

Université MUSTAPHA Stambouli  
Mascara



جامعة مصطفى اسطمبولي  
معسكر

Faculté des sciences et de la technologie.

Département d'Electrotechnique.

*Laboratoire de Signaux et Systèmes, Université de Mostaganem.*

*Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Eau, Université de Mascara.*

## THESE de DOCTORAT 3<sup>ème</sup> Cycle

Filière : Automatique.

Spécialité : Commande de machines.

Intitulée

Contribution à la commande neuro-floue : application au  
système sans capteur du pompage photovoltaïque

*Présentée par : Mr. LAOUI Abdelhaq.*

A soutenir le 15/12/2025 à 10 :00

Devant le jury :

Président	CHAOUCH DJAMEL EDDINE	MCA	Université de Mascara
Examinateur	BACHIR BOUIADJRA ROCHDI	MCA	Université de Mascara
Examinateur	AISSAOUI Abdelghani	PR	Université de Bechar
Encadreur	CHERGUI Moulay-idriss	MCA	Université de Mascara
Co-	CHEKROUN Soufiane	MCA	Université de Mascara

Année Universitaire : 2025-2026

# *Remerciements*

*Avant toute présentation du contenu de ce mémoire, nous jugeons indispensable de débuter par l'expression de notre profonde reconnaissance. Nous adressons en premier lieu nos remerciements à Allah, le Miséricordieux, pour Sa bienveillance et Son soutien constant tout au long de ce parcours.*

*Nous sommes particulièrement reconnaissants envers Dr CHERGUI Moulay-Idriss et Dr CHEKROUNE Soufian, dont l'encadrement attentif, la disponibilité et les échanges enrichissants ont grandement contribué à la réussite de cette recherche.*

*Nous tenons à exprimer notre gratitude à Dr CHAOUCH DJAMEL EDDINE Maître de conférences à l'Université de Mascara, pour avoir accepté de présider le jury de soutenance. Sa présence et son soutien honorent ce travail.*

*Nous remercions également Dr BACHIR BOUIADJRA ROCHDI, Maître de conférences à l'Université de Mascara, ainsi que Pr AISSAOUI Abdelghani, Professeur à l'Université de Bechar, pour leur participation et leurs précieux retours lors de l'évaluation de cette thèse.*

*Enfin, mes pensées vont à mon épouse et à ma fille, dont la patience inébranlable, le réconfort quotidien et les encouragements m'ont soutenu jusqu'au terme de cette aventure*

***Laoufi abdelhaq***

# Dédicace

*Je dédie ce travail à la mémoire de ma chère mère, qui nous a quittés trop tôt, mais dont l'amour et les valeurs continuent d'inspirer chacun de mes pas.*

*Que Dieu lui accorde Sa miséricorde et l'accueille en Son vaste paradis.*

*Et à tout ma famille*

***Laoufi abdelhaq***

## Résumé

Dans le cadre de cette thèse, nous avons exploré une approche de commande hybride alliant réseaux de neurones artificiels et logique floue, connue sous le nom de système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS). L'objectif principal est d'optimiser les performances d'un système de pompage photovoltaïque. Pour ce faire, chaque technique — logique floue, réseau de neurones, et ANFIS — a été présentée individuellement, puis appliquée à l'optimisation de la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking), initialement fondée sur l'algorithme classique Perturb et Observe (P&O).

Par ailleurs, afin d'améliorer les performances dynamiques de la machine asynchrone et de garantir un transfert optimal de l'énergie mécanique vers la pompe centrifuge, une seconde application de la commande ANFIS a été réalisée dans le cadre de la commande directe du couple (DTC). Une étude comparative des performances a été menée à l'aide de simulations sous MATLAB/Simulink.

Les résultats obtenus démontrent que la commande ANFIS surpassé les autres approches testées, tant en termes de robustesse que d'efficacité énergétique. Toutefois, cette méthode présente certaines limites, notamment un temps de calcul relativement élevé et une complexité accrue dans l'élaboration et l'administration de la base de données nécessaire à son fonctionnement.

## Abstract.

In this thesis, we investigated a hybrid control approach that combines artificial neural networks with fuzzy logic, known as the Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS). The primary objective was to optimize the performance of a photovoltaic pumping system. To this end, each technique—fuzzy logic, neural networks, and ANFIS—was first introduced individually and then applied to the optimization of Maximum Power Point Tracking (MPPT), initially based on the classical Perturb and Observe (P&O) algorithm.

Furthermore, in order to enhance the dynamic performance of the asynchronous machine and ensure optimal transfer of mechanical energy to the centrifugal pump, a second application of ANFIS control was carried out within the framework of Direct Torque Control (DTC). A comparative performance study was conducted using MATLAB/Simulink simulations.

The results obtained demonstrate that ANFIS control outperforms the other tested approaches in terms of both robust and energy efficiency. However, this method presents certain drawbacks, notably a relatively high computational load and increased complexity in the design and management of the database required for its operation

## ملخص

في هذه الأطروحة، قمنا بدراسة نهج تحكم هجين يجمع بين الشبكات العصبية الاصطناعية والمنطق الضبابي، المعروف وهدفنا الأساسي كان تحسين أداء نظام الضخ الكهروضوئي. (ANFIS) باسم نظام الاستدلال العصبي-الضبابي التكيفي.

بشكل منفصل، ثم تطبيقها على — المنطق الضبابي، والشبكات العصبية، و ANFIS ولتحقيق ذلك، تم عرض كل تقنية — المنطق الضبابي، والشبكات العصبية، و (P&O)، والذي استند في الأصل إلى خوارزمية الاضطراب والملاحظة (MPPT) تحسين تتبع نقطة القدرة العظمى

علاوة على ذلك، ومن أجل تعزيز الأداء الديناميكي للألة اللاتزامنية وضمان نقل أمثل للطاقة الميكانيكية إلى المضخة وتمت دراسة مقارنة للأداء (DTC) في إطار التحكم المباشر بالعزم ANFIS الطردية، تم إجراء تطبيق ثانٍ لتحكم ب باستخدام محاكيات MATLAB/Simulink.

أظهرت النتائج أن تحكم ANFIS يتفوق على المناهج الأخرى المختبرة من حيث الفعالية والكفاءة الطافية. ومع ذلك، فإن هذه الطريقة تتضمن بعض القيود، أبرزها العباء الحسابي المرتفع نسبياً والتعقيد المتزايد في تصميم وإدارة قاعدة البيانات اللازمة لعملها.

# Notation et abréviations

DTC : commande direct du couple.

MPPT : Suivi du Point de Puissance Maximale

ANFIS : Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System

PI : Proportionnel-Integral.

$K_p$  : est le gain proportionnel,

$T_i$  : est la constante de temps intégrale.

$T_{FTBO}$  : La fonction de transfert en boucle ouverte.

$T_{BF}$  : La fonction de transfert en boucle fermée

$(\alpha, \beta)$  : repère fixe

$(d,q)$  : repère mobile de transformation de park

$C_e$ ,  $C_r$  le couple électromécanique et couple résistant.

$i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  courant statorique

$i_{dr}$ ,  $i_{qr}$  courant rotorique.

$\Phi_{ds}$ ,  $\Phi_{qs}$  flux statorique.

$\Phi_{dr}$ ,  $\Phi_{qr}$  flux rotorique.

$\omega_s$  Vitesse électrique angulaire du stator.

$R_s$ ,  $R_r$  Résistances du stator et du rotor.

$L_s$ ,  $L_r$  Inductances du stator et du rotor.

$L_m$  Inductance mutuelle.

$p$  Nombre de paires de pôles.

$J$  Moment d'inertie.

$f$  Coefficient de frottement.

$S_a, S_b, S_c$  Séquence du DTC.

$E, v_{dc}$  La tension continue de la batterie.

$V_A, V_B, V_C$  tensions de sortie de l'onduleur.

$I_{pv}$  Le courant de sortie de la cellule PV

$I_s$  : Courant de saturation inverse de la cellule.

A : Facteur d'idéalité de l'articulation.

q : Charge électronique.

K : Constante de Boltzmann.

$N_s$  : Nombre de cellules connectées en série.

$K_1$  : est le coefficient de température du courant de court-circuit de la cellule.

$T_{ref}, T_c$  : Sont respectivement la température de fonctionnement et la température de référence de la cellule.

G : est le niveau d'irradiation solaire en  $\text{W/m}^2$

$I_{RS}$  : Le courant de saturation inverse.

VCO : La tension du circuit ouvert.

Q : est le débit, H la hauteur manométrique.

$F_k$  : Désigne la fonction de commutation globale correspondant au bras k de l'onduleur.

$m_f$  : Le rapport de modulation en amplitude.

$f_p$  : La fréquence de l'onde porteuse.

$f_r$  : La fréquence de l'onde référence.

# Table des matières

<u>Remerciements</u> .....	i
<u>Dédicace</u> .....	ii
<u>Résumé</u> .....	iv
<u>Notation et abréviations</u> .....	vi
<u>Table des matières</u> .....	xi
<u>La liste des figures</u> .....	xv
<u>La liste des tableaux</u> .....	xvi
<u>Introduction général</u> .....	2
<b>Chapitre 1 : Matériels et méthodes</b>	
I.1Introduction.....	4
I.1Générateur photovoltaïque.....	4
I.1.1 Généralité sur l'énergie solaire photovoltaïque.....	4
I.1.2 La conversion photovoltaïque.....	4
I.1.2.1 Principe d'une cellule photovoltaïque.....	5
I.1.2.2 Type des cellules.....	5
I.1.2.3 Le module photovoltaïque.....	6
I.1.2.4 Cellules photovoltaïques.....	7
I.1.3 Modélisation de la cellule photovoltaïque.....	10
I.2. Le groupe moto-pompe.....	10
I.2.1 Description et modélisation du moteur asynchrone triphasé.....	10
I.2.1.1 Généralité sur moteur asynchrone.....	10
I.2.1.2 Les éléments constitutifs de la machine asynchrone.....	11
I.2.1.3.Principe de fonctionnement.....	13
I.2.1.4.Le modèle de la machine asynchrone.....	16
I.2.1.5.Modèle de Park du moteur asynchrone.....	17
I.2.1.6.Equations électriques dans le repère de Park.....	18
I.2.1.7.Choix du type de référentiel.....	19

I.2.1.8.Représentation d'état dans le référentiel de Park.....	21
I.2.2.Description et modélisation de la pompe centrifuge.....	21
I.2.2.1 Généralité sur la pompe à centrifuge.....	21
I.2.2.2 Constitution d'une Pompe Centrifuge.....	22
I.2.2.3 Principe de fonctionnement d'une Pompe centrifuge.....	23
I.2.2.4. Modèle de fonctionnement d'une pompe centrifuge.....	24
I.3.Convertisseur électronique.....	24
I.3.1.L'onduleur triphasé à deux niveaux.....	24
I.3.1.1.Généralité sur l'onduleur.....	25
I.3.1.2.Description et modèle de l'onduleur.....	25
I.3.1.3.Modèle de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	27
I.3.2. Description et modèle de hacheur parallèle (BOOST).....	27
I.3.2.1. Généralités sur le Convertisseur Élévateur (Boost Converter).....	28
I.3.2.2. Représentation mathématique équivalente.....	30
I.3.3. Techniques de commande PWM appliquées aux convertisseurs.....	30
I.3.3.1 Le principe de la commande PWM.....	31
I.3.3.2 Méthodes implicites de commande PWM.....	31
I.3.4. Modulation PWM par comparaison sinus-triangle.....	33
I.3.5. Technique de modulation à rétroaction Delta.....	34
I.3.6. Technique de modulation à hystérésis.....	35
I.4. Conclusion.....	36

## Chapitre 2 : Techniques de commandes associées au système.

II.1 Introduction.....	37
II.2 Généralité pour la commande directe du couple.....	38
II.2.1 Modélisation en espace des états du moteur asynchrone et de son convertisseur.....	39
II.2.1.1 Régulation du flux statorique en vecteurs.....	41
II.2.1.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	45
II.2.2 Description de la structure de la DTC.....	45
II.2.2.1 Sélection de la vectrice tension $\bar{V}_s$ .....	46
II.2.2.2 Estimation de flux statorique.....	47
II.2.2.3 Elaboration du contrôleur de flux.....	48

II.2.2.4 Estimation du couple électromagnétique.....	48
II.2.2.5 Conception du contrôleur de couple.....	49
II.2.3 Table de vérité et structure de la DTC.....	50
II.2.4 Structure générale du contrôle direct du couple.....	50
II.2.4.1 Définition des grandeurs de commande : $C_{ref}$ , $\varphi_{ref}$ , $\Delta\varphi_s$ et $\Delta C_{em}$ .....	53
II.2.5.Résultats du DTC classique.....	54
II.2.6. La régulation de vitesse.....	54
II.2.6.1 Régulateur PI.....	55
II.2.6.2 Calcul de régulateur.....	57
II.2.6.3 Résultats de la simulation de la DTC classique associée au régulateur PI.....	58
II.3 Stratégie de Suivi du Point de Puissance Maximale (MPPT).....	58
II.3.1 Généralités sur la Commande MPPT.....	60
II.3.2 Algorithmes optimisés pour le suivi du point de puissance maximale.....	60
II.3.2.1 Principe des commandes “Perturb and Observe” (P&O).....	63
II.3.2.2 Résultats de la simulation du MPPT à base d’algorithme P&O.....	66
II.3.3 Principe de fonctionnement de la méthode MPPT par incrément de conductance (IncCond).....	69
II.4 Etude et simulation de système globale de pompage photovoltaïque associé à la commande conventionnelle.....	70
II.4.1 Description du system.....	71
II.4.2 Dimensionnement de panneaux solaire pour moteur asynchrone.....	73
II.4.3 Simulation de la commande conventionnelle appliquée au système de pompage photovoltaïque.....	78
II.5. Conclusion.....	79

### Chapitre 3 : la commande appliquée neuro-floue

III.1 Introduction.....	80
III.2 Stratégies de commande basée sur la logique floue.....	80
III.2.1 Historique et définition.....	81
III.2 .2 Ensembles flous.....	82
III.2 .3 Opérateurs de la logique floue.....	85
III.2.4 Architecture d’un système de régulation floue.....	87

III.2.5 La commande MPPT par logique floue.....	89
III.3 Stratégies de commande basée sur les réseaux de neurones.....	89
III.3.1 Principe et définition.....	91
III.3.2 Organisation en couche de plusieurs neurones.....	91
III.3.3 Réseaux statique ou multicouche.....	92
III.3.4 Apprentissage et adaptation.....	93
III.3.5 Les algorithmes d'apprentissage des réseaux de neurones.....	95
III.4 La commande adaptative neuro-floue inférence système (ANFIS).....	96
III.4.1 Principe et généralité.....	96
III.4.2 Architecture d'ANFIS.....	98
III.4.3 Comparaison entre ANFIS, Réseaux de Neurones et Logique Floue.....	99
III.5 L'estimateur de vitesse à base d'ANFIS.....	99
III.5.1 Principe de la commande sans capteur.....	99
III.5.2 L'estimateur de la vitesse à la base ANFIS.....	100
III.5.3 Structure de l'estimateur de la vitesse ANFIS.....	100
III.5 Conclusion.....	101
<b><u>Chapitre 4 : Résultats de simulations et interprétations</u></b>	
IV.1 Introduction.....	102
IV.2 Résultats de simulation et interprétation de la commande MPPT à base de logique floue.....	105
IV.3 Résultats et interprétation de la commande MPPT à base de réseau de neurones.....	109
IV.4. Simulation et interprétation de MPPT à base de commande ANFIS.....	112
IV.5. La commande DTC basé sur le régulateur ANFIS.....	116
IV.6 Application de la commande ANFIS sur le système de pompage photovoltaïque.....	122
IV.7 Conclusion.....	123
<b><u>Conclusion général</u></b> .....	124
<b><u>ANNEXE 1</u></b> .....	125
<b><u>Bibliographie</u></b> .....	131

# La liste des figures

## Chapitre 1 : Matériels et méthodes.

Figure I.1. : Schéma présentative du pompage photovoltaïque.....	3
Figure I.2 : La structure d'une cellule PV à base de silicium repose sur l'utilisation d'une jonction PN. ....	5
Figure I.3 : Module Photovoltaïque.....	6
Figure I.4 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.....	8
Figure I.5 : L'évolution du point de puissance maximale (PPM) d'un module photovoltaïque monocristallin de 213 W de puissance crête varie en fonction (a) l'éclairement solaire (b) la température... ..	9
Figure I.6 : photo d'une machine asynchrone (catalogue Leroy-Somer).....	11
Figure I.7 : Modèle de la MAS avec inductances couplées.....	12
Figure I.8 : Modèle de la MAS avec inductances de fuites ramenées au primaire.....	12
Figure I.9: Repérage angulaire du système d'axes (d,q) associé au stator de la MAS.....	17
Figure I.10 : Repérage angulaire des systèmes d'axes (dq) associé au rotor de la MAS.....	17
Figure I.11. Schéma de principe d'une pompe centrifuge.....	23
Figure I.12. Couple d'une turbo- pompe.....	23
Figure I.13 : Schéma de l'ensemble convertisseurs – moteur.....	26
Figure (I.14). Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation du moteur.....	26
Figure I.15. Architecture de base du convertisseur Boost/Buck.....	29
Figure I.16.Évolution des grandeurs électriques dans un hacheur survolté.....	29
Figure I.17 : Représentations électriques du hacheur Boost : (a) interrupteur fermé, (b) interrupteur ouvert.....	29
Figure I.18 : Fondement de la modulation PWM sinus-triangle.....	33
Figure I.19 : Base de la stratégie de commande par modulation traditionnelle.....	33
Figure I.20 : Diagramme fonctionnel de la modulation Delta.....	35
Figure I.21 : (a) Delta souhaité, (b) : Signal de commutation.....	35
Figure I.22 : Représentation du fonctionnement de la régulation par hystérésis.....	36
Figure I.23.Fonctionnement de la régulation de courant à hystérésis.....	36

## Chapitre 2 : Technique de commandes associées au système.

Figure II.1. Elaboration de $S_a$ , $S_b$ , $S_c$ à partir de la position du vecteur $V_s$ .....	39
Figure II.2 – Illustration de la trajectoire du vecteur $\overline{\varphi_s}$ lorsque le terme $R_s \overline{I_s}$ est considéré comme négligeable.....	40
Figure II.3 – Représentation des composantes du vecteur dérivé du flux statorique.....	41
Figure II.4 Evolution des flux $\overline{\varphi_s}$ et $\overline{\varphi_r}$ après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{r1}$ .....	43
Figure II.5 Progression de couple $C_{em}$ .....	45
Figure II.6 Sélection de la vectrice tension selon la zone $N=i$ pour le cas $i=1$ .....	46
Figure II.7 : (a) : sélection des tensions $V_s$ correspondant au contrôle de l'amplitude $\varphi_s$ ; (b) : contrôle à hystérésis à deux niveaux.....	48
Figure II.8 – Commande du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux.....	49
Figure II.9 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (DTC classique)....	51
Figure (II.10) Essai de variation de $\varphi_{ref}$ avec $C_{ref}$ constant.....	52
Figure II.11 : Essai de variation du $C_{ref}$ pour $\varphi_{ref}$ constant.....	53
Figure II.12 Essai de variation $\Delta\varphi_s$ et $\Delta C_{em}$ .....	55
Figure II.14 – Schéma simplifié de la boucle de régulation de la vitesse avec correcteur PI....	56
Figure II.15 : Schéma de la boucle de régulation de la vitesse utilisant un correcteur PI.....	57
Figure II.16 résultats de simulation de poursuit DTC classique avec régulateur PI.....	58
Figure II.17. Architecture de base d'un système de conversion photovoltaïque.....	60
Figure II.18 : Suivi et ajustement du Point de Puissance Maximale.....	61
Figure II.19 Comportement courant-tension (IV) typique d'un module photovoltaïque.....	62
Figure II.20. Algorithme type de la méthode P&O.....	63
Figure II.21 : Réaction de l'algorithme P&O aux fluctuations de l'ensoleillement.....	64
Figure II.22. Schéma bloc sous MATLAB/Simulink d'un convertisseur Boost piloté par l'algorithme P&O.....	65
Figure II.23. Le courant de sortie du hacheur Boost piloté par MPPT-P&O.....	66
Figure II.24. Tension de sortie de hacheur Boost piloté par MPPT-P&O.....	66
Figure II.25. Puissance de sortie de hacheur boost piloté par MPPT-P&O.....	66
Figure II.26. Tension d'entrée de hacheur Boost piloté par MPPT-P&O.....	67
Figure II.27. Puissance d'entrée de hacheur Boost piloté par MPPT-P&O.....	67

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}}$$

Figure (II.28). Localisation du point de fonctionnement en fonction du signe de  $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}}$  sur la

$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}}$  courbe de puissance (a) et de  $\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}}$  sur la courbe de courant (b).....68

Figure II.29 : Commande MPPT fondée sur la méthode de l'incrément de conductance : algorithme de régulation.....69

Figure II.30. Illustration du fonctionnement de la commande MPPT par incrément de conductance sur une chaîne de conversion photovoltaïque simplifiée.....70

Figure (II.31) Schéma bloc de la commande basée sur l'ANFIS appliquée à un système de pompage photovoltaïque.....72

Figure (II.32) Schéma bloc global de la commande conventionnel appliquée à un système de pompage photovoltaïque sous MATLAB/Simulink.....74

Figure (II.33) Tension continue des panneaux photovoltaïques.....75

Figure (II.34) Puissance délivré par les panneaux photovoltaïques.....76

Figure II.35.La vitesse du moteur asynchrone.....77

Figure II.36.le courant du moteur asynchrone.....77

Figure II.37 Le couple électromagnétique délivré par le moteur asynchrone.....78

Figure II.38. Vue détaillée de la réponse du couple.....78

Figure II.39. Le débit d'eau délivré par la pompe centrifuge.....79

Figure II.40 Le couple résistant délivré par la pompe centrifuge.....79

### Chapitre 3 : la commande appliquée neuro-floue.

Figure III.1. Classification des humains selon leur âge.....81

Figure III.2. Les opérateurs logiques ET et OU en logique floue.....83

Figure III.3. Structure du régulateur à logique floue.....85

Figure III.4 : Synoptique du Controller logique floue.....87

Figure III.5. La fonction d'appartenance pour l'entrée  $E(k)$  .....88

Figure III.6 : La fonction d'appartenance pour l'entrée  $\Delta E(k)$  .....88

Figure III.7 La fonction d'appartenance pour la sortie  $\alpha$ .....88

Figure III.8. Structure d'un neurone.....89

Figure III.9 Les fonction d'activations.....90

Figure III.10 Réseaux de neurones à une couche caché.....91

Figure III.11 Architecture générale d'un réseau multicouche.....92

Figure III.12.Représentation schématique du processus d'apprentissage supervisé d'un réseau de neurones.....	92
Figure III.13. Représentation schématique du processus d'apprentissage non supervisé d'un réseau de neurones.....	93
Figure III.14. Architecture global de la commande Neuro-floue ANFIS.....	96

#### Chapitre 4 : Résultats de simulations et interprétations.

Figure IV.1. Schéma bloc sous MATLAB/Simulink d'un convertisseur Boost piloté par la logique floue.....	103
Figure IV.2 Le courant de sortie du hacheur Boost piloté par MPPT-fuzzy logic.....	104
Figure IV.3 Tension de sortie de hacheur Boost piloté par MPPT-fuzzy logic.....	104
Figure IV.4 Puissance de sortie de hacheur boost piloté par MPPT-fuzzy logic.....	105
Figure IV.4 Tension d'entrée de hacheur Boost piloté par MPPT-fuzzy logic.....	105
Figure IV.5 Schéma bloc sous MATLAB/Simulink d'un convertisseur Boost piloté par réseau de neurone.....	106
Figure IV.6 Le courant de sortie de Boost piloté par MPPT-réseau de neurone.....	107
Figure IV.7 La tension de sortie de Boost piloté par MPPT-réseau de neurone.....	107
Figure IV.8. La puissance de sortie de Boost piloté par MPPT-réseau de neurone.....	108
Figure IV.9 La tension d'entrée de Boost piloté par MPPT-réseau de neurone.....	108
Figure IV.10 La puissance d'entré de Boost piloté par MPPT-réseau de neurone.....	108
Figure IV.11. Le courant de sortie de Boost piloté par MPPT-ANFIS.....	109
Figure IV.12. La tension de sortie de Boost piloté par MPPT-ANFIS.....	110
Figure IV.13. La puissance de sortie de Boost piloté par MPPT-ANFIS.....	110
Figure IV.14. La tension d'entrée de Boost piloté par MPPT-ANFIS.....	111
Figure IV.15. La puissance d'entrée de Boost piloté par MPPT-ANFIS.....	111
Figure IV.16. Structure de réseaux neurone utilisé en DTC-ANFIS.....	112
Figure IV.18. Benchmark 1, Suivi de trajectoire et performance de rejet des perturbations avec l'approche DTC-ANFIS à vitesse nominale.....	114
Figure IV.19. Benchmark 2 – Comparaison des trajectoires de vitesse du rotor entre les stratégies DTC-ANFIS et DTC-PI.....	115
Figure IV.20. Benchmark 2 – Comparaison des trajectoires du couple électromagnétique entre les stratégies DTC-ANFIS et DTC-PI.....	115
Figure IV.21. Benchmark 2 – Gros plan sur l'évolution du couple électromagnétique : comparaison entre les stratégies DTC-ANFIS et DTC-PI.....	115

Figure IV.22 Benchmark 2 – Comparaison des trajectoires du courant statorique Isa entre les stratégies DTC-ANFIS et DTC-PI.....	116
Figure IV.23. Schéma fonctionnel du contrôle basé sur ANFIS appliqué à un système de pompage photovoltaïque.....	116
Figure IV.24 : Schéma global du contrôle neuro-flou appliquée à un système de pompage photovoltaïque sous MATLAB/Simulink.....	117
Figure VI.25. Comparaison de la tension d'entrée du convertisseur Boost entre l'algorithme P&O et la commande ANFIS.....	118
Figure IV.26. Comparaison de la puissance d'entrée de convertisseur boost entre algorithme P&O et commande ANFIS.....	119
Figure IV.27. Comparaison de la vitesse rotorique entre les techniques DTC-PI et DTC-ANFIS. ....	119
Figure IV.28. Comparaison de la réponse du couple des techniques DTC-PI et DTC-ANFIS.....	122
Figure IV.29. Vue détailler de la réponse du couple électromagnétique.....	122
Figure IV.30. Comparaison de la réponse du courant statorique des techniques DTC-PI et DTC-ANFIS.....	121
Figure IV.31. Comparaison des débits de la pompe centrifuge des techniques DTC-PI et DTC-ANFIS.....	122

# La liste des tableaux

## Chapitre 1 : Matériels et méthodes.

Tableau I.1discription des composants du machine à asynchrone.....11

## Chapitre 2 : Technique de commandes associées au système.

Tableau II1. Table de vérité de la stratégie de commande en fonction des sorties des contrôleurs et de la zone de flux.....50  
Tableau II.2 Les paramètres du hacheur parallèle.....65

## Chapitre 3 : la commande appliquée neuro-floue.

Tableau III.1. Règles floues pour les variables d'entrée et de sortie.....89

Tableau III.2. Comparaison systématique entre les commandes : réseaux de neurones, logique floue et ANFIS.....98

## Chapitre 4 : Résultats de simulations et interprétations.

Tableau IV.1 : erreur quadratique de la puissance.....112

Tableau IV2.Comparaison des erreurs quadratiques moyennes (EQM) entre les stratégies DTC-ANFIS et DTC-PI.

Tableau IV.3 : comparaison entre les résultats entre le pompage photovoltaïque conventionnel et le pompage photovoltaïque ANFIS.....114

## Introduction générale

Face à la diminution progressive des combustibles fossiles au niveau planétaire, la croissance des besoins énergétiques et la nécessité pressante de limiter les rejets de gaz à effet de serre, il est essentiel de se tourner vers les sources d'énergie renouvelables. Qui s'impose comme une solution incontournable. Parmi elles, l'énergie solaire photovoltaïque occupe une place stratégique, en particulier pour les régions isolées ou rurales, où l'accès à un réseau électrique centralisé reste limité voire inexistant. L'utilisation de cette énergie propre pour alimenter des systèmes de pompage d'eau constitue une alternative durable, économique et adaptée aux besoins locaux, notamment destinées à l'irrigation et à l'approvisionnement en eau potable.

Les systèmes de pompage photovoltaïques, s'ils présentent de nombreux avantages, sont toutefois sensibles aux variations environnementales et à la qualité de leur commande. Leur performance globale dépend fortement des stratégies de contrôle mises en œuvre à différents niveaux de la chaîne de conversion, qu'il s'agisse de l'extraction d'énergie solaire via les algorithmes MPPT ou de la gestion du moteur électrique assurant le pompage. Les approches conventionnelles, bien que largement adoptées, montrent certaines limites face à la complexité et à la variabilité des conditions réelles d'exploitation.

Face à ces défis, cette thèse propose une contribution à l'amélioration de la commande des systèmes de pompage photovoltaïques à travers le développement et l'intégration d'approches dites intelligentes, combinant la logique floue et les réseaux de neurones artificiels. En s'appuyant sur le modèle ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System), nous explorons une alternative prometteuse à la commande classique, capable de s'adapter aux incertitudes et aux non-linéarités du système.

Notre étude se décline en trois volets majeurs, dont le premier chapitre est dédié à l'analyse du contexte énergétique et à la modélisation fonctionnelle du système de pompage photovoltaïque, mettant en lumière les défis techniques liés à son dimensionnement et à son fonctionnement en environnement variable. Le deuxième chapitre explore différentes stratégies de commande classiques, telles que la DTC et les méthodes MPPT, dans le but d'en évaluer les performances et les limites. En troisième chapitre on va présenter les techniques de commande intelligentes, avec un accent particulier sur l'approche neuro-floue. Enfin en quatrième chapitre en analyse à travers des résultats obtenus de simulation lors application des commandes intelligentes sur la commande MPPT ainsi que la commande que la commande du moteur DTC d'une part, et autre part l'impact sur le rendement et la robustesse du système global.

## Introduction générale

---

À travers cette démarche, la présente thèse ambitionne de démontrer l'apport significatif de la commande ANFIS dans le pilotage optimisé des systèmes photovoltaïques, en contribuant à une meilleure intégration des énergies renouvelables dans des applications critiques telles que le pompage d'eau.

## I.1 Introduction

Développement rural et durable : Bien adaptée pour les régions rurales en raison du manque de l'électrification, et la profondeur de la nappe phréatique (AEP, irrigation...)

Le photovoltaïque contribue de manière déterminante au passage aux énergies renouvelables durable, particulièrement au sein des pays émergents caractérisés par une disponibilité limitée de une électricité stable reste un défi. La dépendance aux combustibles fossiles pour la production d'électricité entraîne une hausse des émissions de polluants et de gaz à effet de serre, exacerbant les crises environnementales mondiales. Face à cette réalité, les technologies solaires, telles que les systèmes photovoltaïques (PV), offrent une alternative prometteuse. En exploitant l'énergie inépuisable du soleil, elles répondent non seulement à la demande énergétique mondiale, mais réduisent aussi considérablement les impacts environnementaux, tout en participant activement à la réduction du réchauffement climatique [1].

La stratégie de stocker l'eau dans un réservoir est plus pratique, utile, fiable et économique que de stocker de l'électricité dans des batteries.

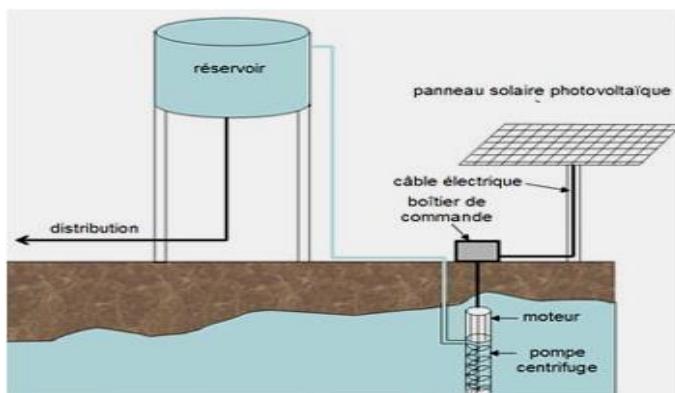


Figure I.1 : Schéma présentatif du pompage photovoltaïque [1].

Un système de pompage alimenté par énergie photovoltaïque (PV) se compose généralement de plusieurs sous-ensembles interconnectés, chacun jouant un rôle spécifique dans la chaîne de conversion d'énergie. Il comprend en premier lieu un générateur photovoltaïque, chargé de convertir l'énergie solaire en électricité continue. Cette tension continue est ensuite régulée par un convertisseur continu-continu de type Boost (hacheur élévateur), dont la fonction principale est d'augmenter le niveau de tension pour l'adapter aux exigences du reste du système. La tension ainsi ajustée est ensuite injectée dans un onduleur triphasé à deux niveaux, qui a pour mission de transformer la tension continue en une tension alternative triphasée, apte à alimenter un moteur asynchrone. Ce moteur est directement

accouplé à une pompe hydraulique, assurant ainsi l'extraction ou le déplacement de l'eau, selon les besoins de l'application (irrigation, alimentation en eau potable, etc.). Ce type de système fonctionne selon le principe dit "au fil du soleil", c'est-à-dire sans dispositifs de stockage intermédiaires tels que des batteries (stocker de l'eau mieux que de stocker l'électricité qui se couterait chère et polluant). Par conséquent, le fonctionnement du système est entièrement tributaire de l'irradiation solaire disponible. Cela implique des variations importantes de performance tout au long de la journée, selon les variations ainsi que de l'angle d'attaque des rayons solaires sur le plan du module. L'accent sera mis dans ce chapitre sur l'élaboration des modèles mathématiques et l'analyse opérationnelle de chaque composant du système. L'objectif est de comprendre en profondeur leur comportement individuel, ainsi que leur interaction globale dans différentes conditions d'exploitation (ensoleillement variable, charges hydrauliques fluctuantes, etc.). Cette analyse est essentielle pour optimiser le rendement global du système et en assurer une commande efficace et robuste.

## I.1 Générateur photovoltaïque

### I.1.1 Généralité sur l'énergie solaire photovoltaïque

Le rôle essentiel d'une cellule photovoltaïque est de capturer la lumière du soleil et de la transformer en électricité grâce à un phénomène appelé effet photovoltaïque. Différentes technologies de fabrication des cellules exploitent des matériaux spécifiques afin d'améliorer le rendement de transformation de l'énergie solaire en électricité. Avec l'essor de nouvelles techniques non conventionnelles pour produire des cellules solaires[1], [2].

### I.1.2 La conversion photovoltaïque :

#### I.1.2.1 Principe d'une cellule photovoltaïque.

Une cellule photovoltaïque est un dispositif constitué d'un matériau semi-conducteur qui capte l'énergie lumineuse et la convertit directement en électricité. Son fonctionnement repose sur les caractéristiques d'absorption lumineuse propres aux semi-conducteurs, rendant le choix des matériaux crucial pour optimiser les performances de la cellule. Pour ces cellules dépend des caractéristiques spécifiques de leurs électrons, qui peuvent se détacher de leurs atomes lorsque des photons du spectre solaire, possédant une énergie suffisante en fonction de leur longueur d'onde, les excitent [2].

Ces électrons libérés se déplacent à travers le matériau, générant un courant électrique de type continu (DC). Ce mouvement de charges crée une force électromotrice (fem) aux bornes

du semi-conducteur, ce qui constitue le phénomène connu sous le nom d'effet photovoltaïque. La figure (I.2) illustre la structure d'une cellule photovoltaïque en silicium[3].

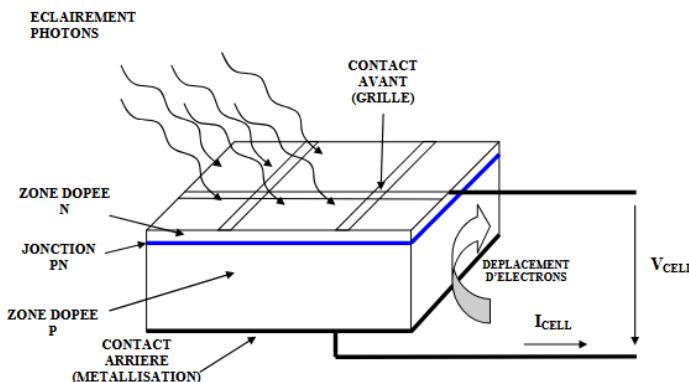


Figure (I.2) : La structure d'une cellule PV à base de silicium repose sur l'utilisation d'une jonction PN. [3]

### I.1.2.2 Type des cellules :

La majorité des cellules photovoltaïques sur le marché international utilisent le silicium comme matériau de base, qu'il s'agisse de silicium monocristallin, polycristallin ou amorphe.

- Cellules monocristallines : Connues pour leur rendement élevé, ces cellules sont les plus efficaces, mais aussi les plus coûteuses en raison de leur processus de fabrication complexe. Elles sont souvent choisies pour des applications nécessitant une performance maximale.
- Cellules polycristallines : Moins coûteuses à produire grâce à un processus de fabrication plus simple, ces cellules offrent un rendement inférieur à celui des cellules monocristallines, mais restent un choix populaire en raison de leur meilleur rapport coût-efficacité.
- Cellules amorphes : Bien que leur rendement soit faible, ces cellules nécessitent très peu de silicium, ce qui réduit considérablement l'ère coût. Elles sont fréquemment utilisées dans des petits appareils électroniques comme les calculatrices solaires et les montres.

### I.1.2.3 Le module photovoltaïque

La constitution d'un module photovoltaïque repose sur plusieurs composants clés, chacun ayant un rôle spécifique dans la conversion de l'énergie solaire en électricité. Voici les principaux éléments qui le composent :

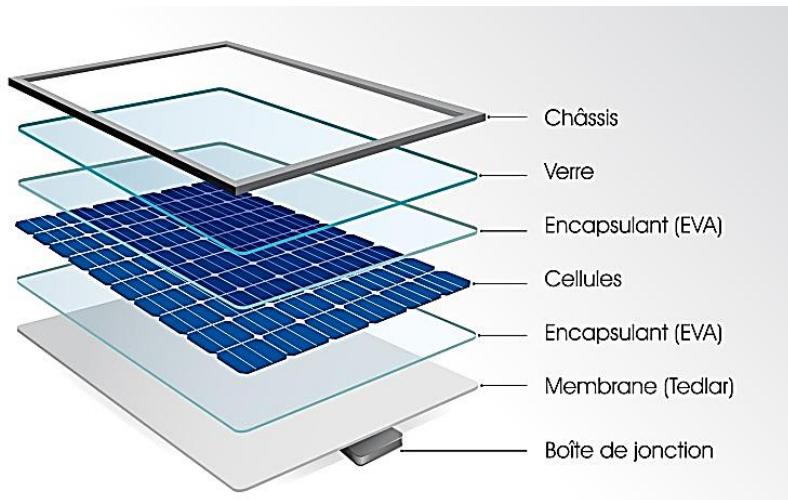


Figure I.3 : Module Photovoltaïque

#### I.1.2.4 Cellules photovoltaïques

Les cellules sont l'élément central du module, généralement fabriquées à partir de silicium (monocristallin, polycristallin ou amorphe). Elles convertissent la lumière solaire en électricité grâce à l'effet photovoltaïque.

- Encapsulation

Les cellules sont encapsulées dans un matériau protecteur, souvent de l'acétate d'éthylène-vinyle (EVA). Cette encapsulation protège les cellules de l'humidité, des chocs et des débris extérieurs, assurant ainsi leur longévité et leur efficacité.

- Face avant en verre

La face avant du module est recouverte d'une plaque de verre qui offre plusieurs caractéristiques essentielles :

- Transparence élevée pour maximiser l'entrée de la lumière solaire.
- Résistance aux impacts et à l'abrasion pour protéger les cellules des dommages.
- Étanchéité à l'humidité pour prévenir toute infiltration d'eau.

- Face arrière

La face arrière du module peut être fabriquée de deux manières :

- En verre, ce qui caractérise les modules bi-verre, offrant une protection supplémentaire tout en étant esthétique.
- En composite (par exemple, tedlar/alu/tedlar), qui combine légèreté et résistance pour une protection durable.

- Cadre

Un cadre en aluminium entoure généralement le module, fournissant une structure robuste pour la manipulation et l'installation, tout en protégeant les bords des cellules et de l'encapsulation.

- Connecteurs et câblage

Des connecteurs électriques et un câblage sont intégrés pour permettre la connexion du module à un système électrique plus large, facilitant le transfert de l'énergie produite vers le réseau ou un système de stockage.

- Système de montage

Bien que souvent considéré comme un accessoire, le système de montage est essentiel pour maintenir le module en place, en assurant une orientation optimale par rapport au soleil et en garantissant la ventilation.

#### I.1.3 Modélisation de la cellule photovoltaïque

Une cellule solaire traditionnelle est basée sur une jonction PN et fonctionne grâce à l'effet photovoltaïque. Lorsqu'elle est exposée à la lumière du soleil, elle génère une tension continue. Les paramètres clés qui caractérisent une cellule solaire sont les suivants [2] :

- Courant de court-circuit ( $I_{SC}$ ) : Il s'agit du courant maximal que la cellule peut fournir lorsque les bornes sont connectées directement entre elles (en court-circuit).
- Tension en circuit ouvert ( $V_{oc}$ ) : C'est la tension maximale mesurée aux bornes de la cellule lorsque le circuit est ouvert, sans charge connectée.
- Facteur de remplissage (FF) : Ce paramètre exprime l'efficacité avec laquelle la cellule utilise son potentiel maximal en comparant la puissance réelle produite à la puissance théorique maximale.
- Efficacité de conversion ( $\eta$ ) : Il s'agit du pourcentage d'énergie solaire absorbée par la cellule qui est converti en énergie électrique [2].

La Figure (I.4) présente le circuit électrique équivalent de la cellule PV qui possède une source de courant ( $I_{ph}$ ), une diode connectée en anti-parallèle (D), une résistance série ( $R_p$ ) et une résistance parallèle ( $R_s$ )[4].

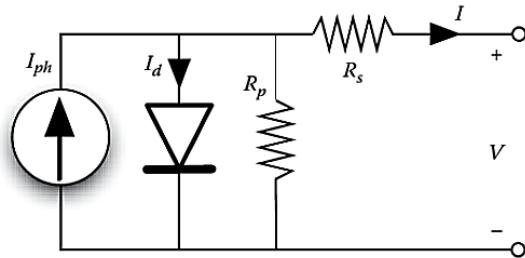


Figure I.4 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.

Le courant de sortie de la cellule PV exprimé comme :

$$I = I_{pv} - I_s \left\{ \exp \left( \frac{q}{AKT_s N_s} V + IR_s \right) - 1 \right\} - \frac{V + IR_s}{R_p}. \quad (\text{I.1})$$

Où :

$I_s$  : Courant de saturation inverse de la cellule.

A : Facteur d'idéalité de l'articulation.

q : Charge électronique.

K : Constante de Boltzmann.

$N_s$  : Nombre de cellules connectées en série.

Le courant lumineux généré ( $I_{pv}$ ) dans l'équation (2) exprimé comme :

$$I_{pv} = [I_{sc} + K_1 (T_c - T_{ref})] G \quad (\text{I.2})$$

Où :

$K_1$  : est le coefficient de température du courant de court-circuit de la cellule.

$T_{ref}, T_c$  : Sont respectivement la température de fonctionnement et la température de référence de la cellule.

G : est le niveau d'irradiation solaire en  $\text{w/m}^2$

Le courant de saturation de la diode ( $I_s$ ) de la cellule PV est :

$$I_s = I_{RC} \left( \frac{T_c}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left[ \frac{qE_g}{A_k} \left( \frac{1}{T_c} - \frac{1}{T_{ref}} \right) \right] \quad (\text{I.3})$$

Le courant de saturation inverse est :

$$I_{RS} = \frac{I_{sc}}{\exp \left( \frac{q}{AKT_c N_s} V_{oc} \right) - 1} \quad (\text{I.4})$$

Une cellule photovoltaïque élémentaire produit une puissance limitée, insuffisante pour satisfaire les exigences des applications domestiques ou industrielles. En effet, une cellule de petite taille, de l'ordre de quelques dizaines de centimètres carrés, ne délivre que quelques watts et fonctionne sous une faible tension (généralement inférieure à 1 volt en raison de la tension de la jonction PN). Pour obtenir une puissance plus importante, plusieurs cellules doivent être connectées entre elles pour former un module ou un panneau photovoltaïque.

- Assemblage en série : Cette configuration permet d'augmenter la tension globale du système, car les tensions des cellules s'additionnent.
- Assemblage en parallèle : Ici, le courant total du système est accru, les courants générés par les cellules s'additionnent.

Ainsi, en combinant des cellules en série et en parallèle, on peut concevoir un générateur photovoltaïque qui présente des caractéristiques de tension et de courant adaptées aux besoins spécifiques des utilisateurs. Ce procédé permet de configurer des systèmes de production d'énergie solaire à des puissances variées, en fonction des applications. La courbe caractéristique  $I(V)$  d'un générateur photovoltaïque (GPV) ressemble à celle d'une cellule photovoltaïque, avec des rapports de proportionnalité qui dépendent du nombre de cellules connectées en série et en parallèle. Ces connexions influencent directement les valeurs de tension et de courant du générateur. La courbe  $I(V)$  est également de nature non linéaire et présente un point de puissance maximale (PPM), où le générateur délivre sa puissance optimale. Ce point est défini par un courant et une tension spécifiques, appelés respectivement courant de puissance maximale et tension de puissance maximale[5].

Identifier et exploiter ce point de puissance maximale est crucial pour maximiser la production d'énergie d'un générateur photovoltaïque, en particulier dans des conditions variables d'ensoleillement.

#### Les Influences aux paramètres des cellules solaires

- La tension du circuit ouvert VCO
- Influence de la température
- Influence de l'éclairement
- Influence de la résistance parallèle
- Influence de la résistance série
- Connexion directe entre la source et la charge.

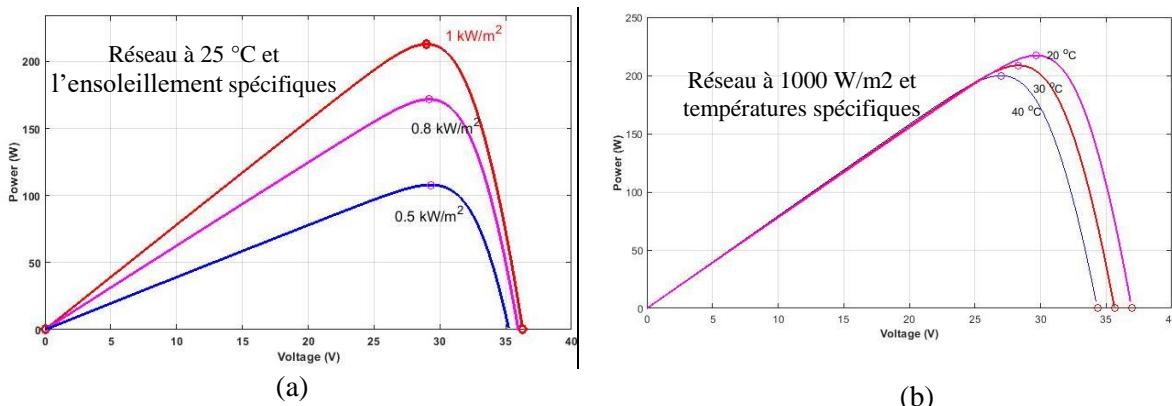


Figure I.5 : L'évolution du point de puissance maximale (PPM) d'un module photovoltaïque monocristallin de 213 W de puissance crête varie en fonction (a) l'éclairement solaire (b) la température[5].

En raison de la non-linéarité de la puissance générée par les modules photovoltaïques et des variations de tension, les systèmes solaires nécessitent un mécanisme de contrôle appelé suivi du point de puissance maximale (MPPT). Ce dispositif ajuste continuellement le fonctionnement des modules pour les maintenir à leur point de puissance maximale, qui dépend des conditions d'ensoleillement et de la température. L'objectif du MPPT est d'optimiser la production d'énergie, même lorsque les conditions environnementales fluctuent, tout en garantissant l'efficacité du système à un coût réduit en utilisant des équipements moins chers et plus performants. Ce contrôle est essentiel pour maximiser la rentabilité des systèmes photovoltaïques.

## I.2. Le groupe moto-pompe

### I.2.1 Description et modélisation du moteur asynchrone triphasé.

#### I.2.1.1 Généralité sur moteur asynchrone

La machine asynchrone, appréciée pour sa simplicité de conception et sa facilité d'entretien, est largement utilisée dans l'industrie depuis que Nikola Tesla a découvert les champs magnétiques tournants générés par des courants polyphasés à la fin du 19e siècle. Ce moteur se distingue par sa robustesse, son faible coût de fabrication et de maintenance, ce qui en fait un choix privilégié face à d'autres types de moteurs. Toutefois, pour permettre au moteur asynchrone de fonctionner à vitesse variable, il doit être piloté par un système de commande externe. Ce système ajuste la tension d'alimentation de manière à s'adapter aux variations de vitesse et de couple, assurant ainsi une performance optimale dans diverses conditions de charge.

#### I.2.1.2 Les éléments constitutifs de la machine asynchrone

La machine à induction est composée de deux parties principales : le stator et le rotor, tous deux formés de tôles d'acier au silicium. Ces tôles présentent des encoches dans lesquelles sont insérés les enroulements. Le stator, étant la partie fixe, contient les enroulements qui sont connectés directement à la source d'alimentation en courant alternatif. Cela génère un champ magnétique tournant. Le rotor, monté sur un axe rotatif, est équipé d'enroulements qui interagissent avec le champ magnétique produit par le stator. Ces enroulements peuvent être accessibles de l'extérieur, selon la configuration du rotor, qu'il soit à cage d'écureuil ou à rotor bobiné.

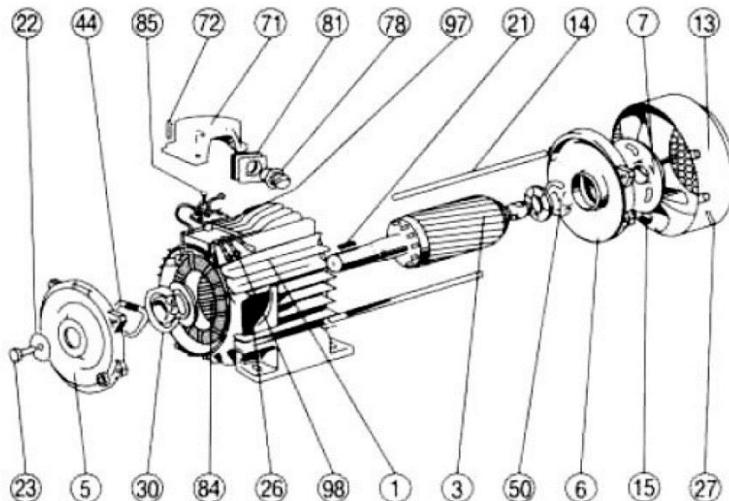


Figure I.6 : Photo d'une machine asynchrone (catalogue Leroy-Somer)

Tableau I.1 description des composants du machine à asynchrone.

<i>N°</i>	<i>Désignation</i>	<i>N°</i>	<i>Désignation</i>
1	Carter et stator bobiné	27	Vis fixation capot
3	Rotor	30	Roulement côté accouplement
5	Flasque côté accouplement	44	Rondelle élastique
6	Flasque côté ventilation	50	Roulement côté ventilateur
7	Ventilateur	71	Boîte à bornes
13	Capot de ventilateur	72	Vis fixation boîte à bornes
14	Tige d'assemblage	78	Presses-étoupe
15	Ecrou de tige d'assemblage	81	Plaque support Presses-étoupe
21	Clavette de bout d'arbre	84	Planchette à bornes
22	Rondelle de bout d'arbre	85	Vis de fixations planchettes à bornes
23	Vis de serrage rondelle	97	Vis bornes de masse
26	Plaque signalétique	98	Barrettes de connexion

### I.2.1.3.Principe de fonctionnement.

L'application d'une tension triphasée, caractérisée par une certaine fréquence angulaire  $\omega_s$ , aux enroulements du stator d'une machine asynchrone, qu'elle soit à cage d'écureuil ou à rotor bobiné, engendre un champ magnétique tournant au niveau du stator, noté  $B_s$ . [9] :

Ce champ magnétique présente une variation à la fois spatiale et temporelle

Balaye le rotor, induisant dans ses enroulements un courant triphasé de fréquence  $\omega_r$

L'interaction entre :

Le champ magnétique statorique  $B_s$ , et Le courant rotorique  $I_r$

Se fait selon les lois de Laplace et de Lorentz. Cette interaction génère une force (ou un couple électromagnétique) qui agit sur le rotor et le met en rotation. La vitesse mécanique du rotor  $\Omega$  est liée à la vitesse électrique  $\omega$  par la relation [9] :

$$\omega = p\Omega \quad (\text{I.5})$$

Où  $p$  présente le nombre de paires de pôles de la machine.

Ce mécanisme est au cœur du fonctionnement des moteurs asynchrones, permettant la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique.

Nous arrivons ainsi à établir la relation interne de la machine asynchrone en termes de fréquence angulaire[6], [7] :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (\text{I.6})$$

- $\omega_r$  représente la fréquence angulaire du rotor.
- $\omega_s$  correspond à la fréquence angulaire statorique (ou fréquence synchrone).
- $\omega$  La fréquence angulaire mécanique (ou vitesse du rotor).

La machine asynchrone est souvent représentée par un modèle équivalent similaire à celui d'un transformateur monophasé, comme illustré dans les figures (I.6) et (I.8). Ce modèle est valide uniquement en régime permanent sinusoïdal avec une fréquence statorique fixe [6]. Il se caractérise par cinq paramètres caractéristiques et deux variables d'état.

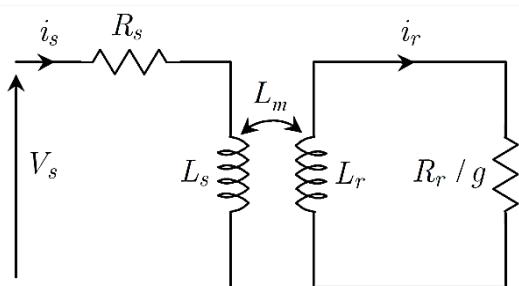


Figure I.7 : Modèle de la MAS avec inductances couplées.

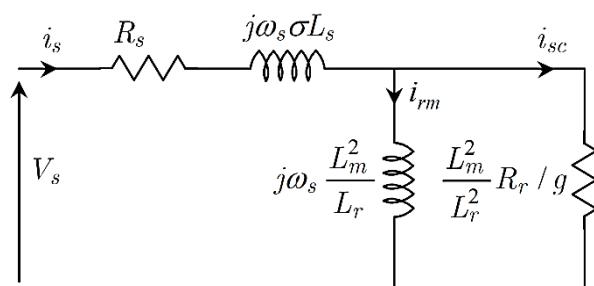


Figure I.8 : Modèle de la MAS avec inductances de fuites ramenées au primaire.

Dans ce contexte, les variables d'état retenues sont le courant d'excitation rotorique ainsi que le courant statorique en quadrature.  $V_s$  La tension statorique constitue la variable d'entrée du système.

L'analyse en régime permanent, fondée sur le modèle de circuit équivalent, permet de déterminer l'expression du couple électromagnétique en négligeant les effets de  $R_r$  et  $R_s$

, selon la relation suivante [6] :

$$C_{em} = 3p \frac{R_r}{g\omega_s} \frac{V_s}{(R_s + R_r/g)^2 + \omega_s^2 (L_{fs} + L_{fr})^2} \quad (I.7)$$

Selon l'expression (7), les machines asynchrones peuvent fonctionner dans plusieurs modes de fonctionnement, en fonction de la relation entre la vitesse du rotor et la vitesse synchrone. Ces modes sont les suivants[6] :

- Opération à fréquence fixe

- Mode moteur :

Lorsque la vitesse de rotation du rotor est inférieure à celle du champ magnétique tournant vitesse synchrone ( $\omega < \omega_s$ ), la machine fonctionne en tant que moteur asynchrone. Dans ce mode, Elle transforme l'électricité en énergie mécanique pour entraîner une charge.

- Mode générateur :

Si la vitesse du rotor est **supérieure** à la vitesse synchrone ( $\omega > \omega_s$ ), la machine fonctionne comme un générateur. Dans ce cas, elle convertit l'énergie mécanique en énergie électrique, typiquement dans des applications comme la production d'énergie éolienne.

- Mode de freinage (ou freinage par régénération) :

Lorsque la vitesse du rotor et le couple ont **négative** ( $\omega < 0$ ), c'est-à-dire que le rotor tourne dans le sens inverse, la machine agit comme un frein. Ce mode est utilisé pour dissiper l'énergie et ralentir le mouvement de la charge.

Ces modes de fonctionnement dépendent du glissement (la différence entre la vitesse synchrone et la vitesse du rotor), qui détermine si la machine absorbe ou fournit de l'énergie.

- Fonctionnement à fréquence variable (grâce à l'utilisation de convertisseurs de fréquence) :

- Convertisseurs directs : tels que les cyclo-convertisseurs, qui modifient directement la fréquence sans passer par une conversion en courant continu.
- Convertisseurs indirects : composés d'un redresseur suivi d'un onduleur (à tension ou à courant), permettant une régulation fine de la fréquence et de l'amplitude de la tension ou du courant fourni à la machine.

#### I.2.1.4. Le modèle de la machine asynchrone.

La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses :

- circuits magnétiques non saturés (proportionnalité des flux aux courants).
- les pertes fer soient négligeables (circuit magnétique suffisamment feuilleté).
- Entrefer constant.
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage.

L'effet de peau négligeable (on considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires).

Ce modèle repose sur l'idée que toute machine électrique tournante peut être représentée par une machine équivalente simplifiée, munie d'enroulements fictifs se comportant comme s'ils étaient stationnaires.

Les équations de tension des phases rotoriques et statoriques s'écrivent pour le stator [7]:

$$\begin{aligned} V_a &= R_s I_a + \frac{d\Phi_a}{dt} \\ V_b &= R_s I_b + \frac{d\Phi_b}{dt} \\ V_c &= R_s I_c + \frac{d\Phi_c}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I.8})$$

Et pour le rotor :

$$\begin{aligned} V_A &= R_r I_A + \frac{d\Phi_A}{dt} \\ V_B &= R_r I_B + \frac{d\Phi_B}{dt} \\ V_C &= R_r I_C + \frac{d\Phi_C}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I.9})$$

Ce qui peut se résumer sous forme matricielle par :

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_s]_{abc} = [R_s] [I_s]_{abc} + \frac{d[\Phi_s]_{abc}}{dt} \\ [0] = [R_r] [I_r]_{ABC} + \frac{d[\Phi_r]_{ABC}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$[V_s]_{abc}$  : Les composantes instantanées des tensions statoriques pour les phases a, b et c.

$[I_s]_{abc}$  : Les courants instantanés circulant dans les phases statoriques a, b et c.

$[I_r]_{ABC}$  : Courants instantanées des phases A, b et C rotoriques.

$[\Phi_s]_{abc}$  : Les flux magnétiques totaux associés aux phases statoriques a, b et c.

$[\Phi_r]_{ABC}$  : Les flux magnétiques globaux correspondant aux enroulements des phases rotoriques A, B et C.

$R_s$  et  $R_r$  : Il s'agit des résistances globales associées à une phase du stator et à une phase du rotor, respectivement.

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_a \quad V_b \quad V_c]^t \\ [I_s] &= [I_a \quad I_b \quad I_c]^t \\ [\Phi_s] &= [\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c]^t \end{aligned} \tag{I.11}$$

$$\begin{aligned} [I_r] &= [I_A \quad I_B \quad I_C]^t \\ [\Phi_r] &= [\Phi_A \quad \Phi_B \quad \Phi_c]^t \end{aligned}$$

En ce qui concerne les flux magnétiques traversant les différentes phases du stator et du rotor, ils peuvent être exprimés par : [7], [8]:

$$\left\{ \begin{array}{l} [\Phi_s]_{abc} = [L_{ss}] [I_s]_{abc} + [M_{sr}] [I_r]_{ABC} \\ [\Phi_r]_{ABc} = [L_{rr}] [I_r]_{ABC} + [M_{rs}] [I_s]_{abc} \end{array} \right. \tag{I.12}$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ss} & l_{ss} \\ l_{ss} & l_s & l_{ss} \\ l_{ss} & l_{ss} & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{rr} & l_{rr} \\ l_{rr} & l_r & l_{rr} \\ l_{rr} & l_{rr} & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = l_n \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Avec :  $[M_{rs}] = [M_{sr}]$

$l_s$  et  $l_r$  : Il s'agit respectivement des inductances individuelles associées à une phase du stator et à une phase du rotor.

$l_{ss}$  et  $l_{rr}$  : Elles correspondent respectivement aux inductances mutuelles entre deux enroulements statoriques et entre deux enroulements rotoriques.

$l_n$  : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

$\theta_r$  : Angle de rotation du moteur mesure entre l'axe magnétique de la phase statorique « a »et de la phase rotorique « A ».

En considérant les équations de tension des phases statoriques et rotoriques, ainsi que les flux magnétiques qui les traversent, on peut obtenir les équations matricielles des tensions de phase [8], [9].

$$[V_s]_{abc} = [R_s] [i_s]_{abc} + \frac{d}{dt} ([l_{ss}] [I_s]_{abc}) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [I_r]_{ABC}) \quad (I.13)$$

$$[0] = [R_r] [I_r]_{abc} + \frac{d}{dt} ([l_{rr}] [I_r]_{abc}) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] [I_s]_{ABC})$$

Ces équations comportent deux principaux inconvénients :

- un nombre élevé de variables interdépendantes ;
- La dépendance des matrices  $[M_{rs}]$  et  $[M_{sr}]$  de l'angle de rotation mécanique  $\theta_r$ .

Pour remédier à cette problématique, des transformations linéaires sont introduites afin de convertir les variables triphasées de la machine vers un système biphasé fixe, référencé soit au stator, soit au rotor.

#### I.2.1.5.Modèle de Park du moteur asynchrone

Afin de rendre constantes les coefficients des équations différentielles, on utilise la transformation de Park [10]. Bien que cette approche ait été introduite dès 1929, elle reste largement utilisée en raison de son efficacité dans la simplification des modèles dynamiques des machines électriques, son intérêt récent s'explique par les avancées technologiques qui permettent désormais de l'appliquer en temps réel. Cette transformation peut être vue comme une réduction des trois enroulements du moteur asynchrone à deux enroulements. Les figures (I.9) et (I.10) illustrent cette transformation.[8] :

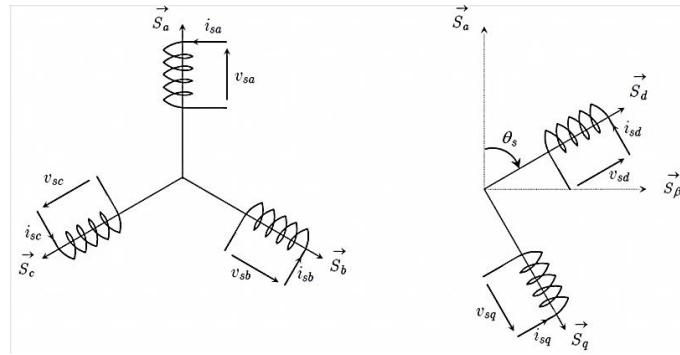


Figure I.9 Définition angulaire du repère (d,q) rattaché au stator de la machine asynchrone.

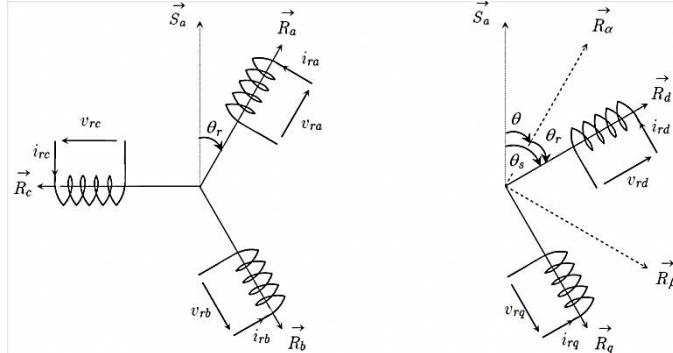


Figure I.10 : Repérage angulaire des systèmes d'axes (dq) associé au rotor de la MAS.

On remarque sur la figure (I.10) que  $\theta_s$  et  $\theta_r$  sont liés naturellement à  $\theta$  par la relation :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{I.14})$$

Et par suite :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.15})$$

La transformation de park permet d'exprimer le vecteur  $[x]$  dans un référentiel d'axe (d,q)

$$[x] = [P(\theta)] [x]_{abc} . \text{ Avec } [x] \text{ peut être tension, courant ou flux}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Il s'agit d'une constante susceptible de prendre différentes valeurs selon le contexte d'application

- $C = \frac{2}{3}$  pour la transformation directe  $[x]_{dqo} = [P(\theta)] [x]_{abc}$  et  $C=1$  pour la transformation inverse  $[x]_{abc} = [P(\theta)]^{-1} [x]_{dqo}$ , cette transformation conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple.
- soit la valeur  $C = \sqrt{\frac{2}{3}}$  pour une conservation de puissance, c'est cette valeur qui sera retenu dans le cadre de ce travail.

#### I.2.1.6. Equations électriques dans le repère de Park

La substitution des enroulements fictifs aux enroulements triphasés du modèle (I.13) permet de formuler les équations suivantes [8].

- Equations électriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_s + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.18)$$

- Equations magnétiques :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_n I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_n I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_n I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_n I_{qs} \end{array} \right. \quad (I.19)$$

L'ensemble de ces équations constitue ce qu'on désigne également comme le modèle de Park pour le moteur à induction.

- Equations mécaniques :

L'équation mécanique constitue un aspect essentiel de la modélisation du moteur asynchrone, car elle permet de caractériser son comportement dynamique.

Cette équation s'écrit :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{I.20})$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \left( \frac{3}{2} \right) P (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{I.21})$$

$$C_{em} = \left( \frac{3}{2} \right) P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{I.22})$$

Avec :

$J$  : Inertie totale.

$\Omega$  : vitesse de rotation

$C_{em}$  : Couple du moteur

$C_r$  : Couple de charge

$f$  : Coefficient de frottement

#### I.2.1.7.Choix du type de référentiel

Le référentiel est le système d'axe dq associé à une vitesse de rotation, son choix se fait en fonction du problème étudié il existe trois types de référentiel qui sont :

- Référentiel lié au stator : caractérisé par  $\theta_s = 0$  et par conséquence  $\theta_r = -\theta$  le système d'équations (I.18) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \Phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Où  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  est la pulsation mécanique.

Ce repère est couramment employé dans les travaux relatifs à la conception et à l'analyse des observateurs.

Référentiel lié au rotor : caractérisé par  $\theta_r = 0$  et par conséquence  $\theta_s = -\theta$  le système d'équations (I.18) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \Phi_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{array} \right. \quad (I.24)$$

- Référentiel lié au champ tournant :  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$  c'est la pulsation statorique,  $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$  c'est la pulsation rotorique et  $\omega + \omega_r = \omega_s$  avec  $\omega = p\Omega$  c'est la pulsation mécanique.

Le système d'équation (I.18) devient alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \Phi_{qr} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.25)$$

Nous allons utiliser ce référentiel par la suite. L'un des principaux avantages de ce système est qu'il permet d'obtenir des grandeurs constantes en régime permanent, ce qui facilite considérablement la régulation.

#### I.2.1.8. Représentation d'état dans le référentiel de Park

Pour contrôler et analyser le comportement du moteur asynchrone, il est essentiel d'utiliser une représentation d'état. À cet effet, nous avons défini un vecteur d'état qui inclut les courants statoriques ( $i_{ds}, i_{qs}$ ) et les flux rotoriques ( $\Phi_{ds}, \Phi_{qs}$ ).

Le modèle complet du moteur asynchrone s'exprime comme suit[11], [12] :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -(R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r) I_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} \omega + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\sigma L_s \omega_s I_{ds} - (R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r) I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \omega + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{L_m R_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{L_m R_r}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 L_m}{L_r J} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \end{cases} \quad (I.26)$$

Où  $\sigma$  est le coefficient de dispersion est :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

L'expression de couple électromagnétique :

De manière générale, la puissance électrique instantanée pep\_epe délivrée aux enroulements statoriques et rotoriques est exprimée en fonction des grandeurs associées aux axes d et q [9].

$$p_e(t) = 3/2(v_{ds}(t)i_{ds}(t) + v_{qs}(t)i_{qs}(t) + v_{dr}(t)i_{dr}(t) + v_{qr}(t)i_{qr}(t)).$$

L'analyse de cette expression met en évidence que la puissance instantanée se décompose en trois termes distincts : la puissance dissipée sous forme de pertes Joule, celle échangée avec la source électromagnétique, et enfin la puissance mécanique.

$$p_j(t) = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (I.27)$$

Ou :

$$p_j(t) = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (I.28)$$

$$p_{em}(t) = I_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (I.30)$$

$$p_{mc}(t) = w(I_{dr}\varphi_{qr} - I_{qr}\varphi_{dr}) \quad (I.31)$$

L'équation mécanique décrivant le couple en fonction de la vitesse est décrite comme suit :

$$C_{em}(t) = J \frac{d\Omega(t)}{dt} + f_v \Omega(t) + C_r \quad (I.32)$$

Avec la vitesse mécanique  $\Omega = \frac{w}{P}$  (rad/s). Et p le nombre de paires de pôles.

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivant :

$$C_{em} = \frac{p_{mc}}{\Omega} = p \frac{p_{mc}}{w} \quad (I.33)$$

$$C_{em}(t) = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr}(t) I_{qs}(t) - \varphi_{qr}(t) I_{ds}(t)) \quad (I.34)$$

## I.2.2. Description et modélisation de la pompe centrifuge

### I.2.2.1 Généralité sur la pompe à centrifuge

Les pompes centrifuges, souvent de type multicellulaire, exploitent les variations de vitesse du fluide induites par la force centrifuge afin de provoquer une élévation de pression. Le fluide reçoit de l'énergie cinétique par l'intermédiaire d'une roue en rotation munie d'aubes ou d'ailettes, dont une partie est transformée en énergie de pression lors de la décélération du fluide.

Dans ce contexte, la pompe centrifuge assure le transfert de l'énergie cinétique du moteur vers le fluide en s'appuyant sur la rotation de ses roues à aubes. Le fluide, généralement l'eau, pénètre par la partie centrale de la pompe, puis est entraîné vers la périphérie et vers le haut sous l'effet de la force centrifuge générée par les aubages. Ce type de pompe se décline en plusieurs variantes, notamment les modèles submersibles à moteur immergé ou de surface, les pompes flottantes ainsi que les pompes rotatives à aspiration. [13].

Voici les caractéristiques des pompes centrifuges[14], [15] :

- Utilisation dans les systèmes photovoltaïques : Elles sont couramment employées dans ces applications, car leur couple d'entraînement est quasiment nul au démarrage.
- Fonctionnement en faible ensoleillement : Ces pompes peuvent fonctionner même sous un ensoleillement limité, offrant une vitesse de rotation stable adaptée à des débits élevés.
- Amorçage requis : Elles doivent être amorcées pour éviter tout risque de dommage en cas de fonctionnement à sec, bien que certaines soient conçues pour être auto-amorçantes.
- Variété de montage : Ces pompes peuvent être installées en surface ou être submergées.
- Conception à plusieurs étages : Il est possible de combiner plusieurs étages (cages et roues à ailettes) pour générer des pressions élevées.

### I.2.2.2 Constitution d'une Pompe Centrifuge.

Une pompe centrifuge est conçue pour fonctionner dans des conditions spécifiques, notamment pour éléver un débit à une hauteur H. De manière générale, elle se compose des éléments suivants voir figures (I.11),( I.12)[16]:

- Distributeur fixe : Généralement conçu sous forme de tube profilé, le distributeur guide le fluide en lui imposant la vitesse et la direction adéquates, depuis la zone d'aspiration jusqu'à l'entrée de la roue. Il prend souvent la forme d'un cône convergent, permettant d'orienter correctement les filets de fluide et de garantir une répartition homogène des vitesses, à la fois en direction et en intensité. Ce dispositif est précédé par la conduite d'aspiration.
- Roue ou impulser : Placée sur l'arbre de la pompe, cet élément actif, aussi appelé rotor, transforme l'énergie mécanique transmise à l'arbre en énergie hydrodynamique, permettant ainsi d'assurer le déplacement du fluide, incluant à la fois l'énergie de pression et l'énergie cinétique.

- Diffuseur fixe : Son rôle principal consiste à transformer l'énergie cinétique du fluide en sortie de roue en énergie de pression, autrement dit en énergie potentielle. Dans des applications telles que le pompage d'eau à partir d'un forage ou l'alimentation de systèmes d'irrigation, une pression de refoulement élevée est essentielle. Celle-ci peut être obtenue à l'aide d'une pompe monocellulaire dotée d'une roue de grand diamètre.

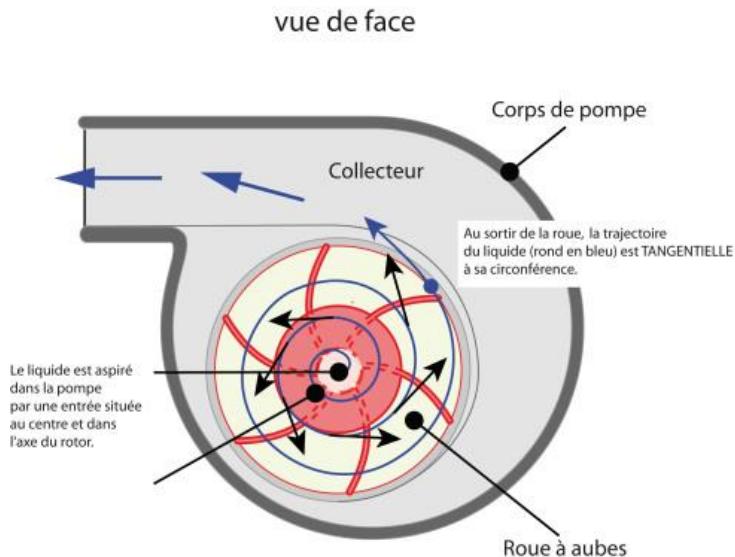


Figure I.11. Représentation fonctionnelle d'une pompe centrifuge

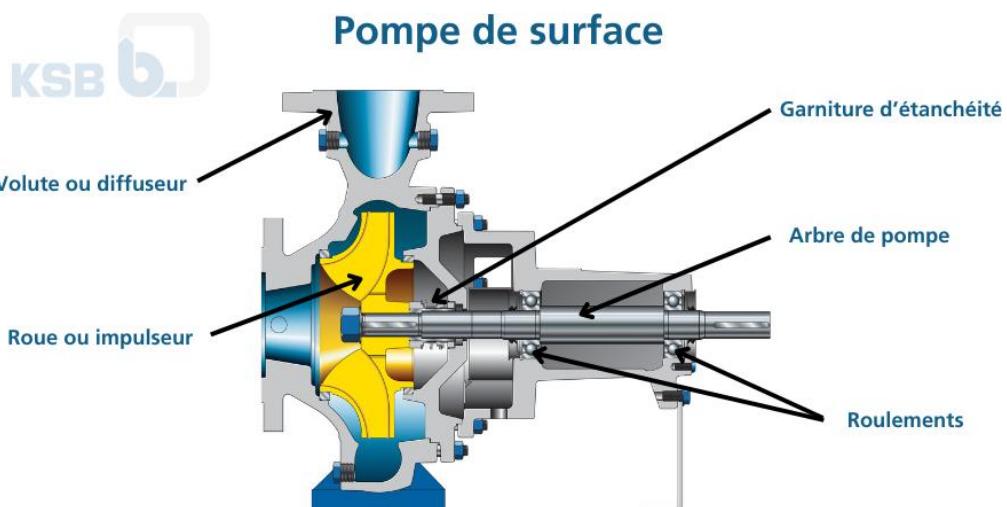


Figure I.12. Couple mécanique généré par une turbopompe

### I.2.2.3 Principe de fonctionnement d'une Pompe centrifuge.

La rotation de la roue entraîne le fluide contenu entre les aubes vers le diffuseur sous l'effet de la force centrifuge. Ce déplacement crée une zone de basse pression à l'entrée de la pompe, induisant un phénomène d'aspiration du liquide, tandis qu'une compression se produit à la sortie de la roue. Ce mécanisme établit un écoulement continu.

Une fois le liquide évacué de la roue, il est dirigé vers une volute qui le conduit à l'orifice de refoulement. À ce stade, l'énergie cinétique est convertie en énergie potentielle, permettant d'obtenir, à l'orifice de refoulement, un débit sous pression qui se manifeste par une hauteur manométrique de refoulement[13], [14].

#### I.2.2.4. Modèle de fonctionnement d'une pompe centrifuge

Une pompe centrifuge transforme l'énergie mécanique en énergie de mouvement pour faire circuler des liquides. Découvrons les principes clés de son fonctionnement.

- Principe de Bernoulli : Énergie du fluide en mouvement

La loi de Bernoulli permet de calculer les changements de pression, vitesse et hauteur du fluide à travers la pompe. Le fluide gagne de la pression en passant de l'aspiration au refoulement, ce qui lui permet de monter ou de surmonter des pertes de charge.

- Hauteur manométrique (H) : La capacité de montée : La hauteur manométrique, ou capacité de la pompe à éléver un liquide, dépend de plusieurs facteurs, notamment Le gradient de pression établi entre l'aspiration et le refoulement. Les lois de similitude montrent comment le débit, la hauteur et la puissance de la pompe changent avec la vitesse de rotation de l'impulseur.[17]

$$Q_2 = Q_1 \frac{N_2}{N_1}, H_2 = H_1 \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2, P_2 = P_1 \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^3 \quad (\text{I.35})$$

Où Q est le débit, H la hauteur manométrique, P la puissance, et N la vitesse de rotation.

- Puissance (P) : La puissance requise dépend du débit et de la hauteur manométrique :  $P = \rho.g.Q.H$

Cette équation permet de prévoir la quantité d'énergie que la pompe consommera.

- NPSH : La clé pour éviter la cavitation : Le NPSH est la pression minimale d'aspiration pour éviter la cavitation, une situation où des bulles de vapeur apparaissent et peuvent endommager la pompe.[17]
- Courbe de performance : Trouver le bon point de fonctionnement : La courbe de performance montre la relation entre débit et hauteur manométrique, ainsi que le rendement et la puissance consommée. C'est un outil précieux pour choisir la bonne pompe et atteindre le rendement optimal.
- Rendement ( $\eta$ ) : Maximiser l'efficacité : Le rendement, ou efficacité, d'une pompe centrifuge est le ratio entre la puissance hydraulique utile et la puissance consommée :

$$\eta = \frac{P_{\text{utile}}}{P_{\text{consommée}}}$$

Le rendement est souvent maximal lorsque la pompe fonctionne à son point de performance optimal[17].

### I.3. Convertisseur électronique

#### I.3.1. L'onduleur triphasé à deux niveaux

##### I.3.1.1. Généralité sur l'onduleur

Dans le domaine du pilotage des machines asynchrones de moyenne ou petite puissance (inférieure à 500 kW), une architecture de conversion d'énergie s'est largement imposée : il s'agit de l'onduleur de tension couplé à un redresseur non commandé, complété par un filtre capacitif. Cette configuration s'est généralisée en raison des progrès significatifs réalisés en termes de coût et de performance des dispositifs de commutation[18].

La méthode de commande prédominante pour les onduleurs de tension est la modulation de largeur d'impulsions (MLI). Cette technique consiste à piloter les interrupteurs de façon à générer une série d'impulsions de largeur variable, mais d'amplitude constante, appliquées alternativement en polarité positive et négative vers le moteur[18], [19].

Pour réaliser des entraînements à vitesse variable des moteurs asynchrones, il est nécessaire de recourir à des onduleurs de tension à fréquence variable. Lorsque l'alimentation est assurée par le réseau électrique, la chaîne de conversion d'un système d'entraînement électrique doit comprendre :

- Un redresseur d'entrée, généralement du type double parallèle (P2) à diodes, très répandu dans l'industrie.
- Un filtre pour lisser les perturbations.
- Un onduleur de tension permettant de transférer la puissance d'une source de tension vers une charge en courant représentée par le moteur asynchrone[18], [19].

La liaison entre les convertisseurs et le moteur asynchrone est schématisée à la figure (I.13).

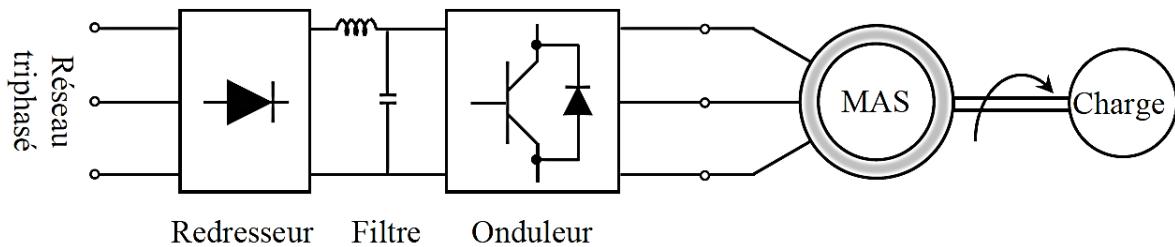


Figure I.13 : Schéma du système de conversion et d'entraînement du moteur

Le schéma complet des convertisseurs utilisés pour l'alimentation du moteur est présenté à la figure (I.14).

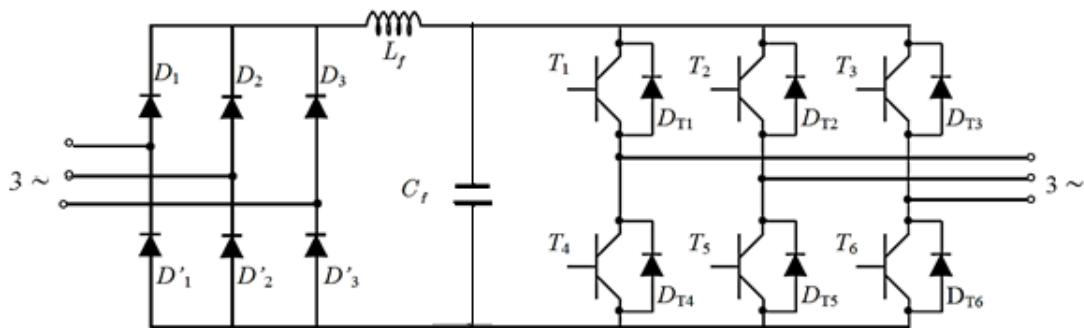


Figure (I.14). Schéma détaillé des convertisseurs assurant l'alimentation du moteur

Dans le contexte de notre travail, nous considérons un onduleur triphasé idéal, piloté par une stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI), et modélisé à l'aide d'interrupteurs parfaits présentant une commutation instantanée.

### I.3.1.2. Description et modèle de l'onduleur

À partir d'une source de tension continue, les onduleurs de tension fournissent aux moteurs asynchrones des tensions dont l'amplitude et la fréquence peuvent être ajustées en contrôlant les interrupteurs du convertisseur statique. Cela confère au moteur asynchrone un rôle clé dans la variation de vitesse et l'entraînement industriel.

### I.3.1.3. Modèle de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Dans une cellule de commutation, chaque interrupteur est associé à une fonction logique décrivant son état de fonctionnement : cette fonction prend la valeur 1 lorsque l'interrupteur est en position fermée et 0 lorsqu'il est ouvert.

La figure (I.13) illustre la configuration d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Dans ce contexte, on introduit la notation  $F_{ks}$   $k \in \{1,2,3\}$  représentant le bras concerné et  $S \in \{0,1\}$  indiquant l'état de commutation, pour désigner la fonction de connexion associée à l'interrupteur  $T_{ks}$  [20].

Par ailleurs,  $F_k$  désigne la fonction de commutation globale correspondant au bras k de l'onduleur.

Les relations mathématiques reliant ces différentes fonctions pour le cas d'un onduleur triphasé s'expriment de la manière suivante [20], [21]:

$$\begin{cases} F_{11}(t) = \frac{1}{2}(1 + F_1(t)) \\ F_{21}(t) = \frac{1}{2}(1 + F_2(t)) \\ F_{31}(t) = \frac{1}{2}(1 + F_3(t)) \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} F_{10}(t) = \frac{1}{2}\left(1 + F_1\left(t - \frac{T}{2}\right)\right) \\ F_{20}(t) = \frac{1}{2}\left(1 + F_2\left(t - \frac{T}{2}\right)\right) \\ F_{30}(t) = \frac{1}{2}\left(1 + F_3\left(t - \frac{T}{2}\right)\right) \end{cases} \quad (I.36)$$

Avec toujours :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{10} \\ F_{21} = 1 - F_{20} \\ F_{31} = 1 - F_{30} \end{cases} \quad (I.37)$$

Les tensions des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à deux niveaux, mesurées par rapport au point médian M, sont exprimées selon les relations suivantes [22]

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} U_C \\ V_{BN} = F_{21} U_C \\ V_{CN} = F_{31} U_C \end{cases} \quad (I.38)$$

Les différentes tensions composées de cet onduleur s'expriment au moyen des fonctions de connexion comme suit[22], [23] :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} - F_{21}) U_C \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21} - F_{31}) U_C \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} - F_{11}) U_C \end{cases} \quad (I.40)$$

Les tensions simples peuvent être exprimées en fonction des tensions composées à l'aide des relations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AN} = V_A = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{array} \right. \quad (I.41)$$

Les équations (II.40) et (II.41) permettent d'exprimer les tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions de connexion comme :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

Pour exprimer les tensions composées et simples en fonction des fonctions de commutation, nous insérons le système (I.36) dans les équations (I.40) et (II.41), ce qui conduit aux relations (I.43) et (I.44), lesquelles relient les tensions composées et simples aux fonctions de commutation [23].

- Les tensions composées

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

- Les tensions simples

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} U_C \quad (I.44)$$

### I.3.2. Description et modèle de hacheur parallèle (BOOST)

#### I.3.2.1. Généralités sur le Convertisseur Élévateur (Boost Converter)

Le convertisseur élévateur, également appelé convertisseur Boost, est un type de convertisseur statique de puissance assurant la conversion d'une tension continue basse en une tension continue plus élevée. Fonctionnant sur le principe de la commutation (découpage CC-CC), il utilise un interrupteur (généralement un transistor) et un dispositif de stockage d'énergie (inductance) pour augmenter la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée comme est présenté dans la figure (I.15)

En termes de fonctionnement, le convertisseur élévateur peut être considéré comme une version inversée du convertisseur abaisseur (Buck Converter). Pendant la phase de conduction, l'énergie est stockée dans l'inductance, puis transférée à la charge lors de la phase de blocage, permettant ainsi d'augmenter la tension[24], [25].

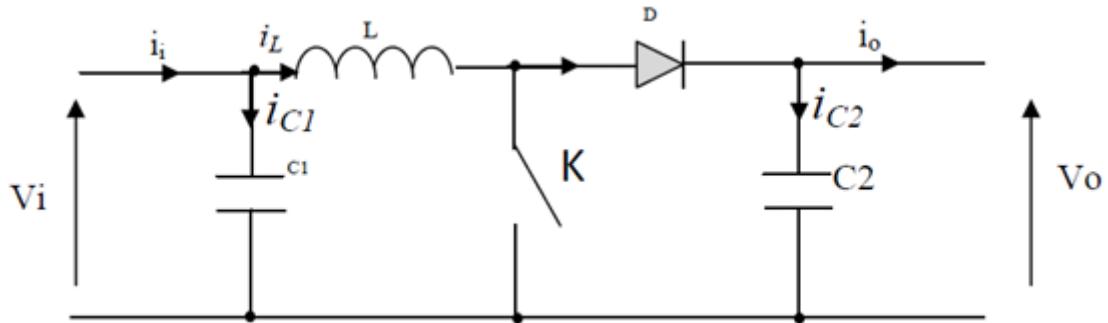


Figure I.15. Architecture de base du convertisseur Boost/Buck.

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost isolé classique peut être résumé de la manière suivante : lorsque l'interrupteur (S) est fermé, la diode (D) est polarisée en inverse, isolant ainsi le côté sortie du convertisseur. Pendant cette phase, l'énergie est accumulée dans l'inductance (L). À l'ouverture de l'interrupteur, l'énergie stockée dans l'inductance est transférée vers la charge, en complément de l'énergie fournie par la source d'entrée. Cette double contribution permet d'obtenir une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée. Par ailleurs, le condensateur de sortie est supposé de grande capacité afin de stabiliser la tension de sortie[25], [26].

En raison de sa structure simple et de son rendement élevé, le convertisseur élévateur est largement utilisé dans les systèmes photovoltaïques pour augmenter la faible tension délivrée par les panneaux solaires. Il est également essentiel dans l'implémentation des algorithmes de commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) visant à optimiser la production d'énergie[25].

### I.3.2.2. Représentation mathématique équivalente

Pour analyser le comportement réel du convertisseur, il est indispensable de déterminer précisément son modèle mathématique. Cette démarche implique de représenter le circuit équivalent correspondant aux deux états du commutateur, puis d'en déduire le modèle reliant les variables d'entrée et de sortie.

Comme illustré dans la figure (I.16), lorsque l'interrupteur (S) est fermé (état *on*), le courant traversant l'inductance du hacheur croît de manière linéaire. À ce moment-là, la diode (D) est polarisée en inverse et reste bloquée.

Lorsque l'interrupteur (S) s'ouvre (état *off*), l'énergie stockée dans l'inductance est transférée vers le circuit de sortie, représenté par la charge RC, tandis que la diode (D) devient conductrice. La figure (I.17) illustre les formes d'ondes de la tension et du courant de charge dans le cas d'un fonctionnement en conduction continue.

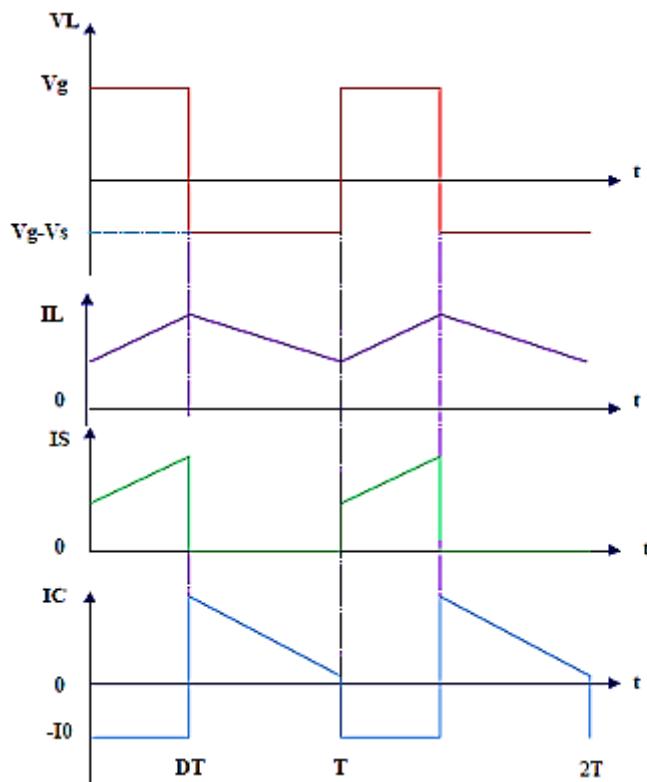


Figure I.16 : Évolution des grandeurs électriques dans un hacheur survolteur

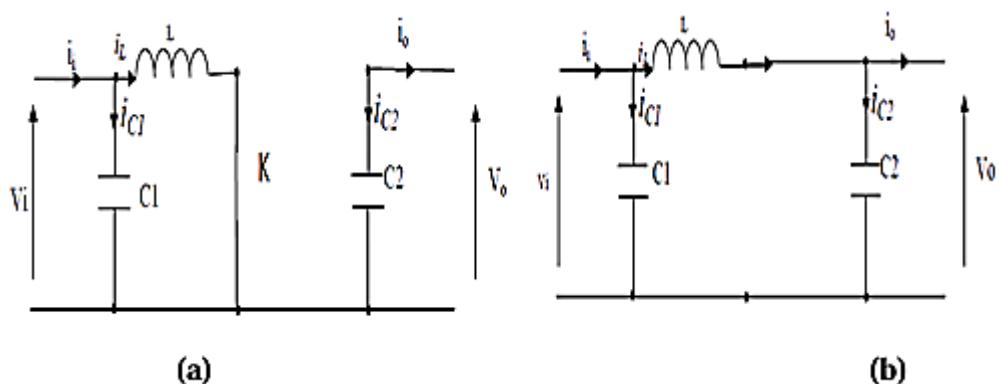


Figure I.17. Représentations électriques du hacheur Boost : (a) interrupteur fermé, (b) interrupteur ouvert

En appliquant les lois de Kirchhoff aux deux circuits équivalents correspondant aux deux phases de fonctionnement du convertisseur, nous obtenons les équations suivantes [25], [26] :

- Pendant la première phase durée  $\alpha T_s$ :

$$\begin{aligned} i_{C1}(t) &= C_1 \frac{dV_i}{dt} = I_i - I_l \\ i_{C2}(t) &= C_2 \frac{dv_0(t)}{dt} = -i_0(t) \\ V_l(t) &= L \frac{di_l}{dt} = -v_i(t) \end{aligned} \quad (I.45)$$

- Pendant la seconde phase durée  $(1-\alpha)Ts$  :

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) &= C_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i(t) - I_i(t) \\ i_{c2}(t) &= C_2 \frac{dv_0}{dt} = i_l(t) - i_0(t) \\ v_l(t) &= L \frac{di_l}{dt} = v_i(t) - v_0(t) \end{aligned} \quad (I.46)$$

En insérant la relation (45) dans les équations (46) et (47), on peut de manière similaire au cas du convertisseur abaisseur, aboutir à une modélisation simplifiée du convertisseur élévateur.

$$\begin{aligned} i_{c1}(t) &= c_1 \frac{dv_i}{dt} = i_i(t) - i_l(t) \\ i_{c2}(t) &= c_2 \frac{dv_0}{dt} = i_l(t) - i_0(t) \\ v_l(t) &= L \frac{di_l}{dt} = v_i(t) - v_0(t) \end{aligned} \quad (I.47)$$

Le régime stationnaire (ou régime permanent) s'analyse en supposant que les dérivées temporelles des grandeurs dynamiques sont nulles. Cela revient à considérer que le système a atteint un état stable dans lequel les variations instantanées sont négligeables. Dans ce contexte, les différentes grandeurs électriques (tensions, courants) sont alors remplacées par leurs valeurs moyennes sur une période de commutation, simplifiant ainsi l'étude du comportement du convertisseur.

$$\begin{aligned} I_L &= I_g \\ I_0 &= (1-\alpha)I_L \\ V_g &= (1-\alpha)V_0 \end{aligned} \quad (I.48)$$

### I.3.3. Techniques de commande PWM appliquées aux convertisseurs

#### I.3.3.1 Le principe de la commande PWM :

Le principe des techniques de modulation PWM repose sur la détermination anticipée des moments de commutation des interrupteurs de puissance constituant l'onduleur ou le

hacheur. Cette approche s'appuie sur le développement en série de Fourier des signaux de sortie souhaités, lesquels sont conçus pour répondre à des spécifications précises telles que la réduction des harmoniques et le maintien d'un niveau fondamental adéquat.

Dans le cas des méthodes implicites de modulation, il est souvent difficile de traduire certains critères sous forme analytique, ce qui complique leur intégration directe dans les boucles de régulation linéaire. Par conséquent, il devient ardu d'optimiser simultanément des éléments comme l'amplitude du fondamental de la tension de sortie, ainsi que les composantes harmoniques des courants de charge et d'alimentation.

Pour pallier cette limitation, nous nous orientons vers les techniques dites de modulation calculée, qui permettent de formuler explicitement les contraintes à saisir, facilitant ainsi leur prise en compte dans la stratégie de commande[27].

### I.3.3.2 Méthodes implicites de commande PWM

Les méthodes de modulation PWM dites implicites ont été initialement conçues pour les convertisseurs de type continu-alternatif. Toutefois, leur application peut être généralisée aux convertisseurs alternatif-alternatif utilisant des interrupteurs à commutation forcée. Diverses approches analogiques sont couramment mises en œuvre afin de piloter le fonctionnement de ces dispositifs, notamment :

### I.3.4. Modulation PWM par comparaison sinus-triangle

- Base opérationnelle

La technique de modulation sinus-triangle fonctionne en comparant une onde sinusoïdale de référence, représentant la forme de tension souhaitée, avec une onde triangulaire servant de signal porteuse. Cette comparaison produit un signal de commande à largeur d'impulsion, dans lequel les transitions de commutation sont déterminées par les points de croisement des deux ondes. Ce procédé permet de générer une tension de sortie dont la valeur moyenne suit une variation sinusoïdale, tout en assurant un bon contrôle des harmoniques[27].

Deux grandeurs principales permettent de caractériser cette méthode de modulation :

- L'indice de modulation en fréquence : Il correspond au rapport entre la fréquence de l'onde porteuse et celle de l'onde de référence soit :

$$m_f = \frac{f_p}{f_r}$$

- Le rapport de modulation en amplitude : Il est défini comme le rapport entre l'amplitude maximale du signal de référence et celle de la porteuse soit :

$$m_a = \frac{A_r}{A_p}$$

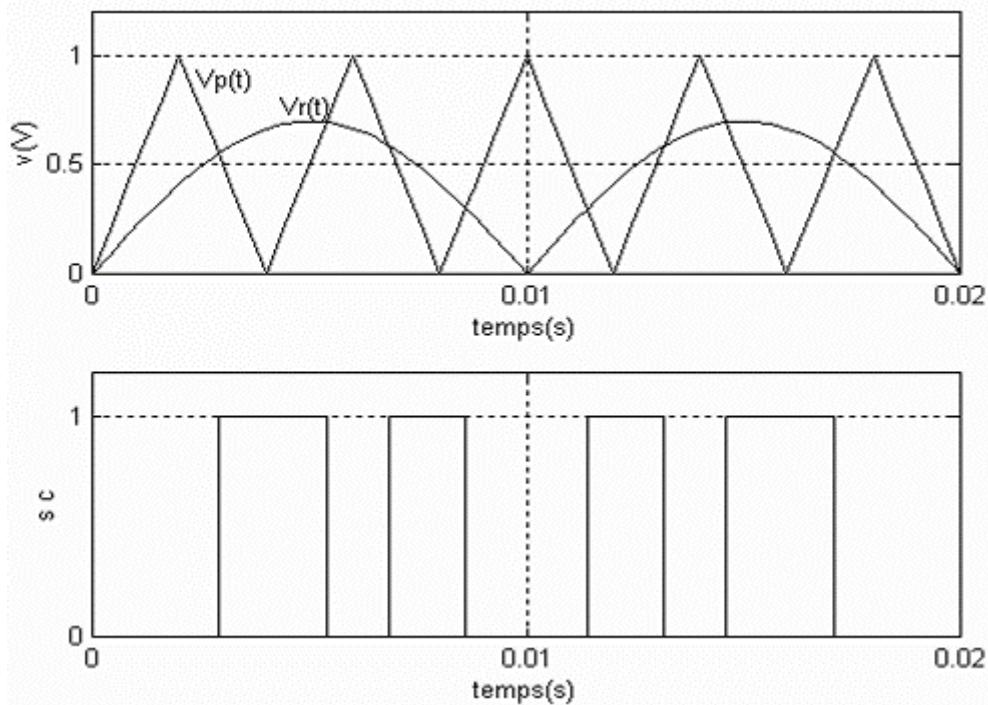


Figure (I.18) :Fondement de la modulation PWM sinus-triangle

- Stratégie de modulation classique

Une onde porteuse de forme triangulaire, oscillant à une fréquence élevée, est mise en comparaison avec un signal de référence constant compris entre 0 et 1. Les instants où ces deux signaux se croisent déterminent les moments de commutation des interrupteurs. Le schéma illustré en figure (I.19) présente le fonctionnement de cette méthode de modulation classique[27], [28].

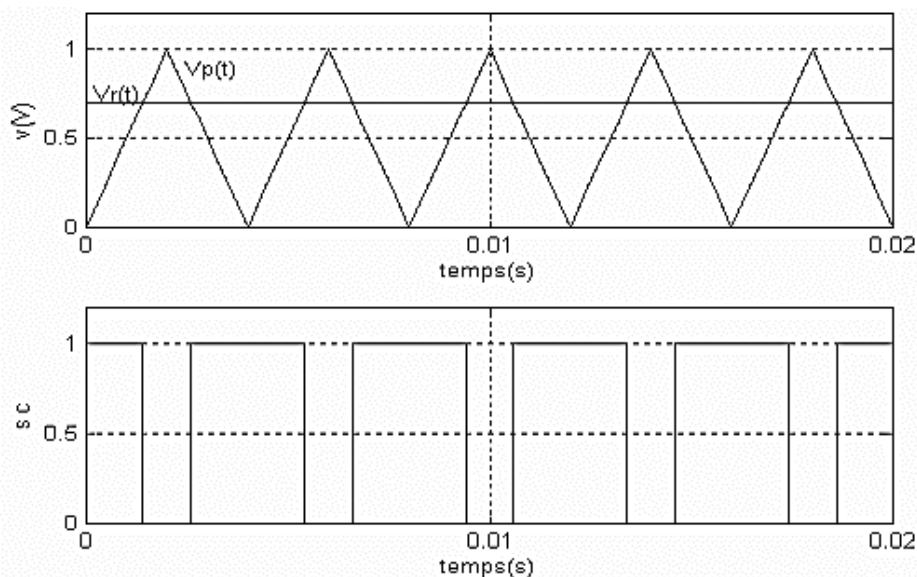


Figure I.19. Base de la stratégie de commande par modulation traditionnelle

### I.3.5. Technique de modulation à rétroaction Delta

Le concept de modulation Delta a été introduit en 1981 par P. Ziogas, dans le but de réduire automatiquement les harmoniques présents dans la tension de sortie des convertisseurs continu-alternatif. Cette méthode est également compatible avec des signaux de formes variées, ce qui permet de définir à l'avance le spectre de la tension alternative[29].

Cette stratégie de commande repose sur la reproduction d'une onde sinusoïdale redressée de référence  $V_r$ , à l'aide d'un signal porteur  $V_p$ , dont la fréquence est un multiple entier de celle de modulation. Ce signal porteur oscille à l'intérieur d'une fenêtre d'amplitude  $2\Delta V$ . Les instants de commutation sont déclenchés dès que le signal atteint l'une des limites de cette fenêtre. À ce moment, la pente de la porteuse s'inverse. Si l'on note A la pente de la porteuse et V le signal de commutation, les règles logiques peuvent s'énoncer ainsi :

- Si  $A \geq 0$ , alors  $V=1$  ; sinon,  $V=0$ .

La modulation Delta (DM) s'inspire d'une technique de transmission utilisée dans les systèmes de communication [29]. Elle permet de convertir simplement un signal analogique en signal numérique. La figure (I.20) présente le schéma fonctionnel du modulateur Delta.

Soit  $\hat{x}(t)$  l'estimation du signal réel  $x(t)$ . Initialement,  $\hat{x}(t) < x(t)$ , ce qui entraîne une première impulsion de valeur  $+\Delta$ . Lorsqu'une nouvelle impulsion passe à travers l'intégrateur, elle provoque une variation de niveau de  $\Delta$ . Ce processus se répète jusqu'à ce que  $\hat{x}(t)$  dépasse  $x(t)$ , générant alors une impulsion négative.

La modulation Delta est considérée comme une méthode implicite fonctionnant en boucle ouverte, c'est-à-dire sans prise en compte directe du temps réel. Son intégration dans les onduleurs a permis d'enrichir les performances globales de ces convertisseurs. D'après certaines études [27], [28], l'adoption de cette technique pour les hacheurs alternatifs pourrait également optimiser leur commande.

Dans cette approche, le signal triangulaire représente une estimation de la forme sinusoïdale désirée. Il oscille dans une fenêtre de largeur  $2\Delta V$  et suit l'évolution du signal de référence  $V_R$ . Les instants de commutation sont définis aux points où la pente du signal triangulaire change de signe. La figure (I.21) illustre le principe de génération du signal de commande par modulation Delta.

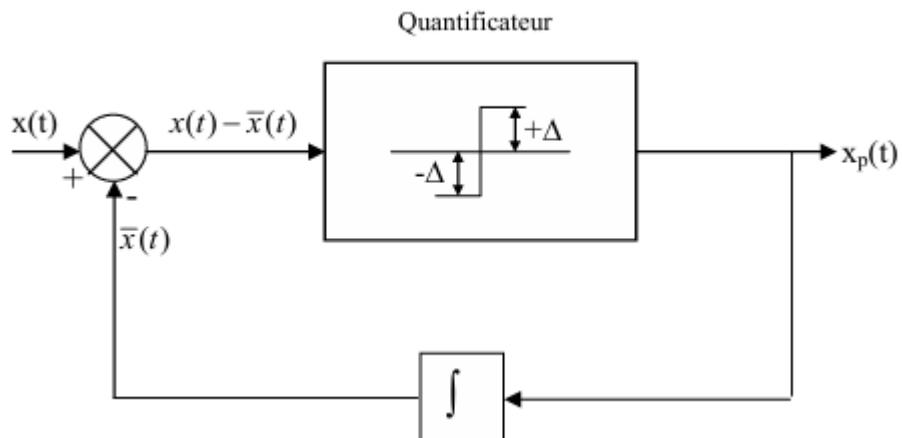


Figure I.20. Diagramme fonctionnel de la modulation Delta

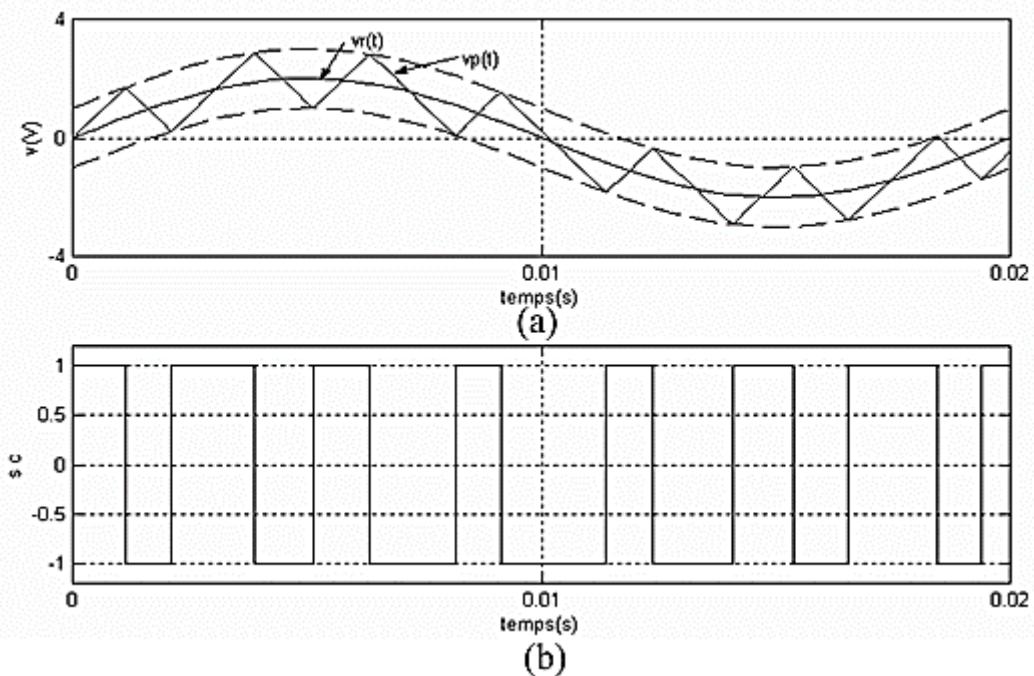


Figure I.21 : (a) Delta souhaité, (b) : Signal de commutation

### I.3.6. Technique de modulation à hystérésis

Cette méthode de commande est largement utilisée. Elle repose sur le déclenchement des commutations du convertisseur afin de maintenir le courant dans une plage définie. Il s'agit d'une approche très intuitive de la régulation du courant. La figure (I.22) illustre le schéma bloc associé à cette commande par hystérésis. Quant à la figure (I.23), elle présente le fonctionnement d'un dispositif de commande basé sur ce principe. La stratégie consiste à détecter l'erreur de courant maximale sup( $\varepsilon$ ) ou minimale inf( $\varepsilon$ ), ce qui permet de définir l'état de l'hystérésis.

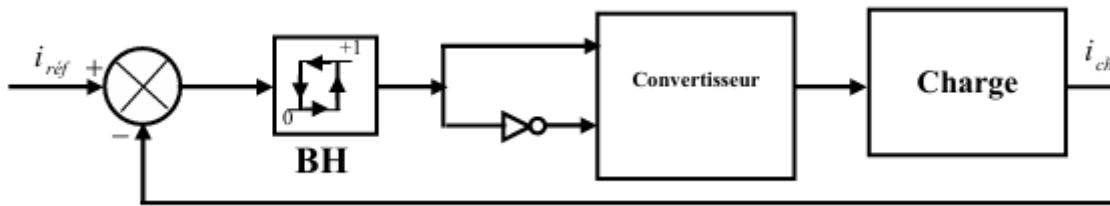


Figure I.22.Représentation du fonctionnement de la régulation par hystérésis

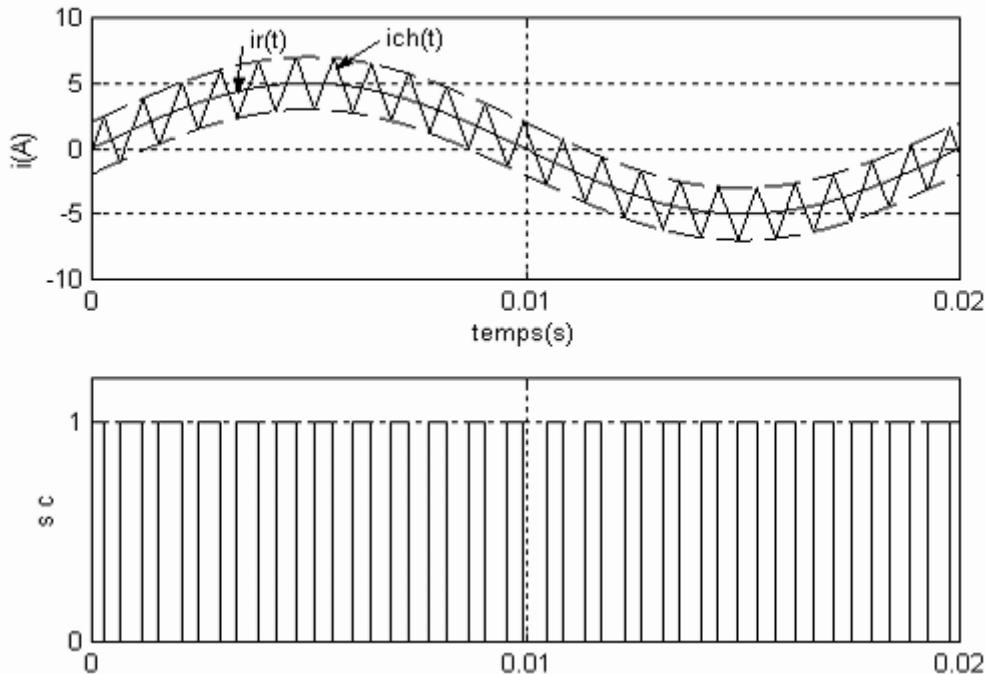


Figure I.23.Fonctionnement de la régulation de courant à hystérésis.

La commande par hystérésis présente certains inconvénients, notamment une fréquence de commutation non constante, ce qui peut compliquer la conception des filtres. De plus, dans les systèmes triphasés à neutre isolé ou en configuration triangle, des interférences entre phases peuvent survenir. De nombreuses études ont été menées, tant dans le passé que récemment, afin de surmonter ces limitations. Plusieurs solutions efficaces ont ainsi été proposées, visant à optimiser les performances en maîtrisant la bande d'hystérésis à l'aide de régulateurs additionnels[27], [28].

#### I.4. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation complète d'un système de pompage photovoltaïque fonctionnant sans stockage, selon le principe dit "au fil du soleil". Chacun des éléments constitutifs du système a été analysé de manière indépendante afin d'en comprendre le comportement physique et électrique. Le générateur photovoltaïque a été modélisé pour représenter sa réponse à l'irradiation et à la température, éléments clés dans la production

d'énergie. Le hacheur Boost a ensuite été étudié en tant qu'interface d'adaptation entre la source PV et l'onduleur, jouant un rôle essentiel dans l'optimisation du point de fonctionnement. Le modèle de l'onduleur triphasé à deux niveaux a été présenté afin de permettre la conversion de l'énergie en tension alternative adaptée aux charges triphasées. Une attention particulière a été portée à la modélisation du moteur asynchrone, composant central pour l'entraînement mécanique. Sa représentation dynamique permet de simuler précisément ses interactions avec la charge hydraulique. Enfin, la pompe centrifuge, couplée mécaniquement au moteur, a été décrite selon sa caractéristique de couple en fonction de la vitesse, typique des systèmes hydrauliques. L'association moteur-pompe a permis de mettre en évidence les contraintes mécaniques et énergétiques imposées au système. L'ensemble de ces modèles constitue une base solide pour des études futures, notamment en vue de la simulation globale du système, de l'évaluation des performances et du développement de stratégies de commande adaptées. Ces travaux de modélisation sont donc une étape fondamentale dans la compréhension et l'optimisation des systèmes de pompage photovoltaïques.

## II.1 Introduction

Dans le cadre de l'étude et de la réalisation d'un système global de pompage photovoltaïque, ce chapitre présente et analyse les différentes méthodes de commande conventionnelles appliquées au contrôle du système photovoltaïque. Concernant la commande du moteur, la méthode retenue est la commande directe du couple (DTC) associée à un régulateur PI. La commande DTC permet de moduler instantanément le couple moteur en agissant directement sur les flux magnétiques du stator. Cette technique simplifie la structure de contrôle en supprimant le recours à des régulateurs intermédiaires complexes, ce qui offre une réponse rapide et un pilotage précis du moteur. Elle se distingue également par sa simplicité de mise en œuvre et sa grande souplesse pour les améliorations futures. Pour la commande du hacheur Boost, deux algorithmes classiques sont présentés. Parmi les méthodes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) utilisées pour améliorer l'efficacité des systèmes photovoltaïques, on retrouve notamment la technique de Perturbation et Observation (P&O) ainsi que celle de l'Incrément de Conductance (IncCond). Ces approches permettent d'ajuster en temps réel le point de fonctionnement du générateur afin de maximiser l'énergie produite. Elles ajustent en permanence les conditions de fonctionnement du générateur solaire afin de maximiser la puissance délivrée, même en présence de variations d'ensoleillement et de température. La commande directe du couple.

A la fin de ce chapitre nous avons procédé à l'étude et simulation de système globale de pompage photovoltaïque piloté par la commande conventionnel.

## II.2 Généralité pour la commande directe du couple.

Ces dernières années, de nombreuses études ont porté sur les stratégies de commande des moteurs asynchrones, avec pour objectif de développer des techniques permettant une régulation rapide et précise du couple, tout en limitant la complexité algorithmique des lois de commande. Parmi ces approches, la Commande Directe du Couple (DTC) s'est progressivement distinguée comme une solution performante répondant à ces exigences.

Malgré ses avantages, la DTC classique présente certaines limitations importantes : elle engendre des ondulations de couple élevées, ne garantit pas toujours que la valeur moyenne du couple corresponde à la consigne, et fonctionne souvent à fréquence de commutation variable, ce qui peut poser problème dans certaines applications sensibles. Pour répondre à ces défis, plusieurs améliorations de la DTC ont été proposées dans la littérature. Parmi les solutions développées, on peut citer la DTC avec modulation vectorielle de l'espace (DTC-SVM),

l'utilisation de techniques de décalage des vecteurs, ou encore l'augmentation du nombre de zones de commutation [1].

La commande directe du couple appliquée au moteur asynchrone consiste à sélectionner de manière instantanée les états de commutation des interrupteurs d'un onduleur de tension. Cette sélection repose généralement sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis, destinés à maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique dans des plages de variation définies. Contrairement aux stratégies de commande basées sur la modulation temporelle, telles que la MLI, cette approche appartient à la catégorie des commandes à amplitude, où la tension est contrôlée de façon discrète plutôt que moyennée.

À ses débuts, la DTC était fortement inspirée par une approche physique intuitive, fondée sur l'évolution empirique du flux et du couple sur de courts intervalles entre deux commutations. Cette approche s'est considérablement renforcée avec le temps, en s'appuyant désormais sur des modèles mathématiques rigoureux et des outils analytiques plus précis [2].

#### II.2.1 Modélisation en espace des états du moteur asynchrone et de son convertisseur.

L'analyse des conditions nécessaires à la commande dynamique du couple d'un moteur asynchrone peut être effectuée à partir de son modèle en représentation vectorielle. Pour ce faire, on adopte les équations vectorielles décrivant le comportement du moteur. L'étude se déroule ensuite dans le référentiel statorique (S), défini par un système d'axes fixes lié au stator, noté ( $\alpha$ ,  $\beta$ ). Afin de simplifier la notation des grandeurs exprimées dans ce référentiel, une convention sera adoptée pour alléger l'écriture. Dans ce cadre, les tensions statoriques et rotoriques du moteur peuvent être formulées selon les composantes vectorielles associées [3].

Du stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Du rotor :

$$0 = R_r \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} - j\omega_r \bar{\varphi}_r \quad (\text{II.2})$$

Le vecteur de tension  $\bar{V}_s$  appliqué au moteur est généré par un onduleur triphasé de tension. Le fonctionnement de cet onduleur est déterminé par l'état de ses interrupteurs de puissance, supposés idéaux dans cette modélisation. Ces états sont représentés par trois variables de commande binaires  $S_j = (j = a, b, c)$  définies comme suit :

- $S_j = 1$  : interrupteur supérieur fermé, interrupteur inférieur ouvert.
- $S_j = 0$  : interrupteur supérieur ouvert, interrupteur inférieur fermé.

Dans ce contexte, le vecteur de tension statorique  $\bar{V}_s$  peut être exprimé à partir de ces signaux de commande.

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.3})$$

Les différentes combinaisons possibles des trois signaux  $(S_a, S_b, S_c)$  permettent de générer huit configurations du vecteur de tension  $V_s$  dont deux correspondent au vecteur nul, à savoir lorsque  $(S_a, S_b, S_c) = (1,1,1)$  ou  $(0,0,0)$ , comme l'illustre la figure II.1.

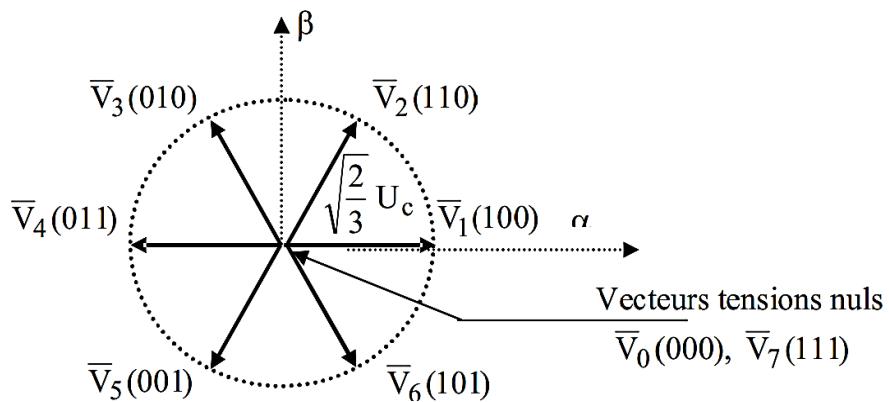


Figure II.1. Elaboration de  $S_a, S_b, S_c$  à partir de la position du vecteur  $V_s$ .

### I.2.1.1 Régulation du flux statorique en vecteurs

En se basant sur l'équation (I.1) représentant la tension statorique dans le référentiel (S), on peut en déduire que :

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.4})$$

Sur l'intervalle de contrôle périodique  $[0, T_e]$ , correspondant à la période d'échantillonnage  $T_e$ , l'expression du flux s'écrit alors :

$$\overline{\varphi_s}(t) = \overline{\varphi_{s0}} + \bar{V}_s t - R_s \int_0^t \bar{I}_s dt \quad (\text{II.5})$$

Dans le but de simplifier l'analyse, si l'on néglige le terme  $R_s \bar{I}_s$  face à la tension  $\bar{V}_s$  hypothèse valable lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée, on observe que, durant l'intervalle de temps  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur  $\overline{\varphi_{s0}}$  suit une trajectoire rectiligne, orientée

selon la direction de  $\bar{V}_s$ . Ce comportement est illustré par la figure (II.2), notamment dans le cas où la tension choisie est  $\bar{V}_s = \bar{V}_3$ .

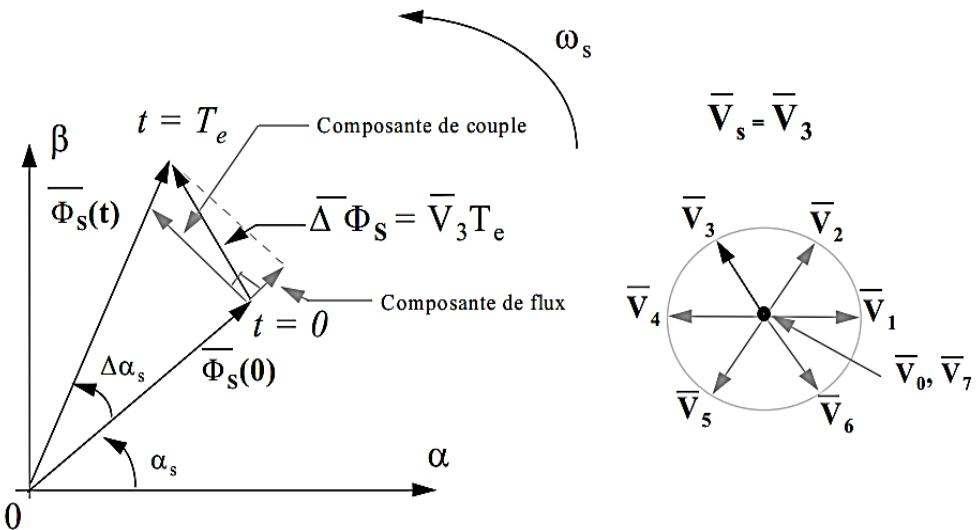


Figure II.2 – Illustration de la trajectoire du vecteur  $\bar{\varphi}_s$  lorsque le terme  $R_s \bar{I}_s$  est considéré comme négligeable.

En sélectionnant de manière appropriée une séquence du vecteur  $\bar{V}_s$  sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , il est possible de guider l'extrémité du vecteur  $\bar{\varphi}_s$  selon une trajectoire prédéfinie. Ainsi, on peut maintenir un module de flux  $\bar{\varphi}_s$  quasi constant. Pour y parvenir, il suffit de faire suivre à l'extrémité de  $\bar{\varphi}_s$  une trajectoire proche d'un cercle, à condition que la période  $T_e$  soit très petite par rapport à la période de rotation du flux statorique.

Dès lors que le vecteur de tension  $\bar{V}_s$  est non nul, la direction du mouvement de l'extrémité du flux  $\bar{\varphi}_s$  est déterminée par sa dérivée temporelle  $\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt}$ , laquelle correspond à la force électromotrice  $E_s$ [4], [5].

En négligeant le terme  $R_s \bar{I}_s$ , on établit que la dérivée du vecteur flux statorique  $\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt}$  est pratiquement équivalente au vecteur de tension  $\bar{V}_s$ , comme illustré par la figure (II.3). Ainsi, la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur  $\bar{\varphi}_s$  est déterminée par l'amplitude de sa dérivée, soit  $\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \cong \bar{V}_s$  ce qui correspond à une valeur de  $V_s \sqrt{\frac{2}{3}} U_c$ .

Ce déplacement est directement lié à la dérivée angulaire  $\frac{d\theta_s}{dt}$  du flux statorique. Sur la figure (II.3) trois directions possibles du vecteur  $\bar{\varphi}_s$  sont représentées. On observe que, pour un

vecteur  $\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt}$  donné, le déplacement de l'extrémité du flux est maximal lorsque la force électromotrice ( $d\varphi_s/dt$ ) est orthogonale au vecteur  $\bar{\varphi}_s$ .

En revanche, si cette force électromotrice présente un déphasage par rapport à la direction perpendiculaire au vecteur de flux statorique  $\bar{\varphi}_s$  que ce soit en avance ou en retard, la vitesse de déplacement de l'extrémité du flux diminue. Enfin, si aucun vecteur de tension n'est appliqué (et si l'on continue à négliger le terme ( $R_s \bar{I}_s$ )), alors le vecteur flux reste immobile, sa vitesse de déplacement étant nulle [4].

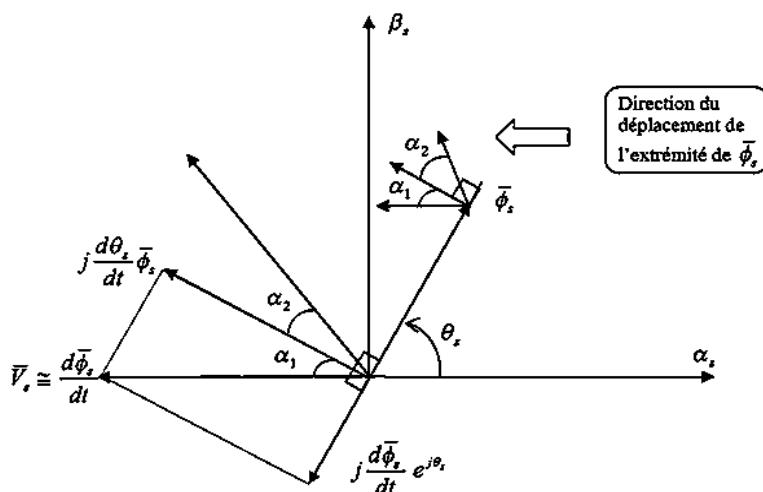


Figure II.3 – Représentation des composantes du vecteur dérivé du flux statorique.

#### II.2.1.2 Contrôle du couple électromagnétique.

Afin d'illustrer de manière qualitative les principes du contrôle du couple, il est utile d'adopter certaines hypothèses simplificatrices. On suppose ainsi qu'en régime établi, pour une vitesse mécanique constante  $\Omega_0 = \omega_0/p$ , le vecteur de flux statorique  $\bar{\varphi}_s$  tourne avec une amplitude constante  $\bar{\varphi}_{s0}$ , à une vitesse angulaire moyenne  $\omega_{s0}$ . De plus, on admet que le vecteur de flux rotorique  $\omega_{r0}$  conserve lui aussi une amplitude constante et évolue à la même pulsation moyenne  $\omega_{s0}$  que le flux statorique. À un instant donné  $t_0$ , on peut alors poser :

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_{s0} = \varphi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \bar{\varphi}_{r0} = \varphi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

On a alors :

$$\left( \frac{d\overline{\varphi}_r}{dt} \right)_{t_0} = j\omega_0 \overline{\varphi}_{r0} \quad (\text{II.7})$$

En reportant (II.6) dans l'expression de la tension du rotor (II.2), on obtient :

$$\overline{\varphi}_{r0} = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{s0}^2 \sigma^2 T_r^2}} \varphi_{s0} e^{-j\gamma_0} \quad (\text{II.8})$$

En posant :

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} = A \operatorname{rectg}(\omega_{r0} \sigma T_r) \quad (\text{II.9})$$

Et :

$$\begin{cases} \cos \gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{s0}^2 \sigma^2 T_r^2}} \\ \sin \gamma_0 = \frac{\omega_{r0} \sigma T_r}{\sqrt{1 + \omega_{s0}^2 \sigma^2 T_r^2}} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Relation flux courant :

$$\overline{\varphi}_s = L_s \overline{I}_r + M \overline{I}_r \quad (\text{II.11})$$

$$\overline{\varphi}_r = L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s \quad (\text{II.12})$$

En s'appuyant sur l'expression générale du couple électromagnétique (équation II.16), ainsi que sur les relations (II.11) et (II.12) reliant les flux aux courants, il est possible de déduire une formulation du couple en fonction des flux rotorique et statorique, à savoir :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \operatorname{Im}[\overline{\varphi}_s \overline{\varphi}_r^*] \quad (\text{II.13})$$

Ainsi, en tenant compte des conditions définies précédemment à l'instant  $t_0$ , l'expression du couple électromagnétique issue de la relation (II.13) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$C_0 = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (\text{II.14})$$

À l'instant  $t_0$ , l'application d'un vecteur  $\overline{V}_s$  approprié permet d'imposer à la vitesse angulaire du vecteur de flux statorique  $\overline{\varphi}_s$  une variation brusque de pulsation notée  $\Delta\omega_{s1}$ , cette action entraîne une modification des expressions des flux statorique et rotorique, telles que définies par la relation (II.6), à savoir :

$$\begin{cases} \overline{\varphi}_s = \varphi_s e^{i\theta_s} = \varphi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \overline{\varphi}_r = \varphi_r e^{i\theta_r} = (\varphi_{r0} - \Delta\varphi_r) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_{s1})(t - t_0) \quad (\text{II.16})$$

La figure (II.4) illustre la dynamique des flux statorique et rotorique consécutive à l'application d'un échelon de pulsation  $\Delta\omega_{r1}$ .

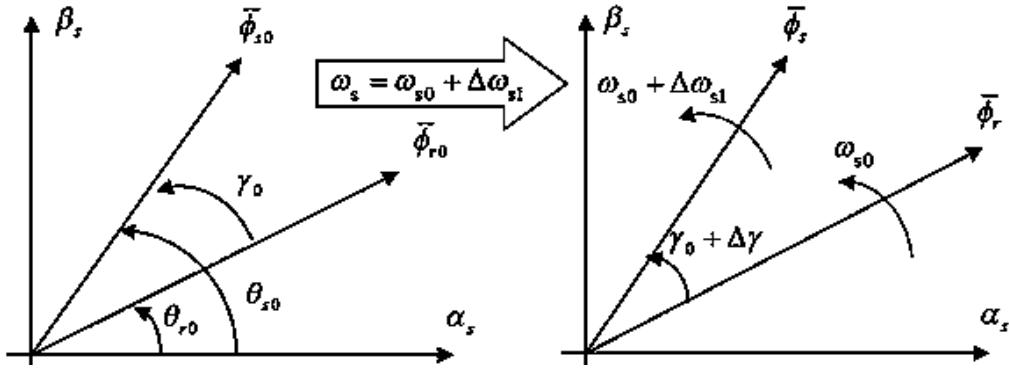


Figure II.4 Variation des flux statorique et rotorique suite à un échelon de pulsation  $\Delta\omega_{r1}$ .

À partir de l'expression du flux rotorique donnée par la relation (II.15), il est possible de déterminer son taux de variation temporelle, ce qui conduit à la formulation suivante :

$$\frac{d\overline{\varphi}_r}{dt} = \frac{d\Delta\overline{\varphi}_r}{dt} e^{j(\theta_r)} + j \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} \varphi_r \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$\Delta\varphi_r = \Delta\varphi_r - \Delta\gamma \quad (\text{II.18})$$

En injectant les relations (II.15) et (II.17) dans l'équation de la tension au niveau du rotor (III.2), on aboutit à l'expression suivante :

$$j \left[ \frac{d\Delta\theta_s}{dt} - \overline{\omega_0} - \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right] (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) + \frac{1}{\sigma T_r} (\varphi_{r0} + \Delta\gamma) + \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} = \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s} \varphi_{s0} e^{j(\gamma_0 + \Delta\gamma)} \quad (\text{II.19})$$

En distinguant les composantes réelle et imaginaire, puis en appliquant les hypothèses liées au régime de petits signaux, on obtient l'expression suivante :

$$\begin{cases} \cos(\gamma_0 + \Delta\gamma) \approx \cos\gamma_0 - \sin\gamma_0\Delta\gamma \\ \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \approx \sin\gamma_0 - \sin\gamma_0\Delta\gamma \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

On relève donc :

$$\begin{cases} \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} (\varphi_{r0} - \Delta\varphi_r) \approx \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s} (\cos\gamma_0 - \sin\gamma_0\Delta\gamma) \\ \left( \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} - \omega_{s0} \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right) (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) \approx \frac{1}{\sigma T_r} \frac{M}{L_s} (\sin\gamma_0 + \cos\gamma_0\Delta\gamma) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Un traitement analytique aboutit à l'expression suivante :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta\varphi_r}{\Delta\varphi_{r0}} \right) + \frac{1}{\sigma T_r} \left( \frac{\Delta\varphi_r}{\Delta\varphi_{r0}} \right) \cong -\omega_{s0} \Delta \gamma \\ \frac{d\Delta\gamma}{dt} + \frac{1}{\sigma T_r} \Delta\gamma \cong \Delta \omega_{s1} + \left( \frac{\omega_{s0}}{\varphi_{r0}} + \frac{\omega_{r0}}{\varphi_{s0}} \right) \Delta\varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Une analyse directe des deux équations différentielles permet d'anticiper, juste après l'instant  $t_0$  et durant quelques périodes d'échantillonnage  $T_0$ , un comportement satisfaisant la condition suivante :

$$T_e \ll \sigma T_r \quad (\text{II.23})$$

On obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta\varphi_r \cong 0 \\ \Delta\gamma \cong \Delta \omega_{s1} (t - t_0) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Il en résulte que le vecteur de flux rotorique  $\overline{\varphi_r}$  poursuit sa rotation à la pulsation  $\omega_{s0}$ , tout en conservant une amplitude constante  $\varphi_{r0}$ . Il convient toutefois de noter que cette amplitude tendra progressivement à évoluer dans le sens opposé à  $\Delta\gamma$ . Par conséquent, immédiatement après l'instant  $t_0$ , l'expression du couple donnée par la relation (II.14) subit une modification et peut être réécrite comme suit :

$$C_{\text{em}} \cong p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta \gamma) \quad (\text{II.25})$$

Ce qui peut également s'écrire :

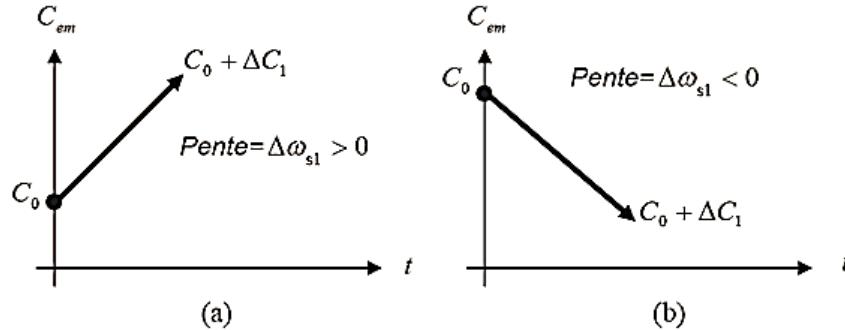
$$C_{\text{em}} \cong p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin \gamma_0 + p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \cos \gamma_0 \Delta \omega_{s1} (t - t_0) \quad (\text{II.26})$$

Et :

$$C_{\text{em}} \cong C_0 + C_1 \quad (\text{II.27})$$

Dans ce contexte, les fluctuations du couple peuvent être maîtrisées exclusivement par l'action sur la vitesse de rotation du vecteur de flux rotorique  $\overline{\varphi_r}$ , comme l'illustrent les figures (II.5) (a) et (b). Lorsque la condition  $\Delta \omega_{s1} > 0$  est satisfaite, une augmentation du couple électromagnétique est observée, comme le montre la figure (II.5) (a).

Lorsque l'échelon de pulsation satisfait la condition  $\Delta \omega_{s1} > 0$ , une augmentation du couple électromagnétique est observée. Dans le cas limite où  $\Delta \omega_{s1} = -\omega_{s0}$ , la rotation du vecteur flux statorique  $\overline{\varphi_s}$  s'interrompt en raison de l'application d'un vecteur nul. Cette situation est illustrée dans la figure (II.5) (b) [3]

Figure II.5 Progression de couple  $C_{em}$ 

## II.2.2 Description de la structure de la DTC :

### II.2.2.1 Sélection de la vectrice tension $\bar{V}_s$

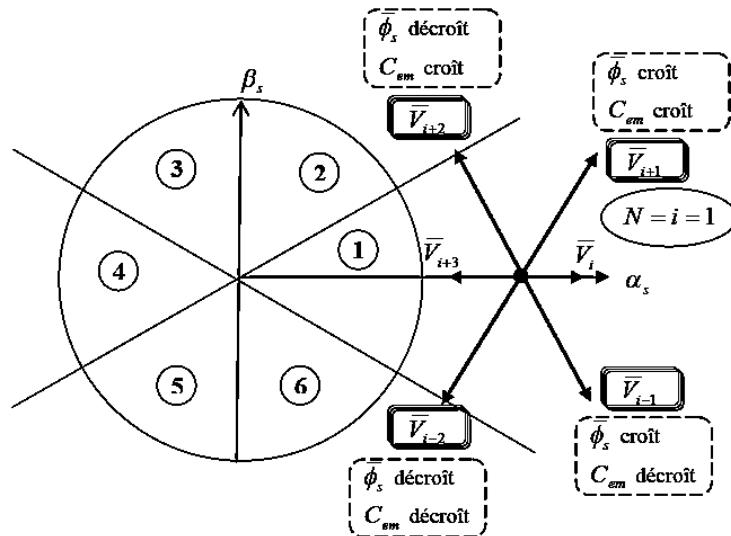
En choisissant de manière appropriée le vecteur de tension  $\bar{V}_s(S_a, S_b, S_c)$ , il est possible de contrôler le déplacement de l'extrémité du vecteur flux  $\bar{\varphi}_s$ , de manière à maintenir son amplitude dans une plage prédéfinie.

Le choix du vecteur  $\bar{V}_s$  dépend alors de la variation désirée du module du flux statorique  $\bar{\varphi}_s$ . L'espace de déplacement possible du vecteur  $\bar{\varphi}_s$  dans le référentiel statorique (S) peut ainsi être divisé en six zones distinctes, notées i, avec  $i \in [1, 6]$ . Ces zones sont définies à partir des composantes du flux projetées sur les axes ( $\alpha_s$ ) et ( $\beta_s$ ). Par convention, l'axe (d) est pris confondu avec l'axe ( $\alpha$ ) du bobinage de l'enroulement triphasé (a, b, c).

Lorsque le vecteur de flux statorique  $\bar{\varphi}_s$  se situe dans une zone numérotée i, la régulation du flux et du couple peut être réalisée en choisissant l'un des quatre vecteurs de tension appropriés [3]. Il s'agit des  $\bar{V}_{i+1}, \bar{V}_{i-1}, \bar{V}_{i+2}, \bar{V}_{i-2}$ , représentés sur la figure (II.6). Dans l'ensemble de la zone i explorée par le rôle du vecteur de tension  $\bar{V}_s$  sélectionné reste identique, à savoir :

- Si  $\bar{V}_{i+1}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  augmentation et  $C_{em}$  augmentation.
- Si  $\bar{V}_{i-1}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  augmentation et  $C_{em}$  diminution.
- Si  $\bar{V}_{i+2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  diminution et  $C_{em}$  augmentation.
- Si  $\bar{V}_{i-2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  diminution et  $C_{em}$  diminution.

Indépendamment de la variation du couple ou du flux, les vecteurs  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+3}$  ne sont jamais sollicités lorsque le vecteur de flux statorique évolue dans une zone de position  $N = i$ . Cela implique qu'un bras de l'onduleur reste inactif durant cette phase, ce qui contribue à réduire la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs du convertisseur [6]

Figure II.6 Sélection de la vectrice tension selon la zone  $N=i$  pour le cas  $i=1$ 

Maintenant que les principes fondamentaux de la commande directe du couple ont été clairement exposés, il devient possible de concevoir les différents régulateurs adaptés à l'architecture de notre système.

#### II.2.2.2 Estimation de flux statorique

Avant d'entamer l'analyse du contrôleur de flux, il convient de définir les étapes de calcul permettant d'estimer l'amplitude du flux statorique.

À partir de l'expression (II.5), on procède alors à la décomposition du vecteur flux  $\overline{\varphi_s}$  selon les axes ( $\alpha_s, \beta_s$ ), ce qui donne :

$$\overline{\varphi_s} = \varphi_{\alpha_s} + j\varphi_{\beta_s} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha_s} = \int_0^t (V_{\alpha_s} - R_s I_{\alpha_s}) dt \\ \varphi_{\beta_s} = \int_0^t (V_{\beta_s} - R_s I_{\beta_s}) dt \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

On obtient les tensions composées  $V_{\alpha_s}$  et  $V_{\beta_s}$  de  $\overline{V_s}$ , à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur  $U_c$ , des états de commande ( $S_a, S_b, S_c$ ), et en utilisant la transformation de Concordia, on obtient :

$$\overline{V_s} = V_{ds} + jV_{qs} \quad (\text{II.30})$$

$$\begin{cases} V_{ds} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{qs} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Les courants  $I_{\alpha_s}, I_{\beta_s}$  sont également obtenus par transformation de Concordia, à partir des courants  $I_{a_s}, I_{b_s}, I_{c_s}$  mesurés soit[1] :

$$\overline{I_s} = I_{\alpha_s} + jI_{\beta_s} \quad (\text{II.32})$$

$$\begin{cases} I_{\alpha_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c I_{as} \\ I_{\beta_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} (I_{bs} - I_{cs}) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

L'amplitude du vecteur de flux statorique peut être exprimée par la relation suivante :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{\alpha_s}^2 + \varphi_{\beta_s}^2} \quad (\text{II.34})$$

#### II.2.2.3 Elaboration du contrôleur de flux

Afin d'assurer de bonnes performances dynamiques, le recours à un régulateur à hystérésis bipolaire constitue une solution à la fois simple et bien adaptée au schéma de commande envisagé. Ce contrôleur permet de maîtriser efficacement la trajectoire de l'extrémité du vecteur de flux statorique  $\overline{\varphi_s}$ , en le maintenant confiné au sein d'une zone annulaire, comme illustré dans la figure (II.7) (a).

La sortie du contrôleur de flux est représentée par une variable booléenne  $C_{flux}$ , qui indique si l'amplitude du flux dépasse les seuils supérieur ou inférieur, comme le montre la figure (II.7) (b).

Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux appliqué au flux permet de détecter les sorties de la zone de tolérance, en garantissant que l'écart respecte la condition suivante :

$|\varphi_s - \hat{\varphi}_s| < \Delta\varphi_s$ , où  $\varphi_{ref}$  représente la consigne de flux, et  $\Delta\varphi_s$  correspond à la bande d'hystérésis définie pour le régulateur [3].

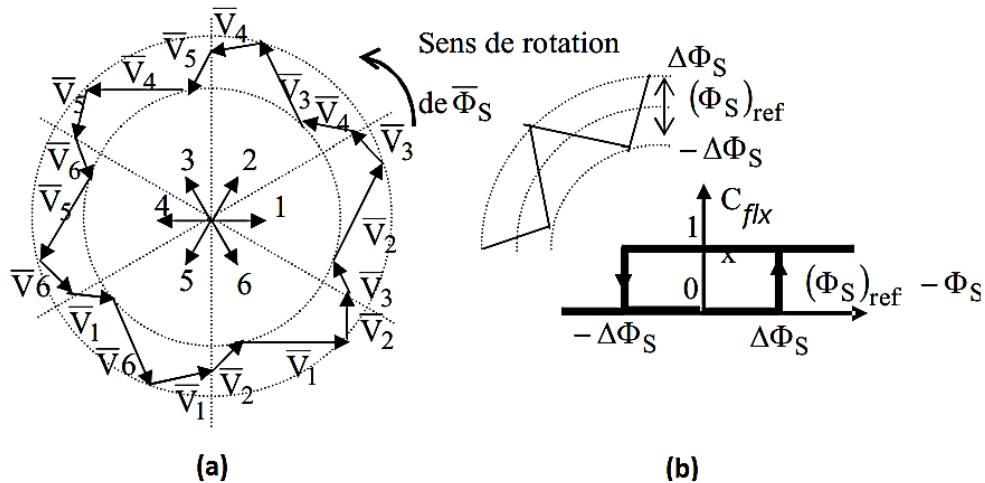


Figure (II.7). (a) : sélection des tensions  $V_s$  correspondant au contrôle de l'amplitude  $\varphi_s$ ; (b) : contrôle à hystérésis à deux niveaux.

#### I.2.2.4 Estimation du couple électromagnétique

À partir de l'expression du couple électromagnétique établie au premier chapitre, il est possible d'estimer le couple  $C_{em}$  en utilisant uniquement les grandeurs statoriques : les composantes du flux  $\varphi_{\alpha_s}, \varphi_{\beta_s}$  et les courants  $I_{\alpha_s}, I_{\beta_s}$ .

En développant la relation (II.16), on obtient alors l'expression suivante du couple :

$$C_{em} = p\varphi_{\alpha_s} I_{\beta_s} - \varphi_{\beta_s} I_{\alpha_s} \quad (\text{II.35})$$

#### II.2.2.5 Conception du contrôleur de couple

Pour concevoir le régulateur destiné à la commande du couple électromagnétique, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être retenus selon les performances dynamiques recherchées :

- Le comparateur à hystérésis à deux niveaux ;
- Le comparateur à hystérésis à trois niveaux

- Le comparateur à trois niveaux : permet de contrôler le moteur aussi bien en rotation directe qu'inverse, c'est-à-dire pour des couples positifs comme négatifs.

La figure (II.8) illustre l'évolution de la sortie logique  $C_{cpl}$  du comparateur, en fonction de la variation du couple électromagnétique  $C_{em}$  par rapport au signe du couple de référence  $C_{ref}$

Lorsque le couple doit être augmenté et que la consigne  $C_{ref}$  est positive, la sortie  $C_{cpl}$  prend la valeur logique 1.

À l'inverse, si la consigne est négative, la sortie  $C_{cpl}$  passe à l'état logique 0, ce qui signifie que le couple doit être réduit[3], [6].

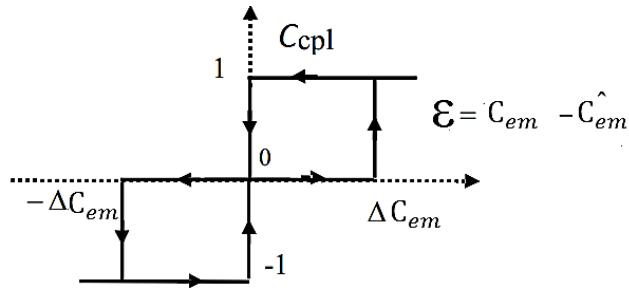


Figure II.8 – Commande du couple électromagnétique à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

Ainsi, il est démontré que le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de satisfaire la condition  $|C_{ref} - \widehat{\varphi}_{em}| < \Delta C_{em}$ , où  $\Delta C_{em}$  représente l'écart d'hystérésis, comme l'illustre la figure (II.8). Ce cas s'applique lorsque la pulsation statorique  $\omega_s$  est positive et que le vecteur de flux statorique  $\overline{\varphi}_s$  est en avance par rapport au flux rotorique  $\overline{\varphi}_r$ .

Le régulateur à hystérésis à trois niveaux offre une capacité de réduction rapide du couple électromagnétique. En effet, pour abaisser la valeur de ce dernier, il est possible, en plus des vecteurs nuls, d'activer les vecteurs  $\overline{V_{i-1}}$  et  $\overline{V_{i-2}}$ , afin d'influencer la trajectoire du vecteur de flux statorique  $\overline{\varphi}_s$ . Ainsi, la diminution du couple s'effectue principalement par l'application de ces vecteurs spécifiques. Toutefois, ce type de correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du flux  $\varphi_s$ . Pour obtenir une inversion de marche, il est alors nécessaire de procéder à un croisement des phases du moteur [7].

- Critères de choix pour le contrôleur de couple.

Dans le cadre des applications de type traction, la structure de commande adoptée conduit naturellement au choix d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du couple. En effet, ce type d'application exploite généralement deux quadrants de fonctionnement, ce qui rend inutile l'usage d'un comparateur plus complexe.

La simplicité de mise en œuvre de cette solution constitue également un avantage déterminant. Par ailleurs, les contraintes énergétiques liées au fonctionnement du convertisseur imposent de limiter le nombre de commutations. Or, à hystérésis égale, le comparateur à deux niveaux engendre un nombre de commutations inférieur à celui d'un comparateur à trois niveaux, ce qui en fait une option plus adaptée dans ce contexte.

### II.2.3 Table de vérité et structure de la DTC.

On établit la table de vérité de la structure de commande en fonction des sorties des contrôleurs de flux  $C_{flx}$  et de couple  $C_{cpl}$ , ainsi que de la zone de position N du vecteur de flux statorique  $\overline{\varphi_s}$ , selon la relation (II.36).

$$\theta = \text{Arctan} \left( \frac{\varphi_{\beta_s}}{\varphi_{\alpha_s}} \right) \quad (\text{II.36})$$

Comme l'indique le tableau 1, l'espace de déplacement du vecteur  $\overline{\varphi_s}$  dans le référentiel statorique est divisé en six zones N (allant de 1 à 6).

Ce découpage permet un contrôle plus précis du système, conformément à la relation (II.37).

$$-\frac{\pi}{6} + (N-1)\frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{\pi}{6} + (N-1)\frac{\pi}{3} \quad (\text{II.37})$$

La table de vérité tableau .1 permet ainsi de définir la logique de sélection des vecteurs de tension  $\overline{V_{i+1}}, \overline{V_{i-1}}, \overline{V_{i+2}}, \overline{V_{i-2}}$  en fonction de la zone N considérée, que l'on utilise un comparateur à hystérésis à deux ou à trois niveaux[7].

N		1	2	3	4	5	6	comparateur	
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 niveaux	3 niveaux
	$C_{cpl}=0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$		
	$C_{cpl}=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$		
$C_{flx}=0$	$C_{cpl} = 1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 niveaux	3 niveaux
	$C_{cpl} = 0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$		
	$C_{cpl} - 1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$		

Tableau 1. Table de vérité de la stratégie de commande en fonction des sorties des contrôleurs et de la zone de flux[3].

En appliquant l'un des deux vecteurs nuls  $\overrightarrow{V_0}$  ou  $\overrightarrow{V_7}$ , la rotation du vecteur de flux statorique  $\varphi_s$  est interrompue, ce qui provoque une diminution du couple électromagnétique  $C_{em}$ .

Le choix entre  $\overrightarrow{V_0}$  ou  $\overrightarrow{V_7}$  se fait de manière à réduire le nombre de commutations dans l'onduleur, afin d'optimiser le rendement et limiter les pertes de commutation.

#### II.2.4 Structure générale du contrôle direct du couple

La configuration globale du système de commande est illustrée dans la figure (II.9).

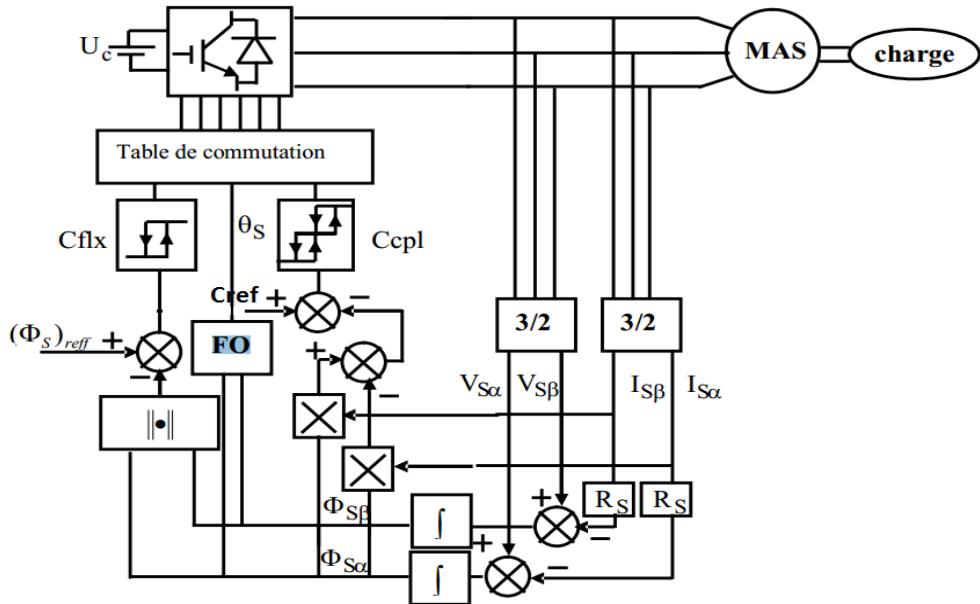


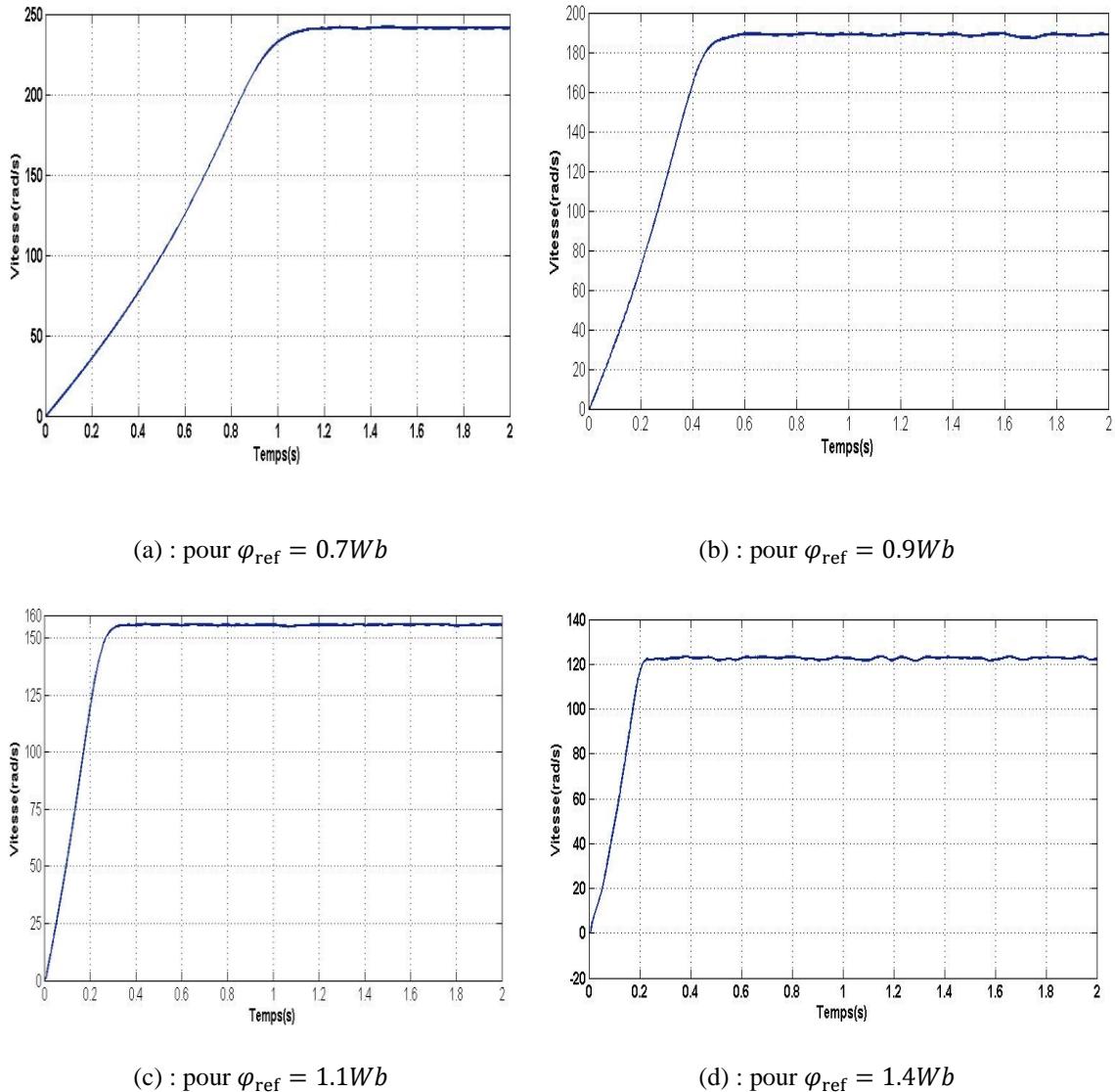
Figure II.9 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (DTC classique)

#### II.2.4.1 Définition des grandeurs de commande : $C_{ref}$ , $\varphi_{ref}$ , $\Delta\varphi_s$ et $\Delta C_{em}$ .

Le choix des valeurs du couple de référence  $C_{ref}$ , du flux de référence  $\varphi_{ref}$ , ainsi que des bandes d'hystérésis,  $\Delta\varphi_s$  et  $\Delta C_{em}$ , a été effectué à la suite de plusieurs simulations.

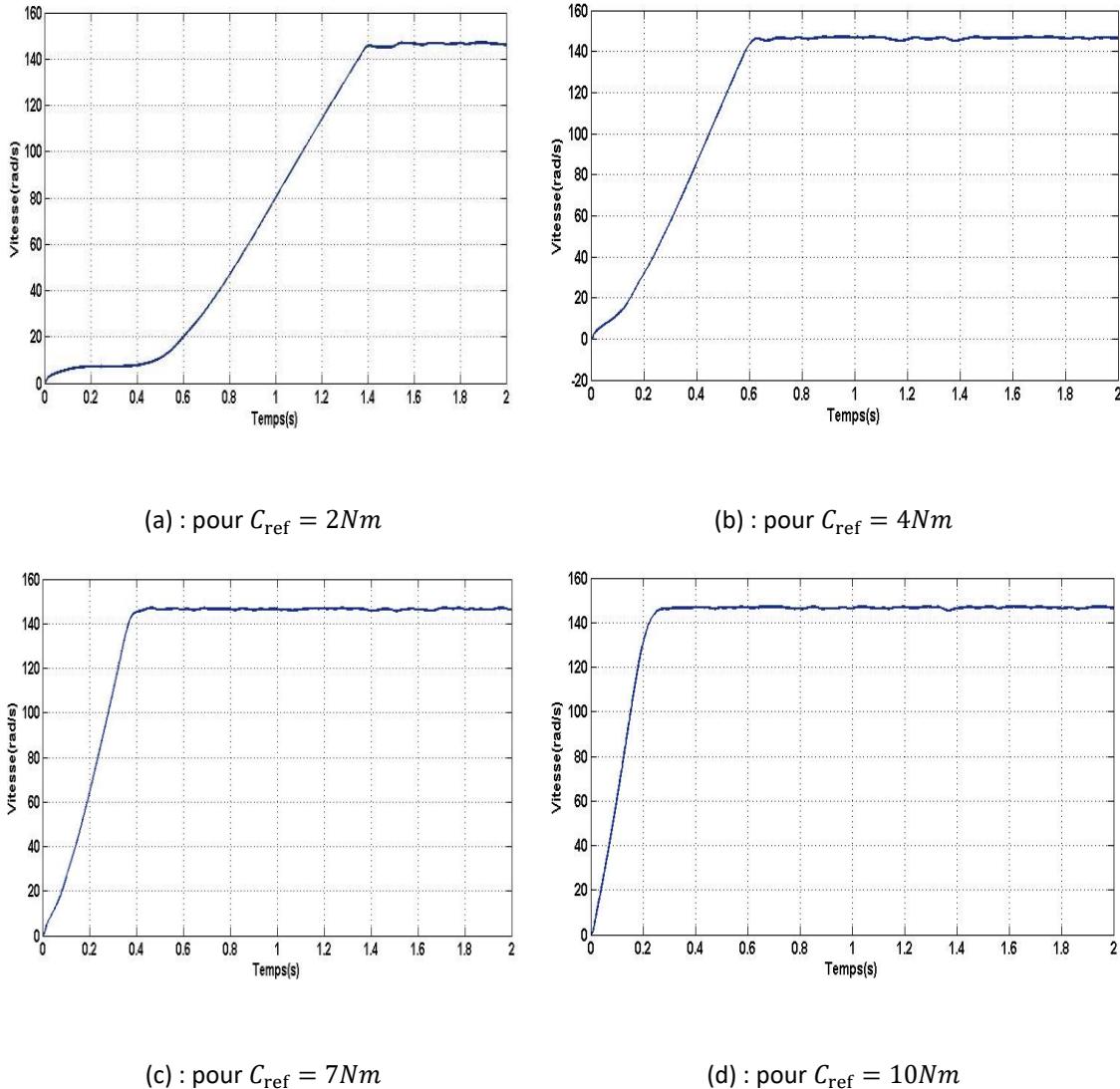
Ces tests visaient deux objectifs principaux :

- Analyser l'influence de ces paramètres sur le comportement en vitesse du système,
  - Déterminer les valeurs optimales à utiliser dans la suite de notre travail pour garantir de bonnes performances dynamiques et une stabilité de commande.
- 1<sup>er</sup> essai on garde  $C_{ref}=10$  N.m et on fait varier  $\varphi_{ref}$ .

Figure (II.10) Essai de variation de  $\varphi_{ref}$  avec  $C_{ref}$  constant

Les résultats des simulations montrent que le flux de référence  $\varphi_{ref}$  influence directement l'amplitude de la vitesse ainsi que le temps de montée.

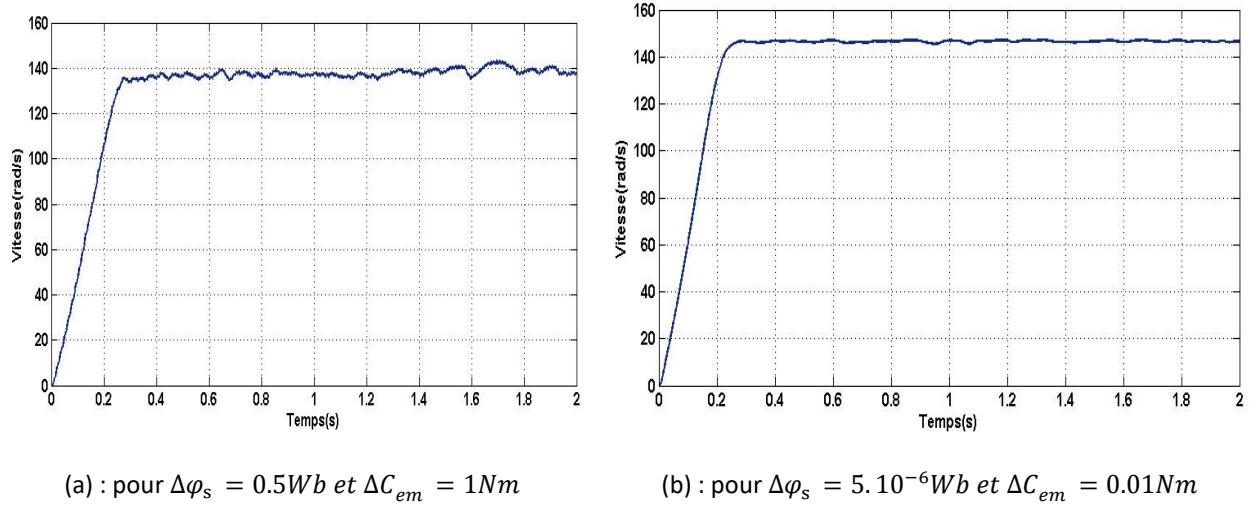
- Lorsque le flux de référence dépasse le flux nominal, la vitesse du système devient inférieure à la vitesse nominale  $\Omega_n=148\text{rad/s}$ , mais le temps de montée est réduit.
- En revanche, si le flux de référence est inférieur au flux nominal, la vitesse atteinte dépasse la vitesse nominale, mais le système présente un temps de montée plus long.
- 2<sup>ème</sup> essai on garde  $\varphi_{ref} = 1.2Wb$  et on fait varier  $C_{ref}$ .

Figure II.11 : Essai de variation du  $C_{\text{ref}}$  pour  $\varphi_{\text{ref}}$  constant

Les simulations mettent également en évidence l'influence du couple de référence  $C_{\text{ref}}$  sur le temps de montée de la vitesse.

On observe que l'augmentation de  $C_{\text{ref}}$  entraîne une réduction du temps de montée, ce qui améliore la réactivité du système.

- 3<sup>ème</sup> test on fait varier  $\Delta\varphi_s$  et  $\Delta C_{em}$ .

Figure II.12 Essai de variation  $\Delta\varphi_s$  et  $\Delta C_{em}$ 

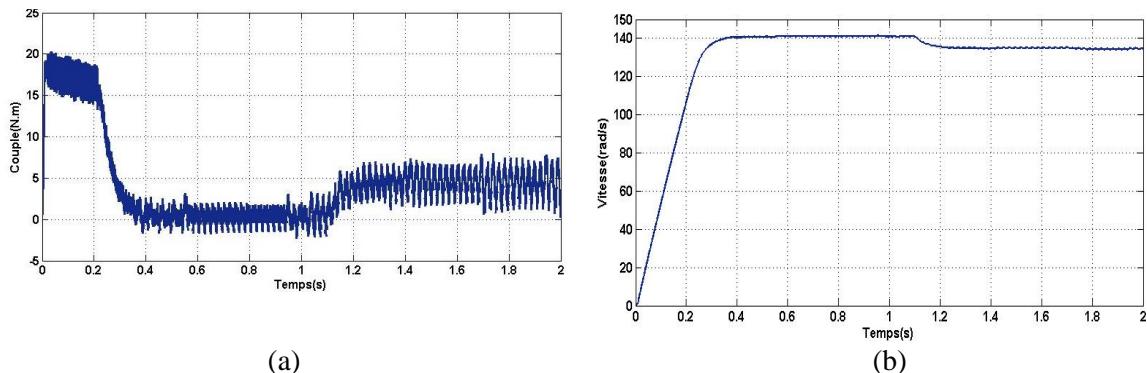
Les résultats obtenus montrent que les largeurs d'hystérésis  $\Delta\varphi_s$  et  $\Delta C_{em}$  influencent la stabilité de la vitesse en régime permanent.

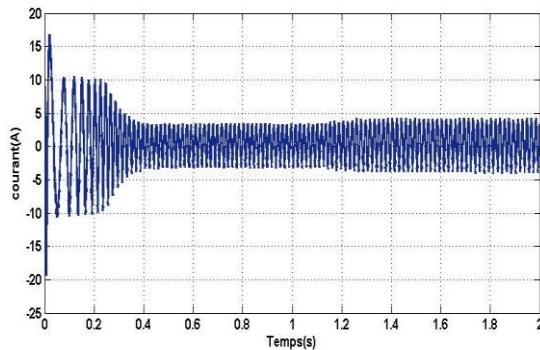
- Une augmentation de ces marges provoque l'apparition d'oscillations importantes (bruit) dans le profil de vitesse.
- À l'inverse, une diminution de  $\Delta\varphi_s$  et  $\Delta C_{em}$  permet d'obtenir une courbe de vitesse plus régulière et plus lisse.

En tenant compte de ces observations, les valeurs optimales retenues pour la suite de notre travail sont :

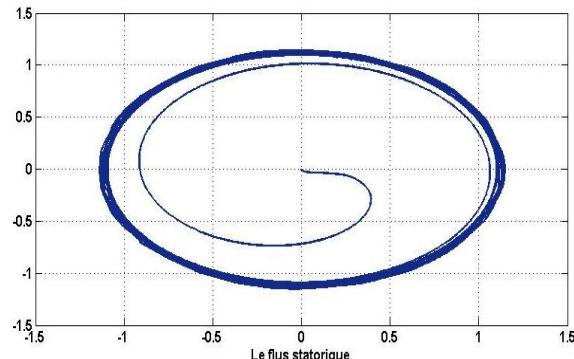
$$C_{ref} = 10Nm, \varphi_{ref} = 1.2Wb, \Delta\varphi_s = 5 \cdot 10^{-6}Wb \text{ et } \Delta C_{em} = 0.01Nm$$

### II.2.5.Résultats du DTC classique





(c)



(d)

- Interprétation des résultats

Les résultats obtenus avec le contrôle direct de couple (DTC) classique révèlent plusieurs imperfections notables dans le système de commande :

- Ondulations élevées du couple : Des fluctuations importantes du couple sont observées, ce qui affecte la stabilité du système et sa capacité à maintenir une performance constante.
- Trajectoire déformée du flux statorique : La figure (II.13) (d) illustre le cycle du flux statorique, montrant que sa trajectoire présente des déformations au cours du cycle, ce qui dégrade la qualité de la commande.
- Absence de régulation de vitesse : Le couple résistant appliqué à l'instant  $t = 1,1$  s montre l'absence de régulation de vitesse (un comportement de type "BO"), ce qui entraîne une performance insuffisante, en particulier dans les conditions de charge.

Afin de compléter la commande par DTC et résoudre ces imperfections, il est nécessaire d'ajouter un régulateur de vitesse. Ce sujet sera abordé dans l'étape suivante de l'étude.

## II.2.6. La régulation de vitesse.

### II.2.6.1 Régulateur PI

Pour la régulation de vitesse, un correcteur de type Proportionnel-Intégral (PI) a été retenu. Ce choix se justifie par sa simplicité de mise en œuvre ainsi que sa large utilisation dans les applications industrielles.

Le correcteur PI présente l'avantage d'éliminer l'erreur statique grâce à l'action intégrale, tandis que l'action proportionnelle permet de régler la rapidité de la réponse dynamique du système.

Dans notre cas, ce régulateur est intégré pour assurer le contrôle de la vitesse en agissant sur le couple électromagnétique. Concrètement, la commande en couple est désormais asservie à une boucle de régulation fermée, où le couple de référence  $C_{ref}$  est généré automatiquement à partir de l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse [3], [8].

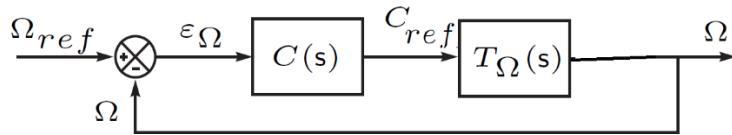


Figure II.14 : Schéma simplifié de la boucle de régulation de la vitesse avec correcteur PI

#### II.2.6.2 Calcul de régulateur

La fonction de transfert reliant le couple électromagnétique à la vitesse du moteur est donnée par l'équation (II.38). Cette expression est dérivée de l'équation (II.21), en supposant que le couple résistant constitue une perturbation externe agissant sur le système [9].

$$T_\Omega(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}} = \frac{1/f}{1 + \frac{J}{f}s} \quad (\text{II.38})$$

Cette fonction de transfert modélise la dynamique du moteur, où :

- $J$  représente le moment d'inertie du rotor.
- $f$  est le coefficient de frottement visqueux.
- $\Omega(s)$  est la vitesse angulaire en régime de Laplace.
- $C_{em}$  le couple électromagnétique.

La régulation de la vitesse s'appuie sur la boucle de commande illustrée dans la figure (II.15). Cette structure intègre un correcteur de type Proportionnel-Intégral (PI), qui permet d'assurer une réponse dynamique satisfaisante tout en annulant l'erreur statique. La fonction de transfert de ce correcteur est donnée par l'équation (II.39)[8] :

$$C(s) = K_p \frac{1+T_is}{T_is} \quad (\text{II.39})$$

Où :

- $K_p$  est le gain proportionnel,
- $T_i$  est la constante de temps intégrale.

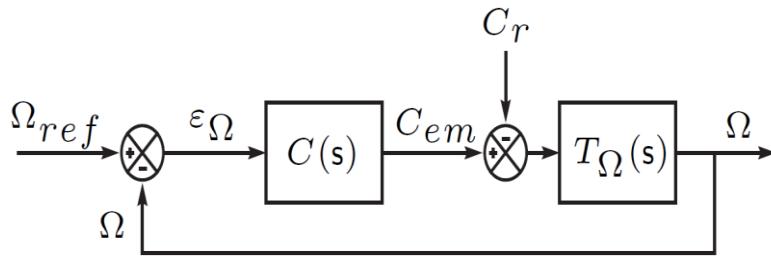


Figure II.15 : Schéma de la boucle de régulation de la vitesse utilisant un correcteur PI.

Pour concevoir le correcteur de vitesse, il est nécessaire d'établir la fonction de transfert en boucle ouverte, notée  $FTBO(s)$ , qui représente le comportement global du système sans rétroaction. Cette fonction est exprimée par l'équation suivante [3]:

$$T_{FTBO}(s) = \frac{K_p}{T_i f} \frac{1+T_i s}{s + 1 + \frac{J}{f} s^2} \quad (\text{II.40})$$

L'expression de la fonction de transfert en boucle fermée, notée  $FTBF(s)$  permet de décrire la réponse dynamique du système lorsque la régulation est active. Elle est déduite à partir de la fonction de transfert en boucle ouverte  $FTBO(s)$ , selon la relation classique suivante :

$$T_{BF}(s) = \frac{1+T_i s}{1+T_i \left(1+\frac{f}{K_p}\right)s + \frac{T_i J}{K_p} s^2} \quad (\text{II.41})$$

En identifiant le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée  $FTBF(s)$  à la forme canonique d'un système du second ordre :

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_i}{K_p T_i}} (K_p + f) \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{K_p}{T_i J}} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Pour déterminer les valeurs des paramètres du correcteur PI, on choisit un rapport fixe entre le temps de réponse du système non corrigé (en boucle ouverte) et celui du système corrigé (en boucle fermée). Cette approche permet de spécifier des performances dynamiques souhaitées, notamment en termes de rapidité et de stabilité. Ainsi, en fixant ce rapport, on peut déduire les paramètres du correcteur à partir des relations établies [8].

$$t_{r_{5\%}} = \frac{3j}{f \cdot K_{BO/BF}} \quad (\text{II.43})$$

On déduit alors les relations permettant de calculer les paramètres du correcteur

$$\begin{cases} K_p = 2\xi f * K_{BO/BF} - f \\ Ti = \frac{j \cdot K_p}{(f \cdot K_{BO/BF})^2} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

#### II.2.6.3 Résultats de la simulation de la DTC classique associée au régulateur PI :

Pour évaluer les performances de la commande directe du couple, une simulation en temps réel du fonctionnement du système a été réalisée. Le scénario étudié comprend un démarrage à vide, suivi d'une modification de la consigne de vitesse une fois le régime permanent atteint. Les figures ci-dessous illustrent l'évolution des principales grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de la machine asynchrone (MAS), ainsi que la réponse du système à une variation de la consigne de vitesse en régime établi.

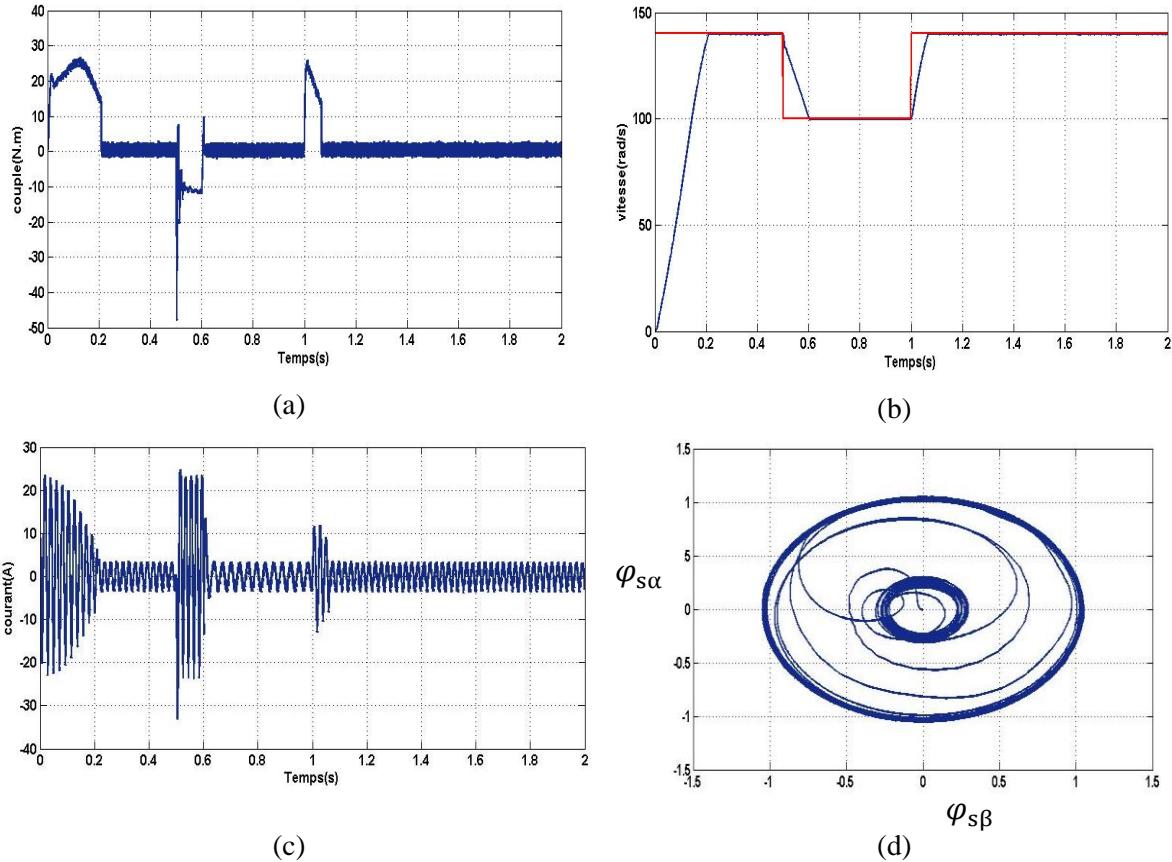


Figure II.16 résultats de simulation de poursuite DTC classique avec régulateur PI.

Les résultats obtenus mettent en évidence un bon suivi de la consigne de vitesse, avec une erreur de poursuite quasi nulle et un temps de montée de 0,21 s, ce qui traduit une dynamique satisfaisante. De plus, l'estimation du flux statorique s'avère précise.

Cependant, certaines limites persistent :

- La trajectoire du flux statorique présente une déformation, principalement due aux effets des régimes transitoires liés à la variation de vitesse.
- Des ondulations notables apparaissent au niveau du couple électromagnétique et du courant statorique, ce qui peut affecter la qualité de la commande dans certaines situations.

## II.3 Stratégie de Suivi du Point de Puissance Maximale (MPPT)

### II.3.1 Généralités sur la Commande MPPT

Des stratégies de commande spécifiques ont été développées afin de permettre à certains systèmes de fonctionner en permanence au point optimal de leurs caractéristiques, sans connaissance préalable de la position exacte de ce point, ni des moments où celui-ci peut changer ou des raisons de son évolution. Lorsqu'il s'agit de sources d'énergie, cela revient à identifier et exploiter le point de puissance maximale. Ce type de commande est généralement désigné dans la littérature par l'expression « Suivi du Point de Puissance Maximale » ou son équivalent anglophone « Maximum Power Point Tracking » (MPPT[10]).

Le principe fondamental du MPPT consiste à ajuster en continu le fonctionnement du système pour atteindre la puissance maximale disponible, en assurant une adaptation optimale entre la source d'énergie et la charge alimentée.

La figure (II.17) illustre une architecture simple d'un système photovoltaïque couplé à une commande MPPT. Pour faciliter l'analyse, on considère ici une charge en courant continu. Comme le montre cette chaîne énergétique, la commande MPPT est nécessairement intégrée à un composant intermédiaire — un quadripôle — disposant de degrés de liberté suffisants pour permettre l'ajustement entre le générateur photovoltaïque (GPV) et la charge. Dans le cadre de l'énergie solaire, ce quadripôle est souvent réalisé à l'aide d'un convertisseur DC-DC, chargé d'adapter le point de fonctionnement du GPV afin qu'il délivre sa puissance maximale, laquelle sera ensuite transmise efficacement à la [10].

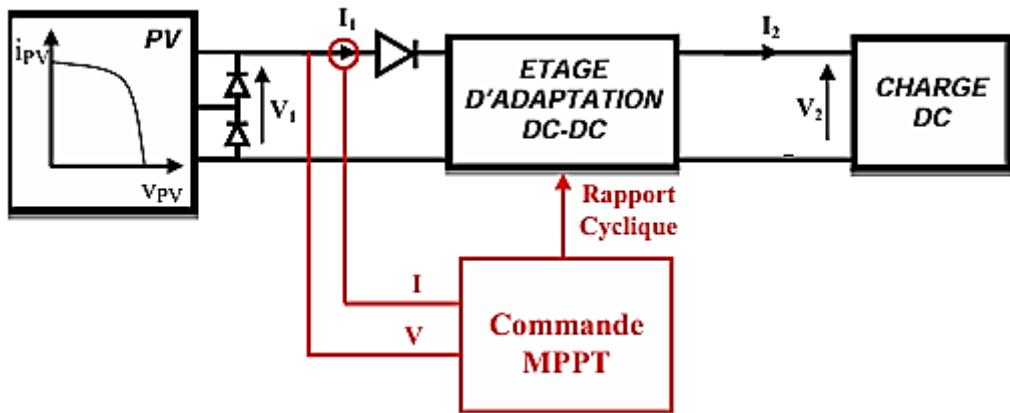


Figure II.17. Architecture de base d'un système de conversion photovoltaïque

La méthode de commande la plus couramment utilisée repose sur un ajustement automatique du rapport cyclique, permettant au générateur photovoltaïque de fonctionner à son point optimal, quelles que soient les fluctuations des conditions météorologiques ou les variations soudaines de la charge.

La figure (II.18) présente trois types de perturbations possibles. Chaque perturbation peut entraîner un déplacement du point de fonctionnement initial, situé au point de puissance maximale PPM1, vers un nouveau point P1, plus ou moins éloigné de l'optimum.

Dans le cas d'une variation de l'ensoleillement (cas a), il est nécessaire de corriger dynamiquement le rapport cyclique afin de retrouver un nouveau point de puissance maximale, noté PPM2. Une modification de la charge (cas b) provoque également un déplacement du point de fonctionnement, qui peut être ramené à un état optimal via une commande appropriée. Enfin, des variations de température (cas c) peuvent aussi affecter le point de fonctionnement, mais leur impact temporel est moins critique que celui des autres [11].

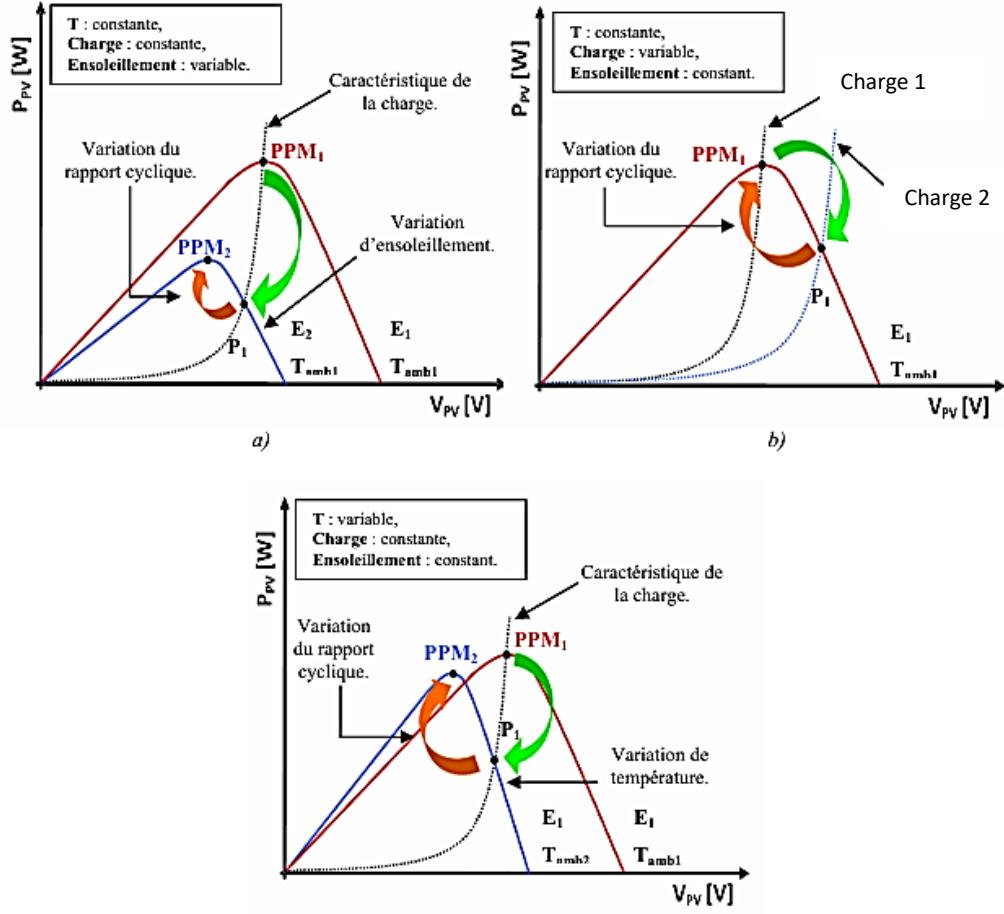


Figure II.18 : Suivi et ajustement du Point de Puissance Maximale [10]

- après une variation de l'irradiation solaire,
- en réponse à un changement de charge,
- en réaction à une variation de la température.

### II.3.2 Algorithmes optimisés pour le suivi du point de puissance maximale

#### II.3.2.1 Principe des commandes “Perturb and Observe” (P&O).

Le fonctionnement des algorithmes MPPT de type *Perturb and Observe* (P&O) repose sur l'introduction d'une légère variation de la tension  $V_{pv}$  autour de sa valeur actuelle, afin d'observer l'effet de cette perturbation sur la puissance  $P_{pv}$  délivrée par le générateur [10], [11]. Comme illustré à la figure (II.19), si une augmentation de  $V_{pv}$  entraîne également une hausse de  $P_{pv}$ , cela indique que le point de fonctionnement se situe à gauche du point de puissance maximale (PPM). À l'inverse, si la puissance diminue, cela signifie que le PPM a été dépassée. Le même raisonnement s'applique en cas de diminution de la tension.

Cette méthode permet, en analysant l'évolution de la puissance en fonction des petites variations de la tension, de localiser le point de fonctionnement par rapport au PPM. Un signal de commande est alors généré pour orienter le système vers ce point [12].

En résumé, si une variation de la tension provoque une augmentation de la puissance, la direction de perturbation est conservée. En revanche, si la puissance diminue, la direction est inversée, assurant ainsi la poursuite du nouveau point de puissance maximale.

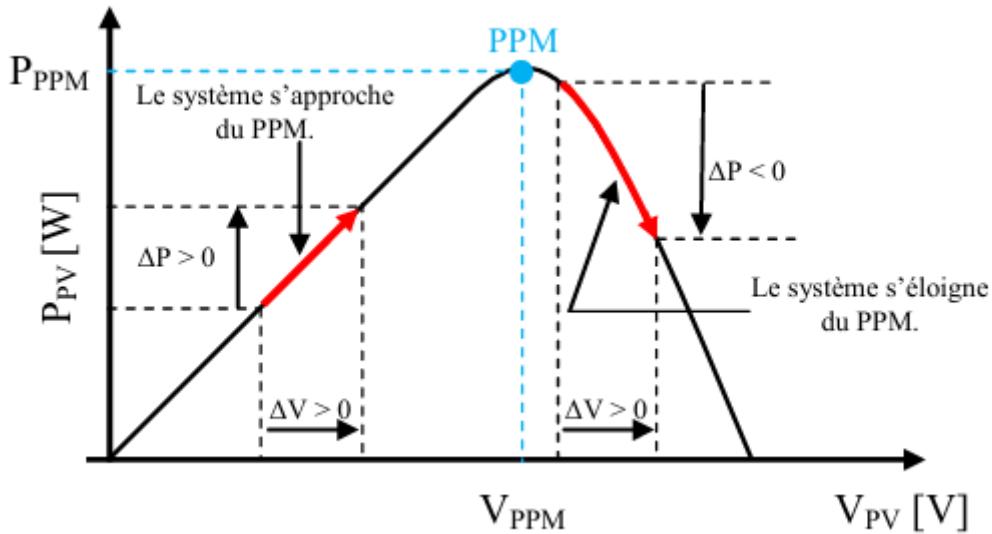


Figure II.19 Comportement courant-tension (IV) typique d'un module photovoltaïque [10].

La figure (II.20) illustre l'algorithme classique utilisé dans une commande MPPT de type P&O. Dans cette approche, la variation de la puissance est observée suite à chaque modification de la tension. Pour appliquer cette méthode, deux capteurs sont requis — l'un pour le courant et l'autre pour la tension du générateur photovoltaïque — afin de calculer la puissance instantanée du système PV[14].

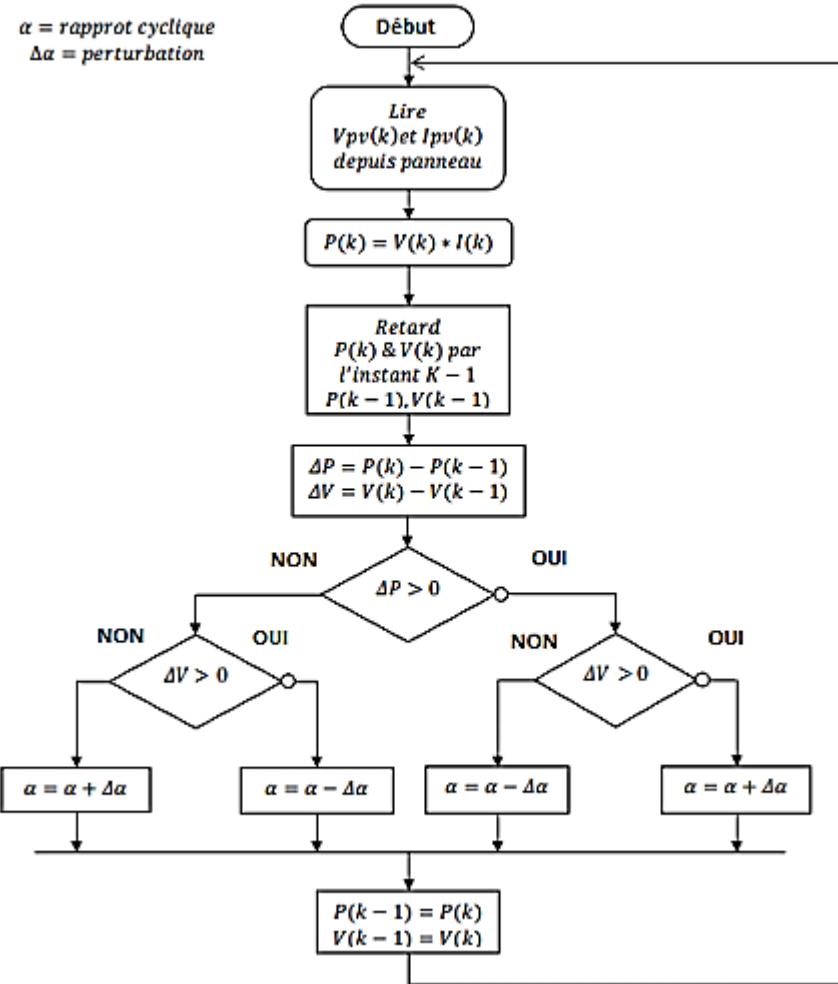


Figure II.20. Algorithme type de la méthode P&amp;O [10].

Cet algorithme repose sur l'application d'une perturbation de la tension au niveau du générateur photovoltaïque, en agissant simultanément sur le rapport cyclique  $\alpha$ . Après chaque perturbation, la puissance générée à l'instant  $k$  est évaluée, puis comparée à celle obtenue à l'instant précédent ( $k-1$ ). Si une augmentation de puissance est constatée, cela indique un rapprochement du point de puissance maximale (MPP), et la direction de variation du rapport cyclique est conservée. En revanche, si la puissance diminue, cela signifie que le système s'éloigne du MPP, et la direction de la variation doit alors être inversée. Ce mécanisme engendre une oscillation autour du MPP, entraînant ainsi des pertes d'énergie. Pour atténuer ces oscillations, il est possible de réduire l'amplitude des perturbations. Toutefois, des perturbations trop faibles ralentissent la convergence vers le MPP. Il en résulte donc un compromis entre la rapidité de réponse et la précision de suivi. La méthode P&O est largement adoptée en raison de sa simplicité de mise en œuvre et de son efficacité dans la plupart des cas [12], [15].

La figure (II.21) met en évidence les écarts d'interprétation concernant la direction à suivre pour atteindre le point de puissance maximale (MPP), en présence de changements brusques des conditions climatiques et/ou de charge.

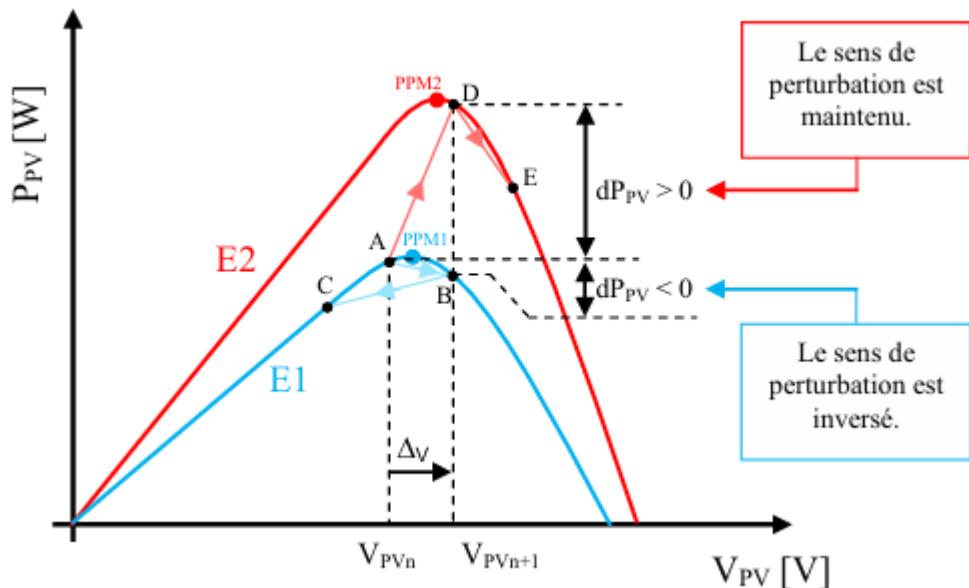


Figure II.21 : Réaction de l'algorithme P&O aux fluctuations de l'ensoleillement.

### II.3.2.2 Résultats de la simulation du MPPT à base d'algorithme P&O

La figure (II.22) Présente le schéma de simulation sous Simulink d'un générateur photovoltaïque couplé à une charge résistive à travers un hacheur de type buck (hacheur parallèle). L'algorithme MPPT de type Perturb and Observe (P&O) y est implémenté afin d'optimiser en temps réel le rapport cyclique, dans le but de maximiser la puissance extraite du générateur dans des conditions de 22° et ensoleillement varier de 800W/m<sup>2</sup> à 1000W/m<sup>2</sup>. Ce rapport cyclique génère un signal de modulation de largeur d'impulsion (MLI), servant à piloter les états de conduction du hacheur

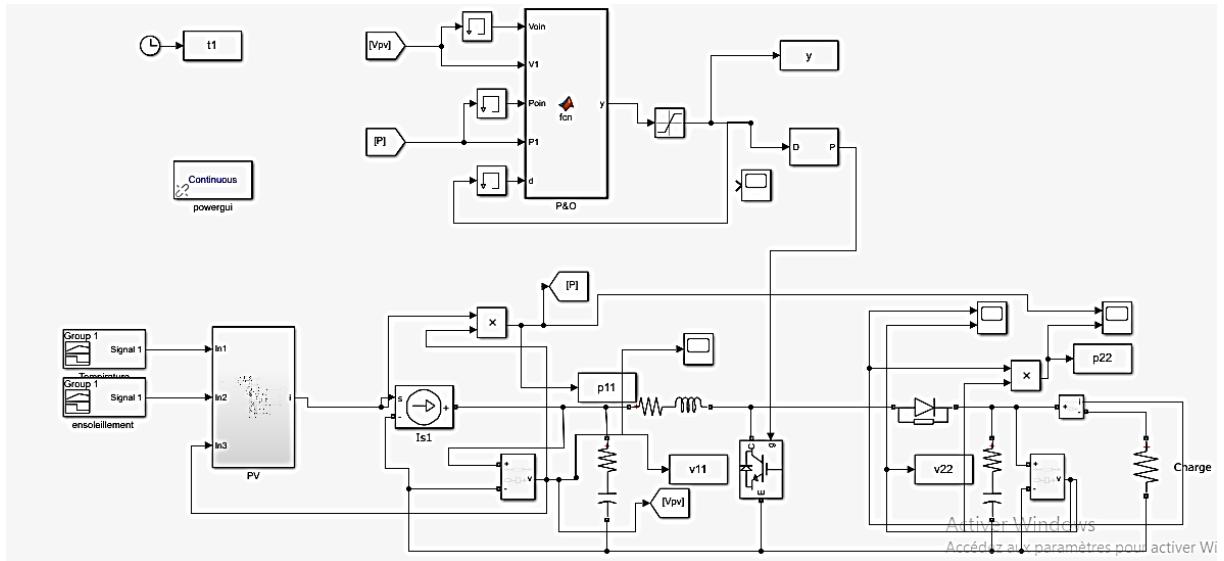


Figure II.22 :Schéma bloc sous MATLAB/Simulink d'un convertisseur Boost piloté par l'algorithme P&O.

Tableau1 présente les caractéristiques du hacheur parallèle employé dans la simulation sont présentées dans ce tableau

Tableau II.2 Les paramètres du hacheur parallèle

C1	R1	R2	C2	R3	L
0.00054F	1e-4Ω	1e-3Ω	0.00045F	0.1Ω	5e-3H

La figure (II.23) illustre le courant en sortie du hacheur Boost sous un ensoleillement constant de  $800 \text{ W/m}^2$  appliqué entre  $0 \text{ s}$  et  $0,25 \text{ s}$ , avec une température maintenue constante. Durant la première phase, on observe un temps de montée de  $0,07 \text{ s}$ , menant à un courant de  $1 \text{ A}$ . Par la suite, au cours de la deuxième phase, le courant augmente progressivement pour atteindre  $1,1 \text{ A}$ .

La figure (II.24) montre la tension de sortie du même hacheur Boost dans les mêmes conditions. Dans la première phase, le temps de montée est également de  $0,07 \text{ s}$ , avec une tension atteignant  $45 \text{ V}$ . Ensuite, en seconde phase, la tension augmente jusqu'à atteindre  $52 \text{ V}$ .

La figure (II.25) présente la puissance de sortie du convertisseur, calculée comme le produit de la tension par le courant. Ainsi, dans la première phase, la puissance est d'environ  $45 \text{ W}$ , et elle s'élève à  $55 \text{ W}$  durant la deuxième phase.

La figure (II.26) présente l'évolution de la tension d'entrée au boost, on remarque qu'il ya beaucoup oscillation à la phase transitoire, t on phase permanant on observe une stabilité un peu dégrader au tour de la tension optimal.

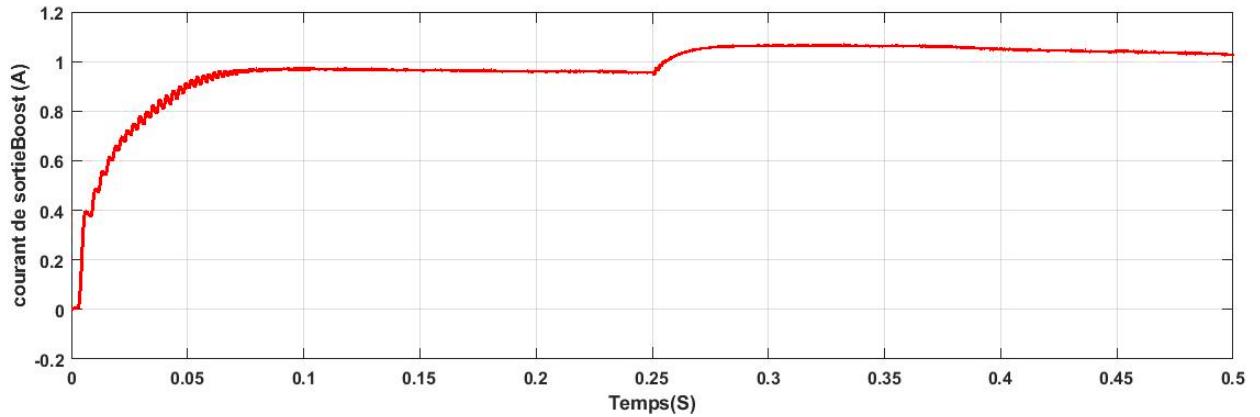


Figure II.23. Le courant de sortie du hacheur Boost piloté par MPPT-P&O.

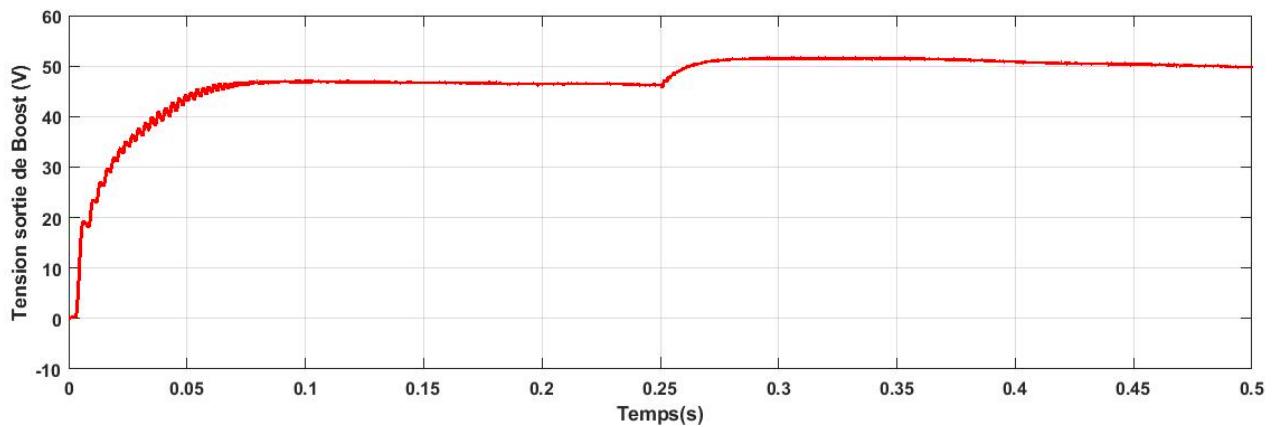


Figure II.24. Tension de sortie de hacheur Boost piloté par MPPT-P&O.

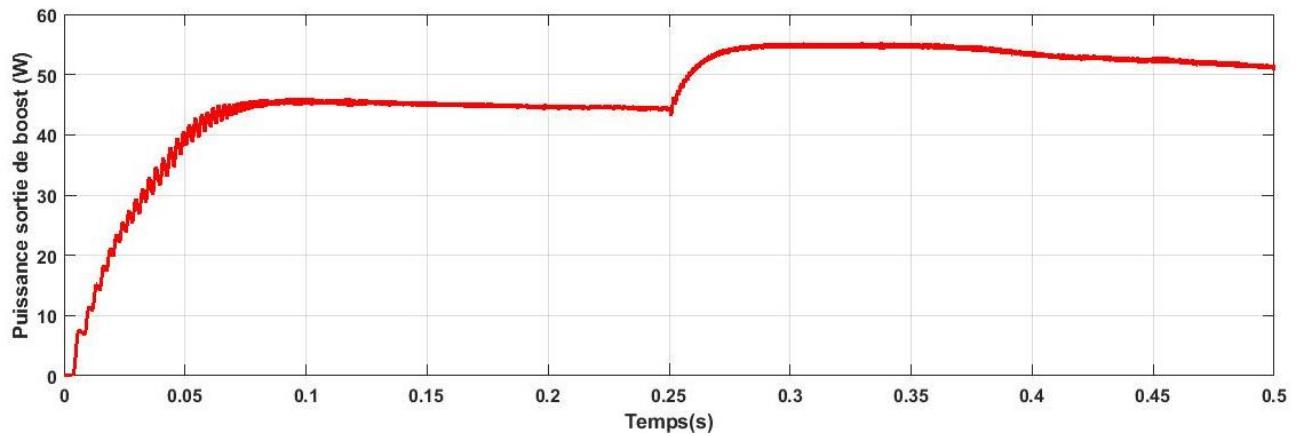


Figure II.25. Puissance de sortie de hacheur boost piloté par MPPT-P&O.

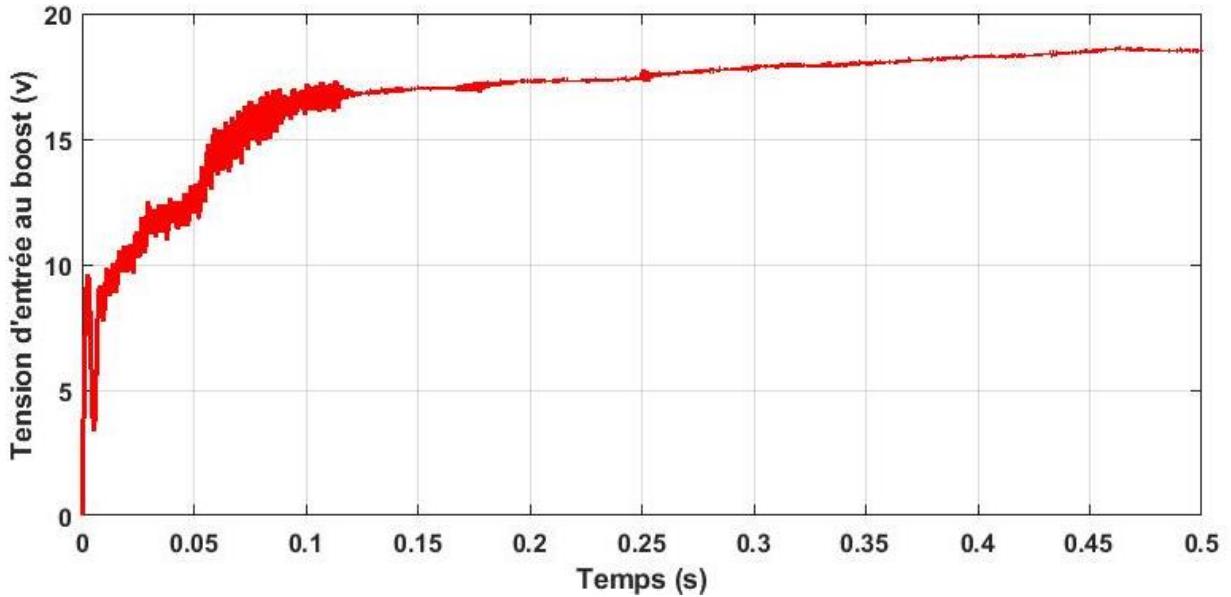


Figure II.26. Tension d'entrée de hacheur Boost piloté par MPPT-P&O.

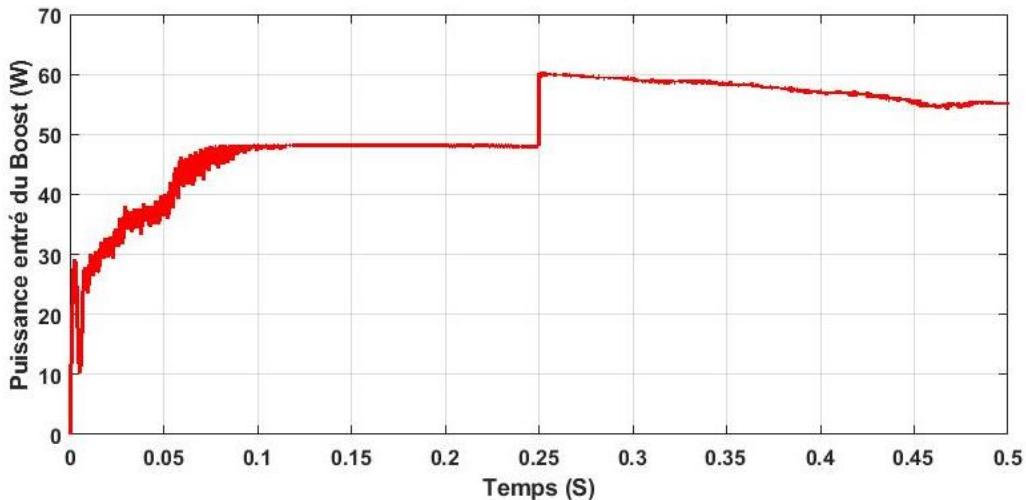


Figure II.27. Puissance d'entrée de hacheur Boost piloté par MPPT-P&O.

### II.3.3 Principe de fonctionnement de la méthode MPPT par incrément de conductance (IncCond)

L'identification du point de puissance maximale (MPP) s'appuie sur le suivi de la variation de la conductance du générateur photovoltaïque (GPV), ainsi que sur son effet sur la position du point de fonctionnement par rapport au MPP. Cette conductance est déterminée par le rapport entre le courant et la tension délivrés par le GPV, tel que l'exprime la relation suivante [12], [13] :

$$G = \frac{I_{PV}}{V_{PV}} \quad (\text{II.45})$$

Une variation élémentaire de la conductance, appelée incrément de conductance, peut être exprimée comme suit :

$$dG = \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \quad (\text{II.46})$$

Par ailleurs, l'évolution de la puissance du module photovoltaïque (PPV) en fonction de sa tension (VPV) permet de déterminer la position du point de fonctionnement par rapport au point de puissance maximale (MPP). Lorsque la dérivée de la puissance par rapport à la tension est nulle, le système opère exactement au MPP. Si cette dérivée est positive, le point de fonctionnement est situé à gauche du MPP ; inversement, si elle est négative, cela indique que le fonctionnement se situe à droite du point optimal. Ces différentes situations sont représentées dans la figure (II.28), à partir de laquelle on peut établir les conditions [12], [15] :

- Si  $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} < 0$  Le point de fonctionnement se trouve à gauche du MPP lorsque la conductance est trop élevée.
- Si  $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = 0$  Le point de fonctionnement coïncide avec le MPP
- $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} > 0$  Le point de fonctionnement se situe à droite du MPP.

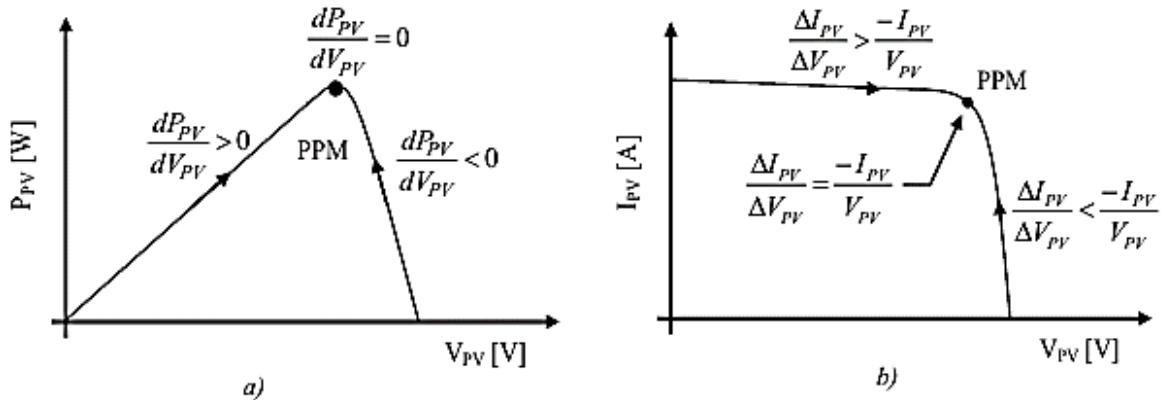


Figure (II.28). Localisation du point de fonctionnement en fonction du signe de  $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}}$  sur la courbe de puissance (a) et de  $\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}}$  sur la courbe de courant (b)[13], [15].

La relation entre la conductance, définie par l'équation (II.46), et la dérivée de la puissance par rapport à la tension  $\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}}$  peut être exprimée à l'aide de l'équation suivante [13]:

$$\frac{dP_{PV}}{dV_{PV}} = \frac{d(I_{PV} \cdot V_{PV})}{dV_{PV}} = I_{PV} + V_{PV} \cdot \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \cong I_{PV} + V_{PV} \cdot \frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} \quad (\text{II.48})$$

Par conséquent, de nouvelles conditions peuvent être établies sur la variation de la conductance, analogues à celles données par l'équation (II.47) concernant la dérivée de la puissance [14], [15]:

- Si  $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} > \frac{-I_{PV}}{V_{PV}}$  le point de fonctionnement se situe en amont du point de puissance maximale (MPP).
- $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} = \frac{-I_{PV}}{V_{PV}}$ , Le point de fonctionnement coïncide avec le point de puissance maximale (MPP). (II.49)
- $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}} < \frac{-I_{PV}}{V_{PV}}$  Le point de fonctionnement se situe en aval du point de puissance maximale (MPP).

La recherche du point de puissance maximale (MPP) s'effectue en comparant, à chaque instant, la conductance instantanée du générateur photovoltaïque  $\frac{I_{PV}}{V_{PV}}$  à son incrément  $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}}$

comme le montre l'algorithme représenté à la figure (II.29). La tension de référence impose au générateur de fonctionner à une valeur donnée. Si le système est au MPP, alors  $\frac{\Delta I_{PV}}{\Delta V_{PV}}$  coïncide avec la tension optimale  $V_{opt}$ . Une fois ce point atteint, le fonctionnement peut être stabilisé tant qu'aucune variation  $\Delta I_{PV}$  de n'est détectée. Une telle variation signale une modification des conditions climatiques, impliquant la nécessité de rechercher un nouveau MPP. Dans ce cas, l'algorithme ajuste (par incrémentation ou décrémentation) jusqu'à retrouver le point de fonctionnement optimal. Le principe de cette approche est illustré à la figure (II.30) [13].

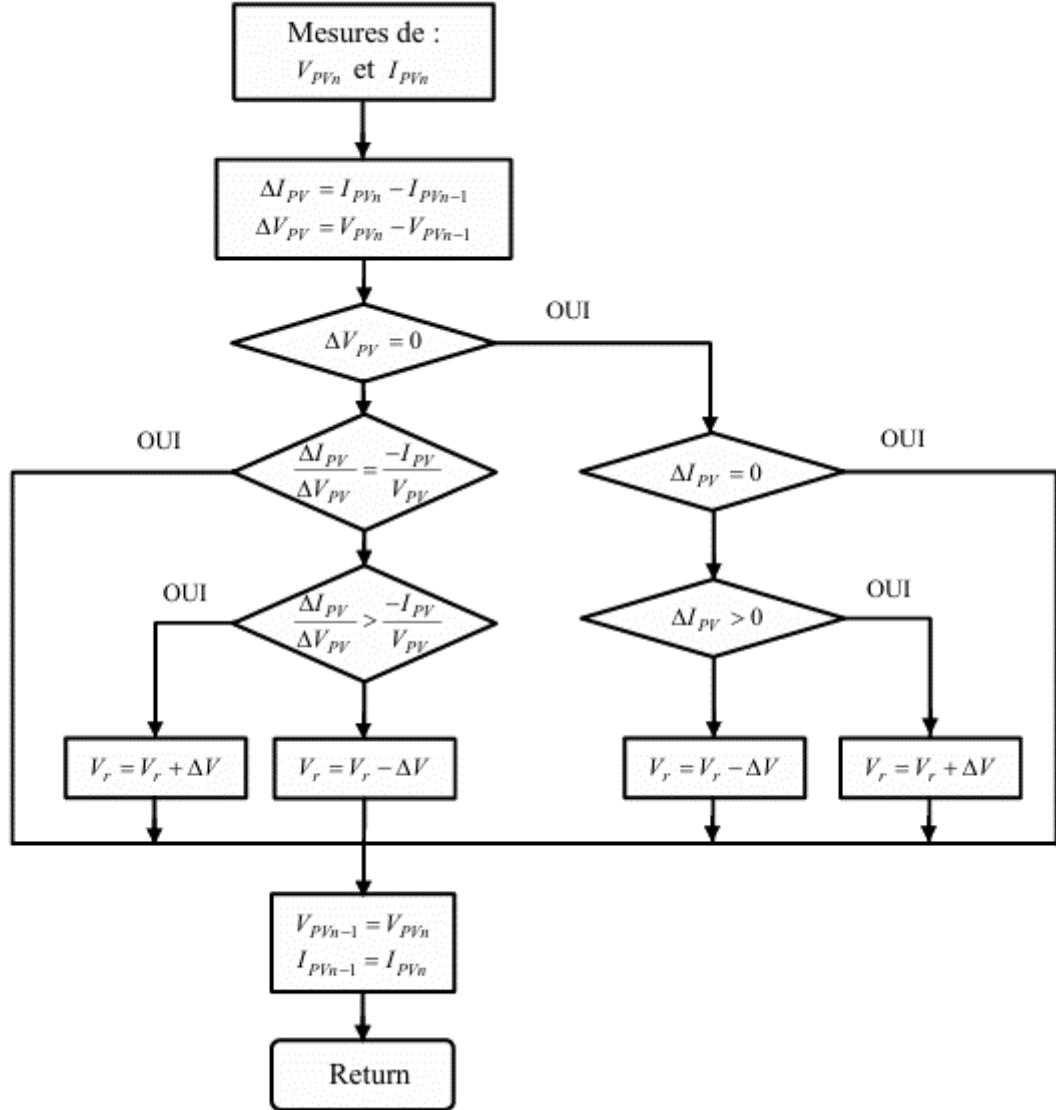


Figure II.29 : Commande MPPT fondée sur la méthode de l'incrément de conductance : algorithme de régulation.

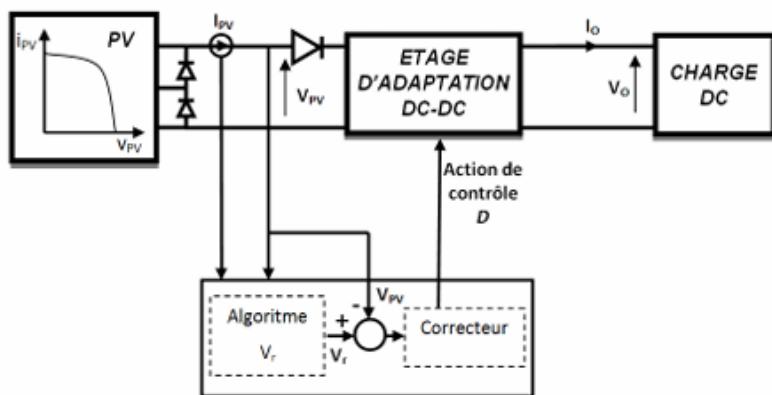


Figure II.30. Illustration du fonctionnement de la commande MPPT par incrément de conductance sur une chaîne de conversion photovoltaïque simplifiée.

## II.4 Etude et simulation de système globale de pompage photovoltaïque associé à la commande conventionnelle.

### II.4.1 Description du system :

Figure (II.31) présente le système de pompage photovoltaïque conventionnel, il est composé de deux sous-systèmes principaux : le circuit de puissance et le circuit de commande. Le circuit de puissance comprend un générateur photovoltaïque (GPV), un convertisseur Boost (hacheur parallèle), un onduleur de tension à deux niveaux, un moteur asynchrone triphasé ainsi qu'une pompe centrifuge. Le circuit de commande, quant à lui, est responsable de l'optimisation énergétique et du pilotage dynamique de l'ensemble. Il intègre un algorithme MPPT conventionnel, tel que la méthode Perturbation & Observation ou l'Incrément de Conductance, appliqué au convertisseur Boost. Ce régulateur ajuste en continu le rapport cyclique afin d'extraire la puissance maximale du générateur photovoltaïque en fonction des variations d'ensoleillement et de température. En parallèle, la commande du moteur repose sur une stratégie de commande directe du couple (DTC) associée à un régulateur PI. Cette approche permet de générer les signaux de commande de l'onduleur en se basant sur les erreurs instantanées de flux statorique et de couple, garantissant ainsi une réponse rapide, sans nécessiter de transformations complexes ni de régulateurs de courant dédiés. Le convertisseur Boost, piloté par l'algorithme MPPT, élève la tension issue du GPV vers une valeur optimale qui alimente ensuite l'onduleur. Ce dernier convertit la tension continue en une tension alternative triphasée sinusoïdale adaptée à l'alimentation du moteur asynchrone. Le régulateur PI améliore la stabilité et les performances dynamiques de la commande en corrigeant les écarts entre les références et les grandeurs mesurées. Finalement, le moteur entraîne la pompe centrifuge, assurant ainsi le pompage de l'eau depuis une source souterraine ou vers un réservoir de stockage, selon les besoins du système.

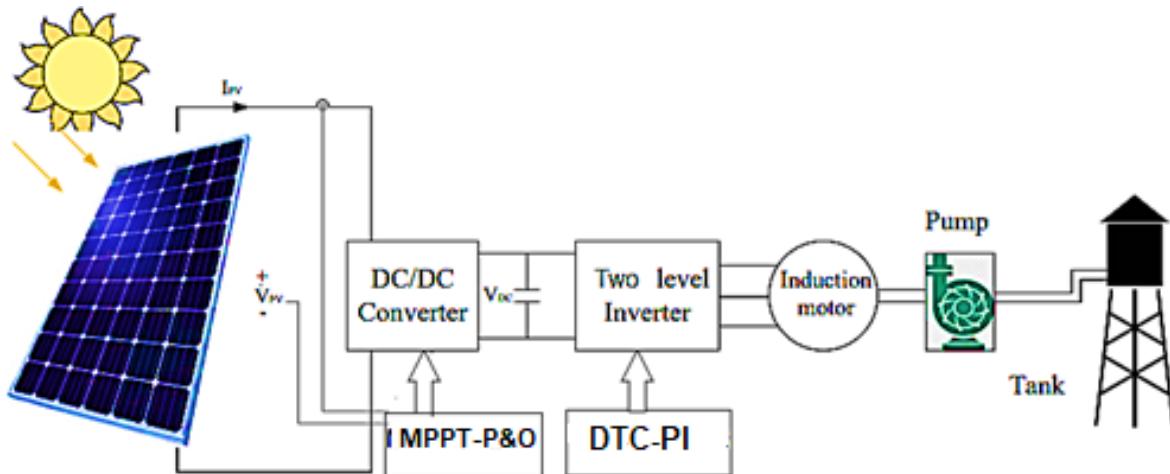


Figure (II.31) Schéma bloc de la commande basée sur l'ANFIS appliquée à un système de pompage photovoltaïque.

#### II.4.2 Dimensionnement de panneaux solaires pour moteur asynchrone.

La phase de dimensionnement du champ photovoltaïque constitue une étape déterminante dans l'élaboration et la simulation d'un système de pompage solaire. Elle a pour objectif de quantifier le nombre de modules photovoltaïques nécessaires pour alimenter efficacement un moteur asynchrone, qui constitue la charge principale du système. Cette évaluation repose sur l'analyse des exigences énergétiques du moteur en régime établi et au démarrage, tout en tenant compte des pertes dans les dispositifs de conversion (convertisseur DC-DC de type Boost et onduleur). Elle nécessite également l'intégration de données environnementales telles que l'irradiation solaire moyenne du site d'installation et les variations thermiques qui peuvent influencer la performance des modules. Ainsi, ce calcul vise à assurer que, même dans des conditions climatiques fluctuantes, le générateur solaire fournisse une énergie suffisante et stable pour garantir un fonctionnement optimal du système de pompage. Simulation de la commande conventionnelle appliquée à un système de pompage photovoltaïque.

- Donner nécessaire :

Pour dimensionner correctement le champ photovoltaïque destiné à alimenter un système de pompage, il est nécessaire de prendre en compte plusieurs paramètres techniques.

Le moteur asynchrone, au cœur du dispositif, se caractérise par sa puissance nominale  $P_{moteur}$ , généralement exprimée en watts ou kilowatts, son rendement énergétique  $\eta_{moteur}$  en

pourcentage, ainsi que la tension d'alimentation V requise pour son fonctionnement. Le type de moteur, qu'il soit monophasé ou triphasé, détermine l'architecture de l'onduleur à utiliser.

Concernant le générateur photovoltaïque, chaque module est défini par une puissance crête  $P_{PV}$ , une tension nominale  $V_{PV}$ , et un courant nominal  $I_{PV}$ . Les conditions climatiques moyennes du site, notamment l'irradiation solaire journalière en kWh/m<sup>2</sup>/jour, influencent fortement la production [16]. À cela s'ajoutent les performances des composants de conversion : le rendement du convertisseur  $\eta_{Boost}$ , celui de l'onduleur  $\eta_{ond}$ , ainsi que le rendement global du système, calculé comme le produit des trois rendements :  $\eta_{total} = \eta_{moteur} \times \eta_{Boost} \times \eta_{ond}$ . Ces éléments permettent d'estimer avec précision le nombre de panneaux nécessaires pour assurer l'alimentation continue du moteur dans diverses conditions d'ensoleillement. Calcul de la puissance totale PV [16].

$$P_{PV\_total} = \frac{P_{moteur}}{\eta_{total}} \quad (\text{II.50})$$

Et pour Calculer le nombre de panneaux solaires :

$$N = \frac{P_{PV-total}}{P_{PV}} \quad (\text{II.51})$$

- Application numérique :

On va exploiter ces formules pour calculer le nombre des modules N nécessaire pour notre simulation :

- Caractéristique du moteur asynchrone

$$P_{moteur} = 1.5 \text{ KW} ; \eta_{moteur} = 0.9;$$

Tension d'alimentation triphasée 380v.

- Rendements des éléments de conversion :

$$\eta_{boost} = 0.95; \eta_{ond} = 0.96$$

$$\eta_{total} = 0.95 \times 0.96 \times 0.9 = 0.8208$$

$$N = \frac{1827.8}{213} \approx 8.58$$

Il faut installer N=9 modules photovoltaïques pour assurer l'alimentation électrique du moteur asynchrone dans les conditions définies.

#### II.4.3 Simulation de la commande conventionnelle appliquée au système de pompage photovoltaïque.

La figure (II.32) illustre la modélisation globale du système de pompage photovoltaïque sous MATLAB/Simulink. Cette architecture comprend cinq blocs fonctionnels principaux : le générateur photovoltaïque associé à un convertisseur Boost contrôlé par un algorithme MPPT-P&O, un bloc de commande DTC-PI pour le pilotage du moteur, un onduleur à deux niveaux, un moteur asynchrone triphasé, ainsi qu'une pompe centrifuge. Chaque composant y est modélisé afin de représenter précisément le comportement dynamique du système et d'optimiser l'extraction d'énergie solaire en fonction des conditions environnementales.

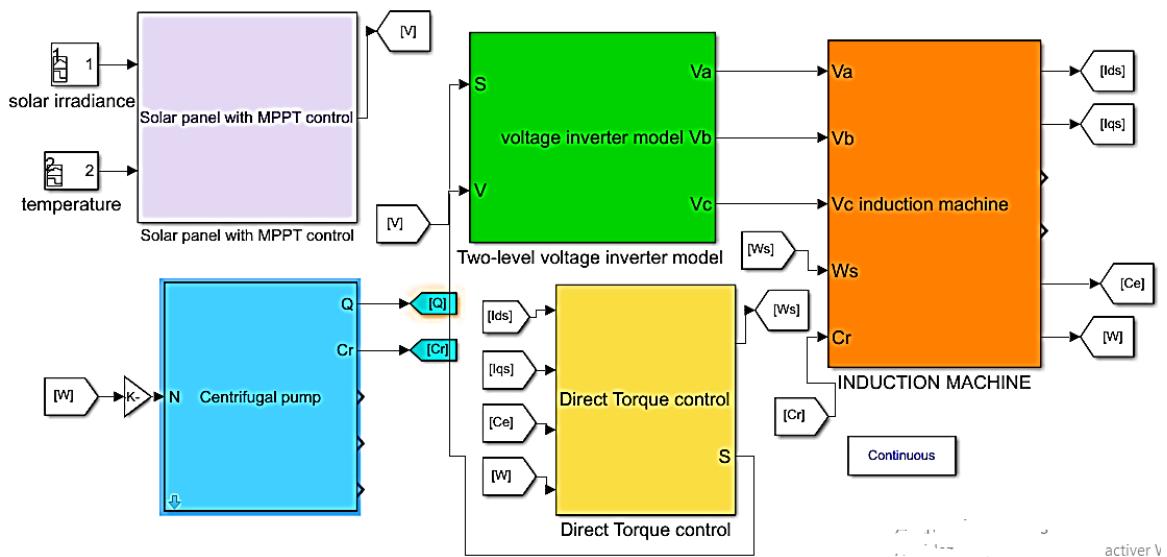


Figure (II.32) Schéma bloc global de la commande conventionnel appliquée à un système de pompage photovoltaïque sous MATLAB/Simulink.

- Résultats et interprétation

La figure (II.33) illustre l'évolution de la tension délivrée par le champ photovoltaïque piloté par l'algorithme MPPT de type Perturb and Observe (P&O). On observe un temps de montée rapide de l'ordre de 0,05 s, traduisant une réponse dynamique efficace. Toutefois, la tension présente des fluctuations importantes pouvant atteindre jusqu'à 25 V en régime permanent. Ces instabilités dégradent la qualité de l'énergie produite, ce qui peut impacter négativement les performances globales du système.

La figure (II.34) met en évidence la puissance électrique fournie par les panneaux solaires au moteur. À l'instar de la tension, cette puissance est sujette à des variations brusques et d'amplitude significative. Ces irrégularités énergétiques peuvent affecter la stabilité du moteur et réduire l'efficacité du pompage, ce qui souligne l'importance d'une stratégie MPPT plus robuste pour améliorer la qualité d'alimentation du système.

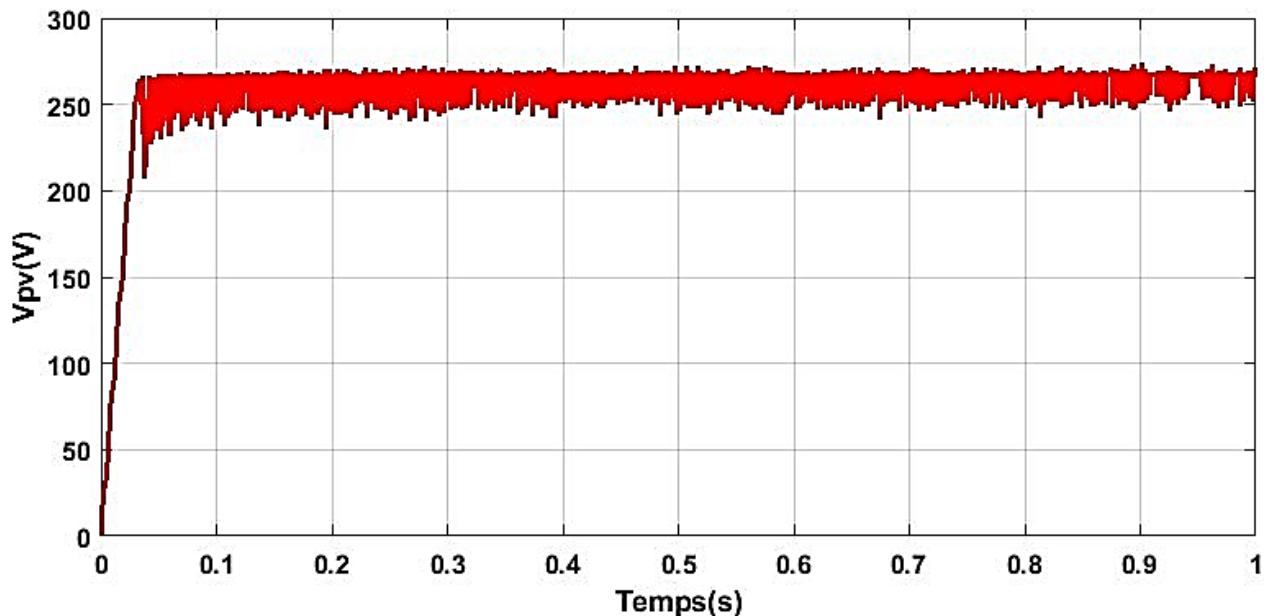


Figure (II.33) Tension continue des panneaux photovoltaïques.

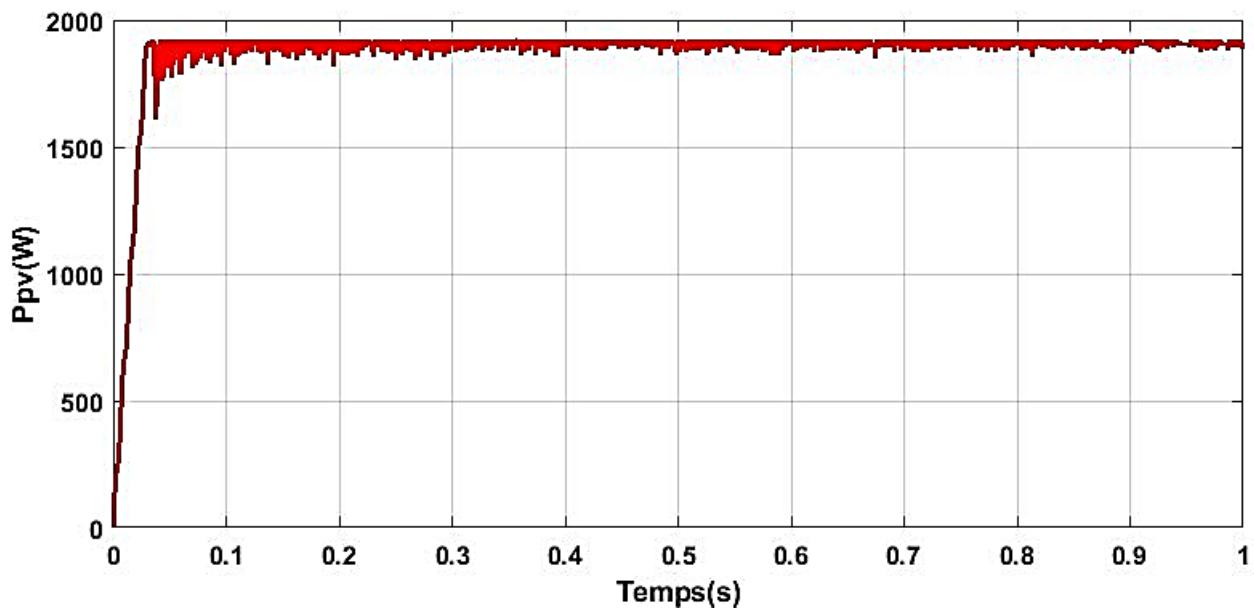


Figure (II.34) Puissance délivré par les panneaux photovoltaïques

La figure (II.35) illustre la dynamique de la vitesse rotorique du moteur asynchrone. Un léger retard initial de 0,05 s est constaté, attribué à la phase transitoire de la tension issue du générateur photovoltaïque. Par la suite, la vitesse atteint sa valeur nominale en environ 0,15 s. En régime permanent, une vitesse stable de 148 rad/s est observée, traduisant une réponse dynamique globalement satisfaisante.

La figure (II.36) montre l'évolution du courant statorique. Lors de la mise en marche, un appel de courant important, avoisinant les 30 A, est enregistré. En régime permanent, des ondulations persistantes du courant sont visibles, indiquant la présence de perturbations électromagnétiques pouvant affecter la qualité du fonctionnement moteur.

La figure (II.37) représente le comportement du couple électromagnétique généré par le moteur. En phase transitoire, un couple de démarrage élevé est observé, justifié par le démarrage en charge imposé par la pompe centrifuge. En régime permanent, la présence d'harmoniques dans le couple est détectée, comme le confirme l'analyse détaillée illustrée dans la figure 38. Ces perturbations peuvent impacter la stabilité mécanique et la durabilité du système.

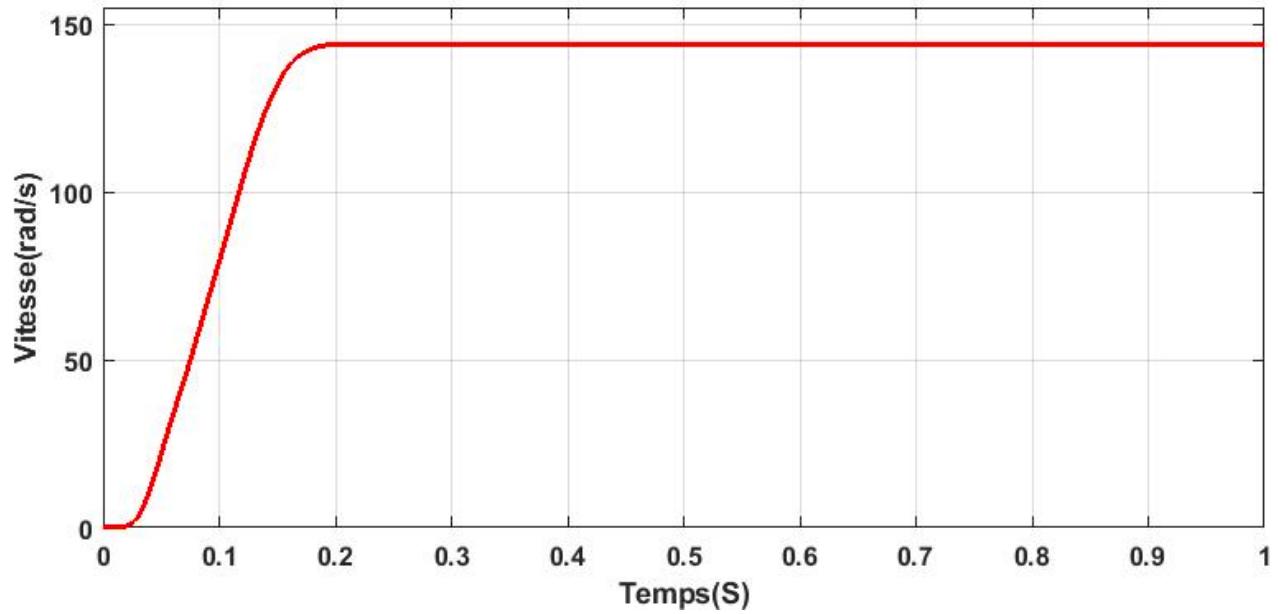


Figure II.35.La vitesse du moteur asynchrone.

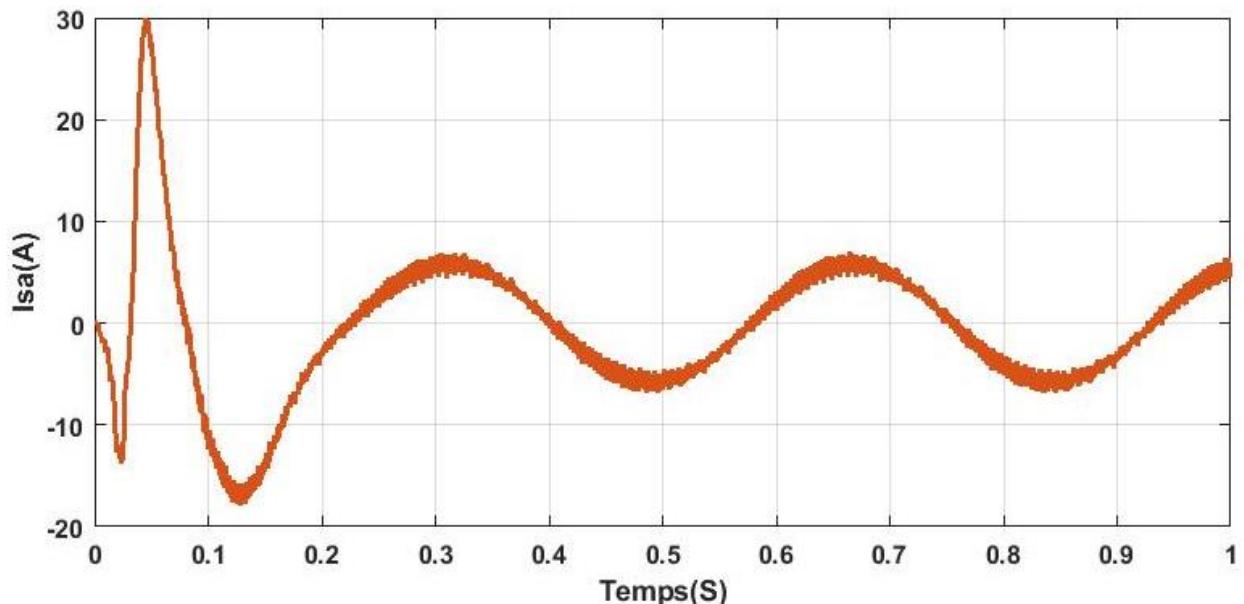


Figure II.36.le courant du moteur asynchrone.

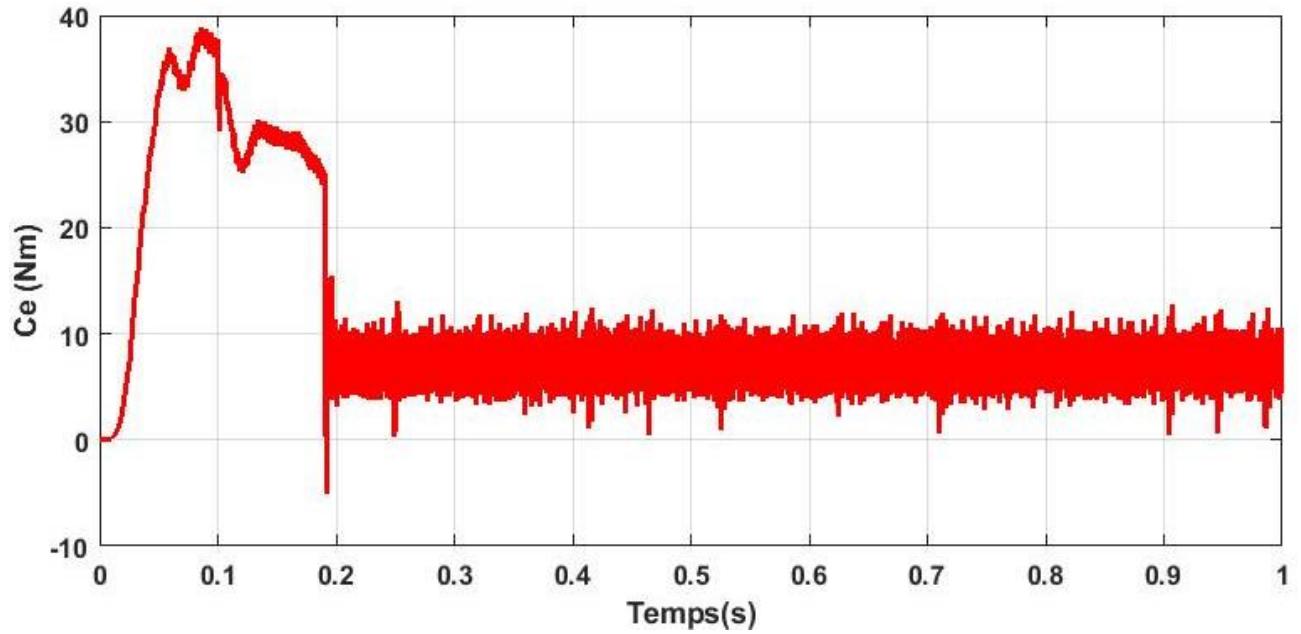


Figure II.37 Le couple électromagnétique délivré par le moteur asynchrone.

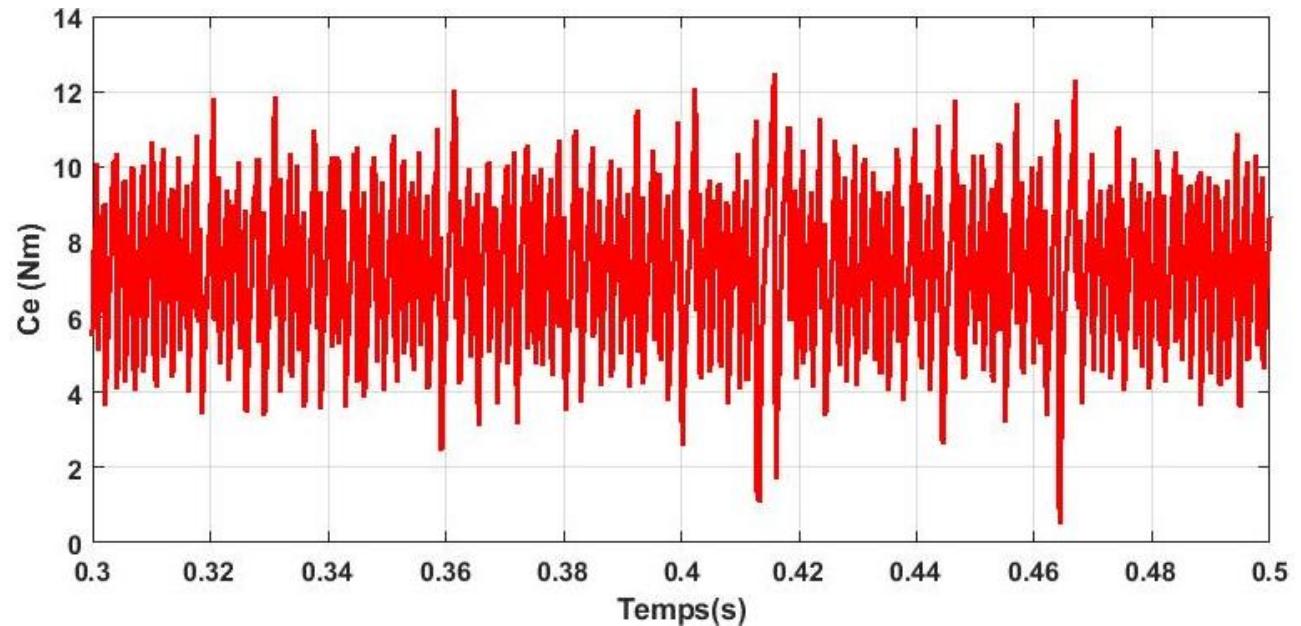


Figure II.38. Vue détaillée de la réponse du couple.

La figure (II.39) illustre l'évolution du débit hydraulique fourni par la pompe centrifuge. Au démarrage, un léger retard est observé, en corrélation avec la phase transitoire de la vitesse rotorique du moteur. Une fois le régime permanent atteint, le système stabilise le débit à une valeur nominale de 1,6 L/s, assurant ainsi un fonctionnement efficace de la chaîne de pompage.

La figure (II.40) présente la variation du couple résistant exercé par la pompe sur le moteur. Ce couple représente la charge hydraulique à surmonter, proportionnelle à la vitesse de rotation. Son évolution reflète directement les conditions d'écoulement et la demande en énergie mécanique imposée au moteur tout au long du fonctionnement.

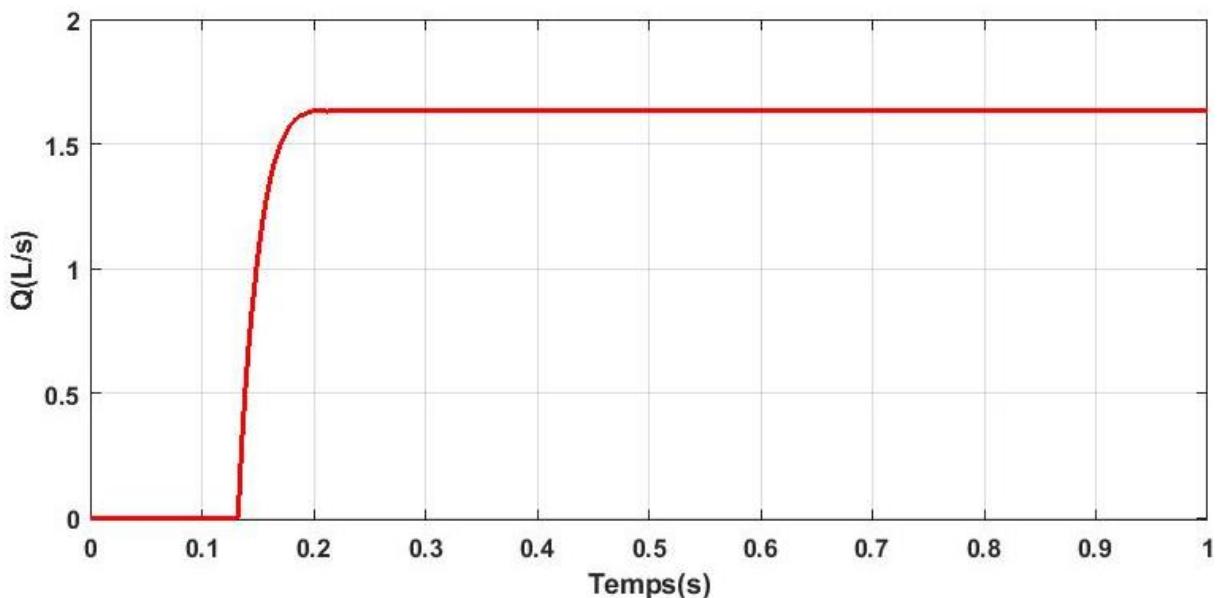


Figure II.39. Le débit d'eau délivré par la pompe centrifuge.

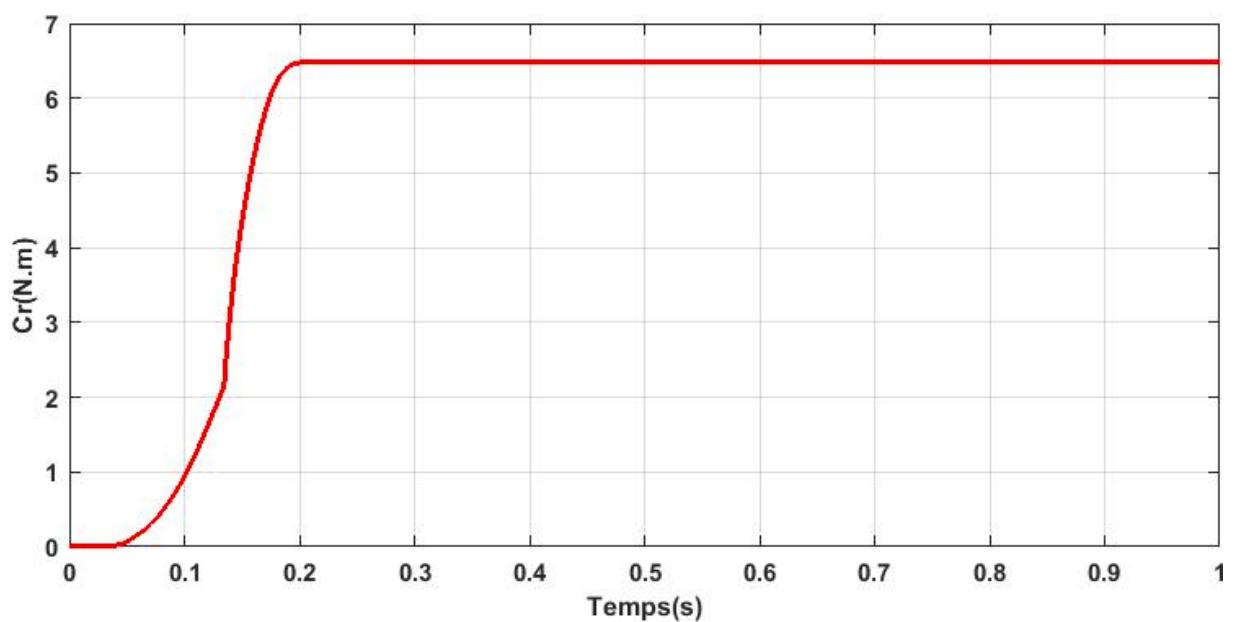


Figure II.40 Le couple résistant délivré par la pompe centrifuge

## II.5. Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les principales stratégies de commande utilisées pour assurer le bon fonctionnement d'un système de pompage photovoltaïque. La commande directe du couple (DTC), associée à un régulateur PI, a été adoptée pour la régulation du moteur asynchrone en raison de ses performances dynamiques élevées, de sa simplicité structurelle et de sa capacité à fournir une réponse rapide et précise sans modélisation complexe.

Pour optimiser l'extraction de l'énergie solaire via le générateur photovoltaïque, deux méthodes classiques de suivi du point de puissance maximale (MPPT) ont été mises en œuvre pour la commande du convertisseur Boost : l'algorithme Perturb & Observe (P&O) et la méthode de l'Incrément de Conductance (IncCond). Ces algorithmes permettent d'adapter en temps réel le point de fonctionnement du générateur photovoltaïque, garantissant ainsi une production énergétique maximale en fonction des conditions d'ensoleillement et de température ambiantes.

Une simulation globale du système de pompage photovoltaïque, intégrant ces commandes conventionnelles, a été réalisée. Les résultats obtenus ont mis en évidence certaines limites en termes de stabilité et de qualité d'énergie, ce qui justifie la recherche d'approches plus performantes.

Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à l'intégration d'une stratégie de commande avancée basée sur l'intelligence artificielle, notamment la commande neuro-floue de type ANFIS, afin d'améliorer les performances globales du système.

### III.1 Introduction

Dans cette partie de notre travail, nous avons exploré le potentiel d'une stratégie de commande intelligente hybride, issue de la combinaison de deux approches issues de l'intelligence artificielle : la logique floue et les réseaux de neurones artificiels. Cette approche, connue sous le nom de commande neuro-floue ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System), vise à tirer parti de la capacité des réseaux de neurones à apprendre à partir de données expérimentales, tout en bénéficiant de la souplesse et de la modélisation qualitative offertes par la logique floue.

L'objectif principal est d'aller au-delà des limites des méthodes de commande classiques, en introduisant des techniques adaptatives capables de répondre efficacement aux variations dynamiques des systèmes complexes. Dans cette optique, nous avons mené une série d'études appliquées à des systèmes représentatifs du domaine des énergies renouvelables et de l'électrotechnique.

### III.2 Stratégies de commande basée sur la logique floue.

#### III.2.1 Historique et définition.

Le concept d'ensemble flou a été introduit pour la première fois en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh de l'université de Berkeley, aux États-Unis, à travers la publication d'un article intitulé « Fuzzy Sets ». Depuis cette date, Zadeh a largement contribué à enrichir la théorie des ensembles flous, un domaine qui a rapidement suscité l'intérêt de nombreux chercheurs engagés dans des travaux approfondis[1], [2].

Parallèlement aux avancées théoriques, des scientifiques ont exploré l'utilisation de la logique floue pour résoudre des problèmes complexes. En 1975, le professeur Mamdani, basé à Londres, a élaboré une méthode de contrôle des procédés, obtenant des résultats prometteurs notamment dans la régulation d'un moteur à vapeur. Trois ans plus tard, en 1978, la société danoise F.L.Smidth a appliqué cette approche au contrôle d'un four à ciment, marquant ainsi la première utilisation industrielle concrète de la logique floue[2].

Le véritable développement de cette discipline a eu lieu au Japon, où la recherche a su allier théorie et application pratique. À la fin des années 1980, un véritable engouement s'est manifesté : de nombreux produits grand public, comme les machines à laver, les appareils photo et les caméscopes, ont commencé à intégrer la logique floue. Dans le secteur industriel, des domaines variés tels que le traitement des eaux, les grues portuaires, les systèmes de transport urbain, ainsi que les installations de ventilation et de climatisation, ont bénéficié de cette

technologie. En outre, la logique floue a trouvé des applications dans des secteurs aussi divers que la finance et la médecine.

À partir des années 1990, l'Allemagne a vu se multiplier les projets utilisant la logique floue, suivie dans une moindre mesure par les États-Unis. En France, cette technologie s'impose progressivement comme une solution concrète dans plusieurs domaines d'application[2].

### III.2 .2 Ensembles flous

Dans la théorie classique des ensembles, un élément appartient entièrement ou n'appartient pas du tout à un ensemble donné. Or, dans les situations concrètes, les frontières entre les catégories sont souvent floues et difficiles à tracer avec précision. Par exemple, comment délimiter clairement la différence entre une personne de taille moyenne et une personne grande ? C'est face à ce type de flou dans la perception et la description du monde réel que Lotfi Zadeh a introduit la notion d'ensembles flous[3], [4].

Dans cette approche, les éléments sont associés à des termes linguistiques tels que « petit », « élevé », « proche de zéro », etc. Bien que ces termes puissent exister dans le cadre des ensembles classiques, la distinction fondamentale entre les deux théories réside dans la manière dont l'appartenance à un ensemble est traitée. Les ensembles flous permettent à un élément de faire partie d'un ensemble avec un certain degré d'appartenance, exprimé par une valeur comprise entre 0 et 1. Cela contraste avec les ensembles classiques, où l'appartenance est binaire : soit 0, soit 1[4].

Par exemple, lorsqu'on classe les individus selon leur âge, on peut définir trois catégories floues : jeune, d'âge moyen et âgé. Dans ce cadre, une même personne peut appartenir à plusieurs de ces groupes simultanément, mais avec des degrés différents. Ce principe est représenté graphiquement à la figure (I.1).

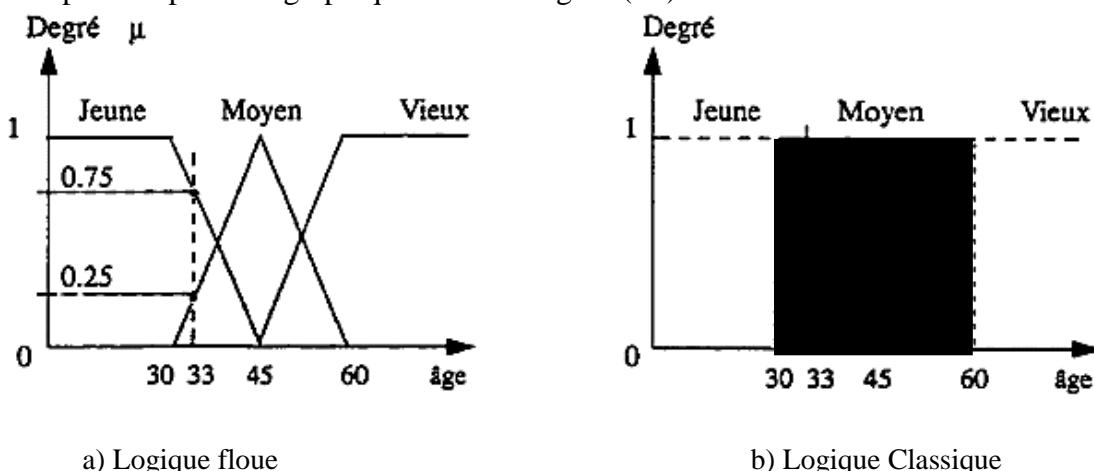


Figure III.1. Classification des humains selon leur âge[4].

La figure (III.1) illustrée met en évidence que la transition entre les groupes définis ne se fait pas de manière brutale, mais plutôt de façon graduelle. Prenons l'exemple d'un individu âgé de 33 ans : il peut être considéré comme appartenant partiellement à la catégorie « jeune » avec un degré d'appartenance de 0,75, tout en appartenant également, dans une moindre mesure, au groupe « moyen » avec un degré de 0,25. La figure (III.1) illustre ainsi la répartition des degrés d'appartenance à différents ensembles flous en fonction de l'âge. Ce type de représentation est appelé fonction d'appartenance, car il permet de quantifier la proximité d'un élément à une catégorie donnée[4], [5].

On peut synthétiser les éléments représentés dans cette figure (III.1) comme suit :

- Variable linguistique : Âge
- Valeurs possibles de cette variable : jeune, moyen, âgé, etc.
- Ensembles flous associés : « jeune », « moyen », « vieux », ...
- Intervalle des valeurs possibles : par exemple (0, 30, 45, 60, ...)
- Fonction d'appartenance :  $\mu_E(x) \in [0 ; 1]$
- Degré d'appartenance : valeur comprise entre 0 et 1 indiquant à quel point un élément appartient à un ensemble.

### III.2 .3 Opérateurs de la logique floue

Une fois les ensembles flous établis, une structure mathématique spécifique a été développée pour en permettre la manipulation. Cette nouvelle branche mathématique s'inspire fortement de la théorie classique des ensembles, en reprenant des opérations analogues telles que l'union, l'intersection et la négation. De plus, des opérations comme l'addition, la soustraction, la multiplication et la division ont également été adaptées pour être appliquées à des ensembles flous[1], [4].

Cependant, dans le cadre du contrôle basé sur la logique floue, ce sont principalement les opérations d'union et d'intersection qui sont utilisées, car elles permettent de modéliser efficacement les règles de décision et de combiner plusieurs conditions floues[4].

- Opérateur NON

$$c = \bar{a} = \text{NON}(a) \quad (\text{III.1})$$

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \quad (\text{III.2})$$

- Opérateur ET

L'opérateur ET est associé à l'intersection de deux ensembles flous, notés a et b, et cette opération s'exprime de la manière suivante :

$$c = a \cap b \quad (\text{III.3})$$

En logique floue, l'opérateur ET est généralement implémenté en prenant le minimum entre les fonctions d'appartenance associées aux ensembles a et b. Autrement dit, pour un élément x donné, le degré d'appartenance à l'intersection des deux ensembles est défini par la plus petite valeur entre  $\mu_a(x)$  et  $\mu_b(x)$  soit :

$$\mu_c = \min\{\mu_a, \mu_b\} \quad (\text{III.4})$$

- Opérateur OU

L'opérateur OU est associé à l'union des ensembles flous a et b, et cette opération peut s'exprimer de la façon suivante :

$$c = a \cup b \quad (\text{III.5})$$

Il s'agit à présent de déterminer le degré d'appartenance à l'ensemble c à partir des degrés d'appartenance aux ensembles a et b. Cette opération se traduit par l'application de la fonction maximum, utilisée ici comme opérateur OU. Autrement dit, on retient la valeur la plus élevée entre les deux, ce qui correspond à [4], [5] :

$$\mu_c = \max(\mu_a(x), \mu_b(x)) \quad (\text{III.6})$$

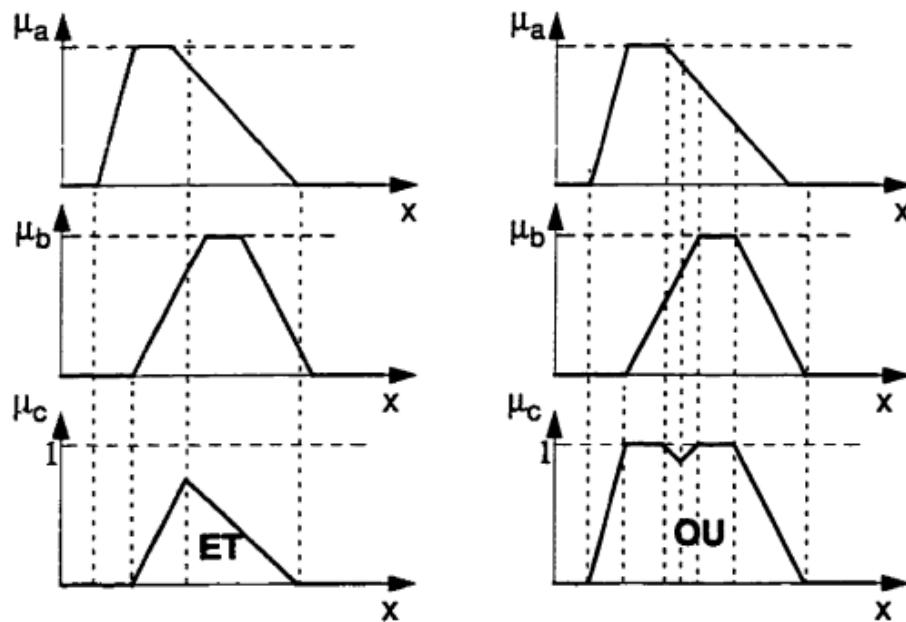


Figure III.2. Les opérateurs logiques ET et OU en logique floue[4].

- Autre réalisateur floue
- Par opérations arithmétiques.

ET = opérateur produit.

$$\mu_c(x) = \mu_a(x) \cdot \mu_b(x) \quad (\text{III.7})$$

OU= Opérateur de somme.

$$\mu_c(x) = \frac{\mu_a(x) + \mu_b(x)}{2} \quad (\text{III.8})$$

- Par opérateur combinée

ET floue

$$\mu_c(x) = [\mu_a(x), \mu_b(x)]^{1-\gamma} \left\{ 1 - [1 - \mu_a(x)][1 - \mu_b(x)] \right\}$$

$$\gamma \in [0,1]$$

$$\mu_c(x) = \gamma \min[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\gamma}{2} [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (\text{III.9})$$

Avec facteur  $\gamma \in [0,1]$

OU floue

$$\mu_c(x) = \gamma \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\gamma}{2} [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (\text{III.10})$$

Opérateur min-max

$$\mu_c(x) = \gamma \min[\mu_a(x), \mu_b(x)] + (1-\gamma) \max[\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (\text{III.11})$$

Opérateur  $\gamma$

$$\mu_c(x) = [\mu_a(x), \mu_b(x)]^{1-\gamma} \left\{ 1 - [1 - \mu_a(x)][1 - \mu_b(x)] \right\} \quad (\text{III.12})$$

Le premier terme fait intervenir un produit pondéré, élevé à la puissance  $1-\gamma$ , tandis que le second correspond à une somme algébrique pondérée, élevée à l'exposant  $\gamma$ .

### III.2.4 Architecture d'un système de régulation floue

Pour contrôler ou analyser un système physique, il est nécessaire d'établir un modèle mathématique, en gardant à l'esprit que la plupart des systèmes physiques sont non linéaires. À moins de pouvoir appliquer directement les lois physiques, il devient difficile d'élaborer un

modèle non linéaire précis à partir de données expérimentales ou par des méthodes d'identification de systèmes. De plus, même lorsqu'un tel modèle est obtenu, sa complexité le rend souvent difficile à exploiter dans le cadre de la conception de régulateurs[6], [7].

En alternative, la commande floue propose une approche structurée permettant de modéliser un comportement de régulation proche du raisonnement humain. Elle repose sur un ensemble restreint d'outils mathématiques flous, à la fois simples sur le plan formel et faciles à interpréter conceptuellement[5].

La figure (III.3) présente une analyse détaillée des notions de base, du vocabulaire et des calculs relatifs aux ensembles flous et à la logique floue. Le régulateur flou est structuré autour de quatre éléments principaux qui définissent son architecture ainsi que son mode de fonctionnement [8] :

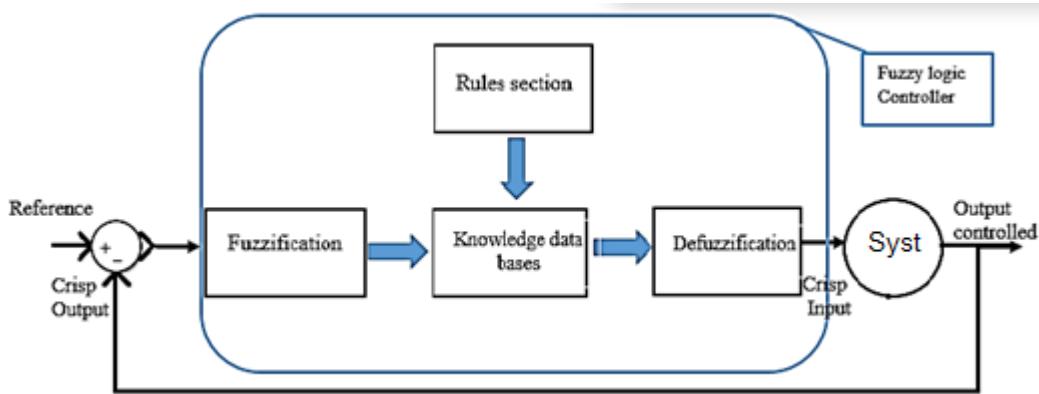


Figure III.3. Structure du régulateur à logique floue

- Le bloc de fuzzification assure les fonctions suivantes :

Le bloc de fuzzification joue un rôle fondamental dans le fonctionnement d'un régulateur flou. Il commence par définir les plages de variation des variables d'entrée afin de construire les fonctions d'appartenance appropriées. Ensuite, il effectue la transformation des données d'entrée, généralement exprimées sous forme numérique, en valeurs linguistiques telles que « faible », « moyen » ou « élevé ». Ces valeurs linguistiques sont ensuite interprétées comme des étiquettes d'ensembles flous, ce qui permet au système de les exploiter dans le cadre du raisonnement flou[1], [4], [5].

- Le bloc de base de connaissances regroupe les éléments nécessaires à la prise de décision dans le cadre du système de régulation floue. Il intègre à la fois l'expertise liée au domaine d'application et les objectifs de commande à atteindre. Ce bloc se compose de deux

parties essentielles : la base de données et la base de règles linguistiques. La base de données contient les définitions et les paramètres nécessaires à la formulation des règles de commande et à la manipulation des ensembles flous. Quant à la base de règles, elle exprime la stratégie de régulation à travers un ensemble de règles linguistiques, formulées sous forme de conditions et d'actions, permettant ainsi de traduire le comportement souhaité du système en termes compréhensibles pour le contrôleur flou[4], [5], [8].

- Le bloc d'inférence constitue le cœur du régulateur à logique floue. C'est lui qui assure le raisonnement du système en reproduisant la démarche décisionnelle humaine. Grâce aux mécanismes d'implication floue et à l'exploitation des règles d'inférence issues de la logique floue, ce bloc permet de déduire les actions de commande appropriées à partir des informations linguistiques fournies par la fuzzification. Il combine les règles établies dans la base de connaissances avec les degrés d'appartenance des variables d'entrée, afin de produire une sortie floue cohérente avec les objectifs du système[4], [5], [7].
- Le bloc de défuzzification intervient en dernière étape du processus de régulation floue. Il commence par définir les plages de variation correspondant aux variables de sortie, permettant ainsi de construire les fonctions d'appartenance nécessaires. Ensuite, il transforme le résultat flou obtenu à l'issue du raisonnement en une valeur de sortie précise et exploitable, généralement sous forme d'un signal de commande classique. Cette étape est essentielle pour assurer l'interface entre le système flou et le processus physique à contrôler, en traduisant les décisions floues en actions concrètes[4], [5].

### III.2.5 La commande MPPT par logique floue.

La commande fondée sur la logique floue a récemment trouvé sa place dans les stratégies de recherche du point de puissance maximale (MPPT). Cette approche se distingue par sa robustesse et sa capacité à fonctionner sans nécessiter une modélisation mathématique exacte du système étudié. Elle est particulièrement bien adaptée aux environnements complexes où les paramètres ne sont pas toujours clairement définis[9], [10].

Avec l'avancement des technologies de traitement, notamment l'évolution des microcontrôleurs, ce type de commande « souvent désigné en anglais par Fuzzy Logic Control » gagne en popularité. L'un de ses principaux atouts est sa tolérance aux imprécisions dans les données d'entrée, tout en étant capable de gérer efficacement des comportements non linéaires.

Le fonctionnement d'un régulateur flou repose généralement sur deux entrées : l'erreur ( $E$ ) et la variation de cette erreur ( $\Delta E$ ). Ces valeurs sont utilisées pour déterminer une sortie,

$\Delta\alpha$ , qui ajuste le rapport cyclique du convertisseur dans le but d'atteindre le point de fonctionnement optimal. Ce processus repose sur une table de règles qui interprète les conditions d'entrée pour produire la commande appropriée[9], [10].

La figure (III.4) présente le synoptique général de la commande MPPT à base de la logique floue.

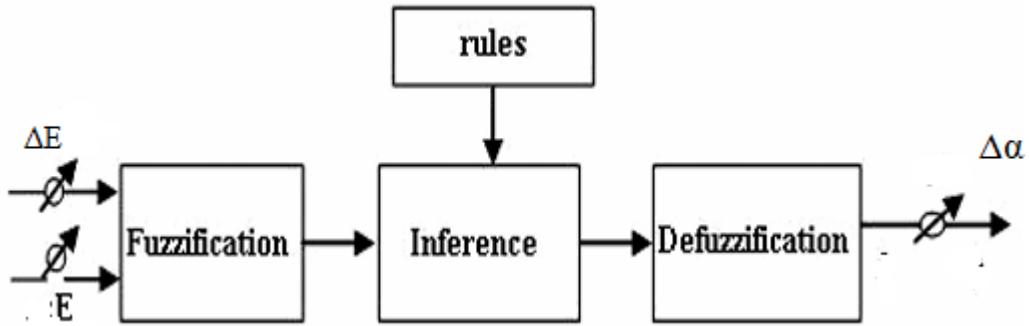


Figure III.4 : Synoptique du Controller logique floue

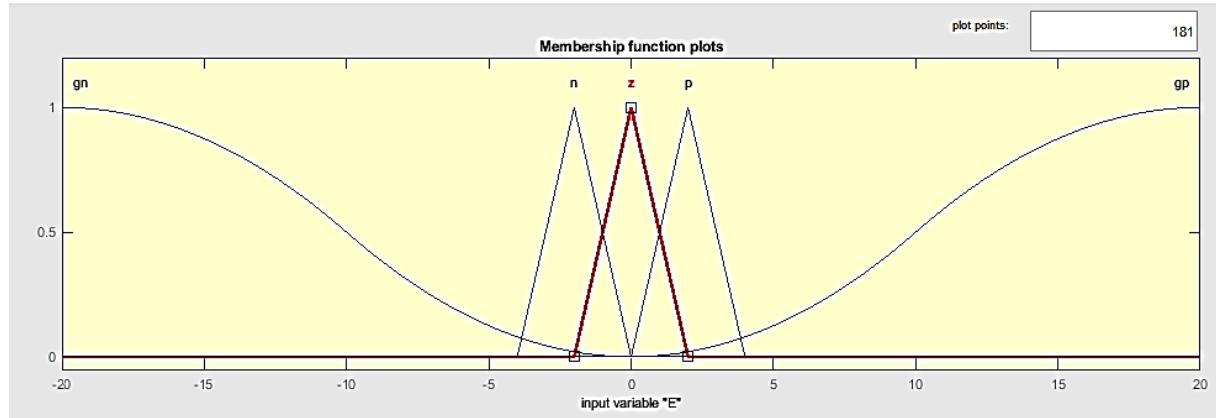
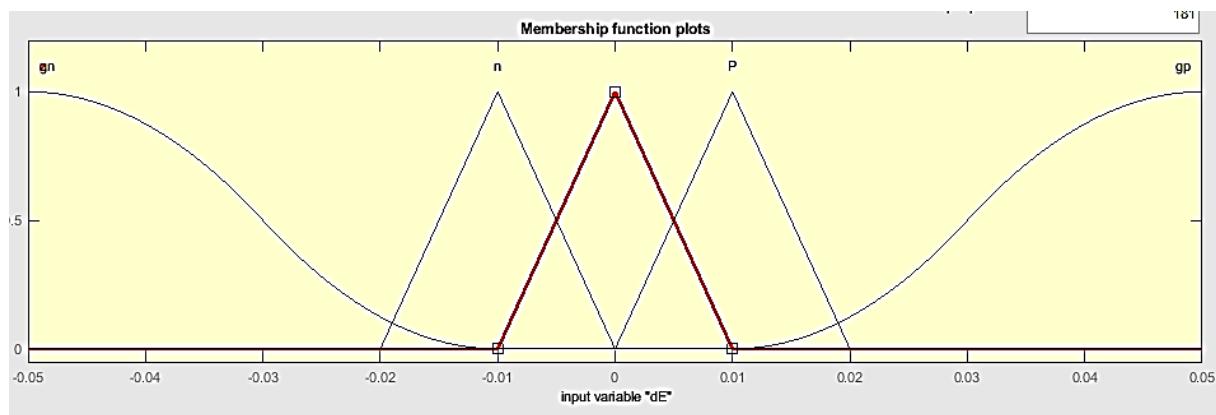
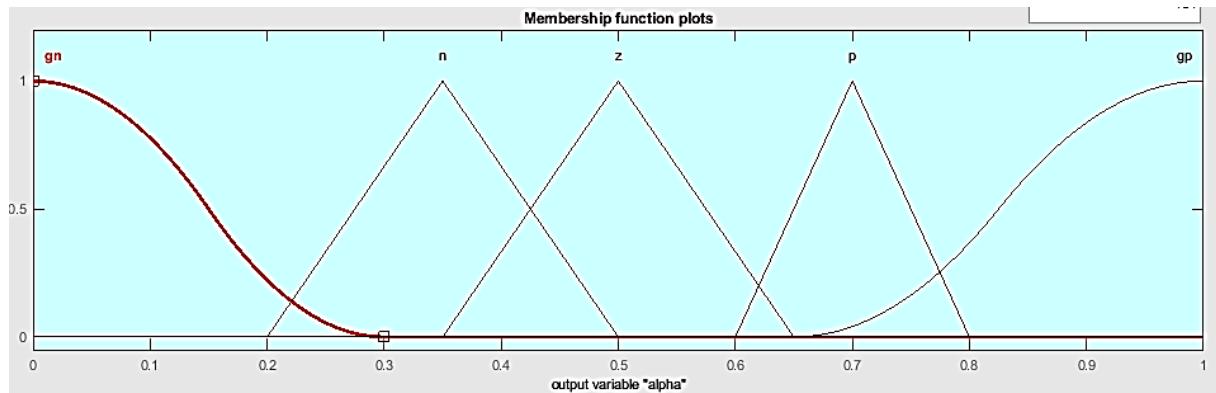
Les deux variables d'entrée indiqués dans la figure (III.4) s'exprime comme se suite :

$$E(k) = \frac{\Delta P}{\Delta V} \frac{P_{ph}(k) - P_{ph}(k-1)}{V_{ph}(k) - V_{ph}(k-1)} \quad (\text{III.13})$$

$$\Delta E(k) = E(k) - E(k-1) \quad (\text{III.14})$$

Avec  $P_{ph}$  et  $V_{ph}(k)$  sont la puissance et la tension sortie de panneau photovoltaïque.

Dans l'étape de fuzzification, cinq ensembles flous sont établis, chacun correspondant à une plage spécifique de valeurs : NG (fortement négatif), N (négatif), Z (neutre), P (positif) et PG (fortement positif) comme ils sont illustrer dans la figure (III.5). L'objectif de la phase de fuzzification est de déterminer, pour chaque valeur réelle de la variable d'entrée, son degré d'appartenance à chacun de ces ensembles. Cela permet de traduire une information précise en termes flous, adaptés au traitement par la logique floue.

Figure III.5 : La fonction d'appartenance pour l'entrée  $E(k)$ Figure III.6 : La fonction d'appartenance pour l'entrée  $\Delta E(k)$ Figure III.7 La fonction d'appartenance pour la sortie  $\alpha$ 

Lors de l'étape d'inférence, les règles floues sont formulées conformément aux conditions définies, comme présenté dans le tableau 1. Par exemple, une règle typique peut être formulée ainsi : « Si l'erreur est légèrement négative ET si la variation de l'erreur est fortement négative ». Dans notre cas, chaque variable d'entrée étant représentée par cinq ensembles flous, la combinaison de ces ensembles conduit à l'établissement de 25 règles floues au total[1].

Tableau III.1. Règles floues pour les variables d'entrée et de sortie.

E dE	gn	n	z	p	gp
gn	n	n	n	p	gp
n	n	z	n	z	gp
z	n	n	z	p	gp
p	z	z	p	z	gp
gp	z	p	gp	gp	gp

### III.3 Stratégies de commande basée sur les réseaux de neurones.

#### III.3.1 Principe et définition

La nature constitue depuis toujours un modèle de référence pour les chercheurs. L'idée des réseaux de neurones artificiels est née des tentatives de représenter le fonctionnement des neurones biologiques. En 1943, Warren McCulloch et Walter Pitts ont proposé un modèle simplifié dans lequel chaque neurone effectue un calcul élémentaire, et où l'activité mentale résulte de l'interaction d'un ensemble de neurones connectés entre eux. Cette approche marque le point de départ d'une longue exploration vers la modélisation du cerveau humain à travers des systèmes artificiels[1], [11].

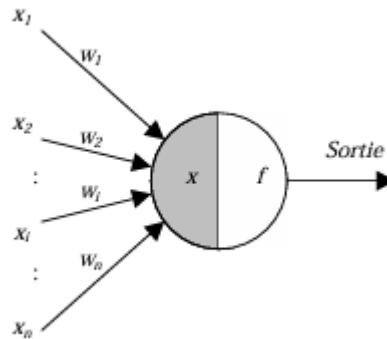


Figure III.8. Structure d'un neurone[1].

\$r\_n, x\_1, \dots, x\_n\$ Sont les entrées du neurone.

\$w\_1, \dots, w\_n\$ Sont les points du neurone qui relié les entrés par les sorties.

\$f\$ est la fonction d'activation du neurone.

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

Les fonctions d'activation jouent un rôle clé dans le comportement des neurones artificiels. Elles sont généralement croissantes et limitées en amplitude, ce qui reflète en partie le fonctionnement des neurones biologiques. La figure (III.8) illustre trois exemples typiques de ces fonctions [12]:

- La fonction seuil (ou signe), qui produit une sortie binaire. Elle est souvent utilisée dans les réseaux neuronaux booléens.
- La fonction linéaire à saturation, couramment intégrée dans les circuits analogiques à base d'amplificateurs opérationnels.
- La fonction sigmoïde, représentée ici par la tangente hyperbolique, qui est d'un intérêt particulier en raison de sa continuité et de sa dérivable. Ces propriétés permettent l'utilisation d'algorithmes d'apprentissage efficaces, que nous aborderons par la suite.

En simulation numérique, les neurones à activation linéaire où la sortie est simplement égale à l'entrée ( $y = x$ ) sont également utilisés. Ainsi, selon la fonction d'activation choisie, on distingue plusieurs types de neurones : binaires, linéaires saturés, sigmoïdes ou linéaires purs.

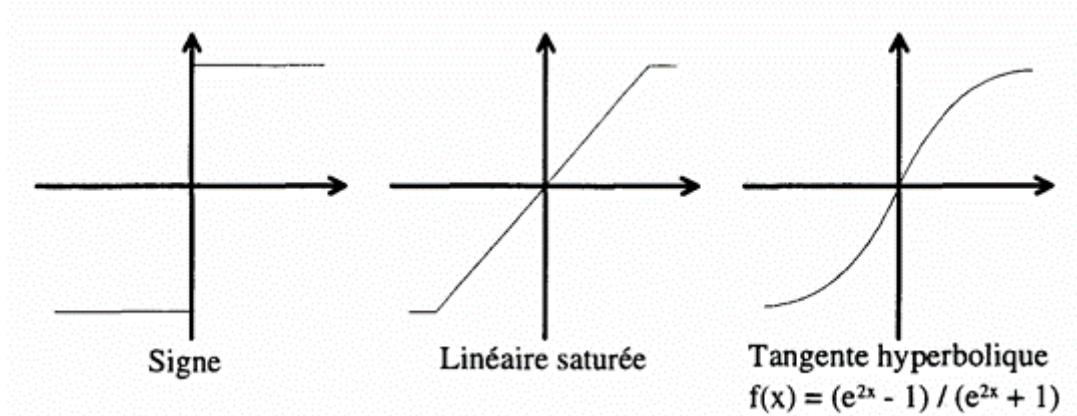


Figure III.9 Les fonctions d'activations.

### III.3.2 Organisation en couche de plusieurs neurones.

Une couche composée de  $r_n$  neurones recevant  $n$  signaux d'entrée (voir figure III.10) se définit comme un groupe de  $r_n$  unités de traitement fonctionnant simultanément. Chaque neurone de cette couche est connecté à  $n$  entrées distinctes, auxquelles s'ajoute un terme de biais (ou polarisation), servant à ajuster le seuil de déclenchement de l'activation. Cela signifie que chaque neurone dispos en réalité de  $n+1$  connexions d'entrée. Cette configuration permet à la couche d'effectuer une transformation sur l'ensemble des données reçues, ce qui prépare l'information pour les couches suivantes dans un réseau neuronal à plusieurs niveaux [12], [13].

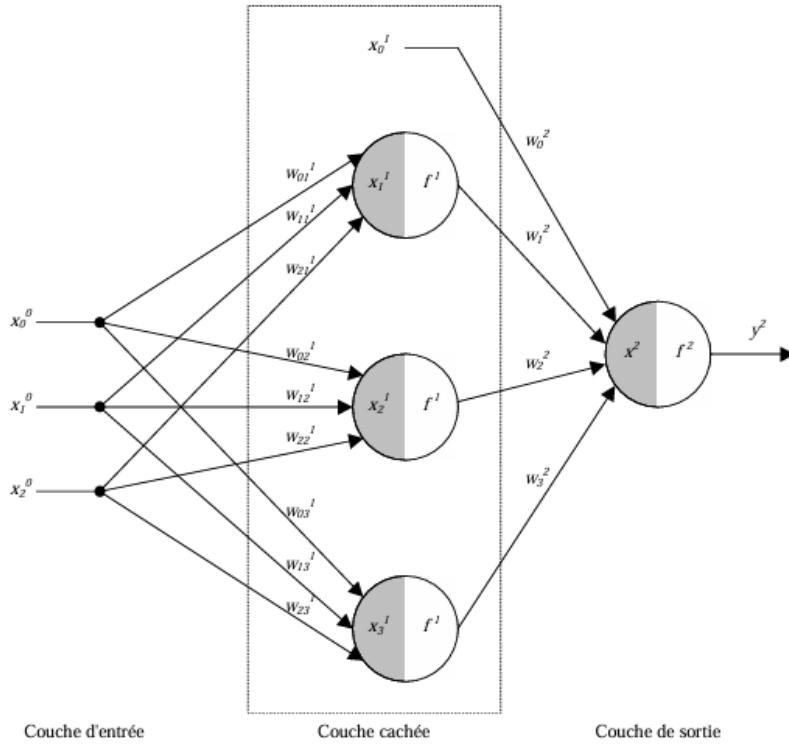


Figure III.10 Réseaux de neurones à une couche caché[1].

### III.3.3 Réseaux statique ou multicouche

La figure (III.11) présente l'architecture générale d'un réseau multicouche, dans ce type d'architecture neuronale, les unités de traitement (neurones) sont organisées en couches successives, chacune jouant un rôle spécifique dans le traitement de l'information. Les connexions sont strictement dirigées d'une couche vers la suivante, sans retour en arrière ni communication latérale. Autrement dit, aucun lien n'existe entre les neurones d'une même couche, ce qui garantit une propagation unidirectionnelle des signaux, de l'entrée vers la sortie. Généralement, chaque neurone d'une couche donnée est entièrement connecté à tous les neurones de la couche suivante, formant ainsi une structure que l'on appelle réseau dense ou entièrement connecté. Ce schéma assure une transmission complète de l'information entre les niveaux du réseau, permettant à chaque couche de transformer les données de manière plus abstraite et complexe au fur et à mesure de leur progression dans le modèle[14].

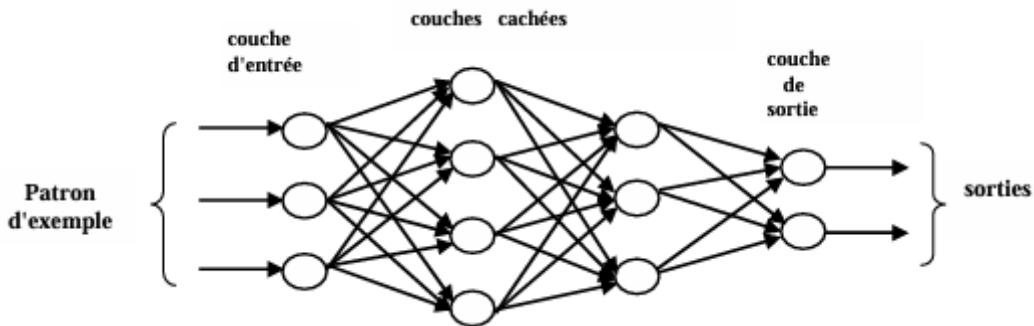


Figure III.11 Architecture générale d'un réseau multicouche.

### III.3.4 Apprentissage et adaptation

L'un des aspects fondamentaux des réseaux de neurones réside dans leur aptitude à ajuster leurs paramètres internes, appelés poids, afin de reproduire un comportement ou une fonction cible à partir d'exemples concrets. Ces exemples, appelés échantillons, servent à guider le réseau dans sa tâche. L'ajustement des poids peut se faire de manière progressive à travers des algorithmes d'apprentissage, ou par des méthodes d'initialisation plus directes, parfois suffisantes selon les cas. Toutefois, lorsque la fonction visée évolue, des mises à jour itératives restent souvent nécessaires[1], [12], [14].

Ce processus d'adaptation, appelé apprentissage, permet au réseau d'améliorer ses réponses en fonction de son expérience. Il existe principalement trois approches d'apprentissage selon la nature des données disponibles et l'objectif poursuivi :

- Apprentissage supervisé, où le réseau apprend à partir d'exemples annotés comme il est illustré dans la figure (III.12).
- Apprentissage non supervisé, qui vise à détecter des structures ou des regroupements sans indication préalable comme il est illustré dans la figure (III.16).
- Apprentissage par renforcement, où le réseau agit dans un environnement et ajuste ses choix en fonction des retours qu'il reçoit.

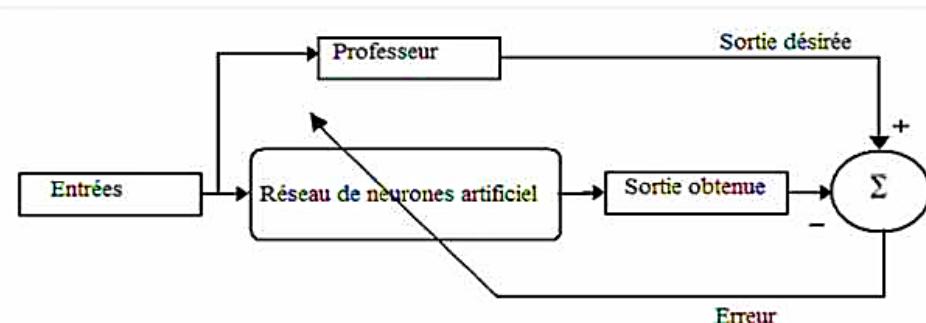


Figure III.12. Représentation schématique du processus d'apprentissage supervisé d'un réseau de neurones.

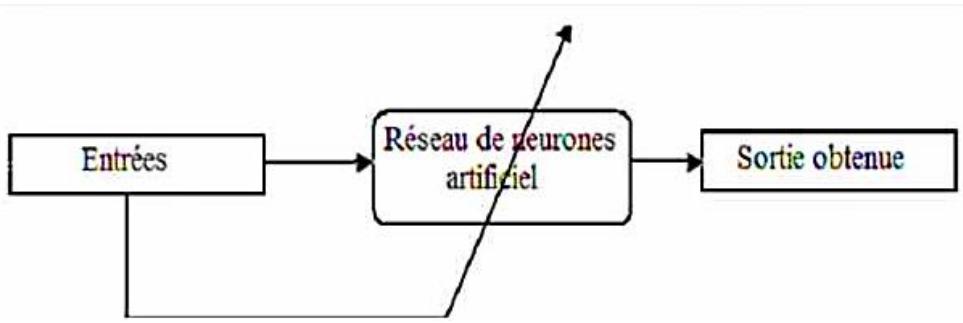


Figure III.13. Représentation schématique du processus d'apprentissage non supervisé d'un réseau de neurones

### III.3.5 Les algorithmes d'apprentissage des réseaux de neurones.

L'étape d'apprentissage joue un rôle essentiel dans le développement d'un réseau de neurones, car elle conditionne sa capacité à traiter efficacement les données. Pour mener à bien cette phase, plusieurs méthodes d'ajustement des paramètres ont été conçues, chacune adaptée à une architecture particulière de réseau. Parmi les techniques les plus couramment employées, on retrouve notamment l'algorithme de rétropropagation, qui permet de corriger les erreurs en ajustant les poids du réseau à partir des sorties obtenues, ainsi que l'algorithme de Levenberg-Marquardt, reconnu pour sa rapidité et son efficacité dans les réseaux à petite ou moyenne échelle[14], [15]

- Algorithme de rétro-propagation : est une technique d'apprentissage utilisée pour ajuster les paramètres internes d'un réseau de neurones. Il fonctionne de manière itérative en analysant l'écart entre la sortie produite par le réseau et la sortie attendue. Cette différence, appelée erreur, est ensuite transmise à travers les couches du réseau en remontant de la sortie vers l'entrée. À chaque étape, cette rétroaction permet de modifier les connexions (poids et biais) afin d'améliorer progressivement les performances du réseau dans la tâche qu'il doit accomplir. [16], [17].

Au cours de l'apprentissage, les modifications apportées aux poids du réseau sont guidées par le calcul du gradient de l'erreur en fonction de ces poids. Cette démarche, connue sous le nom de descente de gradient, vise à réduire progressivement l'erreur à chaque cycle d'ajustement. L'objectif est d'atteindre une configuration du réseau où les sorties générées se rapprochent le plus possible des cibles souhaitées. Dans l'étude considérée, les sorties attendues sont comprises dans l'intervalle  $[-1,1]$ , une plage de valeurs cohérente avec l'utilisation de certaines fonctions d'activation, comme la tangente hyperbolique, qui contraint naturellement les résultats dans cette borne.[16].

L'algorithme a atteint la stabilité des poids après un nombre limité de cycles d'apprentissage, bien avant d'atteindre le seuil maximal d'itérations défini au départ. Cette rapidité de stabilisation indique que le réseau a pu apprendre efficacement, en ajustant ses paramètres de manière optimale pour répondre à la tâche visée.[16].

- Méthode de Levenberg-Marquardt : est parmi les techniques les plus répandues pour l'optimisation dans les réseaux de neurones. Elle repose sur l'analyse de la surface d'erreur quadratique en prenant comme base une fonction énergie. Cette approche combine les avantages de la descente de gradient et de la méthode de Gauss-Newton, offrant ainsi une convergence rapide et stable. Elle peut être formulée de la manière suivante :

Soit  $F_i^l$  les vecteur des dérivées de l'erreur à la sortie du réseau par rapport à ces vecteur de poids  $w_i^l$  pour  $l=1,\dots,L$  et  $i=1,\dots,n_i$ .

Tel que  $i$ =représente le  $i^{ème}$  neurone.

$L$ =représente la  $l^{ème}$  couche.

A la présentation de la  $p^{ème}$  entrée, on a :

$$F_i^l = \sum_{p=1}^M \sum_{i=1}^{n_l} (d_i^p - y_i^L) \left( -\frac{\partial y_i^L}{\partial W_i^l} \right) \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$M$  : Le nombre d'exemple d'entraînement.

$n_i$  : Le nombre de neurones dans la couche  $l$ .

$y_i^L$  : La  $i^{ème}$  désirée pour la  $p^{ème}$  entrée.

$W_i^l$  : Le vecteur de poids lui parvenant des neurones qui incluent en plus le biais.

$$W_i^l = [w_{i_1}^l, w_{i_2}^l, \dots, w_{i_{n_l}}^l, \theta_i^l] \quad (\text{III.16})$$

Pour déterminer l'optimum à partir des équations (15) et (16), on introduit un vecteur  $F$  qui regroupe l'ensemble des vecteurs définis par l'équation (17). Ce regroupement nous conduit à l'expression suivante :

$$H\Delta W = -F \quad (\text{III.17})$$

Dans la méthode de Levenberg-Marquardt, le calcul direct de la matrice hessienne est évité en la remplaçant par une approximation numérique, exprimée selon la relation suivante :

$$H = FF^t + \lambda\Omega \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$\lambda$  : Coefficient positif (il est utilisé pour mieux conditionner la matrice H).

$FF^t$  : La matrice définie semi-positive.

$\Omega$  : La matrice d'un choix approprié à  $\lambda$ .

### III.3.6 Application de réseau de neurone à la commande MPPT

Pour concevoir et entraîner un réseau de neurones, il est indispensable de disposer d'une base de données préalablement constituée ou collectée. Cette base joue un rôle crucial dans la qualité de l'apprentissage, car elle représente les exemples sur lesquels le réseau ajuste ses paramètres. Dans notre étude, les données utilisées proviennent d'un système de commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) reposant sur l'algorithme Perturb and Observe (P&O). Afin d'améliorer la fiabilité des informations fournies au réseau, un filtrage a été appliqué aux données brutes dans le but d'éliminer les valeurs bruitées, incohérentes ou non représentatives du comportement réel du système. Ce prétraitement permet de garantir une meilleure précision lors de la phase d'apprentissage.

## III.4 La commande adaptative neuro-floue inférence système (ANFIS).

### III.4.1 Principe et généralité :

Les systèmes intelligents basés sur le calcul, tels que les réseaux de neurones artificiels (RNA), les systèmes à logique floue et les modèles ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System), constituent des outils puissants pour la modélisation et le contrôle des systèmes présentant un comportement non linéaire. Ces approches sont particulièrement efficaces dans des contextes où les relations mathématiques entre les variables sont complexes, incertaines ou difficiles à modéliser de manière classique[18].

Parmi ces techniques, l'ANFIS se distingue comme un contrôleur hybride combinant les atouts des réseaux de neurones et des systèmes flous. Il intègre la capacité d'apprentissage adaptatif propre aux réseaux neuronaux avec le raisonnement approximatif des systèmes flous. Concrètement, ANFIS s'appuie sur l'entraînement d'un réseau neuronal pour ajuster automatiquement les fonctions d'appartenance floues et générer la base de règles floues à partir d'un ensemble de données[9], [18].

Le principe du système repose sur des règles floues de type « si-alors », utilisées pour établir une relation entre les variables d'entrée et la variable de sortie. Voici deux exemples de règles floues appliquées dans le modèle ANFIS[9], [19] :

Règle 1 : Si  $x$  appartient à l'ensemble flou  $A_1$  et  $y$  à  $B_1$ , alors  $Z_1 = p_1 \cdot x + q_1 \cdot y + r_1$

Règle 2 : Si  $x$  appartient à  $A_2$  et  $y$  à  $B_2$ , alors  $Z_2 = p_2 \cdot x + q_2 \cdot y + r_2$

Dans ces équations,  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $B_1$  et  $B_2$  représentent les ensembles flous utilisés dans les prémisses (antécédents) des règles, tandis que  $p$ ,  $q$  et  $r$  sont des coefficients ajustables déterminés au cours du processus d'apprentissage. Ce mécanisme permet de produire une sortie continue en fonction des entrées[9].

### III.4.2 Architecture d'ANFIS.

La figure (III.14) présente l'architecture interne du modèle ANFIS est structurée en cinq couches successives, chacune jouant un rôle spécifique :

- Couche 1 : appelée couche de fuzzification, elle transforme les entrées numériques en valeurs floues à l'aide de fonctions d'appartenance. Si l'on utilise des fonctions d'appartenance gaussiennes, chacune est définie par deux paramètres principaux : le centre ( $c$ ) et l'écart-type ( $\sigma$ ). Chaque nœud de cette couche produit une valeur qui représente le degré d'appartenance de l'entrée à un ensemble flou donné[9], [20].
- Couche 2 : cette couche calcule la force d'activation (ou poids) de chaque règle. Elle combine les sorties floues issues de la couche 1, généralement à l'aide d'un opérateur de type produit (multiplication) pour représenter le degré de vérification de chaque règle[9], [21].
- Couche 3 : ici, les poids calculés sont normalisés. Chaque nœud divise le poids d'une règle par la somme de tous les poids des règles, ce qui permet d'assurer que la somme des forces d'activation soit égale à un.
- Couche 4 : c'est la couche de défuzzification. Elle calcule la sortie de chaque règle en multipliant le poids normalisé par la fonction linéaire (de type  $p \cdot x + q \cdot y + r$ ) définie dans la conclusion de la règle correspondante.
- Couche 5 : enfin, cette couche agrège les sorties de la couche précédente pour produire une sortie unique du système ANFIS, généralement par somme pondérée[22].

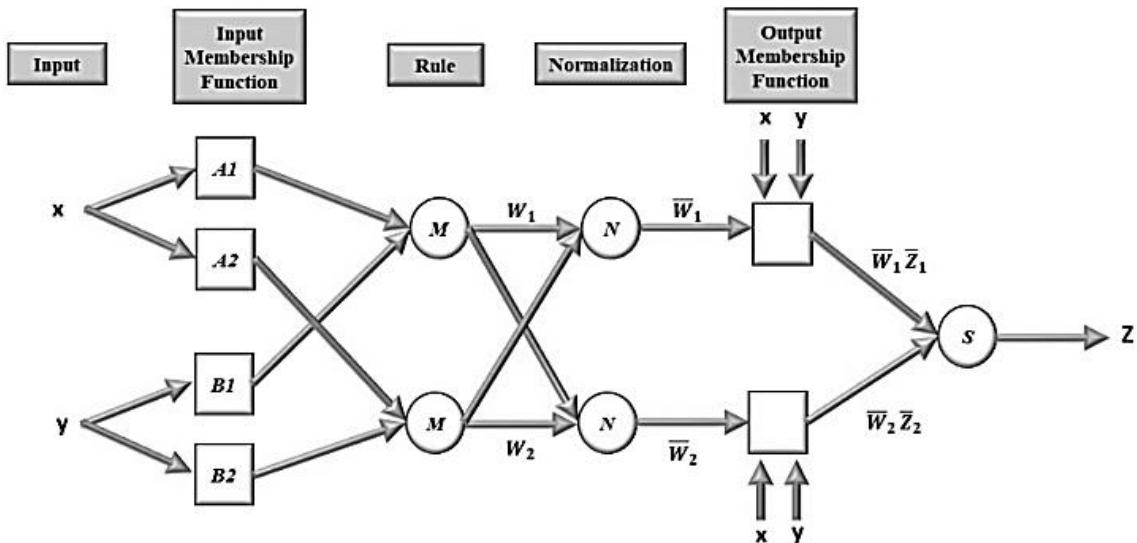


Figure III.14. Architecture global de la commande Neuro-floue ANFIS[23].

L'optimisation des paramètres dans un système ANFIS repose sur une stratégie mixte intégrant à la fois une estimation par les moindres carrés et un ajustement via rétro propagation. L'estimation par moindres carrés intervient dans la phase où l'on affine les coefficients linéaires associés aux règles floues (appelées aussi fonctions de conséquence). En parallèle, l'algorithme de rétro propagation, emprunté aux réseaux de neurones, est appliqué pour ajuster de manière progressive les paramètres des fonctions d'appartenance, qui définissent les zones floues de l'entrée. Cette combinaison assure une convergence rapide vers une solution optimale et améliore la capacité du modèle à s'adapter avec précision aux données d'entraînement[9].

### III.4.3 Comparaison entre ANFIS, Réseaux de Neurones et Logique Floue.

L'intelligence artificielle offre plusieurs approches pour le traitement et le contrôle des systèmes complexes. Parmi les plus utilisées, on retrouve les réseaux de neurones (ANN), la logique floue (FLC) et le système adaptatif neuro-flou (ANFIS). Chacune de ces méthodes présente des caractéristiques distinctes qui les rendent plus ou moins adaptées selon les applications.

- Réseaux de Neurones (ANN)

Les réseaux de neurones sont conçus pour modéliser des relations non linéaires entre des ensembles d'entrées et de sorties. Ils possèdent une grande capacité d'apprentissage grâce à leur structure en couches interconnectées et à l'ajustement de leurs poids synaptiques via des algorithmes d'apprentissage tels que la rétropropagation. Cependant, leur principal

inconvénient réside dans leur aspect de "boîte noire" : ils manquent de transparence et il est souvent difficile d'expliquer le processus de décision du modèle.

- Logique Floue (FLC)

La logique floue, de son côté, repose sur des règles linguistiques de type "si-alors", permettant de modéliser le raisonnement humain et de gérer l'incertitude. Cette approche est appréciée pour sa capacité à intégrer l'expertise humaine dans un système de contrôle. Toutefois, sa performance dépend fortement de la qualité des règles définies et des fonctions d'appartenance choisies, ce qui peut limiter son efficacité dans des environnements complexes ou dynamiques.

- ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System)

Le système ANFIS combine les avantages des deux approches précédentes. Il utilise les réseaux de neurones pour apprendre automatiquement les paramètres des fonctions d'appartenance et ajuste la base de règles floues à partir de données. Grâce à cette hybridation, ANFIS bénéficie à la fois de la capacité d'apprentissage des ANN et de l'interprétabilité de la logique floue. Cela en fait une solution particulièrement performante pour les systèmes non linéaires, nécessitant à la fois adaptabilité et précision.

- Comparaison synthétique :

Tableau III.2. Comparaison systématique entre les commandes : réseaux de neurones, logique floue et ANFIS.

Critère	Réseaux de Neurones (ANN)	Logique Floue (FLC)	ANFIS
Apprentissage	Oui	Non	Oui
Interprétabilité	Faible	Élevée	Moyenne à élevée
Adaptabilité	Élevée	Faible à moyenne	Élevée
Dépendance à l'expert	Faible	Forte	Moyenne
Capacité à modéliser le non-linéaire	Élevée	Moyenne	Élevée

### III.5 L'estimateur de vitesse à base d'ANFIS.

#### III.5.1 Principe de la commande sans capteur.

Dans les systèmes de commande des machines asynchrones, la mesure physique de la vitesse du rotor est généralement assurée par des capteurs électromécaniques. Bien que précis, ces dispositifs présentent plusieurs inconvénients : ils augmentent le coût global du système, réduisent sa fiabilité en environnements sévères, et nécessitent un entretien régulier. Pour surmonter ces contraintes, les stratégies de commande sans capteur de vitesse ont gagné en popularité, en permettant une estimation indirecte de cette grandeur à partir des données mesurées au niveau statorique [24].

Dans ce cadre, l'approche basée sur un estimateur intelligent ANFIS offre une solution performante. En combinant les avantages des réseaux de neurones et des systèmes flous, cette méthode permet d'établir une relation efficace entre les grandeurs électriques mesurables et la vitesse du rotor, sans recourir à un modèle mathématique complexe[24].

### III.5.2 L'estimateur de la vitesse à la base ANFIS

Dans cette partie, nous mettons en œuvre un estimateur ANFIS dédié à la reconstruction de la vitesse de rotation du rotor dans un contexte de commande DTC. Le modèle ANFIS est formé à partir d'un ensemble de données représentatives du comportement de la machine, ce qui lui permet de fournir une estimation précise et dynamique de la vitesse, même dans des conditions variables ou incertaines.

### III.5.3 Structure de l'estimateur de la vitesse ANFIS

Dans notre travail réalisé on a estimé la vitesse du rotor à l'aide du base de donner inspiré de la DTC-PI, comme entré on a considéré deux entrées dynamique :

- Erreur de couple entre le couple de référence et le couple électromagnétique estimé  $e(t) = C_{ref}(t) - C_{em}(t)$ .
- Variation de l'erreur de couple  $\Delta e(t) = e(t) - e(t-1)$ .

Et pour la sortie on a relevé la vitesse du rotor de la DTC-PI

L'estimation de la vitesse à l'aide de l'ANFIS repose sur une structure floue inspirée du modèle de Sugeno. Les relations entre les variables du système sont déduites à partir d'un ensemble de données préalablement constitué. C'est ce jeu de données qui sert de référence pour l'apprentissage. À travers un processus d'optimisation supervisée, utilisant notamment l'algorithme de rétropropagation, le modèle ajuste progressivement sa structure. Cette phase

permet de déterminer automatiquement la configuration du système neuro-flou, incluant à la fois les paramètres des fonctions d'appartenance et les coefficients associés aux lois de comportement.

Cette approche présente plusieurs bénéfices :

- Elle supprime l'utilisation de capteurs mécaniques,
- Elle augmente la robustesse du système face aux perturbations,
- Elle permet une meilleure réponse transitoire à basse et moyenne vitesses,
- Et elle simplifie l'architecture de commande tout en maintenant de bonnes performances dynamiques.

### III.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude approfondie des fondements théoriques de la commande neuro-floue. Étant une approche hybride, la commande ANFIS combine les avantages de la logique floue, capable de gérer l'incertitude et le raisonnement linguistique, avec ceux des réseaux de neurones, reconnus pour leur capacité d'apprentissage et de généralisation.

Pour mieux comprendre la structure et les mécanismes de fonctionnement de cette commande, nous avons jugé nécessaire de présenter d'abord, de manière séparée, les deux approches qui la composent. Ainsi, nous avons exploré dans un premier temps les principes de la logique floue, en mettant en avant la constitution d'un système flou, les fonctions d'appartenance, l'inférence et la défuzzification. Ensuite, nous avons détaillé les réseaux de neurones artificiels, notamment leur architecture, leurs algorithmes d'apprentissage et leur capacité à modéliser des systèmes complexes.

Enfin, l'approche ANFIS a été présentée comme une structure intégrant ces deux concepts. Nous avons expliqué son architecture typique, son fonctionnement en plusieurs couches, ainsi que le processus d'apprentissage supervisé par rétropropagation. Cette présentation théorique constitue une base essentielle pour les chapitres suivants, où la commande ANFIS sera appliquée à différents niveaux d'un système de pompage photovoltaïque.

## IV.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la présentation et à l'analyse des résultats obtenus suite à l'implémentation des différentes méthodes de commande développées précédemment, à savoir la commande floue, la commande par réseaux de neurones artificiels, ainsi que la commande hybride neuro-floue ANFIS. Ces stratégies ont été examinées dans divers scénarios visant à optimiser les performances d'un système de pompage photovoltaïque.

Dans un premier temps, les trois techniques de commande sont appliquées au suivi du point de puissance maximale (MPPT) dans un système photovoltaïque, dans le but d'optimiser la conversion de l'énergie solaire. L'objectif est d'assurer un repérage rapide, précis et stable du point de fonctionnement optimal du générateur photovoltaïque. Les performances sont évaluées selon plusieurs critères, notamment le temps de réponse, le taux d'ondulation et le rendement global.

Dans une deuxième étape, nous intégrons la commande ANFIS au sein d'une stratégie de commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone, dans le but d'améliorer la qualité de la commande, notamment en conditions dynamiques. Cette commande DTC-ANFIS est comparée à la stratégie DTC conventionnelle basée sur un régulateur PI, en tenant compte de diverses perturbations telles que les variations de vitesse de référence ou les changements de charge.

Enfin, une dernière application consiste à mettre en œuvre la commande ANFIS dans un système complet de pompage photovoltaïque. Cette étude globale permet de valider l'efficacité de la stratégie proposée, tant sur le plan énergétique (rendement et stabilité du générateur) que sur le plan mécanique (qualité du couple moteur, régularité du débit hydraulique.).

L'ensemble de ces résultats permet de confirmer les apports de la commande ANFIS en tant que solution intelligente, robuste et performante, adaptée aux systèmes d'énergies renouvelables.

## IV.2 Résultats de simulation et interprétation de la commande MPPT à base de logique floue.

La figure (IV.1) illustre le schéma de simulation réalisé sous Simulink, représentant un générateur photovoltaïque lié à une charge résistive via un convertisseur de type buck (hacheur en parallèle). Un algorithme MPPT fondé sur la logique floue y est intégré afin d'ajuster dynamiquement le rapport cyclique, dans le but de maximiser la puissance délivrée par le

générateur, sous des conditions environnementales de 22 °C et un ensoleillement variant entre 800 W/m<sup>2</sup> et 1000 W/m<sup>2</sup>. Ce rapport cyclique permet de produire un signal PWM (modulation de largeur d’impulsion), qui commande les phases de conduction du hacheur. Et on a gardé les mêmes paramètres de hacheur parallèle.

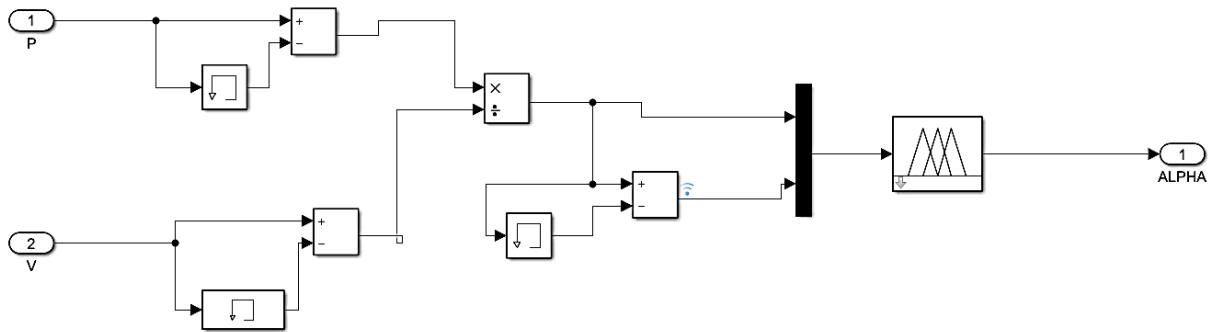


Figure IV.1. Schéma de simulation sous MATLAB/Simulink d'un convertisseur Boost piloté par la logique floue.

La figure (IV.2) montre la courbe d'évolution du courant de sortie d'un hacheur de type boost. Durant la phase transitoire, le système présente un temps de montée inférieur à celui obtenu avec l'algorithme P&O, atteignant une valeur stable en seulement 0,04 s. En régime permanent, la réponse se caractérise par une courbe fluide et bien stabilisée, témoignant d'un bon comportement dynamique du système.

La figure (IV.3) illustre l'évolution de la tension de sortie du hacheur boost. Étant donné que la charge utilisée est purement résistive, le temps de montée observé est également de 0,04 s. On note une bonne stabilité ainsi qu'une précision supérieure par rapport à celle obtenue avec la méthode MPPT-P&O.

La même figure présente aussi l'évolution de la puissance de sortie du convertisseur boost, calculée comme le produit du courant et de la tension de sortie. Les résultats montrent une qualité d'énergie transmise à la charge nettement meilleure que celle fournie par l'algorithme MPPT-P&O, ce qui témoigne de la performance du système.

Quant à la figure (IV.4) elle représente la réponse dynamique de la tension d'entrée du hacheur boost. Durant la phase transitoire, quelques oscillations sont observées avant que le système atteigne la tension optimale. En régime permanent, la tension se stabilise avec une excellente précision et des variations nettement inférieures à celles observées avec l'algorithme P&O, ce qui confirme l'efficacité du contrôle mis en œuvre.

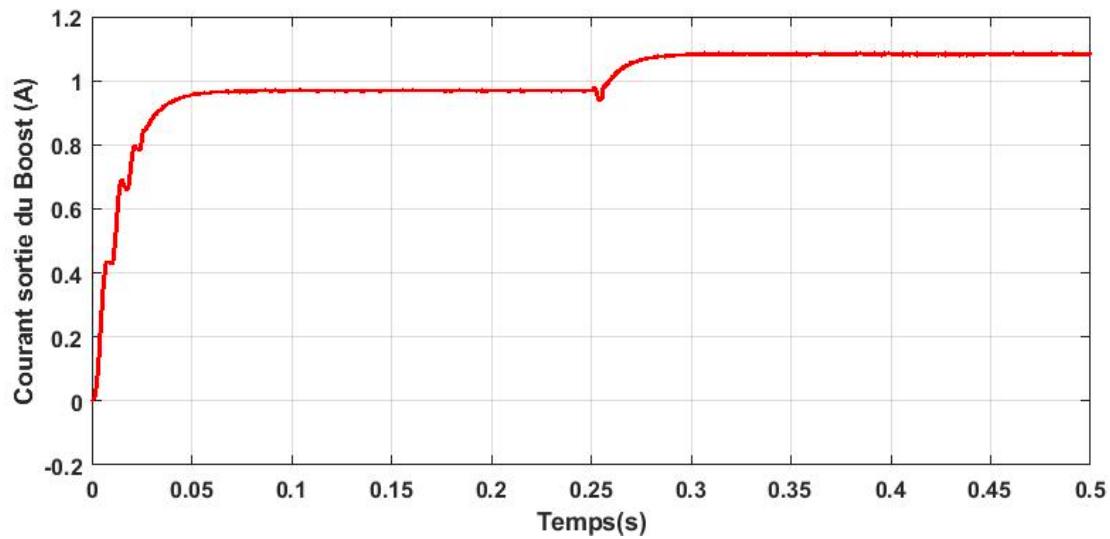


Figure IV.2 Le courant de sortie du hacheur Boost piloté par MPPT-fuzzy logic.

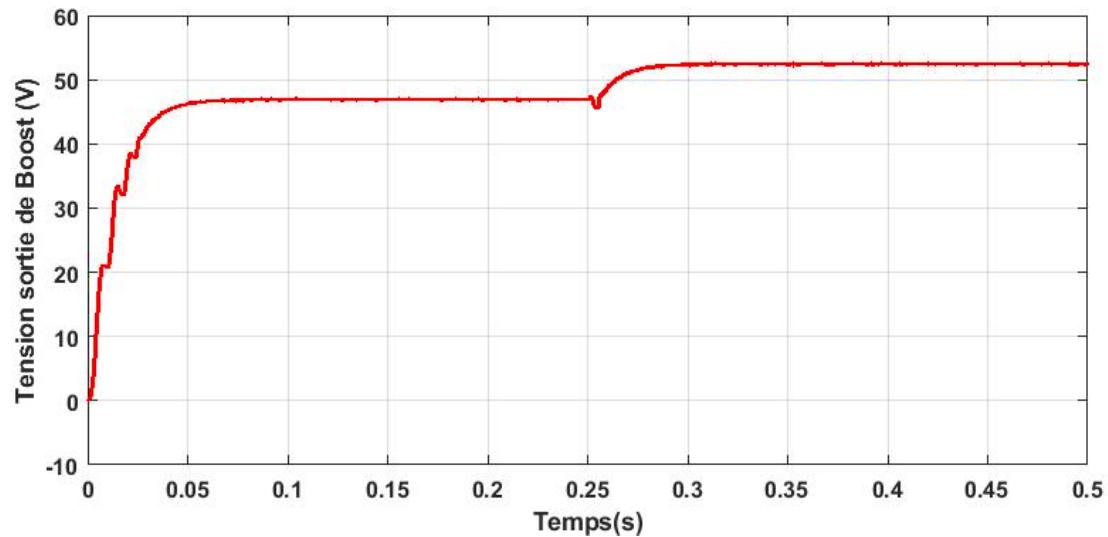


Figure IV.3 Tension de sortie de hacheur Boost piloté par MPPT-fuzzy logic

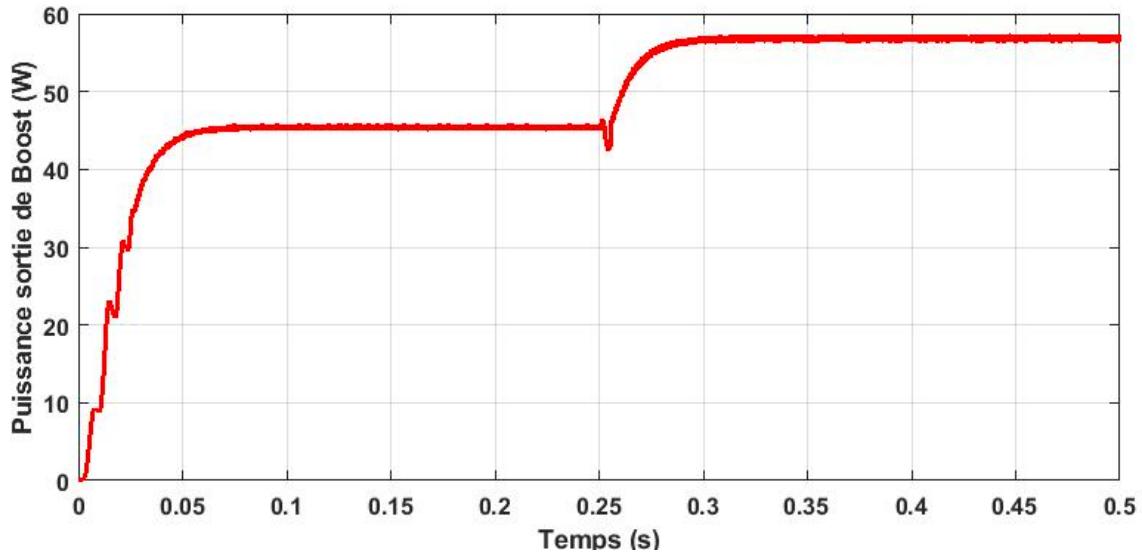


Figure IV.4 Puissance de sortie de hacheur boost piloté par MPPT-fuzzy logic

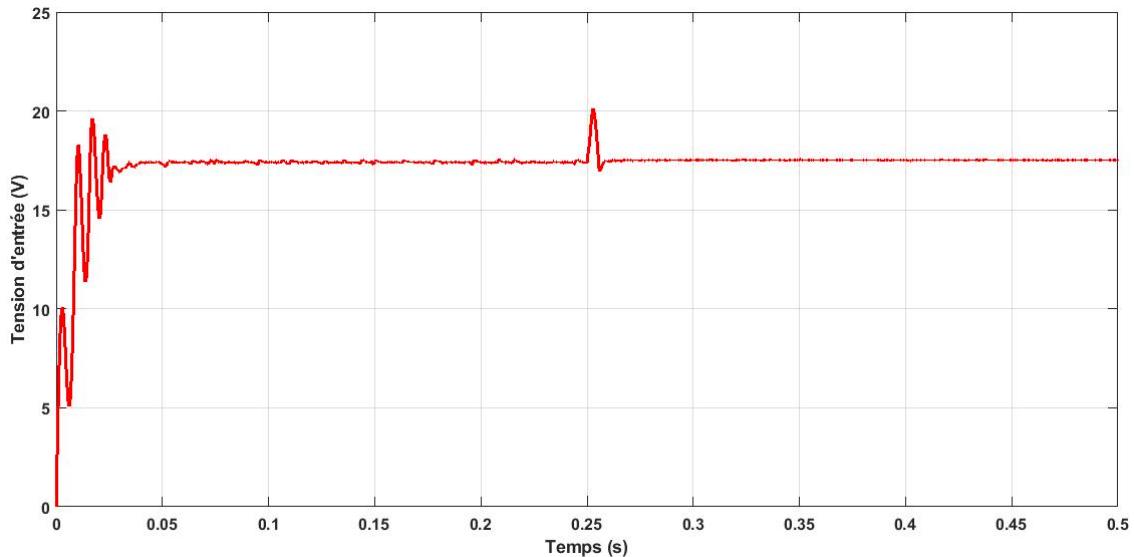


Figure IV.4 Tension d'entrée de hacheur Boost piloté par MPPT-fuzzy logic

En conclusion, la méthode de suivi du point de puissance maximale utilisant la logique floue offre de meilleures performances que l'approche P&O. Elle permet une réponse plus rapide, une meilleure stabilité et une transmission efficace de l'énergie vers la charge. Cette stratégie s'avère donc fiable et bien adaptée aux variations des conditions environnementales.

#### IV.3 Résultats et interprétation de la commande MPPT à base de réseau de neurones.

La figure (IV.5) présente le modèle de simulation élaboré dans l'environnement Simulink. Ce modèle met en œuvre un système photovoltaïque alimentant une charge résistive

à travers un convertisseur de type buck (hacheur parallèle). Un algorithme de poursuite du point de puissance maximale (MPPT), basé sur un réseau de neurones artificiels, est intégré au système. Ce dernier permet d'ajuster en temps réel le rapport cyclique du signal de commande afin d'optimiser la puissance extraite du générateur solaire. La simulation est réalisée dans des conditions ambiantes de 22 °C, avec un niveau d'irradiation solaire compris entre 800 W/m<sup>2</sup> et 1000 W/m<sup>2</sup>.

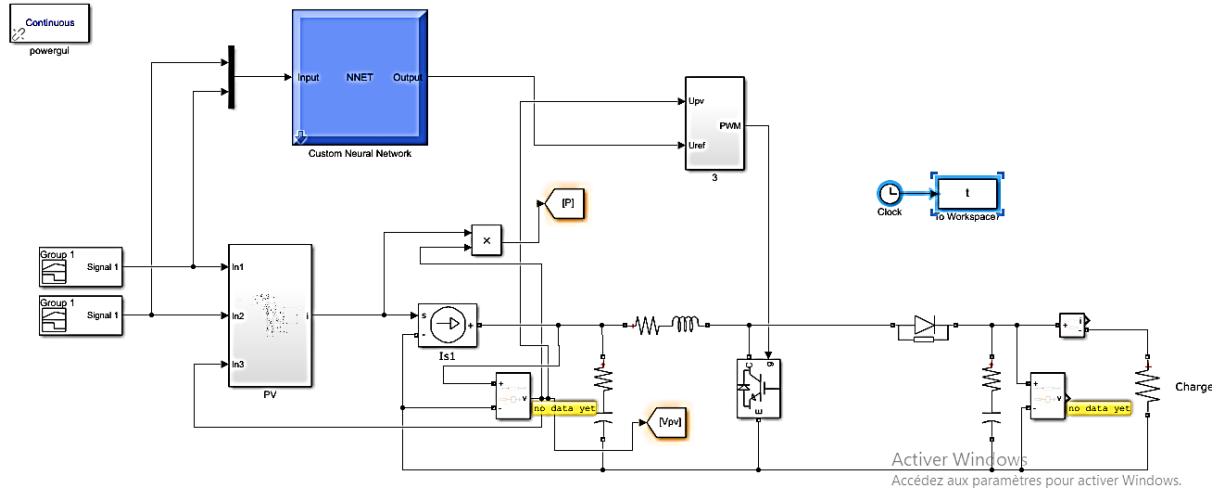


Figure IV.5 Schéma de simulation sous MATLAB/Simulink d'un convertisseur Boost piloté par réseau de neurone.

Les résultats issus de la simulation montrent les réponses du courant, de la tension et de la puissance de sortie du convertisseur boost piloté par une commande MPPT basée sur un réseau de neurones, dès l'initiation du système, un temps de montée de 0,08 seconde a été observé, indiquant une réponse rapide. La courbe obtenue est lisse, sans oscillations notables durant la phase transitoire. Une fois le régime permanent atteint, le système présente une réponse stable, caractérisée par une bonne précision et une excellente régularité, ce qui reflète l'efficacité du contrôle assuré par le réseau de neurones.

En ce qui concerne les profils de la tension et de la puissance en entrée du convertisseur boost, une variation importante est constatée durant la phase initiale du régime transitoire. Par la suite, au cours de cette même phase, on observe également la présence de perturbations ainsi que des fluctuations autour des valeurs optimales de tension et de puissance.

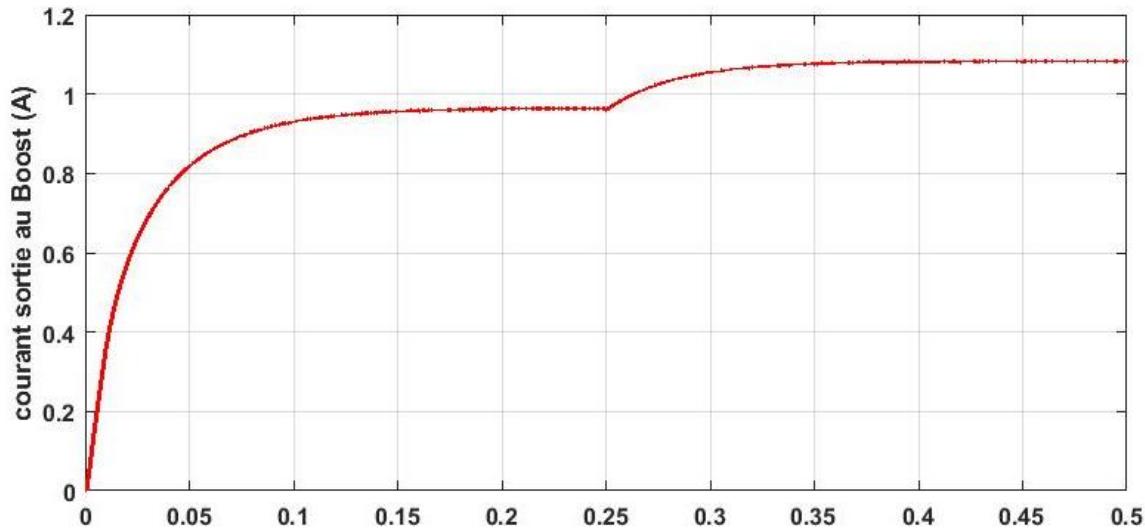


Figure IV.6 Le courant de sortie de Boost piloté par MPPT-réseau de neurone.

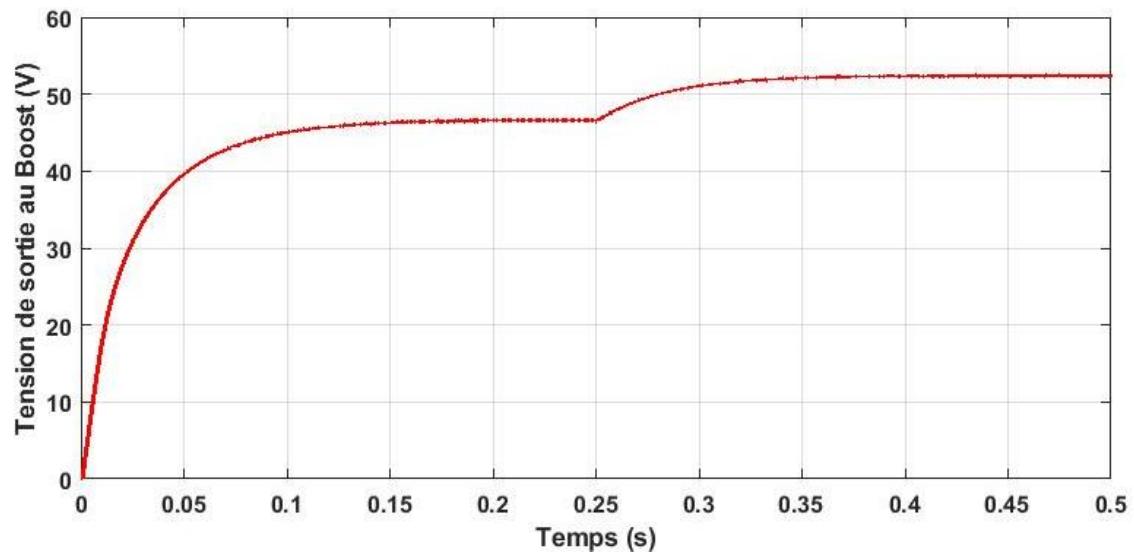


Figure IV.7 La tension de sortie de Boost piloté par MPPT-réseau de neurone.

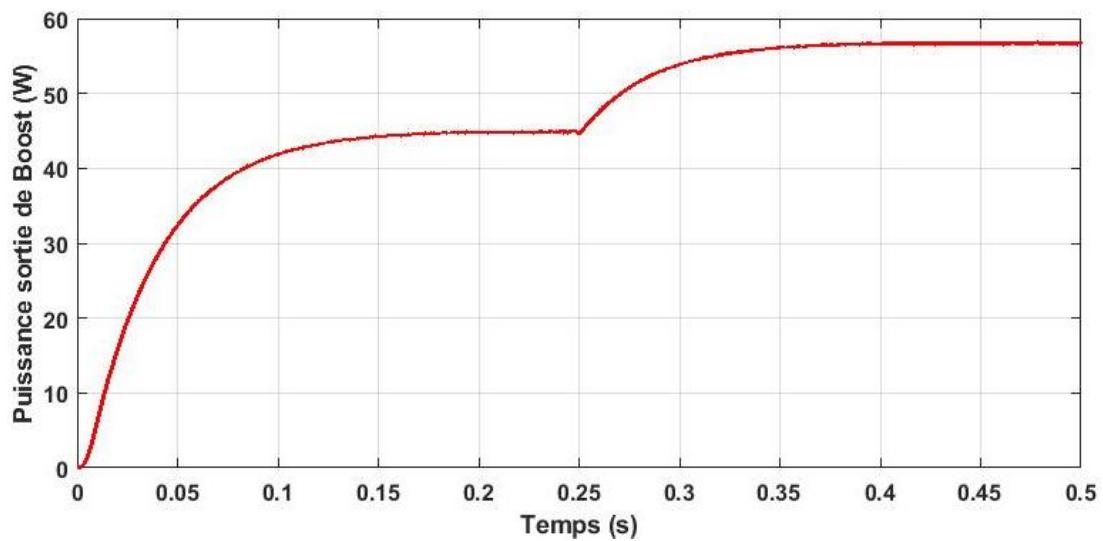


Figure IV.8. La puissance de sortie de Boost piloté par MPPT-réseau de neurone.

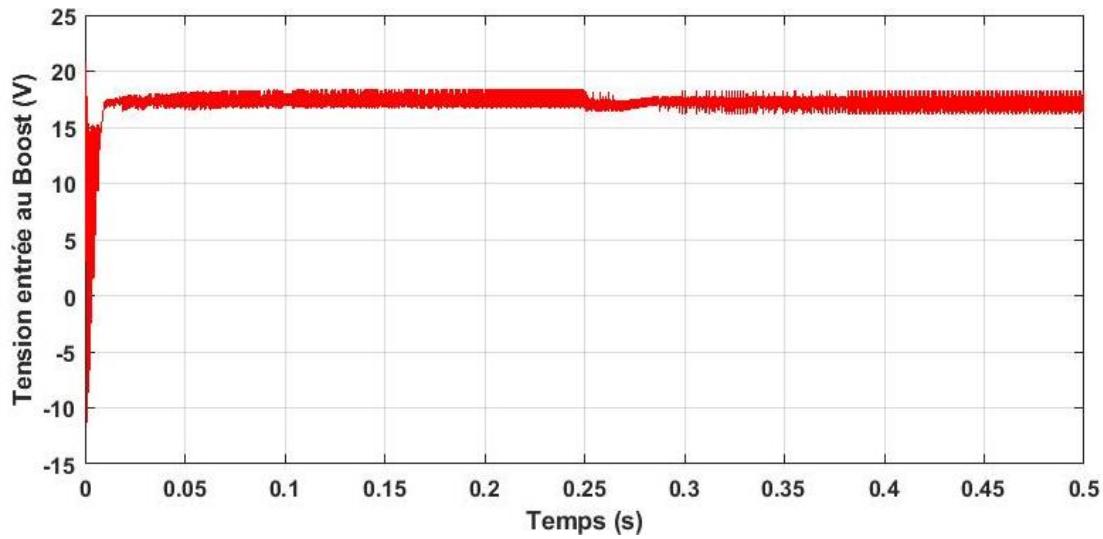


Figure IV.9 La tension d'entrée de Boost piloté par MPPT-réseau de neurone.

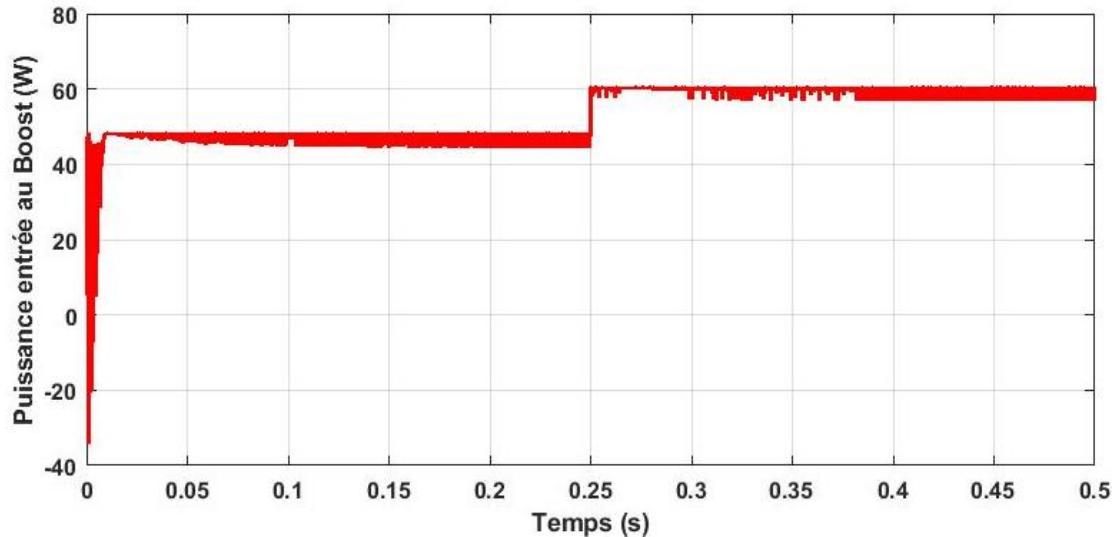


Figure IV.10 La puissance d'entrée de Boost piloté par MPPT-réseau de neurone.

L'analyse des performances de la commande MPPT fondée sur un réseau de neurones révèle une meilleure stabilité et une précision supérieure par rapport aux approches basées sur la logique floue et l'algorithme P&O. Toutefois, la commande utilisant la logique floue s'est montrée plus rapide en termes de temps de réponse. Dans la continuité de ce travail, nous envisageons de mettre en œuvre une commande neuro-floue, combinant les avantages des deux méthodes précédentes. Cette approche hybride vise à renforcer à la fois la rapidité et la précision du système de suivi du point de puissance maximale.

#### IV.4. Simulation et interprétation de MPPT à base de commande ANFIS.

Les figures (IV.11, IV.12, IV.13) illustrent respectivement les évolutions du courant, de la tension et de la puissance en sortie du convertisseur boost commandé par le système d'inférence neuro-flou (ANFIS). L'analyse des courbes montre qu'en régime transitoire, le système atteint son régime permanent en un temps de réponse très court, estimé à 0,04 seconde. Par ailleurs, le comportement du système dans cette phase transitoire révèle une stabilité accrue et une précision améliorée par rapport aux méthodes classiques. Cette performance dynamique se traduit par une meilleure régulation des grandeurs électriques, ce qui contribue significativement à l'amélioration de la qualité de l'énergie fournie à l'onduleur.

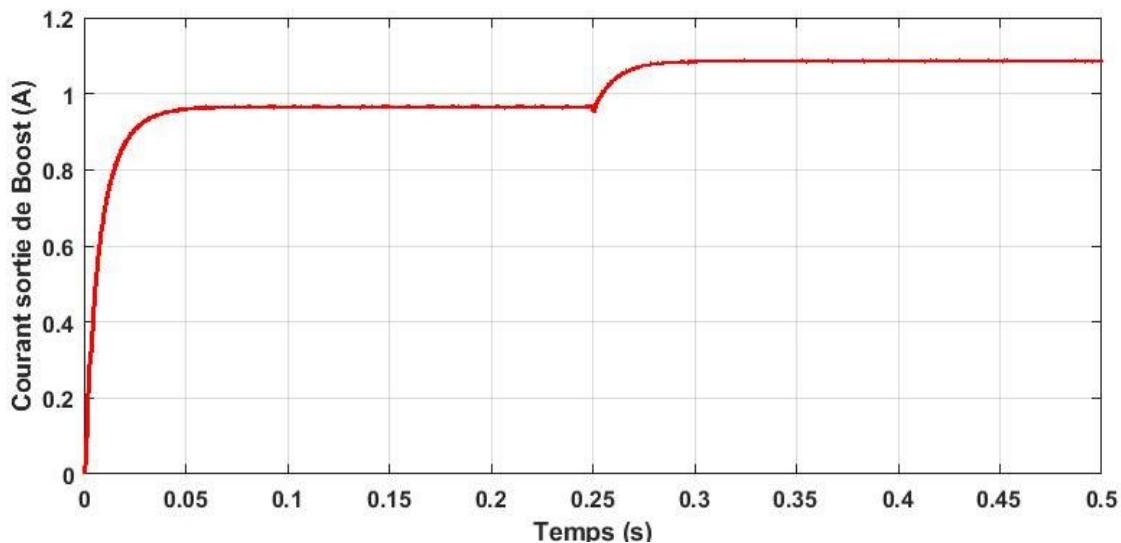


Figure IV.11. Le courant de sortie de Boost piloté par MPPT-ANFIS.

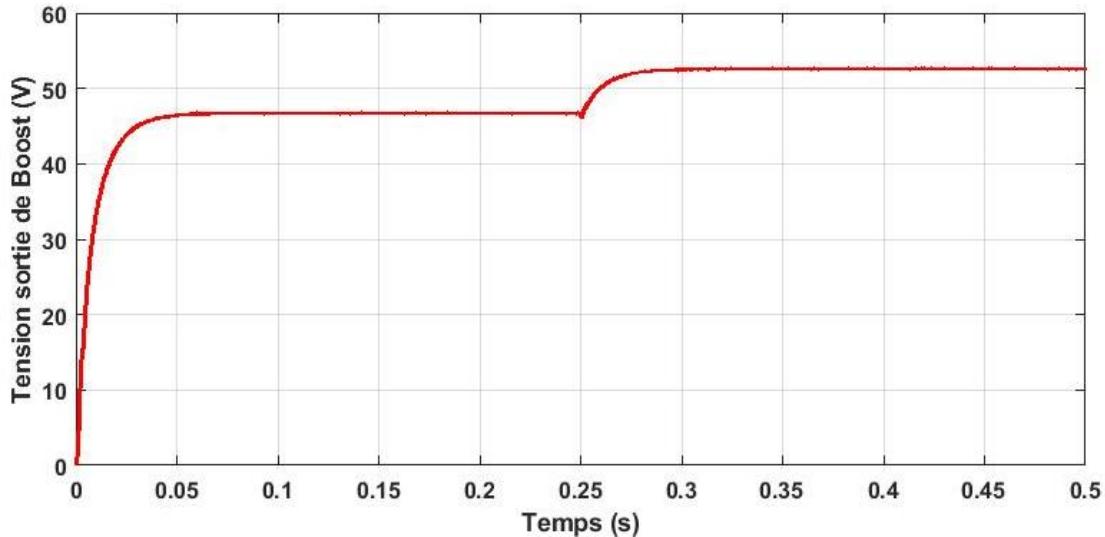


Figure IV.12. La tension de sortie de Boost piloté par MPPT-ANFIS.

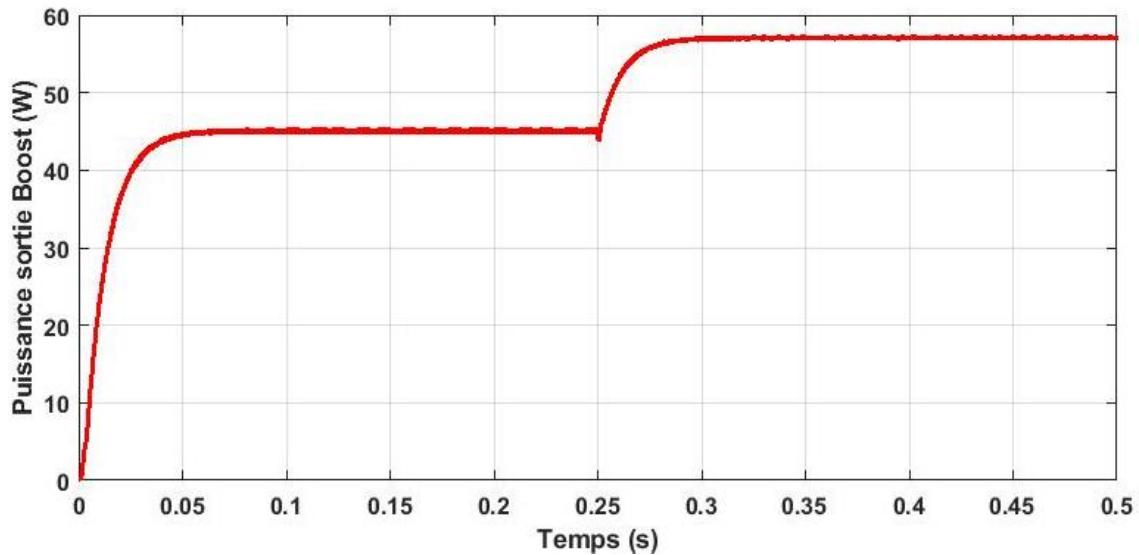


Figure IV.13. La puissance de sortie de Boost piloté par MPPT-ANFIS.

Les figures (IV.14, IV.15) montrent respectivement les évolutions de la tension et de la puissance en entrée du convertisseur boost, lorsque celui-ci est piloté par la stratégie MPPT-ANFIS. Durant la phase de démarrage, on observe une légère oscillation de la tension d'entrée, rapidement amortie, conduisant à un temps de réponse exceptionnellement court, de l'ordre de 0,01 s. Une fois le régime permanent atteint, la courbe de suivi met en évidence une excellente précision dans la localisation et le maintien du point de puissance maximale (MPP), témoignant de la réactivité et de la robustesse de la commande ANFIS.

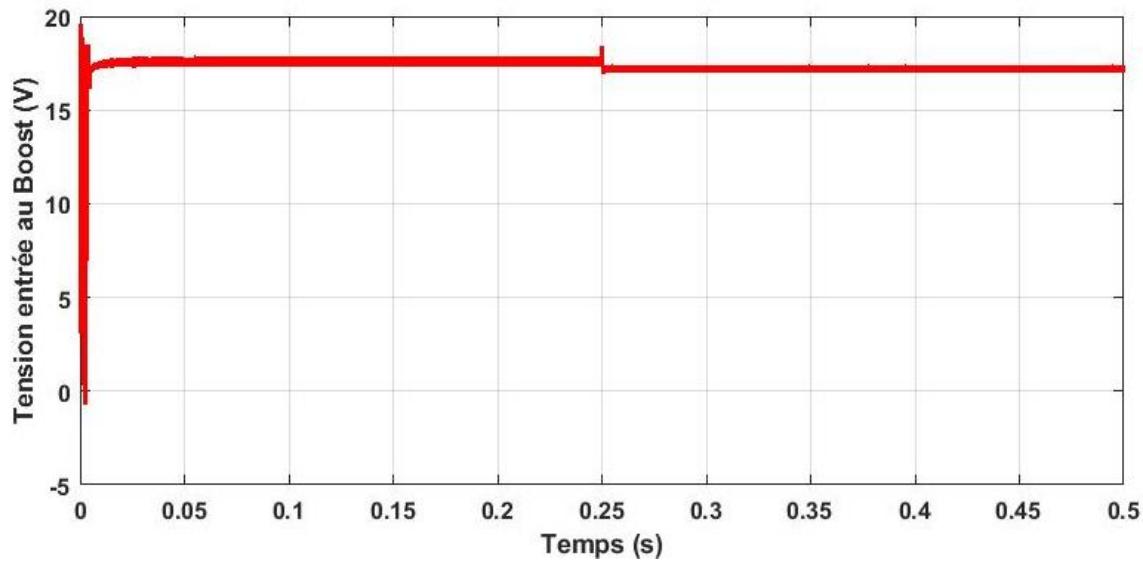


Figure IV.14. La tension d'entrée de Boost piloté par MPPT-ANFIS.

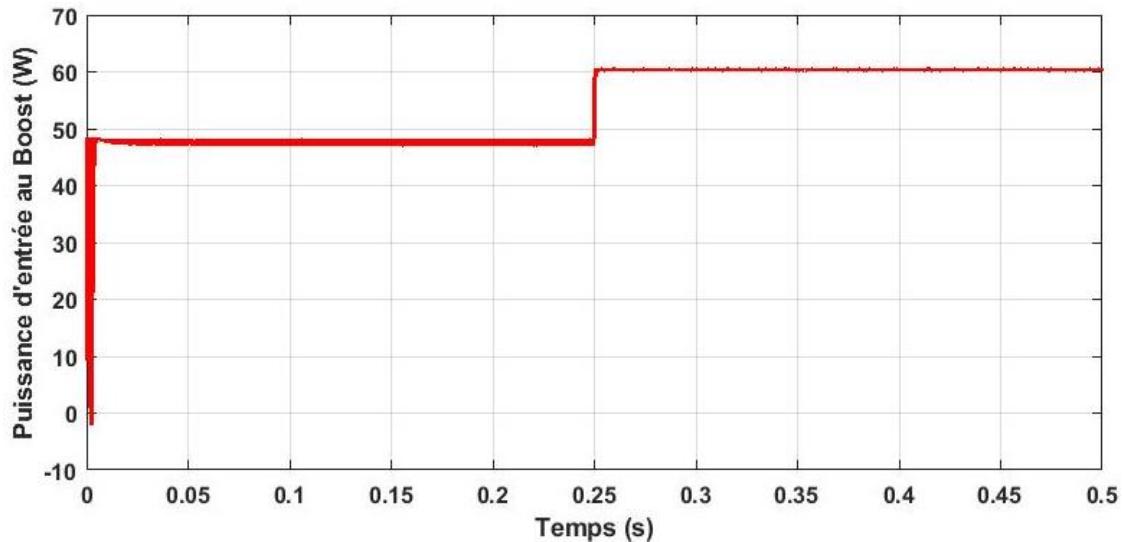


Figure IV.15. La puissance d'entrée de Boost piloté par MPPT-ANFIS.

Comme conclusion, le tableau IV.1 compare les écarts relatifs entre la puissance maximale obtenue pour différentes techniques de commande testées antérieurement MPPT-P&O, MPPT-NN, MPPT-logique floue. Les résultats démontrent sans ambiguïté que la configuration MPPT fondée sur ANFIS minimise l'erreur de suivi du MPP, assurant ainsi une performance supérieure par rapport aux autres approches.

Tableau IV.1 : erreur quadratique de la puissance.

Commande ensoleillement	P&O	Logique floue	Réseaux neurone	ANFIS
800 W/m <sup>2</sup>	4.0160	1.0392	2.1068	0.6599
1000 W/m <sup>2</sup>	3.3553	1.0914	2.6331	0.7222
Moyenne	3.7	1.06	2.4	0.7

#### IV.5. La commande DTC basé sur le régulateur ANFIS.

Dans cette étude, l'approche intelligente ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) a été appliquée dans le but d'améliorer la commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone. L'objectif est de renforcer les performances globales du système d'entraînement électrique, notamment en termes de précision du contrôle du couple, de régulation de la vitesse et de réduction des ondulations du courant statorique.

La figure (IV.16) illustre le schéma explicatif du réseau de neurones utilisé pour générer les trois fonctions d'appartenance de type gaussien dans le cadre de la stratégie DTC-ANFIS avec l'utilisation du l'algorithme d'apprentissage rétro propagation.

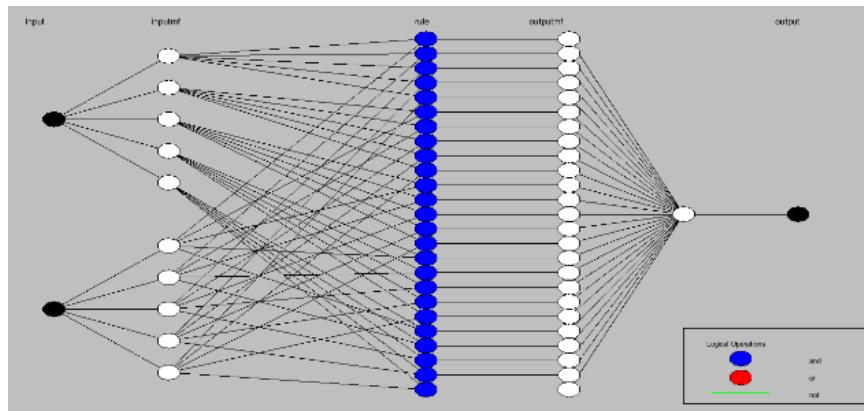


Figure IV.16. Structure de réseaux neurone utilisé en DTC-ANFIS.

- Résultats et interprétation

La figure (IV.17) met en évidence le comportement dynamique du système dans une plage de vitesse comprise entre 0 et 148 rad/s, sous des conditions nominales. À t = 0,3 s, une charge

mécanique équivalente à un couple résistant de 10 Nm est appliquée afin d'évaluer la capacité du système à réagir face à une perturbation. Le Benchmark 1 sert ici de référence pour tester la robustesse du système face aux variations de charge.

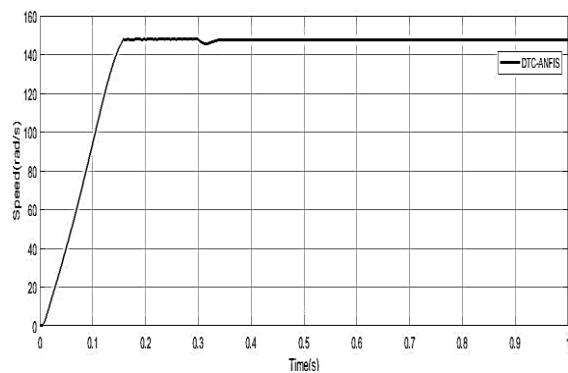
La sous-figure (IV.18(a)) présente la réponse de la vitesse du rotor. Celle-ci révèle un comportement caractéristique d'un système du premier ordre, avec une montée rapide vers la consigne. Le système atteint la vitesse de référence en un temps de réponse réduit à 0,15 s, tout en maintenant une trajectoire stable et sans oscillations, ce qui atteste d'un suivi efficace et d'une excellente réactivité.

La sous-figure (IV.18(b)) zoomé sur la période allant de 0,28 s à 0,5 s, correspondant à l'application du couple résistant. Une légère chute de la vitesse, de l'ordre de 2,5 rad/s, est alors observée. Toutefois, grâce à la robustesse du système, cette perturbation est rapidement compensée, assurant un retour fluide à la vitesse de consigne, sans instabilité.

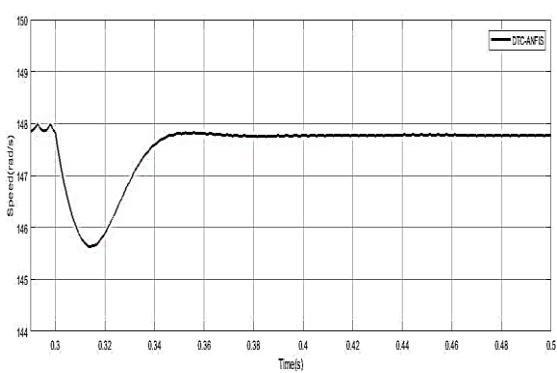
La figure (IV.18(c)) montre le profil du courant statorique. Lors de la mise en marche, un courant de crête de 35 A est observé en moins de 0,1 s, dû au courant d'appel initial. Par la suite, le courant se stabilise en suivant une forme sinusoïdale régulière, avec de faibles ondulations, traduisant un bon comportement transitoire.

Enfin, la figure (IV.18(d)) illustre la variation du couple électromagnétique. Un pic initial de 40 Nm est observé au démarrage, correspondant à l'effort de mise en mouvement. Le couple se stabilise ensuite autour de zéro, avec des fluctuations harmoniques modérées entre +2,5 Nm et -5 Nm. Lors de l'application du couple résistant à  $t = 0,3$  s, le système ajuste instantanément son couple électromagnétique pour compenser la perturbation, réduisant les harmoniques et prouvant sa capacité à s'adapter efficacement aux changements de charge.

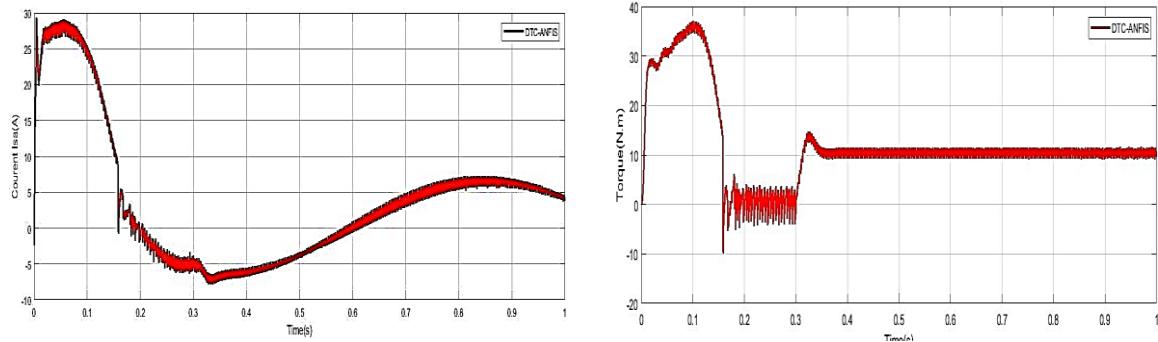
Ces résultats confirment la solidité du système, sa rapidité de réponse aux perturbations, et sa capacité à maintenir un suivi précis de la consigne en régime établi, conformément aux exigences du Benchmark 1.



(a) La réponse de la vitesse rotorique



(b) présentation détaillée de la vitesse



(c) la réponse du courant statorique.

(d) la réponse du couple électromagnétique.

Figure IV.18. Benchmark 1, Suivi de trajectoire et performance de rejet des perturbations avec l'approche DTC-ANFIS à vitesse nominale.

Le Benchmark 2 examine le comportement du système à des vitesses moyennes, en comparant deux méthodes de commande : DTC-ANFIS (représentée par la courbe rouge pleine) et DTC-PI (courbe bleue en pointillés). Le profil de consigne de vitesse est de forme trapézoïdale : entre 0 et 0,35 s, la vitesse atteint +50 rad/s ; entre 0,35 et 0,75 s, elle redescend à 0 rad/s, marquant une phase critique de transition ; enfin, de 0,75 à 1 s, elle atteint -50 rad/s. Cette variation rapide, notamment le passage par zéro, constitue un test pertinent pour évaluer la réactivité, la précision et la stabilité des deux régulateurs.

La figure (IV.19) présente la réponse de la vitesse du rotor face à cette consigne et met en lumière les différences de performances entre les deux approches. Dès le démarrage, la commande DTC-ANFIS atteint la vitesse de consigne en 0,08 s, contre 0,15 s pour la commande DTC-PI, révélant une réponse plus rapide. En régime permanent, DTC-ANFIS offre une meilleure stabilité et un suivi plus précis. Lors des transitions, l'approche ANFIS permet des variations de vitesse plus fluides, tandis que la commande PI montre des réponses plus irrégulières.

Dans la dernière phase, correspondant à une vitesse négative, DTC-PI conduit à une instabilité du système, contrairement à DTC-ANFIS qui conserve une excellente stabilité, prouvant ainsi sa robustesse et son efficacité dans la commande de vitesse. Le tableau IV.2 propose une comparaison des erreurs quadratiques moyennes (MSE) entre les deux stratégies, fournissant une évaluation quantitative de leur performance en matière de précision et de qualité de régulation.

Table IV2.Comparaison des erreurs quadratiques moyennes (EQM) entre les stratégies DTC-ANFIS et DTC-PI.

The speed référence	DTC-PI	DTC-ANFIS
50 rad/s	3.4571	1.2226
0 rad/s	3.4869	1.4972

-50 rad/s	3. 1530	1.6824
-----------	---------	--------

La figure (IV.20) illustre les courbes du couple électromagnétique et met en évidence les différences de performance entre les stratégies DTC-ANFIS et DTC-PI. Lors de la phase de démarrage, la commande DTC-PI montre une certaine lenteur, atteignant la stabilité en 0,15 s, alors que la commande DTC-ANFIS stabilise le couple en seulement 0,08 s. Par ailleurs, la commande basée sur ANFIS engendre un couple avec moins d'ondulations et de composantes harmoniques, comme le montre la figure (III.34), ce qui témoigne de son efficacité supérieure et de ses meilleures performances de régulation.

La figure (IV.21) présente les courants statoriques. Il est observé que la commande DTC-ANFIS consomme un courant plus faible par rapport à DTC-PI, tout en réduisant significativement la distorsion harmonique. Cela reflète une consommation énergétique optimisée et un meilleur rendement global du système.

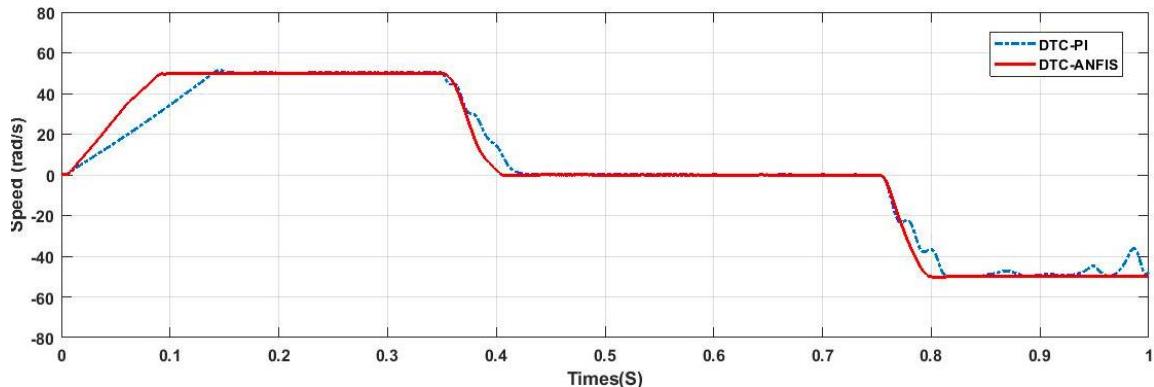


Figure IV.19. Benchmark 2 – Comparaison des trajectoires de vitesse du rotor entre les stratégies DTC-ANFIS et DTC-PI.

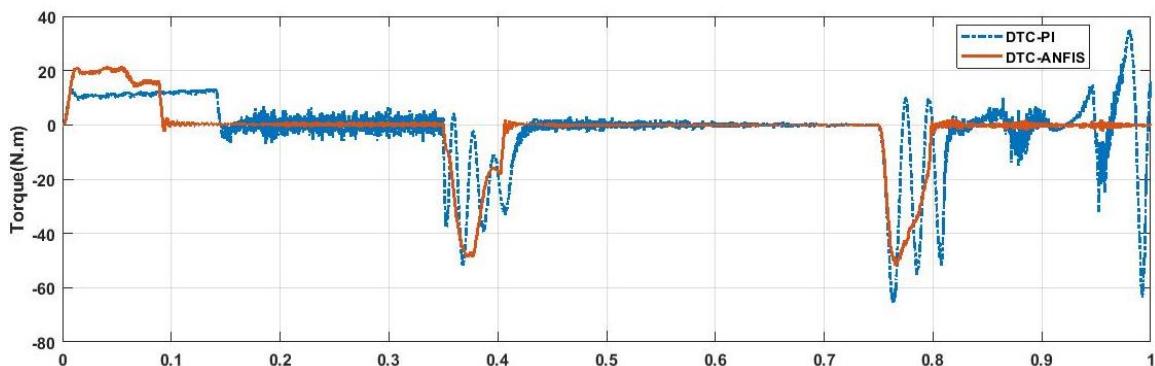


Figure IV.20. Benchmark 2 – Comparaison des trajectoires du couple électromagnétique entre les

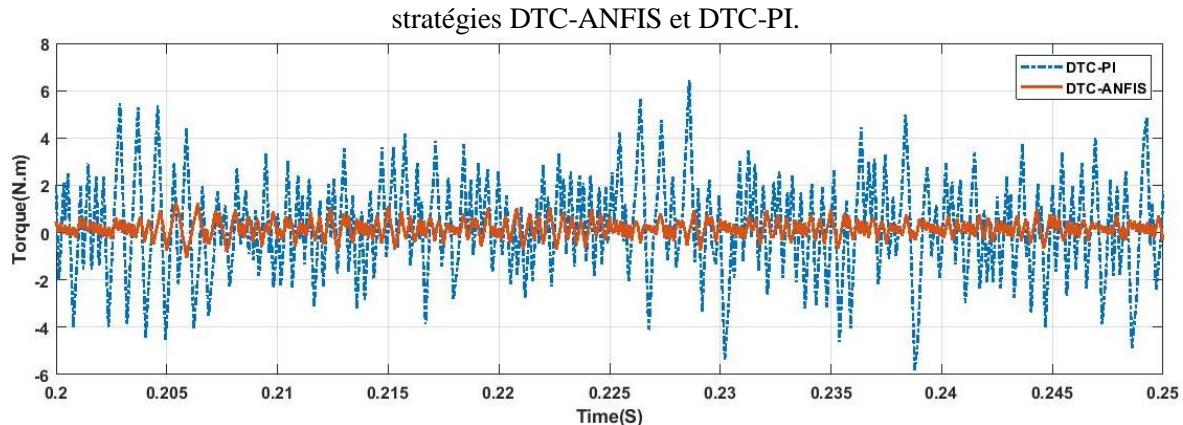


Figure IV.21. Benchmark 2 – Gros plan sur l'évolution du couple électromagnétique : comparaison entre les stratégies DTC-ANFIS et DTC-PI.

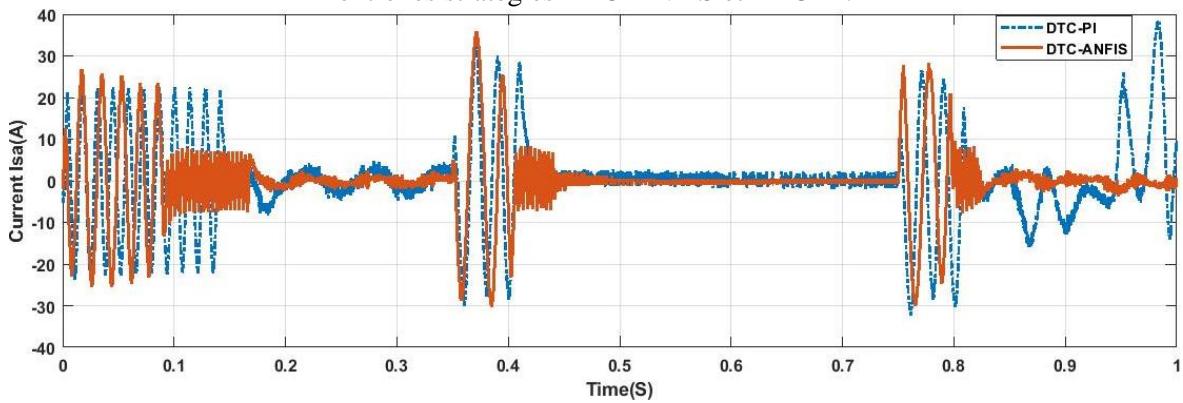


Figure IV.22 Benchmark 2 – Comparaison des trajectoires du courant statorique Isa entre les stratégies DTC-ANFIS et DTC-PI.

Comme conclusion, nous proposons une stratégie innovante basée sur le système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS) afin d'améliorer la technique classique de commande à couple direct (DTC). Cette méthode adapte intelligemment les paramètres de contrôle pour optimiser les performances du DTC.

Dans le but d'évaluer l'efficacité de cette approche et valider les paramètres associés, une série de tests a été réalisée sur deux bancs d'essai de référence. Les résultats obtenus mettent en évidence une amélioration notable des performances du contrôleur ANFIS par rapport à une commande DTC conventionnelle utilisant un régulateur PI. Cette amélioration se traduit directement sur le comportement du moteur asynchrone, avec les bénéfices suivants :

Réduction des ondulations de couple en régime transitoire et permanent, atténuation des vibrations mécaniques et allongement de la durée de vie du moteur.

- Diminution des fluctuations du courant statorique.
- Dynamique transitoire rapide et robuste.
- Suivi précis et stable de la trajectoire de vitesse de référence.

#### IV.6 Application de la commande ANFIS sur le système de pompage photovoltaïque.

Le système de pompage d'eau photovoltaïque est principalement constitué de deux sous-ensembles, illustrés à la figure (IV.23) :

- Le circuit de puissance, qui comprend les panneaux solaires, un convertisseur parallèle de type boost, un onduleur à deux niveaux, un moteur asynchrone, et une pompe centrifuge.
- Le circuit de commande, qui intègre un contrôleur MPPT-ANFIS associé au convertisseur boost pour maximiser l'extraction de puissance des panneaux photovoltaïques, ainsi qu'un contrôleur DTC-ANFIS appliqué à l'onduleur pour assurer une commande directe du couple moteur.

Le convertisseur boost, alimenté directement par les panneaux solaires, délivre une tension continue optimale à l'onduleur grâce au contrôle MPPT-ANFIS. Ce dernier convertit cette tension en une tension alternative triphasée sinusoïdale qui alimente le moteur asynchrone.

Les signaux de commutation de l'onduleur sont fournis par le contrôleur DTC-ANFIS, garantissant un bon contrôle. Le moteur entraîne alors la pompe centrifuge, qui assure le transfert d'eau vers un puits ou un réservoir de stockage.

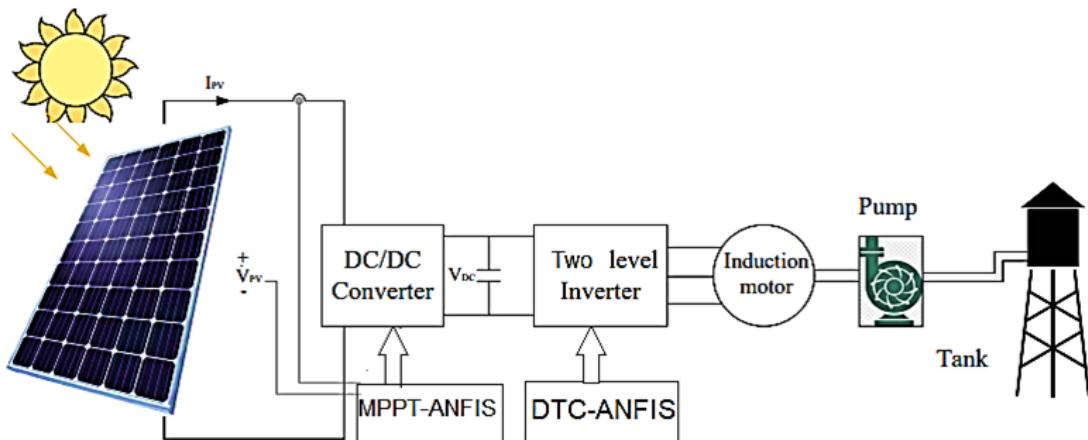


Figure IV.23 : Schéma synoptique du contrôle basé sur ANFIS appliqué à un système de pompage photovoltaïque.

Le circuit cible est modélisé sous MATLAB/Simulink afin d'analyser avec précision le comportement dynamique du système de pompage d'eau photovoltaïque. Le modèle global est organisé en cinq blocs fonctionnels principaux, présentés dans la figure (IV.24) tel que : Bloc d'alimentation DC, Bloc de commande DTC-ANFIS, Bloc onduleur à deux niveaux, Bloc moteur asynchrone, Bloc pompe centrifuge.

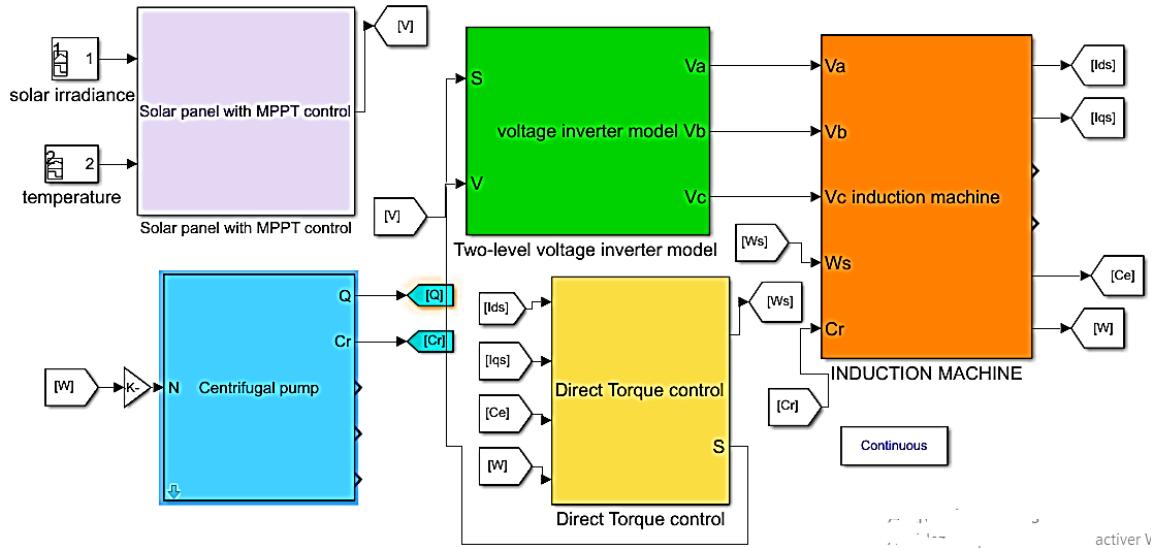


Figure IV.24 Schéma global du contrôle neuro-flou appliqué un système de pompage photovoltaïque sous MATLAB/Simulink.

- Simulation et interprétation.

Les simulations ont été réalisées dans des conditions standard, avec une température ambiante de 22 °C et une irradiance solaire de 1000 W/m<sup>2</sup>.

La Figure (IV.25) présente les résultats du contrôle MPPT en affichant l'évolution de la tension photovoltaïque. Elle compare deux stratégies de commande : la commande MPPT basée sur l'ANFIS, représentée par la ligne rouge continue, et la commande MPPT conventionnelle basée sur l'algorithme P&O, représentée par la ligne bleue en pointillés. L'analyse met en évidence que l'approche MPPT-ANFIS permet de suivre le point de puissance maximale (MPP) de manière plus rapide et plus précise, tout en réduisant considérablement les oscillations en régime permanent par rapport à la méthode P&O. Cette amélioration renforce à la fois la stabilité du système et l'efficacité de conversion énergétique.

La Figure (IV.26) montre les résultats du contrôle MPPT en illustrant l'évolution de la puissance photovoltaïque. Elle compare deux stratégies de commande : la commande MPPT basée sur l'ANFIS, représentée par la ligne rouge continue, et la commande MPPT conventionnelle basée sur l'algorithme P&O, représentée par la ligne bleue en pointillés. L'observation confirme que la commande basée sur l'ANFIS permet d'extraire l'énergie de manière plus efficace en assurant un suivi du MPP plus précis et plus stable. De plus, elle améliore la qualité de la puissance en réduisant les oscillations et en offrant un comportement dynamique plus rapide et plus réactif que la stratégie P&O.

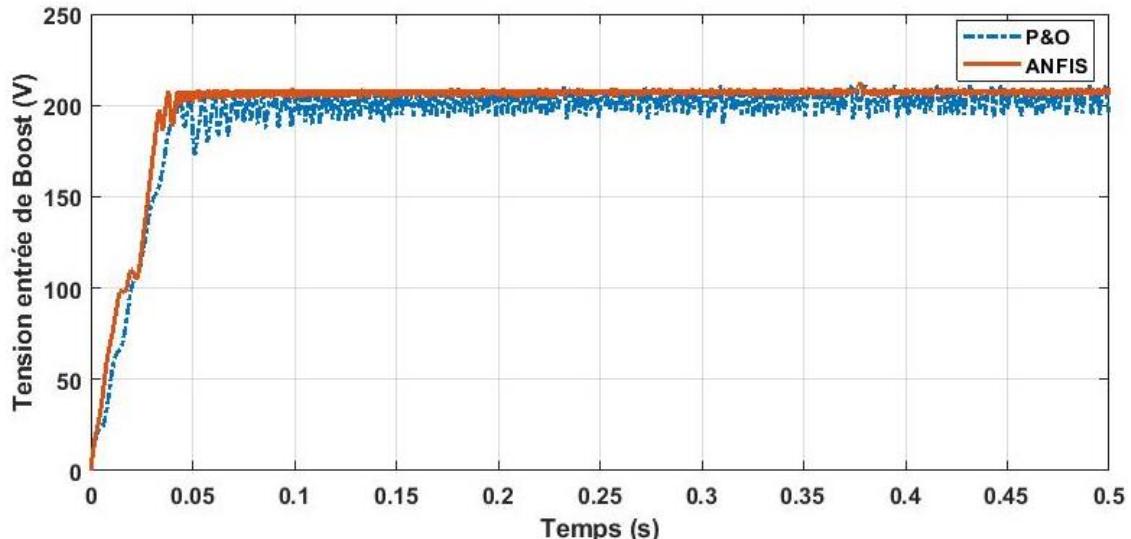


Figure VI.25. Comparaison de la tension d'entrée du convertisseur Boost entre l'algorithme P&O et la commande ANFIS.

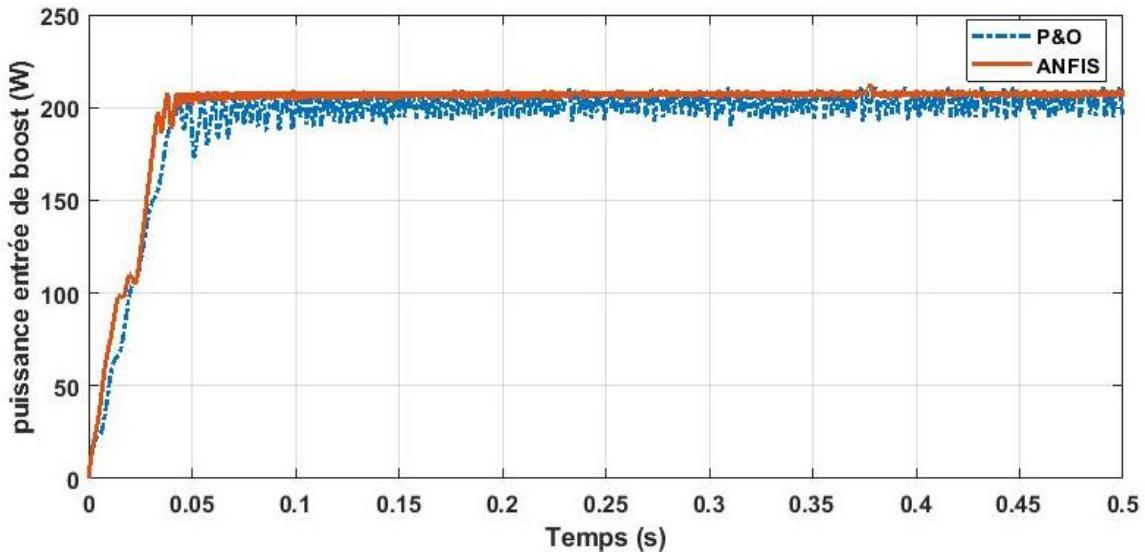


Figure IV.26. Comparaison de la puissance d'entrée de convertisseur boost entre algorithme P&O et commande ANFIS.

Cette section analyse le comportement des principales grandeurs dynamiques de la machine, à savoir la vitesse du rotor, le couple électromagnétique et le courant statorique. Elle compare les performances de deux stratégies de commande : la DTC-ANFIS (courbe rouge continue) et la DTC-PI (courbe bleue en pointillés). Elle présente également l'évolution du débit hydraulique généré par la pompe centrifuge, offrant ainsi une évaluation complète de la manière dont la commande intelligente ANFIS améliore les performances globales du système de pompage photovoltaïque par rapport à la commande conventionnelle à base de régulateur PI.

La Figure (IV.27) montre la réponse dynamique de la vitesse du rotor. Entre 0 s et 0,03 s, le système présente un retard initial, principalement dû au comportement transitoire de la

tension continue générée par les panneaux photovoltaïques, qui conditionne l'alimentation de l'onduleur. En régime permanent, la stratégie de commande intelligente basée sur l'algorithme ANFIS atteint une vitesse de rotor stable de 149 rad/s avec un temps de réponse de 0,19 s. En comparaison, la commande conventionnelle utilisant un régulateur PI atteint une vitesse maximale de seulement 145 rad/s, avec un temps de réponse de 0,17 s. Cette limitation résulte du couple résistant causé par le démarrage en charge de la pompe. Bien que les deux méthodes présentent des temps de réponse similaires, la différence de 4 rad/s en régime permanent impacte directement le débit hydraulique, proportionnel à la vitesse de l'arbre du moteur. Ainsi, la commande basée sur ANFIS se distingue par une meilleure adaptabilité aux variations de charge, une utilisation plus efficace de l'énergie solaire disponible, et une amélioration significative du rendement global du système de pompage.

La Figure (III.28) illustre l'évolution du couple électromagnétique pour les deux stratégies de commande. Lors de la phase de démarrage, les deux contrôleurs produisent un couple initial d'environ 40 Nm pour surmonter le couple résistant généré par le démarrage en charge de la pompe centrifuge. En régime permanent, le couple électromagnétique se stabilise autour de 6,3 Nm, ce qui permet de compenser les fluctuations du couple de charge et d'assurer une vitesse constante du rotor.

Cependant, une analyse comparative révèle que la stratégie de commande conventionnelle, basée sur le régulateur PI et l'algorithme P&O, génère des harmoniques plus marquées dans le profil du couple, comme illustré dans la Figure (VI.29). Ces fluctuations traduisent une réponse moins cohérente et peuvent entraîner des vibrations mécaniques indésirables au sein de la machine. En revanche, la commande basée sur l'ANFIS présente un nombre réduit d'harmoniques par rapport à la commande conventionnelle, réduisant ainsi les perturbations mécaniques, améliorant le confort d'utilisation et prolongeant la durée de vie des composants électromécaniques du système.

La Figure (IV.30) montre l'évolution du courant statorique, la commande DTC-ANFIS sollicitant un courant plus élevé que la DTC-PI. Les deux signaux présentent des harmoniques similaires, mais la différence dans le temps de réponse induit un léger déphasage entre eux.

La Figure (IV.31) compare les débits hydrauliques générés par les deux stratégies de régulation. Au démarrage, un retard de 0,14 s est observé avec la commande conventionnelle et de 0,15 s avec la commande ANFIS, le système devant atteindre une vitesse seuil nécessaire à l'augmentation du débit. En régime permanent, le contrôleur ANFIS génère un débit stable de 1,8 L/s, supérieur aux 1,6 L/s fournis par la régulation conventionnelle.

Tableau IV.3 présente un résumé de comparaison entre les critères de pompage photovoltaïque basé sur les techniques conventionnel et pompage photovoltaïque basé sur la technique adaptative neuro-floue ANFIS.

Tableau IV.3 : comparaison entre les résultats entre le pompage photovoltaïque conventionnel et le pompage photovoltaïque ANFIS.

	Stabilité MPPT	Précision MPPT	Vitesse	débit	Harmoniques du couple
Conventionnel	Faible	Moyenne	149 rad/s	1.8 l/s	Elevé
ANFIS	Elevé	Elevé	145 rad/s	1.6 l/s	Faible

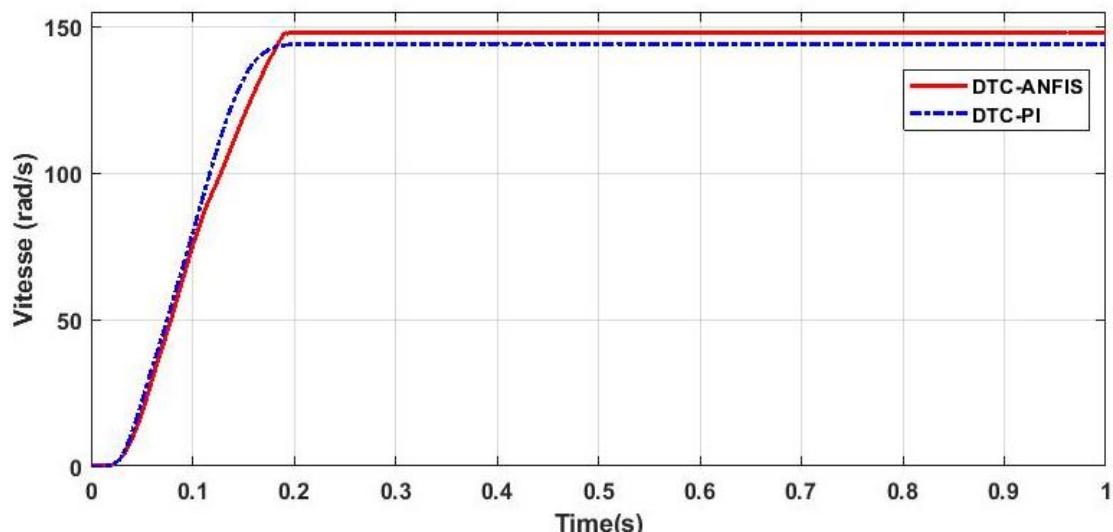


Figure IV.27. Comparaison de la vitesse rotorique entre les techniques DTC-PI et DTC-ANFIS.

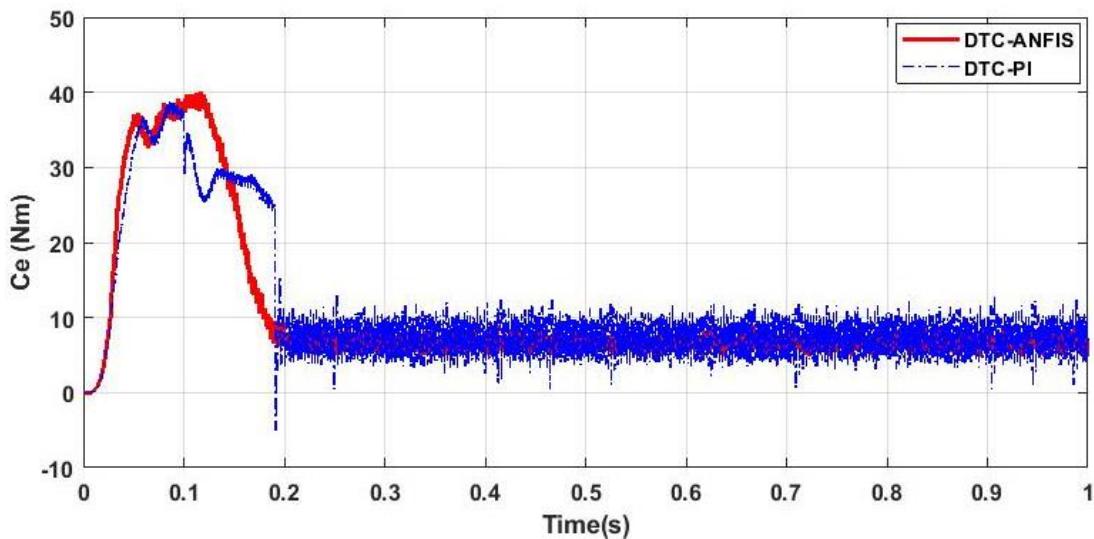


Figure IV.28. Comparaison de la réponse du couple des techniques DTC-PI et DTC-ANFIS.

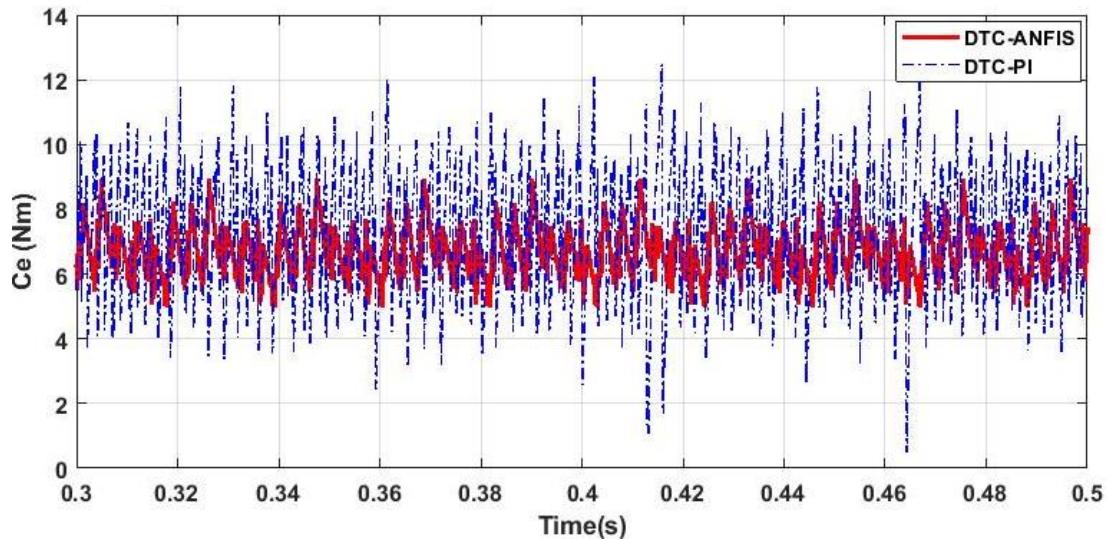


Figure IV.29. Vue détailler de la réponse du couple électromagnétique.

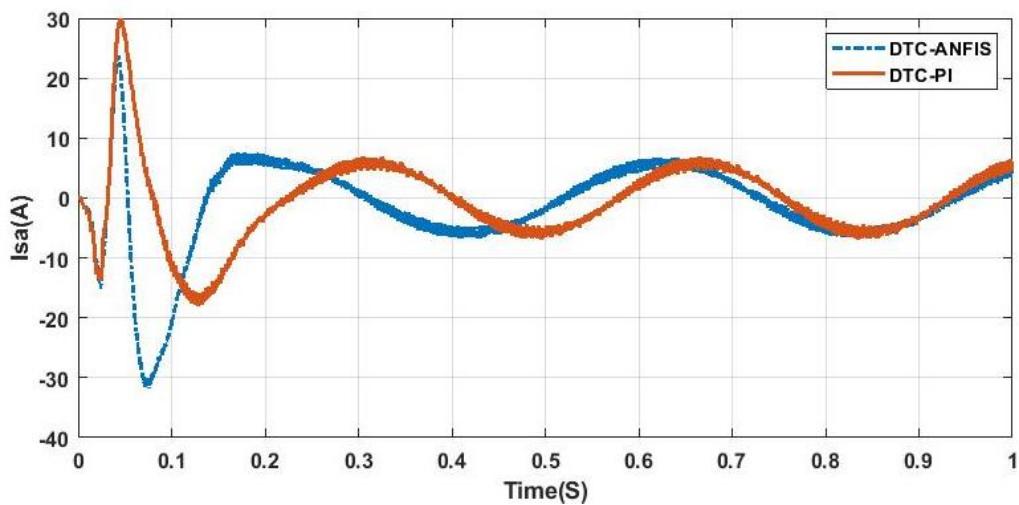


Figure IV.30. Comparaison de la réponse du courant statorique des techniques DTC-PI et DTC-ANFIS.

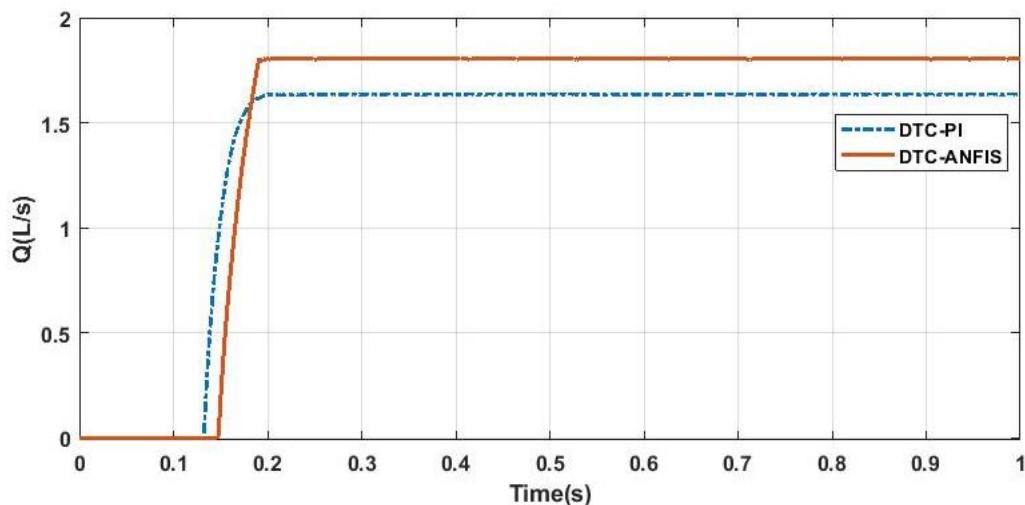


Figure IV.31. Comparaison des débits de la pompe centrifuge des techniques DTC-PI et DTC-ANFIS.

#### IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en œuvre les trois stratégies de commande intelligentes, logique floue, réseau de neurones et commande neuro-floue ANFIS, dans le cadre du suivi du point de puissance maximale (MPPT) pour un système photovoltaïque. L'analyse comparative des résultats a permis de constater que la commande ANFIS offre les meilleures performances, notamment en termes de rapidité de suivi, de stabilité du point de fonctionnement et de rendement énergétique global.

Dans une deuxième phase, nous avons testé l'efficacité de la commande ANFIS dans un contexte de commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone. Cette stratégie a été comparée à la commande DTC classique associée à un régulateur PI, sous différentes conditions de fonctionnement, incluant des variations de vitesse et de charge. Les résultats ont mis en évidence une nette amélioration de la qualité de la commande avec l'approche DTC-ANFIS, traduite par une meilleure régulation du couple, une réduction des ondulations et une réponse plus dynamique.

Enfin, une dernière application a concerné l'intégration de la commande ANFIS dans un système complet de pompage photovoltaïque. Cette étude a permis de comparer les performances globales avec celles d'un système conventionnel utilisant l'algorithme P&O associé à un régulateur PI. Il en ressort que la commande ANFIS permet non seulement un meilleur suivi du point de puissance maximale et une qualité d'énergie accrue pour l'onduleur et le moteur, mais elle garantit également une commande plus stable, plus rapide et plus précise du moteur, ainsi qu'un débit hydraulique supérieur.

## Conclusion générale

### Conclusion générale

Ce travail de recherche s'est inscrit dans le cadre de l'optimisation du fonctionnement d'un système de pompage photovoltaïque sans stockage, en s'appuyant sur des approches de commande intelligente adaptative neuro-floue. L'objectif principal a été d'améliorer les performances globales du système de pompage photovoltaïque, tout en assurant une extraction optimale de l'énergie solaire et une régulation efficace de la chaîne électromécanique.

Dans un premier temps, une modélisation détaillée de chaque composant du système a été réalisée : du générateur photovoltaïque à la pompe centrifuge, en passant par le hacheur Boost, l'onduleur triphasé et le moteur asynchrone. Cette modélisation complète a constitué une base essentielle pour la compréhension fine du comportement dynamique du système et pour le développement de stratégies de commande performantes.

Par la suite, plusieurs techniques classiques ont été implémentées et testées, notamment la commande directe du couple (DTC) et les algorithmes MPPT de type Perturb & Observe (P&O) et Incrémentation de Conductance. Ces méthodes ont offert des résultats satisfaisants, mais ont montré certaines limites en termes de stabilité, de précision et d'adaptabilité aux variations de fonctionnement.

Afin de dépasser ces contraintes, une stratégie de commande avancée basée sur le système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS) a été proposée. Après une analyse approfondie des principes de la logique floue et des réseaux de neurones, la commande ANFIS a été développée et intégrée à différents niveaux du système : pour le suivi du point de puissance maximale, pour la régulation du moteur, ainsi que pour l'optimisation globale du système de pompage. Les résultats de simulation ont montré des améliorations notables en termes de rapidité de réponse, de stabilité du fonctionnement, de réduction des ondulations et d'augmentation du débit hydraulique.

Cependant, bien que la commande ANFIS présente de nombreux avantages en matière d'adaptabilité et de performance, elle comporte également certaines limitations qu'il convient de souligner. Sa structure hybride, issue de la combinaison des réseaux de neurones et de la logique floue, rend sa modélisation plus complexe que celle des méthodes classiques. Cette complexité peut poser des difficultés lors de l'implémentation sur des systèmes embarqués à ressources limitées. Par ailleurs, l'efficacité du système ANFIS dépend fortement de la qualité et de la représentativité des données d'apprentissage ; une base de données mal conçue peut entraîner des résultats peu fiables ou un surajustement. De plus, l'augmentation du nombre d'entrées conduit à une explosion du nombre de règles floues, ce qui peut alourdir les calculs

## Conclusion générale

et affecter la performance en temps réel. Enfin, le choix et l'ajustement des fonctions d'appartenance ainsi que des paramètres d'apprentissage restent des étapes sensibles, nécessitant souvent des essais multiples ou l'intégration de techniques d'optimisation supplémentaires.

En définitive, cette thèse a permis de démontrer que l'intégration de techniques d'intelligence artificielle, et en particulier de la commande ANFIS, constitue une alternative prometteuse pour améliorer les performances des systèmes de pompage photovoltaïque. Ce type de commande s'avère particulièrement adapté à des environnements à forte variabilité et exigeant une grande souplesse opérationnelle.

## Annexe 1

---

### Annexe 1

- Les paramètres de la machine asynchrone.

Grandeur	valeur	grandeur	valeur
Puissance nominal	1.5kw	Résistance rotorique	$3.805\Omega$
Tension nominale	220V	Inductance cyclique du stator	0.274H
Vitesse nominale	1428rpm	Cyclic rotor inductance	0.274H
Fréquence nominal	50Hz	Inductance mutuelle	0.258H
Le courant statorique nominal	3.64A	Nombre de paires de pôles	2
Résistance statorique	$4.85 \Omega$	Moment d'inertie	0.031kg/m <sup>2</sup>
Coefficients de frottement	0.00114Nm.s/rd		

- Les Caractéristiques du panneau photovoltaïque utilisé dans système globale de pompage photovoltaïque.

Grandeur	Valeur
Puissance maximale (W)	213W
Tension en circuit ouvert	36.3V
Tension au point de puissance maximale	29V
Cellules par module	60
Courant de court-circuit	7.84A
Courant au point de puissance maximale Imp	7.35A

- Les Caractéristiques du panneau photovoltaïque utilisé dans la commande MPPT-P&O, MPPT-.logique floue, MPPT-Réseau de neurones, MPPT-ANFIS.

Grandeur	Valeur
Puissance maximale (W)	60W
Tension en circuit ouvert	21.1V
Tension au point de puissance maximale	17.1 V
Cellules par module	36
Courant de court-circuit	3.8 A
Courant au point de puissance maximale Imp	3.5A

## Chapitre I

- [1] N. Rathore, N. L. Panwar, F. Yetto, et A. Gama, « A comprehensive review of different types of solar photovoltaic cells and their applications », *International Journal of Ambient Energy*, vol. 42, n° 10, p. 1200-1217, juill. 2021, doi: 10.1080/01430750.2019.1592774.
- [2] M. V. Dambhare, B. Butey, et S. V. Moharil, « Solar photovoltaic technology: A review of different types of solar cells and its future trends », *J. Phys.: Conf. Ser.*, vol. 1913, n° 1, p. 012053, mai 2021, doi: 10.1088/1742-6596/1913/1/012053.
- [3] C. Cabal, « Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque ».
- [4] S. Philippe Barret, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », in *Direction des études et recherches d'Electricité de France (EDF)*, es cours de l'Ecole supérieure d'électricité, janv. 1987, p. 216.
- [5] S. Assahout, H. Elaissaoui, A. El Ougli, B. Tidhaf, et H. Zrouri, « A Neural Network and Fuzzy Logic based MPPT Algorithm for Photovoltaic Pumping System », *IJPEDS*, vol. 9, n° 4, p. 1823, déc. 2018, doi: 10.11591/ijpeds.v9.i4.pp1823-1833.
- [6] P. Barret, Régimes transitoires des machines tournantes électriques / Philippe Barret ; préface de Maurice Magnien, 2e édition revue et Corrigée. in Appartient à la collection : Collection de la Direction des études et recherches d'Electricité de France. ESE : 2. Paris : Eyrolles.
- [7] S. Hajji, « Modélisation, observation et commande de la machine asynchrone ».
- [8] H. L.Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », lorrient, 1999.
- [9] K. Ilyes, « Commande vectorielle indirecte de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série », Ecole Nationale Polytechnique El Harrach, Alger, Algérie, 2015.
- [10] A. Boubakeur *et al.*, « commande de la machine a induction par les techniques de l'intelligence artificielle ».
- [11] A. Ahmed, « Real Time Implementation of Fuzzy Logic Based Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor », *ELECTROTECHNICAL REVIEW*, vol. 1, n° 2, p. 102-105, févr. 2023, doi: 10.15199/48.2023.02.16.
- [12] M. M. A. Alakkad, Md. H. N. Talib, Z. Rasin, J. Mat Lazi, M. H. Md. Jamal, et Z. Mat Isa, « Overview: Model predictive control techniques for controlling induction motor based on vector control », *IJPEDS*, vol. 15, n° 4, p. 2049, déc. 2024, doi: 10.11591/ijpeds.v15.i4.pp2049-2057.
- [13] S. R. Shah, S. V. Jain, R. N. Patel, et V. J. Lakhera, « CFD for Centrifugal Pumps: A Review of the State-of-the-Art », *Procedia Engineering*, vol. 51, p. 715-720, 2013, doi: 10.1016/j.proeng.2013.01.102.
- [14] C. Santolaria Morros, J. M. Fernández Oro, et K. M. Argüelles Díaz, « Numerical modelling and flow analysis of a centrifugal pump running as a turbine: Unsteady flow

## Bibliographie

---

structures and its effects on the global performance », *Numerical Methods in Fluids*, vol. 65, n° 5, p. 542-562, févr. 2011, doi: 10.1002/fld.2201.

[15] D. Homa et W. Wróblewski, « Modelling of flow with cavitation in centrifugal pump », *J. Phys.: Conf. Ser.*, vol. 530, p. 012032, août 2014, doi: 10.1088/1742-6596/530/1/012032.

[16] L. Gevorkov, V. Vodovozov, et Z. Raud, « Simulation study of the pressure control system for a centrifugal pump », in *2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, Riga, Latvia: IEEE, oct. 2016, p. 1-5. doi: 10.1109/RTUCON.2016.7763086.

[17] khodjet -kesba Omar, « impact de l'erosion de cavitation sur le comportement hydrodynamique et la chute des performances d'une pompe centrifuge », cole nationale polytechnique Département de l'hydraulique.

[18] J. Ramakrishnan et C. N. Ravi, « Optimization of passive filter components through active filtering of current ripple reduction in an inverter », *IJPEDS*, vol. 13, n° 1, p. 298, mars 2022, doi: 10.11591/ijpeds.v13.i1.pp298-308.

[19] G. Anitha, K. Krishnaveni, et G. Yesuratnam, « SVPWM technique for 3-ph 6-switch and 3-ph 4-switch inverters - a comparison », *IJPEDS*, vol. 15, n° 4, p. 2334, déc. 2024, doi: 10.11591/ijpeds.v15.i4.pp2334-2343.

[20] D. C. Pham, « Modeling and simulation of two level three-phase voltage source inverter with voltage drop », in *2017 Seventh International Conference on Information Science and Technology (ICIST)*, Da Nang, Vietnam: IEEE, avr. 2017, p. 317-322. doi: 10.1109/ICIST.2017.7926777.

[21] A. Almaktoof, « Modeling and Simulation of Three-Phase Voltage Source Inverter Using a Model Predictive Current Control », *IJIMT*, vol. 5, n° 1, 2014, doi: 10.7763/IJIMT.2014.V5.477.

[22] E. A. Mahrous, N. A. Rahim, et W. P. Hew, « Three-phase three-level voltage source inverter with low switching frequency based on the two-level inverter topology », *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, n° 4, p. 637-641, juill. 2007, doi: 10.1049/iet-epa:20060280.

[23] J. Andino, P. Ayala, J. Llanos-Proano, D. Naunay, W. Martinez, et D. Arcos-Aviles, « Constrained Modulated Model Predictive Control for a Three-Phase Three-Level Voltage Source Inverter », *IEEE Access*, vol. 10, p. 10673-10687, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3144669.

[24] P. Sahu, D. Verma, et S. Nema, « Physical design and modelling of boost converter for maximum power point tracking in solar PV systems », in *2016 International Conference on Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, Bhopal, India: IEEE, 2016, p. 10-15. doi: 10.1109/ICEPES.2016.7915898.

[25] M. B. Habiba, « etude, conception, dimensionnement et realisation pratique d'un hacheur parallele pour une source photovoltaïque ».

[26] S. Bououden, O. Hazil, S. Filali, et M. Chadli, « Modelling and model predictive control of a DC-DC Boost converter », in *2014 15th International Conference on Sciences and*

Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), Hammamet, Tunisia: IEEE, déc. 2014, p. 643-648. doi: 10.1109/STA.2014.7086663.

[27] Belhaouchet Nouri, « La commande dead beat à hystérésis appliquée à l'onduleur et au Hacheur AC PWM : Etude par simulation », universite ferhat abbas - setif ufas (algerie).

[28] B.Nicolas, « Contribution à la commande des convertisseurs statiques », INP Toulouse, 1996.

[29] N. Belhaouchet, S. Begag, et L. Rahmani, « A Digital Hysteresis current controller for three phase shunt active power filter », 2007.

## Chapitre II

[1] S. A. B. Ahmad Tarusan, A. Jidin, et M. L. M. Jamil, « The simulation analysis of torque ripple reduction by using optimal voltage vector in DTC fed by five-level CHB inverter », *IJECS*, vol. 20, n° 3, p. 1665, déc. 2020, doi: 10.11591/ijeeecs.v20.i3.pp1665-1676.

[2] S. Abouda, F. Nollet, A. Chaari, N. Essounbouli, et Y. Koubaa, « Direct torque control of induction motor pumping system fed by a photovoltaic generator », in *2013 International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, Hammamet, Tunisia: IEEE, mai 2013, p. 404-408. doi: 10.1109/CoDIT.2013.6689579.

[3] Dr A.meroufel, « contrôle de la machine asynchrone commande vectorielle,commande scalaire , commande direct du couple », SIdi bellabes, 2008.

[4] D. Swierczynski et M. P. Kazmierkowski, « Direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM)-simulation and experimental results », in *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*, Sevilla, Spain: IEEE, 2002, p. 751-755. doi: 10.1109/IECON.2002.1187601.

[5] H. Zekraoui, T. Ouchbel, et M. L. El Hafyani, « Comparative study of wind turbine emulator control using an asynchronous motor: IRFOC and DTC », *IJECS*, vol. 36, n° 1, p. 174, oct. 2024, doi: 10.11591/ijeeecs.v36.i1.pp174-187.

[6] H. Ziane, J. M. Retif, et T. Rekioua, « Fixed-switching-frequency DTC control for PM synchronous machine with minimum torque ripples », *Can. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 33, n° 3/4, p. 183-189, 2008, doi: 10.1109/CJECE.2008.4721636.

[7] H. Ziane, J. M. Retif, et T. Rekioua, « Fixed-switching-frequency DTC control for PM synchronous machine with minimum torque ripples », *Can. J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 33, n° 3/4, p. 183-189, 2008, doi: 10.1109/CJECE.2008.4721636.

[8] B. Housseini, « COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE ».

[9] S. Hajji, « Modélisation, observation et commande de la machine asynchrone ».

[10] C. Cabal, « Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque ».

## Bibliographie

---

- [11] H. M. Abd Alhussain et N. Yasin, « Modeling and simulation of solar PV module for comparison of two MPPT algorithms (P&O & INC) in MATLAB/Simulink », *IJECS*, vol. 18, n° 2, p. 666, mai 2020, doi: 10.11591/ijeeecs.v18.i2.pp666-677.
- [12] F. Oudiai, K. Lagha-Menouer, A. H. Arab, et R. Zirmi, « Commande MPPT et Contrôle d'un Système Photovoltaïque par Incrémentation de la Conductance ».
- [13] C. Cabal, « Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque ».
- [14] H. Abbes, H. Abid, K. Loukil, A. Toumi, et M. Abid, « Etude comparative de cinq algorithmes de commande MPPT pour un système photovoltaïque », *J. Ren. Energies*, vol. 17, n° 3, oct. 2023, doi: 10.54966/jreen.v17i3.458.
- [15] BENOTMANE YASSINE, « Commande MPPT à base de la logique floue appliquée à un Système Photovoltaïque », Tlemcen, 2020.
- [16] *IEEE Guide for Array and Battery Sizing in Stand-Alone Photovoltaic (PV) Systems*. doi: 10.1109/IEEESTD.2008.4518937.

## Chapitre III

- [1] H. L.Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », lorrient, 1999.
- [2] F. Chevrie et F. Guély, *Cahier technique n° 191.La logique floue.* in groupe Schneider.
- [3] E. H. E. Bayoumi, « Stator resistance estimator for direct torque control of permanent magnet synchronous motor drive systems using multi-resolution analysis wavelet », *IJIED*, vol. 1, n° 3, p. 191, 2014, doi: 10.1504/IJIED.2014.064092.
- [4] M. T. Cao, « COMMANDE NUMÉRIQUE DE MACHINES ASYNCHRONES PAR LOGIQUE FLOUE ».
- [5] Jelena Godjevac, *Idées nettes sur la logique floue.*
- [6] A. Ahmed, « Real Time Implementation of Fuzzy Logic Based Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor », *ELECTROTECHNICAL REVIEW*, vol. 1, n° 2, p. 102-105, févr. 2023, doi: 10.15199/48.2023.02.16.
- [7] N. Farah, M. H. N. Talib, Z. Ibrahim, J. M. Lazi, et M. Azri, « Self-tuning Fuzzy Logic Controller Based on Takagi-Sugeno Applied to Induction Motor Drives », *IJPEDS*, vol. 9, n° 4, p. 1967, déc. 2018, doi: 10.11591/ijpeds.v9.i4.pp1967-1975.
- [8] L. Farah, A. Haddouche, et A. Haddouche, « Comparison between proposed fuzzy logic and ANFIS for MPPT control for photovoltaic system », *IJPEDS*, vol. 11, n° 2, p. 1065, juin 2020, doi: 10.11591/ijpeds.v11.i2.pp1065-1073.
- [9] M. S. A. Cheikh, C. Larbes, G. F. T. Kebir, et A. Zerguerras, « Maximum power point tracking using a fuzzy logic control scheme ».
- [10] BENOTMANE YASSINE, « Commande MPPT à base de la logique floue appliquée à un Système Photovoltaïque », Tlemcen, 2020.

## Bibliographie

---

- [11] D. Ahmed, M. Bendjebar, et A. Belaidi, « DTC hybrid by different techniques of observation with Artificial Neuronal Network (ANN) for induction machine drives », *IJPEDS*, vol. 10, n° 2, p. 697, juin 2019, doi: 10.11591/ijpeds.v10.i2.pp697-708.
- [12] M. Pietrzak-David, « Application des Réseaux Neuronaux à la Commande en Vitesse d'une Charge Mécanique entraînée par Machine Asynchrone ».
- [13] R. B. Malidarre, I. Akkurt, P. B. Malidarreh, et S. Arslankaya, « Investigation and ANN-based prediction of the radiation shielding, structural and mechanical properties of the Hydroxyapatite (HAP) bio-composite as artificial bone », *Radiation Physics and Chemistry*, vol. 197, p. 110208, août 2022, doi: 10.1016/j.radphyschem.2022.110208.
- [14] D. Nadia, « Modélisation et optimisation du fonctionnement d'un générateur photovoltaïque par des techniques ».
- [15] I. Akkurt, P. Boodaghi Malidarreh, et R. Boodaghi Malidarre, « Simulation and prediction of the attenuation behaviour of the KNN–LMN–based lead-free ceramics by FLUKA code and artificial neural network (ANN)–based algorithm », *Environmental Technology*, vol. 44, n° 11, p. 1592-1599, mai 2023, doi: 10.1080/09593330.2021.2008017.
- [16] D. Benazzouz, M. Amrani, et S. Adjerid, « Back-Propagation Algorithm Used for Tuning Parameters of ANN to Supervise a Compressor in a Pharmaceutical Industry », *AJIS*, vol. 2, n° 4, p. 60-65, août 2012, doi: 10.5923/j.ajis.20120204.05.
- [17] H. Ghritlahre, « Development of Feed-Forward Back-Propagation Neural Model to Predict the Energy and Exergy Analysis of Solar Air Heater », *Tr Ren Energy*, vol. 4, n° 2, p. 213-235, déc. 2018, doi: 10.17737/tre.2018.4.2.0078.
- [18] N. Walia, H. Singh, et A. Sharma, « ANFIS: Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System-A Survey », *IJCA*, vol. 123, n° 13, p. 32-38, août 2015, doi: 10.5120/ijca2015905635.
- [19] S. Arslankaya, « Comparison of performances of fuzzy logic and adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS) for estimating employee labor loss », *Journal of Engineering Research*, vol. 11, n° 4, p. 469-477, déc. 2023, doi: 10.1016/j.jer.2023.100107.
- [20] M. B. Nejad, S. M. Ghamari, et H. Mollaee, « Adaptive neuro-fuzzy inference systems controller design on Buck converter », *The Journal of Engineering*, vol. 2023, n° 10, p. e12316, oct. 2023, doi: 10.1049/tje2.12316.
- [21] Y. Lahiouel, S. Latreche, et M. Khemliche, « ANFIS based method for faults detection in the photovoltaic system », *IJECS*, vol. 32, n° 2, p. 773, nov. 2023, doi: 10.11591/ijeecs.v32.i2.pp773-786.
- [22] I. P. Okokpuij et J. E. Sinebe, « An Overview of the Study of ANN-GA, ANN-PSO, ANFIS-GA, ANFIS-PSO and ANFIS-FCM Predictions Analysis on Tool Wear During Machining Process », *JESA*, vol. 56, n° 2, p. 269-280, avr. 2023, doi: 10.18280/jesa.560212.
- [23] F. Belhachat, C. Larbes, L. Barazane, et S. Kharzi, « Commande neuro-floue d'un hacheur MPPT », 2007.
- [24] K. K. Mandal et N. Chakraborty, « Closure of “Differential evolution technique-based short-term economic generation scheduling of hydrothermal systems” by K.K. Mandal, N.

## Bibliographie

---

Chakraborty », *Electric Power Systems Research*, vol. 147, p. 313-314, juin 2017, doi: 10.1016/j.epsr.2016.02.019.