4, novembre 1995, p. 1942–1948 vol.4
- [17] S. Laifa « Contribution à la synthèse des lois de commande à retour fractionnaire pour les systèmes multivariables », Thèse doctorat, Université 8 Mai 1945 Guelma, 2023
- [18] B. Kiyyour, L. Laggoun, A. Salhi, D. Naimi, G. Boukhalfa « Improvement DTC for Induction Motor Drives Using Modern Speed Controllers Tuning by PSO Algorithm». *Period. Polytech. Electr. Eng. Comput. Sci.* 67(3): 249-259 (2023)
- [19] Bouchakour, A, Borni, A, Brahami, M. « Comparative study of P&O-PI and fuzzy-PI MPPT controllers and their optimisation us-ing GA and PSO for photovoltaic water pumping systems », *Inter-national Journal of Ambient Energy*, 42(15), pp 1746–1757, 2021
- [20] G. Boukhalfa, S. Belkacem, Chikhi, A., Benaggoune, S. « Direct torque control of dual star induction motor using a fuzzy-PSO hybrid approach », *Applied Computing and Informatics*, 18(1/2), pp. 74–89, 2022.
- [21] Wang, H., Fei, Y., Li, Y., Ren, S., Che, J., Xu, H. « Particle Swarm Optimization with Power-Law Parameter Based on the Cross-Border Reset Mechanism », *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 17(4), pp. 59–68, 2017.
- [22] Abbas El Dor « Perfectionnement des algorithmes d’Optimisation par Essaim Particulaire. Applications en segmentation d’images et en électronique » Thèse doctorat, université Paris-Est, 2012.

ANNEXES

Paramètres de la machine asynchrone :

Puissance nominale :	$P_n = 4.5 \text{ kW.}$
Tension nominale :	$V_n = 220/380 \text{ V.}$
Résistance statorique :	$R_s = 1.2 \Omega.$
Résistance rotorique :	$R_r = 1.8 \Omega.$
Inductance statorique :	$L_s = 0.1554 \text{ H.}$
Inductance rotorique :	$L_r = 0.1568 \text{ H.}$
Inductance Mutuelle :	$M = 0.15 \text{ H.}$
Nombre de paires de pôles :	$p = 2.$
Coefficient de frottement :	$K_f = 0.001 \text{ N.m/rad/s.}$
Inertie du moteur :	$J = 0.07 \text{ Kg. m}^2.$

Paramètre de la simulation DTC :

Période de d'échantillonnage :	0.00001 s.
Bande du contrôleur du flux :	0.005 Wb.
Flux de référence :	1 Wb.
Couple de charge :	25 Nm.
Tension d'alimentation de l'onduleur :	220 V.
Bande du contrôleur du couple :	1.4 N.m.

Paramètres de l'algorithme PSO

Number des Particules :	50
Number des Iterations :	20
Member des dimensions :	3
Inertia :	$w = 0.8$
Acceleration :	$C_1 = C_2 = 2$