UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

ÉTUDE COMPARATIVE DE LA COMMANDE VECTORIELLE, FLOUE ET QUANTIQUE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTÉ PAR LE SYSTÈME HYBRIDE ÉOLIEN-SOLAIRE AVEC DES CELLULES PHOTOVOLTAÏQUES ET THERMOPHOTOVOLTAÏQUES

THESE PRESENTEE

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DU DOCTORAT EN GENIE ÉLECTRIQUE

PAR

MOUHAMADOU MOUSTAPHA DIOP

JUILLET 2026

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire, de cette thèse ou de cet essai a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire, de sa thèse ou de son essai.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire, cette thèse ou cet essai. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire, de cette thèse et de son essai requiert son autorisation.

DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (Ph. D.)

Direction de recherche :

Adam W. Skorek	directeur de recherche

Jury d'évaluation :

Mohsen Kandidayeni, Ph. D.,	président du jury
Ahmed Lakhssassi, Ph. D.,	évaluateur externe
Jonathan Roy, Ph. D.,	évaluateur externe
Dania Dias Castillo	Représentante du doyen des études de l'UQTR

Thèse soutenue le 30-06-2026

Dédicace

À mes chers parents, je vous aime tellement...
À KN, une âme pure
À AB. D, CH.D ,M.D, MD,A.D,AM.D,ND.D
À AL.K
À PNC, Militaire un jour, militaire pour toujours
À M.D , G.N ,A.S
À la mémoire de BKDiagne et Ndeye Gaye

Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur Adam W. Skorek , mon directeur de thèse, pour sa confiance et son encadrement bienveillant tout au long de ce travail.

Ses conseils avisés, sa disponibilité constante, ainsi que la liberté qu'il m'a laissée dans mes recherches ont été des éléments déterminants dans l'aboutissement de cette thèse.

Je mesure avec reconnaissance la chance que j'aie eue de bénéficier de son accompagnement.

Je tiens également à exprimer ma gratitude envers mes collègues de laboratoire pour leur précieuse collaboration et leur soutien tout au long de cette recherche. Je remercie l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR) de m'avoir offert cette opportunité de recherche.

Je souhaite exprimer ma gratitude la plus sincère à mes parents, pour leur amour inconditionnel, leur soutien constant, et les valeurs qu'ils m'ont transmises. Leur confiance et leurs sacrifices silencieux ont été ma source de force et d'inspiration tout au long de ce parcours.

À mes frères et sœurs, merci pour votre présence rassurante, vos encouragements discrets mais puissants, et votre patience à toute épreuve. Vous avez toujours su trouver les mots justes pour me réconforter et me motiver, même dans les moments de doute.

Je remercie également mes amis, proches ou lointains, pour leur amitié fidèle, leur écoute bienveillante et les instants de légèreté partagés qui m'ont permis de garder l'équilibre durant ces années de travail intense. Vos encouragements m'ont été précieux à chaque étape de cette aventure.

RÉSUMÉ

Dans ce travail de thèse, nous proposons une stratégie de commande innovante d'une machine asynchrone, reposant à la fois sur l'intelligence artificielle et une nouvelle approche inspirée de la logique quantique, désignée sous l'acronyme **ALFQ** (Algorithme Logique Floue Quantique). Ces méthodes de commande sont comparées à la commande vectorielle conventionnelle, dans l'objectif de prédire la solution la plus performante en termes de rentabilité énergétique et de dynamique des machines.

Afin d'optimiser l'efficacité opérationnelle de notre système, un modèle numérique avancé, appelé jumeau numérique (digital twin), est développé. Ce modèle intelligent permet un suivi en temps réel des comportements prédictifs du modèle physique, facilitant l'analyse et la prise de décision dans un cadre de supervision industrielle.

L'ensemble du système est alimenté par une architecture hybride composée de sources photovoltaïques, éoliennes et de cellules thermo-photovoltaïqu**es**, renforçant la disponibilité énergétique et réduisant la complexité de gestion du contrôle. Une attention particulière est portée à la recherche et au développement de cellules radiatives nocturnes, avec l'ambition d'en améliorer la puissance et de proposer des familles de métaux adaptés pour la première conception de ces dernières.

En parallèle, cette thèse présente une approche performante pour le contrôle de l'acquisition des données énergétiques de la machine asynchrone dans un contexte Industrie 4.0. Un modèle virtuel intégrant les modèles à double cage et la résistance aux pertes fer est mis en place. À partir des données expérimentales, un algorithme de système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS) est implémenté pour estimer les pertes en temps réel. Cette modélisation permet de prédire les besoins en maintenance et de diagnostiquer les types de défauts susceptibles de survenir.

Abstract

In this doctoral research, we propose an innovative control strategy for an induction machine, based on both artificial intelligence and a new approach inspired by quantum logic, referred to by the acronym ALFQ (Adaptive Logic Fuzzy Quantum Algorithm). These control methods are compared to conventional vector control to predict the most effective solution in terms of energy efficiency and dynamic machine performance.

To optimize the operational efficiency of our system, an advanced numerical model called a digital twin is developed. This intelligent model enables real-time tracking of the predictive behaviors of the physical model, facilitating analysis and decision-making within an industrial supervision context.

The entire system is powered by a hybrid architecture composed of photovoltaic sources, wind energy, and thermophotovoltaic cells, thereby enhancing energy availability and simplifying system control. Particular attention is paid to the research and development of nocturnal radiative cells, with the ambition of improving their power output and proposing suitable metal families for their initial design.

In parallel, this thesis presents a high-performance approach to controlling data acquisition related to the energy consumption of the induction machine in the context of Industry 4.0. A virtual model integrating double-cage models and core loss resistance is implemented. Based on experimental data, an Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS) algorithm is used to estimate losses in real time. This modeling enables prediction of maintenance needs and diagnosis of potential fault types.

Table des matières

RÉSUMÉ 5
Chapitre 1 : INTRODUCTION 17
1.1- Problématique de recherche 17
1.2- Objectif de la thèse et contributions visées 18
1.3-Méthodologie de recherche 21
1.4-Organisation de la thèse 21
Chapitre 2 : La recherche bibliographie approfondie 23
2.1. Mots clés 23
2.2. Les bases de données 23
2.3. Gestion bibliographique 24
2.4. Le système solaire photovoltaïque 24
2.4.1. Fonctionnement et constitution d'un système photovoltaïque 24
2.4.2- Méthode perturbation & observation (P&O) 25
2.5. Cellule thermo-photovoltaïque 34
2.5.1. Dispositifs photovoltaïques et thermo-radiatifs 34
2.6. La commande vectorielle 38
2.6.1. Fondements et intérêt de la commande vectorielle 38
2.6.2. Typologies de la commande vectorielle à flux orienté : Confrontation des approches 38
2.6.3. Commande vectorielle directe (DFOC) : performances et limites 39
2.7. La commande floue 41
2.7.1. Principe de la logique floue 41
2.7.2. Base mathématique de la logique floue 42
2.7.3. Réglage et commande de la logique floue 44
2.7.4. Structure du régulateur flou 44
2.7.5. Fuzzification 45
2.7.6. Base de connaissance 45
2.7.7. Moteur d'inférence 46
2.7.8. Interface de défuzzification 47
2.8. Le moteur asynchrone 48
2.8.1. Généralité du moteur asynchrone (MAS) 48
2.8.2 a. *Le stator* 49
2.8.3. Avantages et inconvénients d'un moteur asynchrone 50
2.9. État de l'art critique de la commande des moteurs asynchrones par la logique floue 51
2.9.1. Structures de commande floue appliquées au moteur asynchrone 51
2.9.2. Apports et limites de la commande par logique floue 51
2.10. L'introduction de digital twin dans l'industrie 4.0 53
Chapitre3 : Recherche évaluation et choix d'outils informatiques 55
3.1. Critère de recherche 55
3.2. La revue des outils informatiques 56
3.3. Principaux outils utilisés pour la modélisation des moteurs asynchrones 56
Chapitre 4 : Modélisation et simulation 58
4.1. Description du système à modéliser 58
4.2. Modélisation du système 59
4.2.1. Modélisation du système thermo-photovoltaïque 59
4.2.2. Modèle de Circuit équivalent 60
4.2.3. Modélisation du système photovoltaïque 63
4.2.4. Modélisation de la chaine de conversion éolienne 71
4.2.5. Modélisation du convertisseur DC/AC 74
4.2.6. Modélisation du moteur asynchrone 119
4.2.6.1.Mise en équation du modèle de la machine 120
4.2.7. Commande vectorielle du moteur asynchrone 129
4.2.7.3. Détermination de $\boldsymbol{\omega s}$ et de $\boldsymbol{\theta s}$ 131

4.2.7.3.1. Régulation des courants 132
- Régulation du courant ***Id*** 132
4.2.7.3.2. Régulation du courant ***Iq*** 133
4.2.7.3.3. Régulation de la vitesse 133
4.3. Application du régulateur flou pour la commande du moteur asynchrone MAS 134
4.3.1. Choix des variables d'entrées et de sorties 135
4.3.2. Réglage de vitesse 136
4.4. Algorithme de recherche quantique basée sur la logique floue 136
4.4.1. Passage du régulateur de vitesse a quantique par l'équation de Schrödinger 137
4.4.2. Algorithme de recherche quantique 141
4.4.3. La nouvelle logique floue basée sur ALFQ 141
4.4.4. Gestion de l'énergie par la logique floue 143
4.5 Simulation et résultats 145
4.5.1. Schéma bloc de la commande vectorielle sous Simulink 146
4.5.2. Résultats de simulation de la commande vectorielle 146
4.6. Conclusion sur les résultats de la commande vectorielle 150
4.7. Résultats obtenus en utilisant la commande floue 150
4.8. Conclusion des résultats de la commande floue 154
4.9. Résultats avec l'application de l'algorithme quantique (cas contrôle de vitesse) 154
4.10. L'analyse harmonique des trois commandes 159
4.11. Conclusion comparative des 3 commandes 161
Chapitre 5 : Application des jumeaux numériques pour la machine asynchrone 163
5.1. Vue d'ensemble des techniques de modélisation des moteurs asynchrones (cas de simulation choisie : moteur à cage) 163
5.1.1. Modèle basé sur les circuits 164
5.1.2. Amélioration du modèle basé sur les circuits 167
5.1.3. Analyse par la méthode des éléments finis (MEF) 168
5.1.4. Modélisation thermique 171
5.2. Niveau d'intégration du jumeau numérique pour le moteur asynchrone 173
5.3. Méthode proposée pour l'intégration des jumeaux numériques 178
5.3.1. Entrainement du modèle ANFIS 180
5.4. Prédiction de défaillances des moteurs asynchrones 188
5.4.1. Détection de défauts basée sur le rendement 189
5.5. Conclusion 196
Chapitre 6 : Conclusion générale et perspectives 197
6.1. Conclusion générale 197
6.2. Perspectives de recherches 197
6.3. Annexes 198
6.3.1. Caractéristique cellule solaire 198
6.3.2. Caractéristique cellule radiative 199
6.3.3. Résultats simulation onduleur 3 niveaux 201
6.3.4. Résultats simulation du moteur asynchrone MAS sous Simulink 204
6.3.5. Logigramme Complet : Algorithme ANFIS 206
6.3.6. Paramètres 209
6.4. Références 210

LISTE DES FIGURES

Figure 1 : Structure de la conversion d'un système photovoltaïque 25
Figure 2 : super- condensateur [1] 25
Figure 3 : Algorithme de puissance perturbée [2] 26
Figure 4 : concept de contrôle de puissance constante [3] 27
Figure 5 : système de configuration du CPG [3] 27
Figure 6 : Algorithme de contrôle du système [3] 28
Figure 7 : simulation du système PV sans algorithme stable [3] 29
Figure 8 : Simulation du système PV avec algorithme stable [3] 29
Figure 9 : Contrôle un système photovoltaïque avec FLC 30
Figure 10 : la puissance de sortie du PV et du BOOST [4] 30
Figure 11 : les caractéristiques I–V et P–V du générateur photovoltaïque sous trois conditions d'irradiance différentes [55] 31
Figure 12 : P=f(T) et (I-V) des deux cellules [5] 36
Figure 13 : Schéma de principe de découplage du MAS montrant l'analogie avec le MCC 39
Figure 14 : Différentes formes des fonctions d'appartenance [15] 42
Figure 15 : Fonction d'appartenance [16] 43
Figure 16 : Schéma de principe d'un régulateur flou [17] 45
Figure 17 : Exemple d'inférence Max-Min (Mamdani) [19] 46
Figure 18 : Exemple d'inférence MAX- PRODUIT [19] 47
Figure 19 : Vue éclatée d'un moteur asynchrone 49
Figure 20 : Rotor à case d'écureuil [21] 49
Figure 21 : Modéle du systéme 58
Figure 22 : Circuit équivalent d'une cellule radiative (Phillips 2020) [28] 60
Figure 23 : Situation absorption et radiation des deux cellules 61
Figure 24 : La puissance radiative en fonction des bandes interdites 62
Figure 25 : Schéma électrique idéal d'un module photovoltaïque 64
Figure 26 : Modèle électrique réel de la cellule solaire photovoltaïque 65
Figure 27 : schéma photovoltaïque d'un module a une diode 66
Figure 28 : Modèle électrique a deux diodes avec résistance shunt de la cellule PV 67
Figure 29 : symbole d'un convertisseur DC-DC 68
Figure 30 : Schéma électrique d'un hacheur Buck 68
Figure 31 : Schéma électrique d'un hacheur Buck à K fermé 69
Figure 32 : Schéma électrique d'un hacheur Buck ouvert 69
Figure 33 : Schéma électrique d'un hacheur Boost: 70
Figure 34 : schéma électrique d'un Boost fermé: 70
Figure 35 : schéma électrique d'un hacheur Boost ouvert 71
Figure 36 : Représentation symbolique de la MSAP [23] 73
Figure 37 : diagramme vectorielle de Vref suivant les axes α et beta 78
Figure 38 : projection du vecteur de référence dans la région 1 du secteur 1 82
Figure 39 : projection du vecteur de référence dans la région 2 du secteur 1 84
Figure 40 : projection du vecteur de référence dans la région 4 du secteur 1 88
Figure 41 : Modèle vectoriel du rotor et stator[23] 121
Figure 42 : coupe symbole de la machine [23] 123

Figure 43 : figure de transformée [23] 123
Figure 44 : Schéma de couplage des axes d et q 130
Figure 45 : Découplage des axes d et q [29] 131
Figure 46 : Schéma d'un régulateur PI [29] 132
Figure 47 : Bloc de régulateur du courant Id 132
Figure 48 : Bloc de régulateur du courant Iq 133
Figure 49 : Bloc régulateur de vitesse 134
Figure 50 : Structure de floue sous MATLAB 135
Figure 51 : Surface caractéristique du régulateur floue 136
Figure 52 : structure de réglage floue de la vitesse 136
Figure 53 : Liaisons des équations classiques et quantiques 139
Figure 54 : Les fonctions d'inférences d'entrées et sortie 142
Figure 55 : Procédure proposée de conception d'un régulateur de vitesse flou optimal basé sur ALFQ 143
Figure 56 : Gestion de la batterie par logique floue 143
Figure 57 : Modéle de gestion de l'énergie 145
Figure 58 : Schéma bloc de la IFOC de SVM et de la MAS 146
Figure 59 : Evolution des flux 146
Figure 60 : Evolution des courants Id et Iq 147
Figure 61 : Évolution des couples Ce et Cr 148
Figure 62 : Évolution de la vitesse 149
Figure 63 : Évolution de la vitesse 151
Figure 64 : Évolution du couple 152
Figure 65 : Évolutions courants 153
Figure 66 : Réponses en vitesse par paliers et courants statoriques du moteur asynchrone lors du changement de vitesse de 74 à 147 rad/s :a)simulation sans charge 154
Figure 67 : Réponses en vitesse par paliers et courants statoriques du moteur asynchrone lors du changement de vitesse de 74 à 147 rad/s : b) simulation avec charge 155
Figure 68 : Réponses en rampe de la vitesse et courants statoriques du moteur asynchrone lors du changement de vitesse de 74 à 147 rad/s :a)sans charge 157
Figure 69 : Réponses en rampe de la vitesse et courants statoriques du moteur asynchrone lors du changement de vitesse de 74 à 147 rad/s : (b) Simulation avec une charge de 3,2 Nm 158
Figure 70 : Spectre harmonique du courant de phase ia Commande vectorielle 159
Figure 71 : Spectre harmonique du courant de phase ia Commande logique floue 160
Figure 72 : Spectre harmonique du courant de phase ia Commande logique floue quantique 160
Figure 73 : Schéma équivalent en étoile à l'état stationnaire pour le modèle à cage simple (a) et à double cage (b, c) 164
Figure 74 : Résultats expérimentaux comparés aux modèles à cage simple et double 166
Figure 75 : Modèle à double cage proposé avec résistance de pertes dans le noyau 167
Figure 76 : . Analyse MEF 3D du carter du moteur à l'aide de l'outil de simulation thermique de SOLIDWORKS : (a) visualisation du maillage, (b) distribution thermique. 171
Figure 77 : Réseau thermique du moteur asynchrone [49] 173
Figure 78 : Niveau d'intégration de la mise en œuvre du jumeau numérique pour les moteurs asynchrones dans l'Industrie 4.0 174
Figure 79 : Schéma de l'architecture ANFIS à deux entrées 179
Figure 80 : les étapes de l'intégration des JN 179

Figure 81 : Technique de calcul du jeu de données ANFIS proposé 180
Figure 82 : Pertes prédites par rapport aux pertes expérimentales pour les données d'entraînement. 183
Figure 83 : Pertes prédites par rapport aux pertes expérimentales pour les données de test. 184
Figure 84 : Application charge linéaire 185
Figure 85 : Charge non linéaire 187
Figure 86 : Méthode prédictive pour un moteur avec faute et normale 191
Figure 87 : analyse comparative des pertes dans un moteur asynchrone, en fonction du nombre de barres cassées dans le rotor 192
Figure 88 : Réseau proposé de diagnostic de défauts basé sur les pertes dans les moteurs asynchrones 195
Figure 89 : Tension de sortie de l'onduleur Vab onduleur 3 niveaux 201
Figure 90 : Tension de sortie de l'onduleur Vbc onduleur 3 niveaux 202
Figure 91 : Tension de sortie de l'onduleur Vac onduleur 3 niveaux 202
Figure 92 : Tensions de sortie de l'onduleur Va, Vb et Vc onduleur 2 niveaux mémoire Diop2021 203
Figure 93 : Schéma bloc du MAS sous simulink 204
Figure 94 : La vitesse de la MAS avec une charge 204
Figure 95 : Le couple électromagnétique 205
Figure 96 : Variation du courant id du MAS 205
Figure 97 : Variation du courant iq du MAS 205

LISTE DES ÉQUATIONS

Équation (1) 28
Équation (2) 35
Équation (3) 36
Équation (4) 36
Équation (5) 36
Équation (6) 42
Équation (7) 43
Équation (8) 43
Équation (9) 43
Équation (10) 43
Équation (11) 43
Équation (12) 44
Équation (13) 44
Équation (14) 44
Équation (15) 45
Équation (16) 46
Équation (17) 46
Équation (18) 48
Équation (19) 48
Équation (20) 50
Équation (21) 50
Équation (22) 50
Équation (23) 59
Équation (24) 59
Équation (25) 59
Équation (26) 60
Équation (27) 60
Équation (28) 60
Équation (29) 61
Équation (30) 64
Équation (31) 64
Équation (32) 65
Équation (33) 65
Équation (34) 65
Équation (35) 65
Équation (36) 65
Équation (37) 65
Équation (38) 65
Équation (39) 66
Équation (40) 66
Équation (41) 67
Équation (42) 67
Équation (43) 67
Équation (44) 67
Équation (45) 67
Équation (46) 69
Équation (47) 69
Équation (48) 69
Équation (49) 69

Équation (50) 69
Équation (51) 69
Équation (52) 70
Équation (53) 70
Équation (54) 70
Équation (55) 71
Équation (56) 71
Équation (57) 71
Équation (58) 71
Équation (59) 71
Équation (60) 71
Équation (61) 71
Équation (62) 73
Équation (63) 73
Équation (64) 129
Équation (65) 129
Équation (66) 129
Équation (67) 129
Équation (68) 129
Équation (69) 130
Équation (70) 130
Équation (71) 131
Équation (74) 131
Équation (75) 131
Équation (76) 131
Équation (77) 132
Équation (78) 132
Équation (79) 132
Équation (80) 132
Équation (81) 132
Équation (82) 133
Équation (83) 133
Équation (84) 133
Équation (85) 134
Équation (86) 134
Équation (87) 134
Équation (88) 134
Équation (89) 134

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Température des deux réservoirs 35
Tableau 2 : Avantages et inconvénients de la MAS 50
Tableau 3 : Résumé des Logiciels de Modélisation pour Moteurs Asynchrones 57
Tableau 4 : Paramètres de la cellule thermo-radiative 61
Tableau 5 : Éléments et molécules chimiques avec faible bande interdite 63
Tableau 6 : Table de vérité de l'onduleur de tension triphasé NPC à trois niveaux 80
Tableau 7 : Les expressions analytiques du temps de commutation pour le vecteur de tension dans les différents secteurs et régions 90
Tableau 8 : Matrice d'inférences des règles floues 135
Tableau 9 : Les règles floues proposée au système 145
Tableau 10 : Indicateurs Flux φd, φq (découplage) 146
Tableau 11 : Indicateurs des Courants id, iq 147
Tableau 12 : Indicateurs Couple électromagnétique Ce / couple résistant Cr 148
Tableau 13 : Indicateurs Suivi de vitesse ω(t) 149
Tableau 14 : Analyse de sensibilité à la variation de la résistance rotorique Rr 150
Tableau 15 : Indicateurs de performance de la vitesse (commande floue) 151
Tableau 16 : Indicateurs du couple électromagnétique (commande floue) 152
Tableau 17 : Indicateurs des courants i_d et i_q (commande floue) 153
Tableau 18 : Indicateurs Réponse en vitesse par paliers (sans charge) 155
Tableau 19 : Indicateurs Réponse en vitesse par paliers (avec charge) 156
Tableau 20 : Indicateurs Réponse en rampe (sans charge) 157
Tableau 21 : Indicateurs Réponse en rampe (avec charge) 158
Tableau 22 : Comparaison du THD du courant de phase i_a selon la commande 159
Tableau 23 : Erreurs associées en courant et couple des 2 modèles 165
Tableau 24 : Expressions mathématiques des principales pertes dans un moteur asynchrone à cage d'écureuil (MAS) 168
Tableau 25 : Analyse thermique par éléments finis à l'aide de SOLIDWORKS 170
Tableau 26 : Processus de modélisation thermique du moteur pour le jumeau numérique 175
Tableau 27 : Tableau comparatif des méthodes de modélisation des moteurs asynchrones 177
Tableau 28 : Expression des pertes en fonction des grandeurs mesurées 181
Tableau 29 : Spécifications des paramètres du modèle ANFIS utilisé 182
Tableau 30 : Défauts d'un moteur asynchrone 189
Tableau 31 : pertes dans un moteur asynchrone en fonction du nombre de barres cassées dans le rotor 193

Liste des abréviations, sigles et acronymes

Abréviation	Description
PV	Photovoltaïque
CC	Courant continu
CA	Courant alternatif
PV	Puissance fournie par le vent (W)
Pt	Puissance de la turbine éolienne (W)
ℓ	Masse volumique de l'air (kg/m³)
S	Surface balayée par la turbine éolienne (m²)
V	Vitesse du vent (m/s)
Ωt	Vitesse angulaire de la turbine éolienne (rad/s)
Cp	Coefficient de puissance
Ct	Couple de la turbine
Cem	Couple électromagnétique
P	Nombre de paires de pôles
W	Vitesse du rotor (rad/s)
E_a, E_β, Ec	f.é.m induites dans les enroulements de phase du stator
I_a, I_β, Ic	Courants de phase de la machine (A)
V_a, V_β, Vc	Tensions d'alimentation des enroulements statoriques a, b, c (V)
R	Résistance d'une phase statorique (Ω)
i_a, i_β, ic	Courants statoriques (A)
Φ_a, Φ_β, Φc	Flux total traversant les enroulements (a, b, c) (Wb)
$[V_s]$	Matrice des tensions statoriques (V)
$[i_s]$	Matrice des courants statoriques (A)
$[Vdq]$	Matrice des tensions statoriques dans les axes d-q du repère de Park
$[idq]$	Matrice des courants statoriques dans les axes d-q du repère de Park
Ld, Lq	Inductances statoriques (axes d et q)
Φf	Flux des aimants permanents
ωr	Vitesse rotorique (rad/s)
Vm	Valeur max de la tension redressée
I	Courant délivré par le module
Iph	Photo courant
Id	Courant de diode

Abréviation	Description
Ish	Courant shunt
Ta	Température ambiante
Noct	Température nominale de fonctionnement (45°C)
EG	Irradiation solaire
P1, P2, P3, P4	Paramètres
Eref	Irradiation de référence 1000 W/m²
Tj	Température de la cellule
Tref	Température de référence 25°C
Eg	Énergie de gap pour le silicium cristallin 1.12 eV
A	Facteur d'idéalité de la jonction
N	Nombre de cellules en série (72)
Rs	Résistance série
Rp	Résistance parallèle
Rsh	Résistance shunt
Q	Charge de l'électron $1{,}6\times10^{-19}$ C
K	Constante de Boltzmann $1{,}38\times10^{-23}$ J/K
Isc	Courant de court-circuit
Im	Courant à puissance maximale
Vm	Tension à puissance maximale
Voc	Tension en circuit ouvert

Chapitre 1 : INTRODUCTION

1.1- Problématique de recherche

Pendant plusieurs décennies, le moteur à courant continu (MCC) a occupé une place prépondérante dans les entraînements industriels à vitesse et à position variables. Cette prédominance s'expliquait par la simplicité de son principe de fonctionnement, ses performances statiques et dynamiques élevées, ainsi que par la facilité de régulation de son couple à travers le contrôle du courant d'induit [1].

Cependant, l'utilisation du MCC a progressivement décliné, principalement en raison de la fragilité de son système balais–collecteur, qui limite la puissance et la vitesse maximales tout en augmentant significativement les coûts de maintenance. Parallèlement, les avancées majeures en microélectronique, en électronique de puissance, en informatique industrielle et dans les matériaux magnétiques ont favorisé l'essor des moteurs à courant alternatif, lesquels se sont imposés dans de nombreuses applications industrielles telles que la robotique, les servomécanismes et les systèmes d'entraînement à haute performance.

Dans ce contexte, le moteur asynchrone (MAS) s'est imposé comme la solution la plus largement utilisée pour les variateurs de vitesse, en raison de sa robustesse, de son faible coût et de sa fiabilité. Toutefois, contrairement au MCC, le MAS présente une structure intrinsèquement non linéaire : le même courant statorique intervient simultanément dans la production du flux et du couple électromagnétique. Ce couplage naturel rend la commande du MAS plus complexe, car toute variation du couple influence directement le flux, ce qui dégrade les performances dynamiques et complique l'élaboration de lois de commande efficaces [10] [11] [12].

Afin de pallier cette difficulté, la commande vectorielle, introduite par Hasse en 1969 puis formalisée par Blaschke en 1972, a permis de découpler artificiellement le flux et le couple, conférant au MAS un comportement dynamique proche de celui du MCC. Malgré son efficacité, cette stratégie repose sur une connaissance précise des paramètres du moteur. Or, ces paramètres varient avec le temps, la température, les conditions de charge et le vieillissement, ce qui affecte la robustesse de la commande et limite ses performances en présence de perturbations et d'incertitudes [3] [27] [28] [29] [30].

Ces limitations inhérentes aux commandes classiques ont motivé le recours à des approches de commande avancées capables de mieux gérer les non-linéarités, les incertitudes paramétriques et les perturbations externes. Dans cette optique, les techniques issues de l'intelligence artificielle, notamment la commande par logique floue, ont démontré une capacité remarquable à améliorer la robustesse et la flexibilité des systèmes d'entraînement électriques. Toutefois, bien que performantes, les commandes floues classiques peuvent présenter certaines limites en termes de rapidité de convergence et d'optimalité globale.

C'est dans ce cadre que la commande floue quantique apparaît comme une évolution naturelle, combinant les capacités d'adaptation de la logique floue avec les principes de l'informatique quantique, afin d'accroître la rapidité de décision, la robustesse et les performances globales du système de commande. L'introduction de cette approche vise ainsi à dépasser les limites des

stratégies conventionnelles et intelligentes classiques dans le contrôle des machines asynchrones.

Par ailleurs, l'amélioration de l'efficacité énergétique des systèmes d'entraînement ne dépend pas uniquement des lois de commande, mais également de la qualité et de la continuité de la source d'alimentation. L'intégration des énergies renouvelables constitue une solution prometteuse, bien que leur caractère intermittent complique leur exploitation directe pour l'alimentation de charges dynamiques. Les systèmes hybrides solaire–éolien ont été largement étudiés dans la littérature, mais leur mise en œuvre nécessite des stratégies de gestion d'énergie complexes ainsi que des dispositifs de stockage, en particulier les batteries [24] [33] [34] [35].

Grâce aux propriétés physiques des cellules thermo-photovoltaïques, capables de produire de l'énergie même en l'absence de rayonnement solaire direct [7][9][15][16], l'intégration de ces dispositifs au sein de systèmes hybrides permet d'augmenter la puissance disponible tout en simplifiant la stratégie de commande des sources. Dans ce travail, un nouveau système hybride solaire–éolien–thermo-photovoltaïque est proposé afin d'améliorer la continuité énergétique et les performances globales de l'entraînement électrique.

Enfin, au-delà de la commande et de l'alimentation, la supervision et l'optimisation du fonctionnement des machines électriques sur l'ensemble de leur cycle de vie constituent un enjeu majeur pour l'industrie moderne. À cet égard, le concept de jumeau numérique (Digital Twin), introduit par Grieves en 2002 dans le cadre de la gestion du cycle de vie des produits (PLM), offre un cadre innovant permettant de reproduire fidèlement le comportement d'un système physique à l'aide d'un modèle numérique évolutif.

L'intégration d'un jumeau numérique appliqué au moteur asynchrone permet ainsi d'assurer une surveillance en temps réel, une maintenance prédictive et une amélioration continue de l'efficacité énergétique. Dans le contexte de l'industrie 4.0, cette approche constitue un levier stratégique pour optimiser les performances des machines dynamiques, réduire les temps d'arrêt et améliorer la fiabilité globale des installations industrielles.

1.2- Objectif de la thèse et contributions visées

L'objectif principal de ce travail est d'appliquer les techniques d'intelligence artificielle et de l'informatique quantique à la commande d'un moteur asynchrone alimenté par un système hybride solaire–éolien intégrant des cellules thermo-radiatives, tout en assurant son entraînement et sa supervision à l'aide d'un modèle de jumeau numérique.

Afin de mieux structurer cet objectif général, il est décliné en quatre objectifs spécifiques, à savoir :

Objectif Spécifiques :

1. Augmenter la puissance de sortie d'une source hybride (solaire–éolien) en intégrant des cellules thermo-radiatives, afin d'alimenter efficacement une charge dynamique.

Le premier objectif de cette recherche vise à maximiser la puissance de sortie d'un système hybride combinant énergie solaire et énergie éolienne, grâce à l'intégration de cellules thermo-radiatives. Ces cellules exploitent le rayonnement thermique résiduel pour générer de l'électricité même en l'absence de lumière solaire directe, ce qui permet de compenser les

fluctuations inhérentes aux sources renouvelables intermittentes. L'optimisation de la puissance délivrée par cette source hybride est cruciale pour alimenter des charges dynamiques, telles que des moteurs asynchrones, dont la demande en énergie varie rapidement. Cette approche technique nécessite une modélisation précise des interactions entre les différentes sources d'énergie, l'évaluation des profils de charge et la mise en œuvre de stratégies de régulation afin d'assurer un flux énergétique stable et un rendement maximal du système global. L'objectif s'inscrit également dans le cadre d'une intégration avec des algorithmes de commande avancés basés sur l'intelligence artificielle et le jumeau numérique, permettant une supervision en temps réel et une amélioration continue des performances du moteur.

2. Appliquer l'intelligence artificielle pour découpler les grandeurs de contrôle d'une machine dynamique

Le deuxième objectif consiste à utiliser des méthodes d'intelligence artificielle pour améliorer la commande des machines dynamiques, telles que les moteurs asynchrones, en permettant le découplage efficace des grandeurs de contrôle. Dans un moteur asynchrone, le couple et le flux magnétique sont intrinsèquement couplés, ce qui complique la régulation directe des performances dynamiques. L'intégration de techniques d'intelligence artificielle, telles que les réseaux de neurones, les systèmes de logique floue ou les algorithmes d'apprentissage automatique, permet d'identifier en temps réel les relations non linéaires entre les variables du système et de générer des lois de commande optimisées. Cette approche facilite le contrôle indépendant du flux et du couple, améliore la réponse dynamique du moteur et réduit la sensibilité aux perturbations et variations paramétriques. Elle constitue également une étape clé pour l'intégration avec des systèmes hybrides d'alimentation et des modèles numériques de supervision, garantissant une performance optimale dans des conditions de fonctionnement variables et complexes.

3. Appliquer l'informatique quantique pour améliorer la performance du méthode découplage.

Le troisième objectif de cette recherche vise à exploiter les méthodes issues de l'informatique quantique afin d'améliorer la performance des stratégies de découplage dans le contrôle des machines dynamiques. Les algorithmes quantiques offrent un potentiel de calcul exponentiellement supérieur pour résoudre des problèmes d'optimisation complexes et traiter des systèmes non linéaires à grande dimension. En appliquant ces techniques au découplage du couple et du flux dans les moteurs asynchrones, il devient possible de générer des lois de commande optimisées avec une précision et une rapidité accrue, surpassant les limitations des méthodes classiques. Cette approche permet de réduire les temps de réponse, d'améliorer la stabilité et la robustesse du système face aux perturbations et variations paramétriques, et de renforcer l'efficacité globale du moteur lorsqu'il est alimenté par des sources hybrides intermittentes. L'intégration de l'informatique quantique avec des modèles numériques et des stratégies de commande intelligentes constitue ainsi une avancée majeure pour le contrôle des machines dynamiques dans le cadre de l'industrie 4.0.

4. Étudier la prédiction de fonctionnement de la machine dynamique en utilisant le concept de jumeau numérique.

Le quatrième objectif consiste à exploiter le concept de jumeau numérique pour prédire le comportement et le fonctionnement des machines dynamiques, telles que les moteurs asynchrones. Le jumeau numérique permet de créer une réplique virtuelle du système physique, capable de simuler en temps réel ses réponses aux différentes conditions de charge, aux perturbations et aux variations paramétriques. Cette approche offre la possibilité de surveiller l'état opérationnel du moteur, d'anticiper les défaillances potentielles et d'optimiser les performances globales grâce à une supervision continue.

Contributions envisagées :

1. Mettre en place dans la littérature le premier système hybride solaire-éolien avec les cellules radiatives contrôlée par la logique floue.

La première contribution de ce travail consiste à concevoir et à mettre en œuvre, pour la première fois dans la littérature, un système hybride combinant énergie solaire et énergie éolienne, enrichi par l'intégration de cellules thermo-radiatives, et contrôlé par une stratégie de logique floue. Ce système vise à compenser les fluctuations inhérentes aux sources renouvelables intermittentes, en optimisant la production énergétique en temps réel. La commande par logique floue permet d'adapter de manière dynamique la distribution de la puissance entre les différentes sources et la charge, en tenant compte des variations instantanées de l'irradiation solaire, de la vitesse du vent et de la demande de la charge.

2.Découpler le flux et le couple de la machine tournante en appliquant la commande floue quantique.

La deuxième et dernière contribution de ce travail porte sur le découplage efficace des grandeurs de contrôle du moteur asynchrone, à savoir le flux et le couple, en utilisant une stratégie de commande combinant logique floue et informatique quantique. Cette approche permet de traiter les non-linéarités et les incertitudes du modèle dynamique de la machine, tout en assurant une régulation indépendante du flux et du couple. L'intégration des algorithmes quantiques améliore la vitesse de calcul et la précision des commandes, tandis que la logique floue assure une adaptabilité aux variations paramétriques et aux perturbations externes. Cette contribution permet ainsi d'optimiser la dynamique de la machine, d'améliorer sa stabilité et de renforcer l'efficacité globale du système dans des conditions de fonctionnement variables, en particulier lorsque la machine est alimentée par des sources hybrides intermittentes.

1.3-Méthodologie de recherche

Le travail de recherche se décompose en plusieurs étapes, que l'on peut résumer brièvement comme suit :

TASK NAME	TASK START DATE	TASK END DATE
L'étude bibliographique approfondie pour une meilleure compréhension de l'état de l'art	20/01/2021	01/05/2021
Recherches, évaluations et choix des outils informatiques	20/01/2021	01/05/2021
Rédaction d'un pré-rappport	03/03/2021	31/08/2021
Modélisation des systèmes solaire, éolien et les cellules radiatives	20/08/2021	20/10/2021
Études des caractéristiques des cellules	20/01/2021	01/05/2021
Mettre le modèle de source hybride sur SIMULINK	25/11/2021	10/01/2022
Prouver le rendement du système source en termes de puissance	13/01/2022	30/01/2022
Adopter le contrôle floue pour le contrôle et la gestion de cette source hybride et déterminer le rendement en termes de puissance.	01/02/2022	01/04/2022
Rédaction article scientifique	23/05/2022	20/05/2023
Modélisation du convertisseur multiniveau et le moteur asynchrone	30/05/2022	30/06/2022
Faire la commande MLI vectoriel du convertisseur	30/05/2022	30/06/2022
Faire la commande vectorielle indirecte a rotor orienté du moteur avec la source hybride.	25/07/2022	25/08/2022
Faire la commande floue du moteur asynchrone avec la même source	13/09/2022	15/12/2022
Simulation numérique avec le logiciel SIMULINK	30/05/2022	15/12/2022
Comparer la performance de ces deux commandes	23/05/2022	
Interpréter les résultats sous l'environnement quantique	23/05/2022	10/01/2023
Rédaction article scientifique et rapport examen doctoral	15/12/2022	15/01/2023
Examen doctoral	05/04/2023	28/04/2023
Interpréter la vitesse du moteur en se basant sur l'équation de Schrödinger dans IBM quantum computers.	26/09/2022	15/11/2022
Faire la commande floue quantique du moteur asynchrone et le comparer avec celles des commandes précédentes.	25/02/2023	28/02/2024
Validation des résultats sur SIMULINK	10/03/2023	10/03/2024
Appliquer le digital twin pour la machine dynamique en industrie 4.0	25/08/2022	10/03/2024
Recommandation et conclusion	28/03/2023	15/04/2024
Rédaction article scientifique	28/03/2021	15/04/2024
Rédaction rapport final de thèse	10/01/2021	10/01/2026

1.4-Organisation de la thèse

Ce document comporte Cinq chapitres en plus de celui-ci.

La première partie présente une recherche bibliographique approfondie, exploitant les articles récents sur les systèmes photovoltaïques, thermo-radiatifs, éoliens, ainsi que sur les commandes des machines dynamiques. Cette partie permet de dégager une vision claire de l'orientation et de la portée de notre travail de recherche.

La deuxième partie porte sur l'évaluation et le choix des outils informatiques. À cette étape, nous démontrons la performance des outils sélectionnés pour cette thèse, en nous appuyant sur une revue de leur utilisation fréquente dans les travaux de recherche similaires.

La troisième partie décrit les travaux de modélisation, les commandes mises en œuvre et les simulations effectuées. Elle couvre la modélisation du système photovoltaïque et thermo-radiatif, du système éolien, du convertisseur DC/AC, ainsi que du moteur asynchrone. Sont également abordées la commande vectorielle du moteur, la commande floue et la commande quantique. Sur la base des résultats de simulation, une étude comparative des différentes commandes sera effectuée afin d'identifier la solution la plus performante.

La quatrième partie traite de la modélisation et de la prédiction des pertes et défauts de commande des moteurs à induction à l'aide de jumeaux numériques, dans le contexte de l'industrie 4.0.

La cinquième et dernière partie présente la conclusion générale et les perspectives liées à ce travail de recherche.

Chapitre 2 : La recherche bibliographie approfondie

2.1. Mots clés

Les mots-clés présentés dans ce document de recherche sont des termes ou expressions essentiels qui décrivent et représentent le contenu de notre ouvrage. Ils reflètent le centre d'intérêt du thème et se rapportent directement aux articles et documents référencés dans cette thèse.

Mots-clés : Point de puissance maximale, Maximum Power Point Tracking (MPPT), MPPT P&O, CPG, système PV, supercondensateur, logique floue, cellule radiative, cellule photovoltaïque, thermo-photovoltaïque, découplage, flux, couple, flux rotorique orienté, méthode directe, méthode indirecte, floue quantique, jumeau numérique (digital twin) du moteur à induction.

2.2. Les bases de données

Pour les activités de notre recherche, nous avons exploité plusieurs bases de données qui s'enrichissent chaque année de nombreuses références nouvelles. Parmi celles-ci, nous avons utilisé :

SCOPUS : Cette base de données référence environ 25 000 journaux scientifiques, dont 1 200 en accès libre, et intègre chaque année plus de 3 millions de nouvelles références.

IEEE Xplore : La bibliothèque numérique IEEE Xplore est une base de données permettant de découvrir et d'accéder à des articles de revues, des actes de conférences, des normes techniques et des documents connexes dans les domaines de l'informatique, de l'électrotechnique et de l'électronique. Elle contient principalement des publications de l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) et de ses éditeurs partenaires. IEEE Xplore offre un accès à plus de 5 millions de documents.

Web of Science : Cette plateforme d'information scientifique et technique, gérée par Clarivate Analytics, donne accès à six bases de données bibliographiques :

- Science Citation Index
- Social Sciences Citation Index
- Arts & Humanities Citation Index
- Conference Proceedings Citation Index
- Book Citation Index

ResearchGate : Il s'agit d'un réseau social pour chercheurs et scientifiques de toutes disciplines. Disponible gratuitement, il permet une recherche scientifique sémantique, la consultation et le partage de fichiers, ainsi que la participation à des forums, discussions méthodologiques et groupes d'échange.

2.3. Gestion bibliographique

Pour la gestion de notre bibliographie, nous avons utilisé le logiciel **EndNote**, l'un des pionniers dans le domaine des logiciels de gestion de références. Ce logiciel permet à l'utilisateur de rassembler plusieurs sources au sein d'une bibliothèque personnelle. Ces références peuvent ensuite être exportées, par exemple, dans un document Word et formatées automatiquement. Il reste également possible de modifier manuellement le format si nécessaire.

2.4. Le système solaire photovoltaïque

L'énergie solaire photovoltaïque résulte de la conversion directe d'une partie de la lumière en électricité. Cette transformation s'effectue à l'aide d'une cellule photovoltaïque (PV), basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque, qui consiste à générer une force électromotrice lorsque la cellule est exposée à la lumière. La tension produite dépend du matériau utilisé pour la fabrication de la cellule. L'association de plusieurs cellules en série et en parallèle forme un générateur photovoltaïque (GPV), dont la caractéristique courant-tension (I-V) est non linéaire et présente un point de puissance maximale.

Dans l'industrie, les matériaux les plus utilisés sont à base de silicium. Les rendements énergétiques typiques atteints sont de :

- 13 à 14 % pour les cellules en silicium monocristallin,
- 11 à 12 % pour les cellules en silicium polycristallin,
- 7 à 8 % pour les cellules en silicium en couches minces.

2.4.1. Fonctionnement et constitution d'un système photovoltaïque

Un système photovoltaïque est un dispositif permettant de fournir de l'énergie à partir de l'irradiation solaire, pour une utilisation humaine. Il est généralement constitué des éléments suivants :

- Champ photovoltaïque : un ensemble de modules orientés et interconnectés en série et en parallèle, qui captent les radiations solaires et les convertissent en courant continu à basse tension.
- Convertisseur statique DC/DC : également appelé hacheur survolteur ou dévolteur, il adapte la tension et le courant selon les besoins de la charge.
- Charge : l'appareil ou le dispositif qui consomme l'énergie produite.
- Batteries : elles stockent l'énergie produite par le générateur photovoltaïque, permettant ainsi de disposer de courant électrique pendant les périodes non ensoleillées.

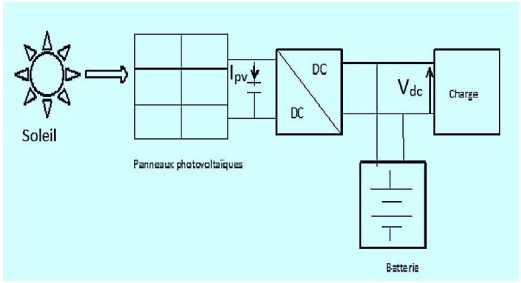


Figure 1:Structure de la conversion d'un système photovoltaïque

Dans la production d'énergie photovoltaïque moderne, les supercondensateurs sont privilégiés par rapport aux batteries et aux condensateurs traditionnels pour le stockage d'énergie. De nombreuses recherches récentes, telles que celles de [1], ont démontré qu'ils offrent une puissance d'impulsion élevée ainsi qu'un temps de réponse très rapide.



Figure 2: super- condensateur [1]

Les centrales photovoltaïques fonctionnent généralement en mode de suivi du point de puissance maximale (MPPT, Maximum Power Point Tracking). De nombreuses recherches ont été menées afin de développer des systèmes optimaux permettant de localiser le point de puissance maximale (PPM) en fonction de l'évolution de la puissance fournie par le générateur photovoltaïque.

Ces commandes, basées sur l'évaluation ou la mesure de la puissance délivrée par le générateur, utilisent le rapport cyclique du convertisseur de puissance pour appliquer une action de contrôle appropriée et suivre l'évolution du PPM au cours du temps. Les travaux existants soulignent l'importance de cette recherche et montrent que le type MPPT P&O (Perturb & Observe) est largement étudié dans la littérature.

2.4.2- Méthode perturbation & observation (P&O)

Le principe des commandes MPPT de type P&O (Perturb & Observe) consiste à perturber la tension V_{pv}autour de sa valeur actuelle avec une faible amplitude, puis à analyser la variation de la puissance P_{pv}qui en résulte.

- Si une augmentation de V_{pv}entraîne une augmentation de P_{pv}, cela signifie que le point de fonctionnement se situe à gauche du PPM.
- Si au contraire P_{pv}diminue, le système a dépassé le PPM.

- Un raisonnement similaire s'applique lorsque la tension diminue.

Grâce à ces analyses, il est possible de situer le point de fonctionnement par rapport au PPM et de faire converger ce dernier vers la puissance maximale en appliquant un ordre de commande approprié.

En résumé, si après une perturbation de tension la puissance P_{pv} augmente, la direction de la perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour poursuivre la convergence vers le nouveau PPM.

Cet algorithme est la méthode la plus utilisée pour le suivi du point de puissance maximale, mais il présente des limites : sa réponse dynamique n'est pas très rapide et ses performances en régime permanent peuvent être insatisfaisantes.

Une autre méthode, proposée par [2], présente un algorithme modifié qui perturbe directement la puissance plutôt que la tension ou le courant. Les résultats montrent une réponse dynamique rapide et des performances très satisfaisantes.

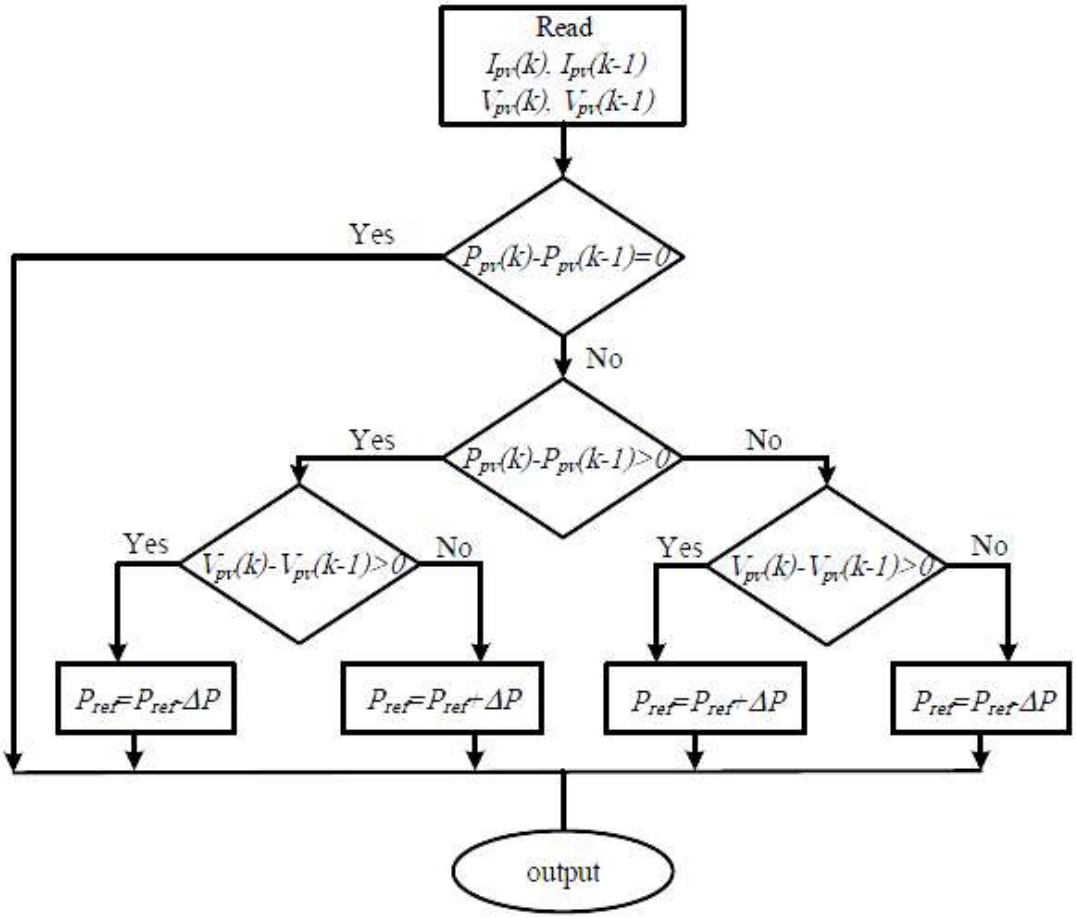


Figure 3: Algorithme de puissance perturbée [2]

L'augmentation du nombre de centrales photovoltaïques ou de panneaux installés engendre de nouveaux défis pour le système, tels que surcharges, surtensions et fonctionnement sous tensions perturbées. Dans ce contexte, la nécessité d'accroître les services auxiliaires impose la mise en place de réserves de puissance dans le système photovoltaïque.

Cette problématique fait l'objet de nombreuses recherches scientifiques visant à proposer des solutions efficaces. Dans l'étude de [3], un algorithme de contrôle de puissance constante (CPG) est utilisé pour faire fonctionner le système sur le côté droit du MPPT.

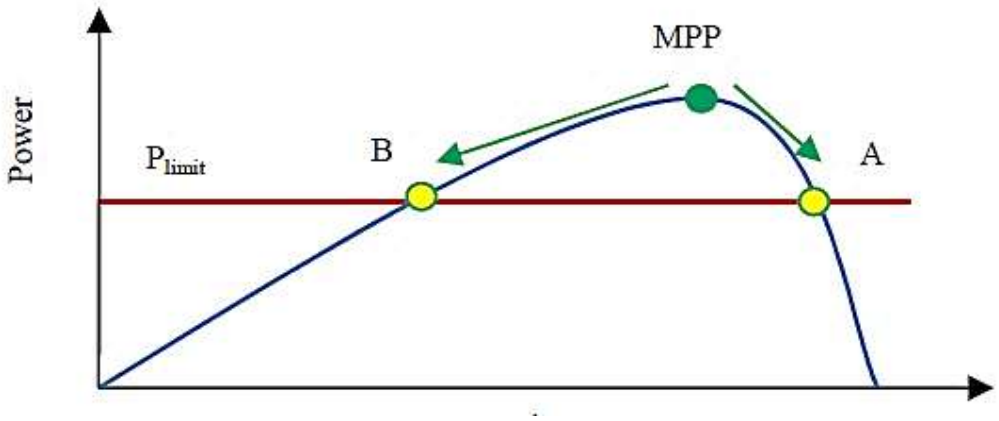


Figure 4: concept de contrôle de puissance constante [3]

L'avantage de cette méthode réside dans le fait qu'en opérant du côté droit du MPPT, l'efficacité du convertisseur DC-DC est améliorée, en raison de la nécessité d'un gain plus faible. Dans cette stratégie, un capteur est utilisé pour détecter les variations d'irradiance, permettant ainsi de prévoir l'instabilité du système, puisque la puissance est proportionnelle à l'irradiation et à la température.

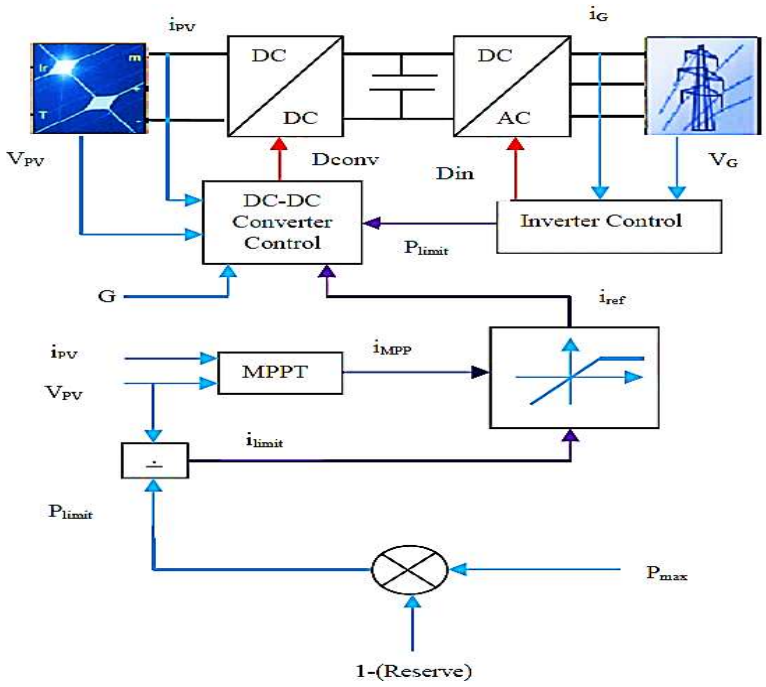


Figure 5:système de configuration du CPG [3]

Pour mettre en œuvre le contrôle de puissance constante (CPG), la puissance limitée P_{limit}doit être déterminée par les opérateurs ou en fonction de la demande. Cette puissance limitée correspond à une fraction de la puissance maximale disponible (PPMD), et est décrite par l'équation (1) :

$$\boldsymbol{P_{limit}}\textbf{= (1-Réserves) }\boldsymbol{P_{PMD}}$$

Les réserves sont comprises entre 0 et 1, et il est nécessaire de calculer la puissance maximale disponible.

$$P_{PV}=\begin{cases} P_{PMD}\ si\ P_{PMD\leq}P_{limit} \\ P_{limit}\ si\ P_{PMD>}P_{limit} \end{cases} \quad (1)$$

Cette fonctionnalité suit l'algorithme présenté à la **figure 4** :

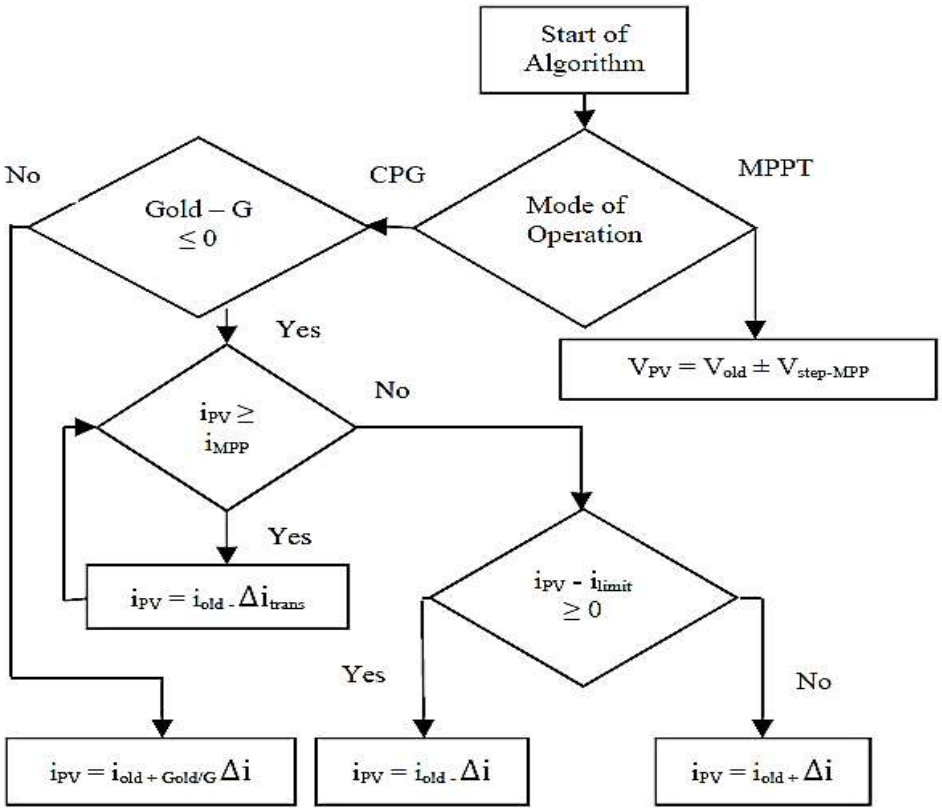


Figure 6:Algorithme de contrôle du système [3]

Dans ce document, une comparaison claire et pertinente est établie entre un système fonctionnant avec algorithme et un système sans algorithme. Les résultats montrent que l'algorithme permet d'opérer du côté droit du point de puissance maximale (MPP), assurant ainsi une meilleure stabilité du système et permettant au convertisseur DC-DC d'exploiter pleinement son efficacité.

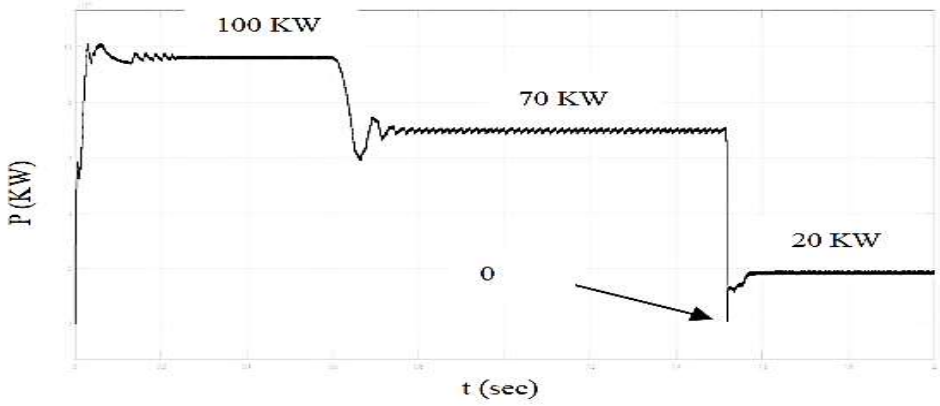


Figure 7:simulation du système PV sans algorithme stable [3]

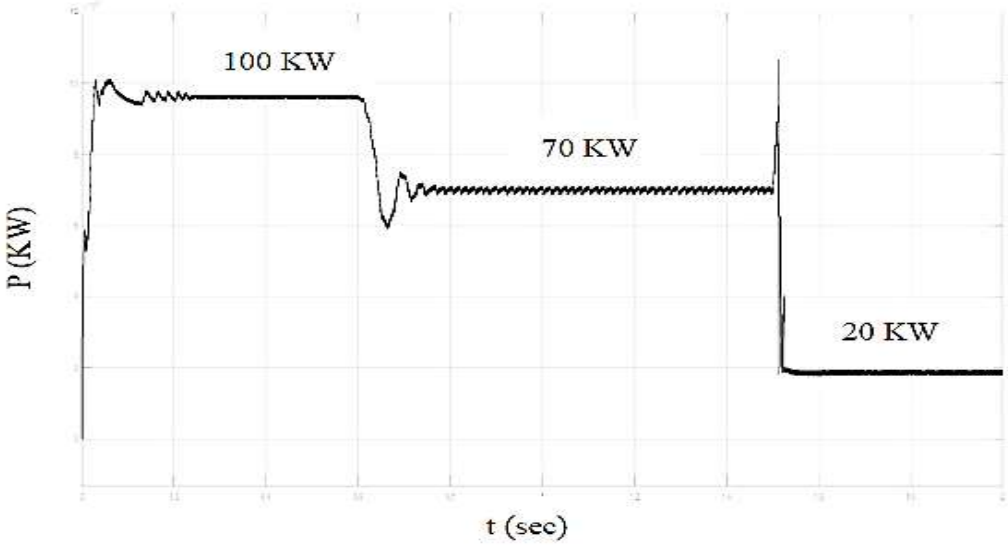


Figure 8:Simulation du système PV avec algorithme stable [3]

En revanche, nous constatons que le système devient plus complexe et qu'il présente également une incapacité à appliquer l'algorithme dans une architecture à nombre d'étages réduit. Dans une autre approche, nous proposons un système capable de répondre efficacement tout en restant peu complexe et ne nécessitant pas la prise en compte de multiples paramètres de référence.

Avec le développement des technologies modernes, l'intelligence artificielle offre un environnement de contrôle performant, permettant la gestion simultanée de plusieurs systèmes. Dans ce contexte, la commande floue est utilisée dans l'étude de [4] afin d'augmenter la puissance de sortie d'un système photovoltaïque, comme illustré à la Figure 9.

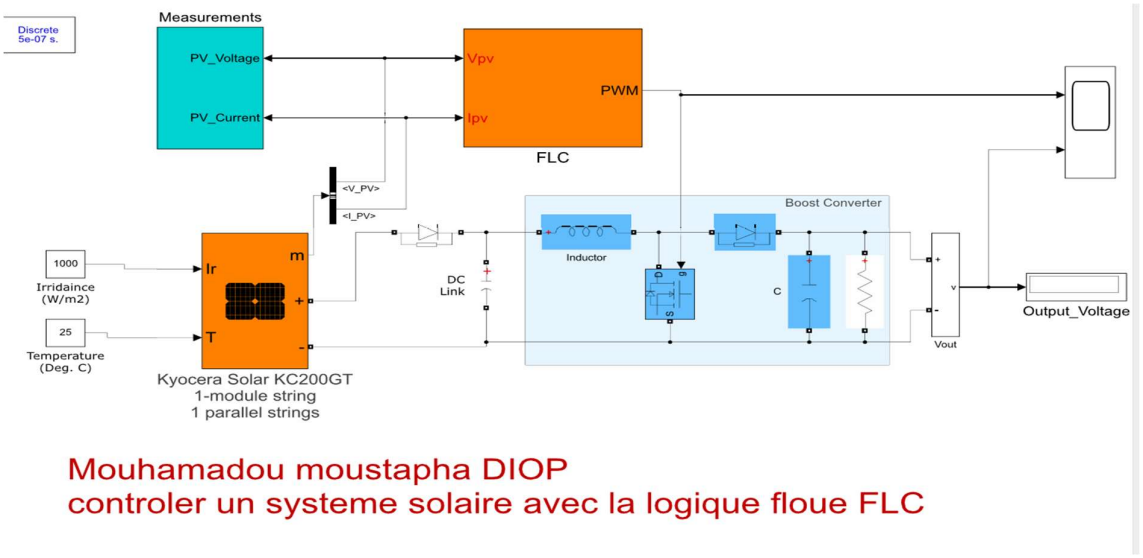


Figure 9:Contrôle un système photovoltaïque avec FLC

Les résultats ont montré que l'utilisation de la logique floue constitue une méthode efficace pour la recherche du point de puissance maximale dans un système photovoltaïque, tout en étant robuste et adaptable à une grande variété de systèmes, comme illustré à la Figure 10.

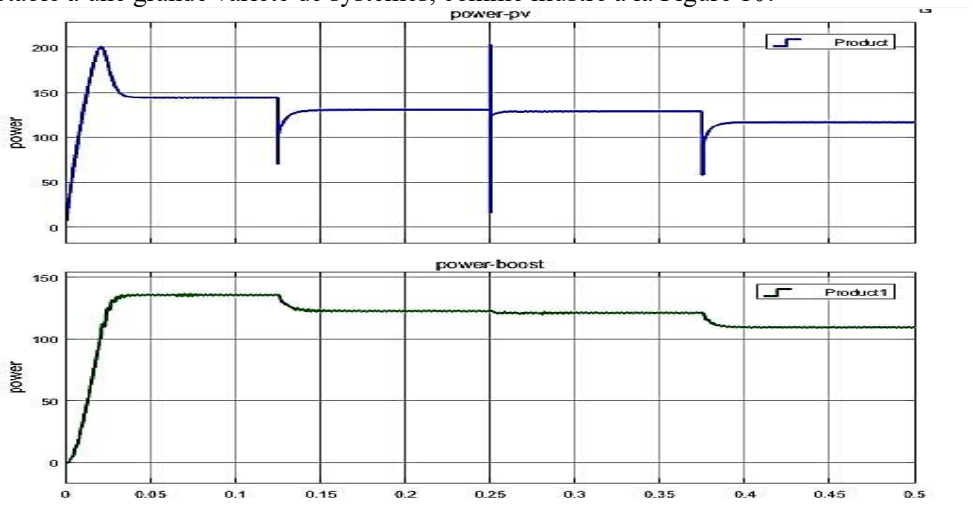


Figure 10: la puissance de sortie du PV et du BOOST [4]

Cette stratégie contribue de manière significative à notre projet de recherche pour le contrôle du système de production. Toutefois, face aux périodes d'intermittence et à une forte demande énergétique, les performances de la logique floue peuvent se dégrader et ne garantissent plus une efficacité optimale durant les phases de faible production des panneaux photovoltaïques. Cette limitation est principalement due à l'incapacité des cellules photovoltaïques à produire de l'énergie après le coucher du soleil.

Dans cette optique, nous proposons la mise en œuvre d'un système hybride associant des cellules photovoltaïques et des cellules thermo photovoltaïques, afin d'assurer une continuité de service grâce à une production nocturne.

Sous conditions d'irradiance non uniforme, les générateurs photovoltaïques présentent une caractéristique puissance–tension intrinsèquement non convexe, caractérisée par la présence

simultanée de maxima locaux et d'un maximum global de puissance. Cette non-unicité du point optimal constitue une limitation structurelle des algorithmes MPPT classiques, tels que les méthodes Perturb and Observe ou Incremental Conductance, dont le principe repose sur une optimisation locale fondée sur l'évaluation différentielle de la puissance. Dans ce contexte, l'atteinte du maximum global de puissance (GMPP) devient un problème d'optimisation globale dépendant de la dynamique du système et de la capacité de l'algorithme à explorer efficacement l'espace de fonctionnement.

Dans cette perspective, les auteurs [55],[56] et [57] proposent une stratégie MPPT hybride combinant un algorithme Perturb and Observe adaptatif et une commande prédictive basée sur modèle (APO–MPC), spécifiquement conçue pour améliorer l'extraction de puissance sous conditions d'ombrage partiel. L'originalité de leur approche réside dans l'intégration explicite d'un modèle dynamique du convertisseur DC–DC dans la boucle MPPT, permettant d'anticiper l'évolution future de la puissance photovoltaïque en fonction du rapport cyclique appliqué.

Les résultats présentés montrent que l'utilisation de la commande prédictive permet de réduire significativement les oscillations autour du point de fonctionnement optimal, tout en accélérant la convergence vers le GMPP lors de variations brusques de l'irradiance. Les courbes de puissance en régime transitoire mettent en évidence une meilleure stabilité dynamique par rapport aux méthodes MPPT perturbatrices conventionnelles, traduisant une réduction des pertes transitoires et une exploitation plus efficace du générateur photovoltaïque dans des conditions d'environnement variables. Ces observations confirment que l'intégration d'une prédiction du comportement du convertisseur constitue un levier pertinent pour améliorer la qualité du suivi MPPT, en particulier dans les systèmes soumis à des perturbations rapides.

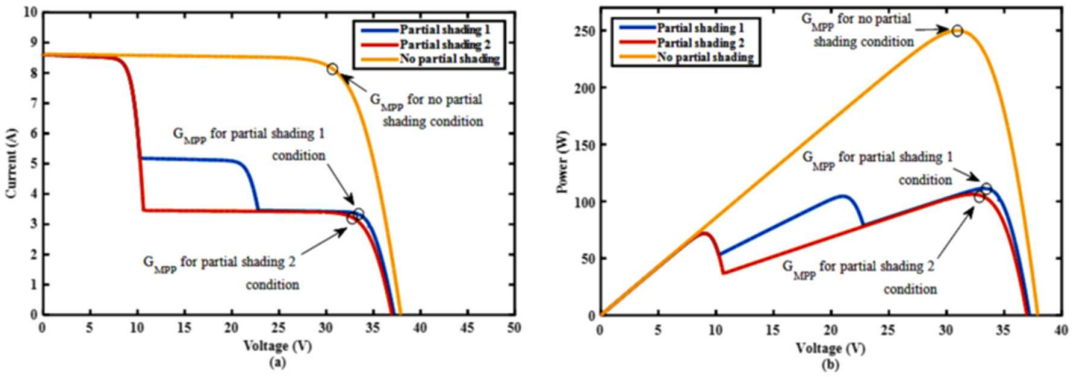


Figure 11:les caractéristiques I–V et P–V du générateur photovoltaïque sous trois conditions d'irradiance différentes [55]

Cependant, une analyse plus approfondie des résultats notamment la figure11 révèle que les gains obtenus par la stratégie APO–MPC (Adaptative perturb and observe, model predictive control) ne se traduisent pas par une augmentation du niveau maximal de puissance extraite, mais exclusivement par une amélioration de la capacité du système à atteindre et maintenir le GMPP théorique imposé par la caractéristique P(V) du champ photovoltaïque. Autrement dit, la puissance maximale atteinte demeure strictement bornée par les conditions d'irradiance incidente, la température de fonctionnement et les propriétés physiques des modules photovoltaïques. La commande prédictive agit ainsi comme un mécanisme d'optimisation de

l'extraction énergétique, sans modifier la ressource énergétique disponible. Par ailleurs, l'introduction d'une commande prédictive basée sur modèle implique une complexité algorithmique accrue, nécessitant une modélisation précise du convertisseur, une capacité de calcul en temps réel et une synchronisation étroite entre les estimations de puissance et les décisions de commande. Cette complexité croissante pose la question du compromis entre performance dynamique et coût d'implémentation, d'autant plus que les améliorations observées concernent essentiellement la réduction des oscillations et des temps de convergence, sans impact direct sur le plafond énergétique du système. Enfin, malgré les performances accrues sous conditions d'ensoleillement partiel, la stratégie proposée demeure intrinsèquement dépendante de la présence du rayonnement solaire. En l'absence d'irradiance, notamment durant les périodes nocturnes, la puissance extraite devient nulle, indépendamment de la sophistication de l'algorithme MPPT employé. Cette limitation fondamentale met en évidence que, même à l'aide de stratégies MPPT avancées fondées sur la prédiction et l'optimisation globale, la conversion photovoltaïque reste contrainte par la disponibilité de la ressource solaire. Nous discutons par la suite les limites des différentes algorithmes présentés dans la littérature.

Références	Algorithme	Limites
58	Perturb and observe modified (Modified Perturb and Observe – MP&O)	Approche MPPT simple ne nécessitant pas de ressources de calcul élevées. Toutefois, elle génère des oscillations autour du GMPP, notamment sous conditions d'ombrage partiel, en raison de la perturbation continue du point de fonctionnement.
59	Fraction de la tension en circuit ouvert (Fractional Open-Circuit Voltage – FOCV)	La tension de fonctionnement est estimée à partir d'une fraction de la tension à vide. Cette méthode manque de précision sous irradiance variable car elle repose sur une relation proportionnelle approximative.
60	Fraction du courant de court-circuit (Fractional Short-Circuit Current FSCC)	Le courant optimal est estimé à partir d'une fraction du courant de court-circuit. La précision dépend fortement du choix de la fraction et reste limitée dans des environnements dynamiques.
61	Conductance incrémentale (Incremental Conductance IC)	Les performances dépendent du réglage précis des paramètres, notamment de la taille du pas. Un mauvais réglage peut entraîner une convergence lente ou des performances sous-optimales.
62	Commande logique floue (Fuzzy Logic Control FLC)	Basée sur des règles floues et des fonctions d'appartenance, cette méthode est robuste face aux non-linéarités mais complexe à concevoir et coûteuse en ressources de calcul.

Références	Algorithme	Limites
63	Réseau de neurones artificiels (Artificial Neural Network – ANN)	Nécessite une phase d'apprentissage et une expertise avancée en intelligence artificielle. Les performances dépendent fortement de la qualité des données d'entraînement.
64	Algorithme des lucioles (Firefly Algorithm – FFA)	Algorithme méta-heuristique permettant une convergence rapide vers le GMPP et évitant les maximas locaux, au prix d'une complexité computationnelle croissante avec les itérations.
65	Algorithme génétique (Genetic Algorithm – GA)	Méthode d'optimisation globale nécessitant le réglage de plusieurs paramètres. Un mauvais choix peut entraîner une convergence lente ou prématurée.
66	Optimisation par essaim de particules (Particle Swarm Optimization – PSO)	Technique d'optimisation globale efficace mais sensible aux paramètres de réglage et nécessitant une expertise algorithmique pour une implémentation temps réel.
67	Optimisation par essaim de particules à recherche dynamique (Optimized/Dynamic PSO – OD-PSO)	Amélioration du PSO offrant une réponse rapide autour du GMPP, mais nécessitant des mesures détaillées des modules PV, ce qui complique l'implémentation à grande échelle.
68	Commande prédictive basée sur modèle (Model Predictive Control – MPC)	Utilise un modèle dynamique du convertisseur pour prédire le comportement futur du système. Offre une bonne stabilité mais implique une complexité de calcul élevée.
69	Commande prédictive basée sur la conductance incrémentale (Incremental Conductance–MPC – IC-MPC)	Combine la conductance incrémentale et la commande prédictive. La minimisation de la fonction coût permet de maintenir le GMPP, avec une vitesse de suivi parfois limitée.
70	Commande prédictive multi-modèle avec convertisseur SEPIC (Multi-Model Predictive Control–SEPIC – MMPC-SEPIC)	Assure un suivi efficace du GMPP sous diverses conditions climatiques grâce à un convertisseur SEPIC modifié, tout en réduisant le nombre de capteurs nécessaires.

Ainsi, bien que l'approche APO–MPC constitue une avancée notable en matière de robustesse et de qualité dynamique du suivi MPPT sous ombrage partiel, elle illustre également la limite conceptuelle des stratégies d'optimisation de l'extraction énergétique. Cette observation motive l'exploration de dispositifs de conversion complémentaires, capables d'exploiter d'autres mécanismes physiques indépendants de l'irradiance solaire directe, tels que les cellules thermo-

radiatives, afin d'assurer une continuité de production énergétique au-delà des périodes d'ensoleillement.

Les cellules thermo-radiatives (TR) sont intégrées en complément des modules photovoltaïques afin d'exploiter le rayonnement thermique émis vers le ciel froid, permettant ainsi une production d'énergie lorsque l'irradiance solaire est faible ou nulle. La stratégie qui sera proposée dans ce document de thèse repose sur une logique floue pour assurer la gestion énergétique du système hybride PV–TR et l'éolien, en tenant compte de la nature fortement non linéaire et incertaine des conditions environnementales (irradiance solaire, température du dispositif, conditions radiatives nocturnes). Le contrôleur flou permet de pondérer dynamiquement la contribution des sources PV et TR et d'ajuster le point de fonctionnement via les convertisseurs DC–DC associés, sans nécessiter un modèle mathématique précis du système. Cette approche améliore la continuité de production énergétique et la robustesse du système face aux variations rapides des conditions climatiques. Dans ce contexte, l'étude des cellules thermo-radiatives, fondées sur la conversion du rayonnement thermique émis vers un environnement froid, apparaît comme une alternative complémentaire pertinente, dont l'état de l'art est présenté dans la section suivante.

2.5. Cellule thermo-photovoltaïque

Le besoin toujours croissant en énergie électrique, ainsi que la nécessité de la produire de manière décarbonée dans la mesure du possible, sont à l'origine d'un regain d'intérêt pour les sources d'énergie alternatives depuis une quinzaine d'années. Une part significative de la puissance électrique pourrait idéalement être obtenue par la récupération de l'énergie disponible dans le milieu ambiant.

La récupération de l'énergie thermique, possible lorsqu'un corps présente une température supérieure à celle de l'environnement, peut être réalisée par conversion thermoélectrique. Toutefois, cette approche nécessite le maintien d'une différence de température entre les deux faces d'un composant solide. Une alternative prometteuse est la conversion thermo-photovoltaïque (TPV), qui permet de convertir le flux radiatif émis par un corps chaud, lequel peut être spatialement éloigné du récupérateur grâce à l'utilisation d'une cellule radiative.

Il est essentiel de bien distinguer les cellules solaires photovoltaïques des cellules thermo-radiatives. Dans la littérature récente, de nombreuses études ont proposé des comparaisons approfondies entre les dispositifs photovoltaïques et thermo-radiatifs, mettant en évidence leurs principes, performances et domaines d'application respectifs.

2.5.1. Dispositifs photovoltaïques et thermo-radiatifs

Les dispositifs photovoltaïques (PV) et thermo-radiatifs (TR) sont des générateurs d'énergie qui exploitent le rayonnement comme mode de transfert d'énergie entre un corps chaud et un corps froid. Dans le cas des dispositifs photovoltaïques, le semi-conducteur, considéré comme l'élément froid (cellule PV), est responsable de la génération de l'énergie électrique. À l'inverse, pour les dispositifs thermo-radiatifs, le semi-conducteur constitue l'élément chaud (cellule TR) et assure la production d'énergie électrique.

Dans l'étude de [5], une comparaison des performances des deux corps est menée en tenant compte, ou non, des processus non radiatifs. L'originalité de ce travail réside dans l'analyse des performances à partir de la caractéristique courant–tension (I–V), en examinant l'impact des processus non radiatifs sur la modification de cette relation. La comparaison entre les dispositifs PV et TR est principalement fondée sur leurs puissances de sortie maximales, évaluées sous des conditions identiques de températures des corps

Afin d'assurer une comparaison équitable entre les dispositifs photovoltaïques (PV) et thermo-radiatifs (TR), un même semi-conducteur, caractérisé par sa bande interdite E_g, est utilisé pour les deux types de cellules.

Le tableau suivant présente les températures associées aux différentes composantes des systèmes PV et TR.

Tableau 1:Température des deux réservoirs

Températures	T= T_{Low}=300k	T= T_{high}=X
Cellule PV	T_{Low}	NOT
Source PV	NOT	T_{high}
Cellule TR	NOT	T_{high}
Dissipateur TR	T_{Low}	NOT

Le Tableau 1 présente une comparaison thermodynamique entre les dispositifs photovoltaïques (PV) et thermo-radiatifs (TR) à travers la répartition des températures des différents corps du système. Les deux technologies reposent sur un même matériau semi-conducteur et évoluent dans un environnement physique identique ; la distinction fondamentale réside dans l'inversion du rôle des corps chaud et froid. Dans le cas de la cellule photovoltaïque, la cellule elle-même est maintenue à la température basse $T_{\mathrm{Low}} \approx 300$ K, tandis que la source radiative externe (le Soleil) constitue le corps chaud à la température T_{High}. La cellule PV reçoit ainsi un flux d'énergie en provenance de l'élément chaud et le convertit en énergie électrique. À l'inverse, pour la cellule thermo-radiative, la cellule joue le rôle du corps chaud à la température T_{High}, tandis que le dissipateur est maintenu à la température basse T_{Low}. La cellule TR émet alors un rayonnement vers l'environnement froid et produit de l'énergie électrique à partir de ce flux radiatif sortant. Ce tableau met donc en évidence la symétrie thermodynamique entre les cellules PV et TR, où le mécanisme de conversion énergétique est identique mais opère dans des conditions de gradients thermiques opposés.

2.5.1.1. Transfert d'énergie thermique et relation Courant-Tension

Dans les travaux de [5] [6], ainsi que [7], le transfert d'énergie radiative entre deux corps est décrit à l'aide d'un formalisme thermodynamique unifié. Dans cette approche, chaque corps est caractérisé par sa température Tet par une tension électrique V, définie par la relation $V = \mu/|\, e\, |$, où μ représente le potentiel chimique des porteurs de charge et e la charge élémentaire. Ce formalisme permet de décrire de manière cohérente les processus d'absorption et d'émission radiatives aussi bien dans les cellules photovoltaïques que thermoradiatives, en mettant en évidence la symétrie thermodynamique fondamentale de la conversion d'énergie lorsque les rôles des corps chaud et froid sont inversés.

En considérant deux corps radiatifs notés 1 et 2, caractérisés respectivement par les paramètres thermodynamiques (T_1, μ_1)et (T_2, μ_2), le flux net de photons transférés du corps 1 vers le corps 2 est exprimé par

$$\dot{N}_{1\to 2}=\int_0^{\infty} \frac{d\omega}{2\Pi}\, \varepsilon_{12}(\omega)[\Theta(\omega\,; T_1\,, \mu_1) - \Theta(\omega\,; T_2\,, \mu_2)]\,, \qquad (2)$$

Le flux de puissance radiative échangé entre les deux corps est obtenu en pondérant le flux de photons par l'énergie de chaque photon. Il s'exprime alors sous la forme

$$\boldsymbol{P_{1\to 2}=\int_0^{\infty}\frac{d\omega}{2\Pi}\,\hbar\omega\varepsilon_{12}(\omega)[\Theta(\omega\,;T_1\,,\mu_1)-\Theta(\omega\,;T_2\,,\mu_2)]}\,, \qquad (3)$$

où $\hbar\omega$ représente l'énergie d'un photon de pulsation ω.

où la distribution de Planck généralisée s'écrit

$$\Theta(\omega;T_i,\mu_i)=[\exp(\frac{\hbar\omega-\mu_i}{k_{\mathrm{B}}T_i})-1]^{-1}, \qquad (4)$$

avec T_i la température du corps i exprimée en kelvins, et $\mu_i$le potentiel chimique associé. La fonction $\varepsilon_{12}(\omega)=\varepsilon(\omega)$ désigne la transmissivité radiative (sans dimension) entre les deux corps.

Dans le cas de configurations planaires, il est plus approprié de considérer la transmissivité par unité de surface. Les équations (2) et (3) décrivent alors respectivement la densité du flux de photons et la densité du flux de puissance radiative par unité de surface échangés entre les deux corps.

Le dispositif photovoltaïque exploite le corps froid, de température T_{L}, pour générer de l'énergie électrique à partir du rayonnement incident issu du corps chaud. Le photo-courant généré dans la cellule photovoltaïque est alors donné par

$$\boldsymbol{I_c=|e|\dot{N}_{Th\to l}=|e|\int_0^{\infty}\frac{d\omega}{2\Pi}\,\varepsilon(\omega)[\Theta(\omega\,;T_h\,,0)-\Theta(\omega\,;T_L\,,\mu)]} \qquad (4)$$

À l'inverse, le dispositif thermo-radiatif exploite le fait que la cellule elle-même constitue le réservoir chaud, à la température T_{H}, et émet un rayonnement vers un environnement plus froid à la température T_{L}. Le photocourant généré par la cellule thermoradiative est alors obtenu en inversant les rôles des deux corps.

$$\boldsymbol{I_c=|e|\dot{N}_{l\to h}=|e|\int_0^{\infty}\frac{d\omega}{2\Pi}\,\varepsilon(\omega)[\Theta(\omega\,;T_l\,,0)-\Theta(\omega\,;T_h\,,\mu)]} \qquad (5)$$

En tenant compte de l'ensemble des paramètres précédemment définis, les résultats présentés ci-après ont été obtenus dans les travaux de [5].

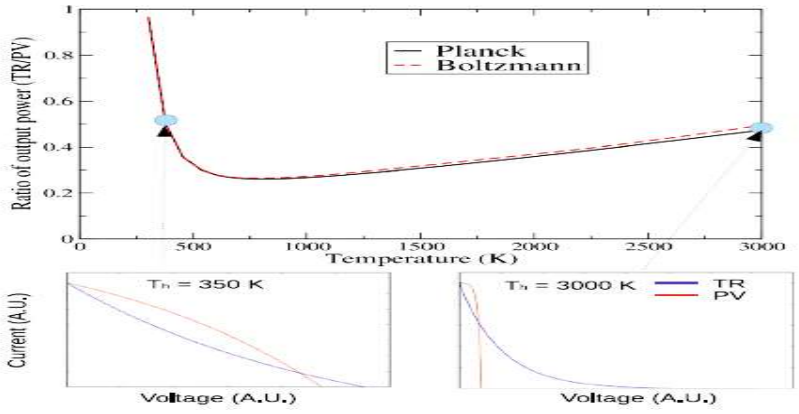


Figure 12:P=f(T) et (I-V) des deux cellules [5]

La Figure 12 illustre la comparaison des performances entre les dispositifs photovoltaïque (PV) et thermo-radiatif (TR) en fonction de la température du corps chaud, telle que rapportée dans Lin, Wang *et al.* [5]. La partie supérieure de la figure représente le rapport de la puissance de sortie $P_{\mathrm{TR}}/P_{\mathrm{PV}}$en fonction de la température, en considérant les distributions de Planck et de Boltzmann. On observe une excellente concordance entre les deux modèles sur l'ensemble de la plage de températures étudiée, ce qui valide l'approximation de Boltzmann dans ce régime. Le rapport de puissance présente un minimum autour de $T \approx 600$–$800\,\mathrm{K}$, puis augmente progressivement avec la température, indiquant une amélioration relative des performances des dispositifs thermoradiatifs à haute température.

Les sous-figures inférieures montrent les caractéristiques courant–tension des cellules TR et PV pour deux températures caractéristiques. À $T_{\mathrm{h}} = 350\,\mathrm{K}$, les courants générés par les deux dispositifs sont faibles, et la cellule photovoltaïque présente une tension de sortie plus élevée que la cellule thermoradiative. En revanche, à $T_{\mathrm{h}} = 3000\,\mathrm{K}$, le dispositif thermoradiatif génère un courant significativement plus important, traduisant un renforcement du flux radiatif émis par la cellule chaude. Ces résultats confirment la symétrie thermodynamique entre les dispositifs PV et TR, ainsi que l'avantage potentiel des cellules thermoradiatives dans les environnements à haute température. Contrairement aux cellules photovoltaïques classiques, dont la densité de puissance est principalement limitée par le flux solaire incident et peut atteindre plusieurs centaines de W/m² sous ensoleillement standard, les cellules thermo-radiatives présentent intrinsèquement des densités de puissance plus faibles, en raison de la nature thermodynamique du mécanisme de conversion mis en jeu. Ces résultats et les travaux récents au laboratoire d'ingénierie de Maryland University, notamment ceux de Deppe et Professeur Munday, montrent que, même dans des conditions idéales, la densité de puissance théorique des cellules thermo-radiatives demeure nettement inférieure à celle des cellules photovoltaïques, tandis que les démonstrations expérimentales actuelles se situent encore à des ordres de grandeur plus faibles. Une contrainte majeure identifiée par la communauté scientifique réside dans le choix des matériaux semi-conducteurs, en particulier la valeur de la bande interdite, qui conditionne directement le spectre d'émission radiative et le courant extractible. Dans ce contexte, cette thèse se propose d'explorer et de proposer de nouvelles familles de molécules et de matériaux à faible bande interdite, susceptibles d'optimiser l'émission radiative utile et de réduire les pertes sous-bande interdite, afin de répondre aux limitations actuelles rencontrées par les concepteurs de cellules thermo-radiatives et d'améliorer leur potentiel de puissance dans des architectures hybrides.

Au-delà des problématiques liées à la conversion et à la gestion de l'énergie, les performances globales d'un système électromécanique dépendent fortement de la stratégie de commande appliquée à la machine électrique. Parmi les approches les plus largement étudiées, la commande vectorielle, fondée sur un découplage mathématique précis des grandeurs électromagnétiques, s'est imposée comme une référence industrielle pour le contrôle des moteurs asynchrones et synchrones, en raison de ses performances dynamiques élevées et de sa précision en régime transitoire. En parallèle, les stratégies de commande basées sur la logique floue ont suscité un intérêt croissant, notamment pour leur capacité à gérer les non-linéarités, les incertitudes paramétriques et les variations de charge sans recourir à un modèle exact de la machine. Afin d'analyser de manière rigoureuse et comparative les avantages et les limites de ces deux philosophies de commande, un moteur électrique est retenu dans cette étude comme système de test, permettant d'évaluer objectivement les performances dynamiques, la robustesse et la qualité du découplage obtenues par la commande vectorielle et la commande floue. L'état de l'art des approches de commande vectorielle et floue appliquées aux machines électriques est ainsi présenté dans la section suivante.

2.6. La commande vectorielle

2.6.1. Fondements et intérêt de la commande vectorielle

La commande vectorielle à flux orienté (Field Oriented Control FOC) s'est imposée comme une approche de référence pour la commande des moteurs asynchrones (MAS), en raison de sa capacité à reproduire un comportement dynamique analogue à celui du moteur à courant continu (MCC), caractérisé par un découplage naturel entre le flux et le couple électromagnétique.
Ce principe repose sur l'orientation d'un repère tournant (d, q)de manière à aligner l'axe direct avec le vecteur de flux de référence, permettant ainsi d'associer la composante $i_d$au contrôle du flux et la composante i_q à la génération du couple électromagnétique [8].

Cette stratégie a démontré d'excellentes performances dynamiques et statiques, notamment en termes de rapidité de réponse et de précision du couple, ce qui explique son adoption massive dans les entraînements industriels de haute performance.

Toutefois, cette performance repose sur des hypothèses fortes, notamment la connaissance précise des paramètres du moteur et une estimation fiable du flux, ce qui constitue le point central des limites rapportées dans la littérature.

2.6.2. Typologies de la commande vectorielle à flux orienté : Confrontation des approches

La littérature distingue principalement trois variantes de la commande vectorielle selon la nature du flux de référence utilisé :

- La commande vectorielle à flux rotorique orienté ;
- La commande vectorielle à flux statorique orienté ;
- La commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

Parmi ces stratégies, l'orientation du flux rotorique demeure la plus largement étudiée et exploitée, car elle conduit, dans le cas d'un moteur non saturé, à un découplage mathématique quasi parfait entre le flux et le couple, simplifiant considérablement la synthèse des lois de commande [9].

Dans ce cadre, la condition de découplage impose de maintenir la composante directe du courant statorique $i_d$constante (ou nulle selon la convention d'orientation), tandis que la composante en quadrature $i_q$est dédiée au contrôle du couple électromagnétique. Cela revient à imposer un courant statorique en quadrature avec le flux inducteur, condition conduisant à un couple maximal. La régulation de la vitesse est alors assurée par l'action sur i_q, via la tension de commande V_q.

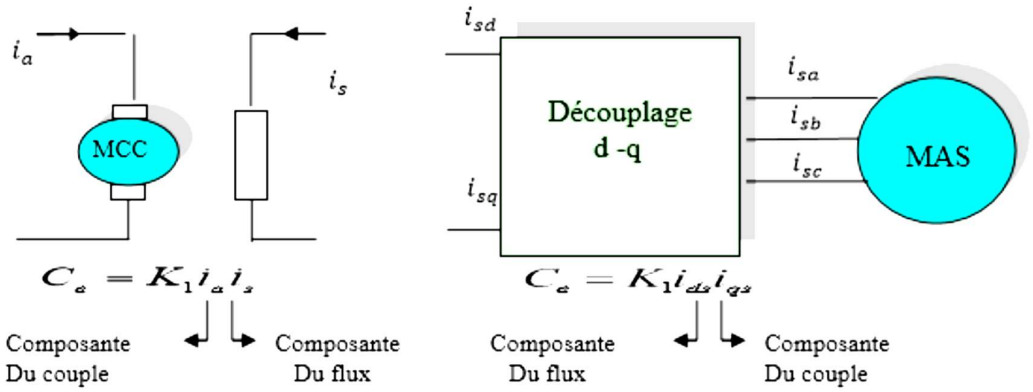


Figure 13:Schéma de principe de découplage du MAS montrant l'analogie avec le MCC

Cependant, bien que ces approches partagent un objectif commun, elles se différencient sensiblement par leur complexité d'implémentation, leur robustesse paramétrique et leur sensibilité aux perturbations, comme le montrent les travaux comparatifs récents.

2.6.3. Commande vectorielle directe (DFOC) : performances et limites

La commande vectorielle directe, initialement proposée par Blaschke, repose sur la mesure ou l'estimation directe du vecteur de flux rotorique, tant en amplitude qu'en position angulaire. Cette méthode garantit une orientation précise du flux, y compris en régime transitoire, ce qui permet d'atteindre des performances dynamiques élevées.

Cependant, plusieurs travaux ont mis en évidence des limitations majeures :

- La faible fiabilité de la mesure directe du flux, en particulier dans des environnements industriels perturbés ;
- La sensibilité élevée au bruit de mesure, nécessitant des filtres complexes qui dégradent la dynamique ;
- La dépendance aux effets thermiques et à la saturation magnétique, réduisant la précision du flux estimé ;
- Un coût matériel élevé, lié à l'intégration de capteurs spécifiques et de dispositifs de conditionnement du signal [10].

Ces contraintes limitent fortement l'utilisation pratique de la DFOC dans les applications industrielles à coût maîtrisé.

2.6.4. Commande vectorielle indirecte IFOC : Simplicité et sensibilité paramétrique

Afin de pallier les contraintes matérielles de la DFOC, la commande vectorielle indirecte, proposée par Hasse, s'est imposée comme une alternative plus simple à implémenter.
Dans cette approche, le flux rotorique n'est pas mesuré directement, mais estimé à partir du modèle du moteur, en exploitant les courants statoriques, les tensions appliquées et la vitesse du rotor.

Deux grandes familles d'estimation sont recensées dans la littérature :

- L’estimation basée sur les équations électriques statoriques ;
- L’estimation reposant sur les équations rotoriques exprimées dans un repère synchronisé avec le flux.

Bien que cette méthode réduise le coût matériel et facilite l’implémentation industrielle, de nombreux auteurs comme [12] soulignent une sensibilité accrue aux variations paramétriques, notamment :

- La variation de la résistance rotorique liée à l’échauffement ;
- Les effets de saturation magnétique ;
- L’incertitude sur la constante de temps rotorique T_r, paramètre clé dans le calcul de l’angle de glissement.

Ces variations entraînent un désalignement progressif du flux, dégradant le découplage flux–couple et provoquant des oscillations de couple et de vitesse, en particulier à basse vitesse et sous charges variables.

2.6.5. Limites communes des commandes vectorielles

La confrontation des travaux existants met en évidence plusieurs limites récurrentes, indépendamment de la variante de commande vectorielle adoptée :

1.Dépendance forte au modèle mathématique du moteur, supposé linéaire et invariant ;

2.Sensibilité aux incertitudes paramétriques, en particulier thermiques et magnétiques ;

3.Dégradation des performances en conditions non idéales, telles que les charges dynamiques, les variations rapides de vitesse et les régimes transitoires sévères ;

4.Complexité algorithmique croissante, liée aux observateurs et estimateurs nécessaires pour maintenir l’orientation du flux.

Ces limites constituent un frein majeur à l’exploitation optimale de la commande vectorielle dans des environnements réels, fortement non linéaires et incertains.

Face à ces limitations, plusieurs travaux récents convergent vers l’intégration de techniques issues de l’intelligence artificielle afin d’améliorer la robustesse des lois de commande.
La logique floue apparaît particulièrement pertinente dans ce contexte, car elle :

- Ne nécessite pas un modèle mathématique exact du moteur ;
- Permet de prendre en compte les non-linéarités et les incertitudes paramétriques ;
- Offre une robustesse accrue face aux variations de charge et de paramètres ;
- Facilite l’intégration de l’expertise humaine sous forme de règles linguistiques.

L’introduction de la logique floue dans la commande vectorielle vise à compenser les faiblesses structurelles des approches classiques, notamment en assurant un découplage flux–couple plus robuste en conditions réelles d’exploitation.

Ainsi, avant d’examiner de manière critique l’application de la logique floue à la commande des moteurs électriques, il apparaît nécessaire de présenter les principes fondamentaux de la logique floue, ses bases théoriques, ainsi que les motivations ayant conduit à son adoption dans

le domaine du contrôle automatique. Cette étape constitue un préalable indispensable à l'analyse approfondie des contributions existantes et à la mise en perspective des performances et des limites des approches floues appliquées aux machines électriques. Dans la suite de ce travail, la logique floue est d'abord présentée à travers la littérature scientifique, suivie d'un rappel des fondements théoriques du moteur asynchrone, avant de procéder à un état de l'art critique des stratégies de commande des moteurs électriques basées sur la logique floue.

2.7. La commande floue

La commande floue, également appelée commande par logique floue, est une approche de commande issue du domaine de l'intelligence artificielle, fondée sur la théorie des ensembles flous. Elle permet la synthèse de lois de commande sans recourir explicitement à une modélisation mathématique précise du système, ce qui constitue un avantage majeur pour les systèmes complexes et non linéaires.

Grâce à sa structure intrinsèquement non linéaire, la commande floue améliore les performances du système en termes de précision, de robustesse et de capacité d'adaptation face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations structurées ou non structurées. Ces caractéristiques expliquent son utilisation croissante dans la commande des systèmes dynamiques complexes, comme les moteurs électriques et les convertisseurs de puissance [13]. Les prémisses de la logique floue sont apparues avant les années 1940, avec les premières approches, par des chercheurs américains, du concept d'incertitude. Il a fallu attendre 1965, pour que le concept de sous ensemble floue soit proposé par L. A. Zadeh, automaticien de réputation internationale, professeur à l'université de Berkeley en Californie, qui a contribué à la modélisation de phénomène sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, matériel dont on connaît la complexité, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel.

2.7.1. Principe de la logique floue

Contrairement aux ensembles booléens classiques, pour lesquels la fonction caractéristique ne peut prendre que deux valeurs discrètes 0 ou 1, la logique floue introduit une représentation graduelle de l'appartenance. Elle permet ainsi de considérer des classes d'objets aux frontières imprécises, décrites par une fonction d'appartenance continue dont les valeurs sont comprises entre 0 et 1.

Cette formalisation offre un cadre mathématique adapté à la modélisation des phénomènes imprécis, incertains ou partiellement connus, et constitue le fondement théorique de la commande floue appliquée aux systèmes dynamiques complexes [14].

La logique floue repose sur l'imitation des mécanismes approximatifs et qualitatifs du raisonnement humain. Elle vise à capturer l'imprécision inhérente à la pensée humaine et à la formaliser à l'aide d'outils mathématiques appropriés. Dans ce cadre, la dynamique d'un système non linéaire est représentée par un système flou, dans lequel les relations entre les entrées, les états et les sorties sont décrites à l'aide de règles linguistiques de type « SI–ALORS ».

Le recours au jugement humain s'avère particulièrement pertinent lorsque la quantification numérique précise d'un phénomène devient difficile, voire inappropriée, car susceptible d'en

altérer la signification dans son contexte réel. Cette capacité à intégrer des connaissances qualitatives confère à la logique floue une grande flexibilité et une efficacité accrue pour la commande des systèmes complexes et non linéaires.

2.7.2. Base mathématique de la logique floue

2.7.2.1. Ensemble flou

Mathématiquement, un ensemble flou A d'un univers de discours U, est caractérisé par une fonction d'appartenance, notée μ_A, qui prend une valeur dans l'intervalle [0,1] et qui associe à chaque élément x de U un degré d'appartenance $\mu_A(x)$ indiquant le niveau d'appartenance de x à A. $\mu_A(x) = 1$ et $\mu_A(x) = 0$ correspondent respectivement à l'appartenance et la non-appartenance. L'univers de discours ou le référentiel est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x. En logique floue, un sous-ensemble flou A de U est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ pouvant prendre différentes valeurs comprises entre 0 et 1, selon le degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble A; $\mu_A(x) \in [0\ 1]$.

2.7.2.2. Différentes formes des fonctions d'appartenance

Afin de permettre le traitement numérique des variables linguistiques x, celles-ci doivent être associées à une description mathématique appelée fonction d'appartenance $\mu(x)$. Cette fonction exprime le degré d'appartenance de la variable $x$aux différents sous-ensembles flous A_i, avec des valeurs comprises entre 0et 1[15].

La fonction d'appartenance constitue ainsi un élément fondamental de la logique floue, car elle assure le lien entre la représentation linguistique qualitative et le formalisme mathématique quantitatif. Selon la nature du problème et les performances recherchées (simplicité de calcul, continuité, précision), plusieurs formes de fonctions d'appartenance peuvent être utilisées.

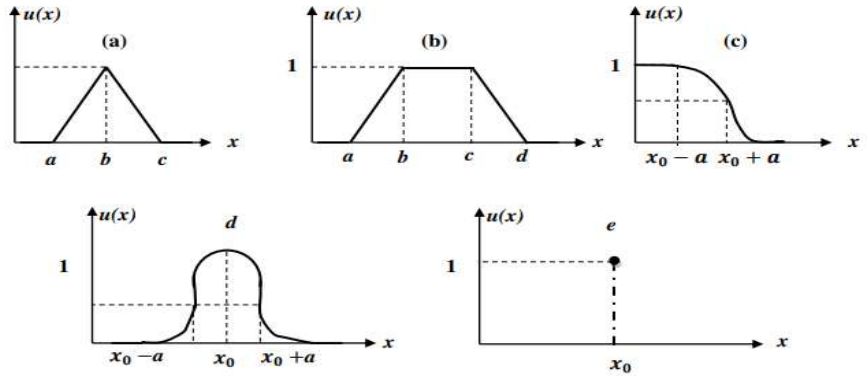


Figure 14:Différentes formes des fonctions d'appartenance [15]

La fonction triangulaire : définie par trois paramètres a, b et c, soit :

$$u(x) = \begin{cases} 0 & x \le a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \le x \le b \\ \frac{c-x}{c-b} & b \le x \le c \\ 0 & c \le x \end{cases} \quad ou\ u(x) = max\left(min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (6)$$

- La fonction trapézoïdale : définie par quatre paramètres a, b, c et d soit :

$$u(x) = \begin{cases} 0 & x \le a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \le x \le b \\ 1 & b \le x \le c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \le x \le d \\ 0 & 0 \ge d \end{cases} \qquad ou\ u(x) = max\left(min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}, 0\right)\right) \quad (7)$$

- La fonction en cloche : définie par deux paramètres, x_0 qui détermine la position du Sommet ($\mu = 1$) et a qui impose la largeur du domaine, soit :

$$u(x) = \frac{1}{1+\left(\frac{x-x_0}{a}\right)^2} \quad (8)$$

- La fonction gaussienne : définie par deux paramètres σ, x_0, soit :

$$u(x) = exp\left(-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (9)$$

- La fonction sigmoïde : définie par deux paramètres a, x_0, soit :

$$u(x) = \frac{1}{1+exp(-a(x-x_0))} \quad (10)$$

- La fonction singleton :

$$u(x) = \begin{cases} 1 & si\ x = x_0 \\ 0 & autrement \end{cases} \quad (11)$$

2.7.2.3. Variables linguistiques

Une variable linguistique est caractérisée par un triplet (x, T(x), U) où :

X : le nom de variable

T(x) : ensemble de terme de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous ensemble flou défini dans U.

U : l'univers de discours, comme exemple de la variable linguistique, on prend la vitesse de rotation d'un moteur. Son ensemble de terme T (vitesse) peut être :

T (vitesses) = (lente, moyenne, rapide, …).

Chaque terme dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans l'univers de discours U = [0,120]. Pour les vitesses inférieures ou égales à 40 intervient la variable linguistique (lente), et pour les vitesses supérieures ou égales à 70 intervient la variable linguistique (rapide). Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure suivante.

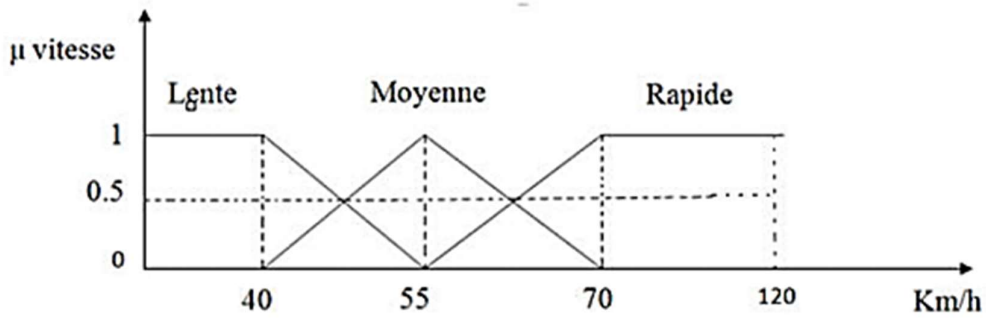


Figure 15:Fonction d'appartenance [16]

2.7.2.4. Opération de la logique floue

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles, l'extension de certains opérateurs définis sur les ensembles de la logique classique aux cas des ensembles flous pose certaines difficultés. Donc, il n'est possible d'appliquer directement la logique booléenne qui manipule des ensembles à fonction caractéristiques binaires (0 et 1). Pour pallier ce problème, sont introduites quelques définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous. Il existe plusieurs lois de composition des différents opérateurs de la logique floue, mais les plus couramment utilisées sont les suivantes.

- **Cas de l'opérateur ET (intersection) :** Il correspond à l'intersection de deux ensembles A et B. Dans le cas de la logique floue, l'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la fonction minimum qui est appliquée aux fonctions d'appartenance des ensembles A et B.

La fonction d'appartenance $\mu_{A\cap B}$ pour l'ensemble flou $A \cap B$ est définie comme suit :

$$\boldsymbol{\mu_{A\cap B}(u) = min\{\mu_A(u), \mu_B(u)\}} \qquad (12)$$

- **Cas de l'opérateur OU (union) :** Il correspond à l'union de deux ensembles A et B, il est réalisé dans la plupart des cas par la fonction maximum. La fonction d'appartenance $\mu_{A\cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit :

$$\boldsymbol{\mu_{A\cup B}(u) = max\{\mu_A(u), \mu_B(u)\}} \qquad (13)$$

- **Cas de l'opérateur NON (complément) :** On définit la fonction d'appartenance μ_A pour l'ensemble flou $\bar{A}$ par :

$$\boldsymbol{\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u)} \qquad (14)$$

Les opérations minimum et maximum présentent l'avantage de la simplicité des calculs, cependant, elles privilégient l'une des deux variables. Les opérations de produit et valeur moyenne sont plus complexes à calculer mais elles produisent un résultat qui tient compte des valeurs de deux variables.

2.7.3. Réglage et commande de la logique floue

La commande par logique floue permet d'élaborer des lois de réglage particulièrement efficaces sans nécessiter une modélisation mathématique détaillée du système à commander. Contrairement aux régulateurs classiques, tels que les régulateurs standards à contre-réaction, qui reposent sur des relations mathématiques précisément définies, la commande floue s'appuie sur un mécanisme d'inférence fondé sur un ensemble de règles linguistiques.

2.7.4. Structure du régulateur flou

Un régulateur flou est un système de commande à base de connaissances, structuré autour de quatre modules fondamentaux :

- La fuzzification, qui transforme les variables d'entrée réelles en variables linguistiques floues ;
- La base de règles, contenant l'ensemble des règles floues de type « SI–ALORS », issues de l'expertise humaine ou de l'observation du système ;
- Le moteur d'inférence, chargé d'évaluer les règles et de déterminer la réponse floue correspondante ;

- La défuzzification, qui convertit la sortie floue en une valeur numérique exploitable pour la commande du système.

L'interaction cohérente de ces quatre modules permet au régulateur flou de prendre des décisions adaptées face aux non-linéarités, aux incertitudes et aux variations paramétriques du système contrôlé [17].

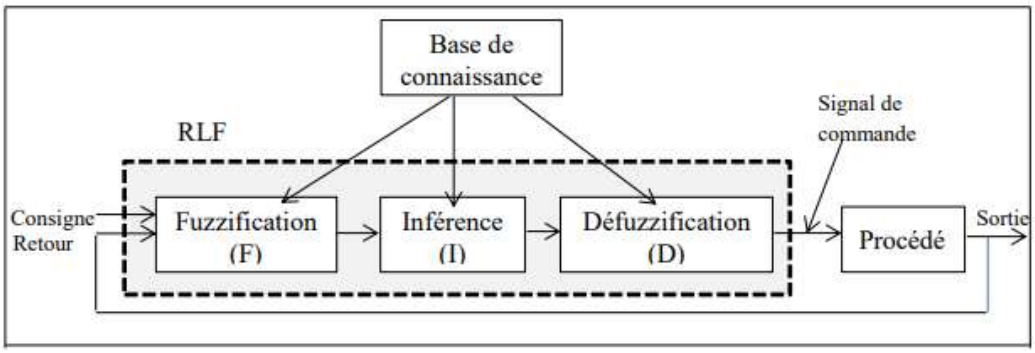


Figure 16:Schéma de principe d'un régulateur flou [17]

2.7.5. Fuzzification

C'est la partie du contrôleur flou chargée de convertir les grandeurs physiques (réelles) en variables linguistiques. Elle consiste à extraire le facteur d'appartenance d'une variable d'entrée à l'aide de fonctions-membres (type triangle, trapèze, gaussienne, …).

La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrées. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques (réelles) en variables linguistiques (variables floues) qui peuvent être alors traitées par les inférences. La fuzzification interprète un point numérique μ_0 comme un ensemble flou A dans X, ayant pour fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

Avec :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} \mathbf{1} & \boldsymbol{si\ x = x_0} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{si\ x \neq x_0} \end{cases} \quad (15)$$

2.7.6. Base de connaissance

La qualité et la pertinence de la base de règles conditionnent directement les performances globales du système, notamment en termes de précision, de stabilité et de robustesse face aux non-linéarités et aux incertitudes [18].

Le bloc base de connaissance est composé :

- D'une base de données fournissant les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation de données floues dans le contrôleur.
- D'une base de règles constituant d'un ensemble d'expression linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représente sous forme de règles : Si « condition » Alors « conséquence »

2.7.7. Moteur d'inférence

Le moteur d'inférence floue constitue le noyau décisionnel du contrôleur flou. Il reproduit le raisonnement humain en exploitant la base de règles floues. Les opérateurs logiques « ET » et « OU » y sont utilisés pour combiner les variables et les règles. L'opérateur « ET » intervient à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur « OU » permet d'agréger plusieurs règles. Différentes méthodes existent pour interpréter ces opérateurs.

$$R_1 : Si\ x\ est\ A_1\ ET\ y\ est\ B_1\ Alors\ z\ est\ C_1 \quad (16)$$

OÙ

$$R_2 : Si\ x\ est\ A_2\ ET\ y\ est\ B_2\ Alors\ z\ est\ C_2 \quad (17)$$

Pour le réglage par logique floue on utilise, en général, une des méthodes suivantes :

- ***Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani)***

Dans la méthode d'inférence max–min, l'opérateur « ET » est réalisé par le minimum. La conclusion de chaque règle « ALORS » est obtenue en prenant le minimum entre le degré d'activation de la prémisse et la fonction d'appartenance de sortie. L'opérateur « OU », assurant l'agrégation des règles, est réalisé par le maximum [19].

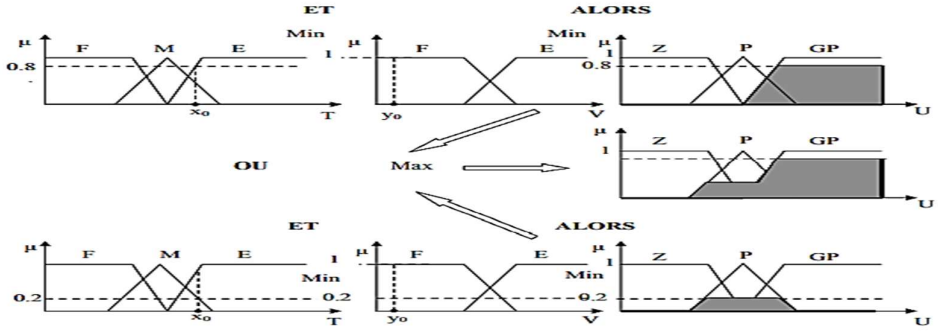


Figure 17:Exemple d'inférence Max-Min (Mamdani) [19]

- ***Méthode d'inférence Max-Produit (méthode de Larsen)***

Dans la méthode d'inférence max–produit, l'opérateur « ET » est réalisé par le produit. La conclusion de chaque règle « ALORS » est obtenue par le produit entre le degré d'activation de la prémisse et la fonction d'appartenance de sortie. L'opérateur « OU », assurant l'agrégation des règles, est réalisé par le maximum [19].

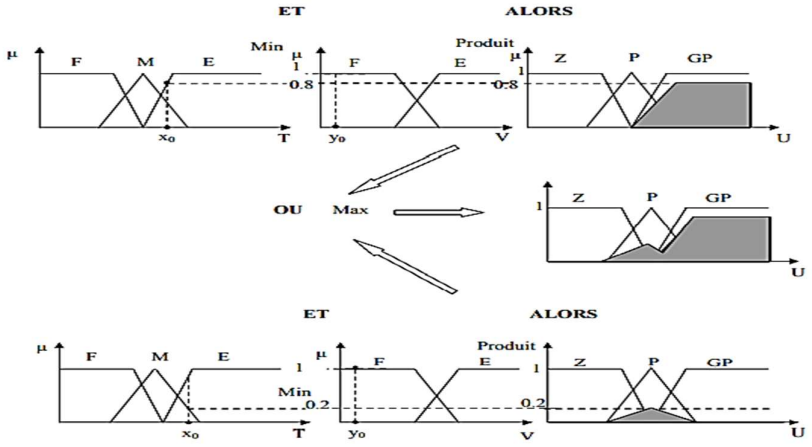


Figure 18:Exemple d'inférence MAX- PRODUIT [19]

❖ ***Méthode de Sugeno***

L'opérateur «ET » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

2.7.8. Interface de défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou.

Parmi les plus couramment utilisées, on cite : La technique du maximum, la technique de la moyenne pondérée, la technique du centre de gravité, la technique des hauteurs pondérées.

❖ ***La technique du maximum.***

Cette méthode est la plus simple, car elle consiste à ne retenir, pour chaque sortie, que la règle présentant le degré de validité maximal. Toutefois, elle est peu utilisée en pratique, en raison des ambiguïtés qu'elle engendre lorsque plusieurs valeurs de la fonction d'appartenance résultante atteignent le maximum [19].

❖ ***La technique de la moyenne pondérée.***

Le défuzzificateur analyse l'ensemble flou résultant afin d'identifier les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, puis calcule la moyenne de ces valeurs, laquelle constitue la valeur numérique finale de la défuzzification [19].

La technique du centre de gravité.

Elle est plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\overline{X} = \frac{\int_{-1}^{+1} x\mu_B(x)dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_B(x)dx} \qquad (18)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

- ***La technique des hauteurs pondérées.***

Le Défuzzificateur d'abord évalue $\mu_B^K(x)\ en\ \bar{X}^K$ et calcul ensuite la sortie du système flou par :

$$x = \frac{\sum_{K=1}^{M} \mu_B^K(\bar{x})\bar{x}^K}{\sum_{K=1}^{M} \mu_B^K(x)} \qquad (19)$$

Où $\bar{x}^K$ désigne le centre de gravité de l'ensemble flou B^K. L'équation précédente présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre. Toutefois, son principal inconvénient réside dans le fait qu'elle n'exploite pas l'intégralité de la forme de la fonction d'appartenance. En effet, seule la valeur du centre $\bar{x}^K$ du support de la fonction d'appartenance associée à la conclusion est prise en compte, sans considérer l'étendue ou la dispersion de cette fonction, qu'elle soit étroite ou large [19].

2.8. Le moteur asynchrone

Le moteur asynchrone, ou moteur à induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire. Le stator du moteur asynchrone est relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme. Ce moteur est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Malgré ses avantages considérables par rapport aux autres moteurs, l'étude de son comportement est une tâche difficile, qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Pour cela, le moteur asynchrone doit être modélisée, cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park.

2.8.1. Généralité du moteur asynchrone (MAS)

2.8.1.1. Structure d'un moteur asynchrone

Un moteur asynchrone comprend généralement deux parties : une partie fixe qui est le stator et une partie rotative qui est le rotor.

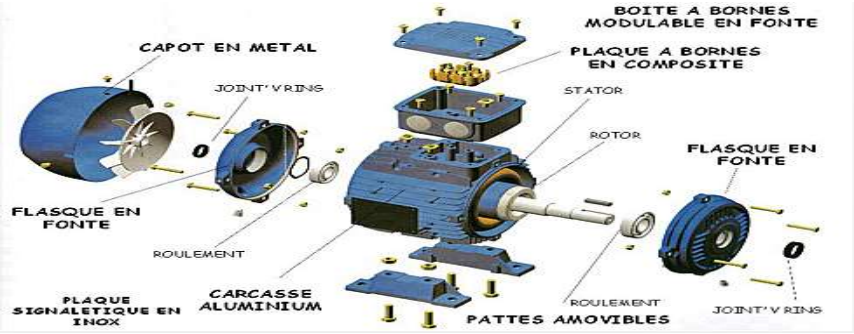


Figure 19:Vue éclatée d'un moteur asynchrone

a. *Le stator*

Le stator est la partie fixe du moteur asynchrone, il est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède p paires de pôles. Ces enroulements sont couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de $2\pi/3$.

b. *Le rotor*

Le rotor est la partie mobile du moteur asynchrone, il supporte un bobinage triphasé décalé de $2\pi/3$ et il a le même nombre de pôles que celui du stator d'un moteur synchrone.

Il existe deux types de rotors :

- ✓ Rotor à cage : Il est constitué de barreaux de cuivre ou d'aluminium reliés aux deux extrémités par deux couronnes conductrices. La succession de barres reliées aux 2 anneaux forment ce que l'on appelle la cage d'écureuil. Ce rotor peu coûteux et très robuste est le plus répandu.



Figure 20:Rotor à case d'écureuil [21].

- ✓ Rotor bobiné : On retrouve 3 enroulements (bobines) en périphérie du rotor qui sont reliés à des bagues. Sur ces bagues viennent frotter des balais qui vont alimenter le rotor. Il est aussi appelé rotor à bague.

2.8.2. Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

Lors de l'alimentation des phases statoriques, les courants alternatifs engendrent un champ magnétique tournant dans l'entrefer du moteur [20]. La fréquence de rotation de ce champ est

directement imposée par la fréquence des courants statoriques, de sorte que la vitesse du champ tournant est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique.

Cette vitesse, appelée vitesse de synchronisme et notée n_s, constitue une grandeur fondamentale dans l'analyse et la commande des machines asynchrones.

$$n_s = \frac{f}{p} \qquad (20)$$

n_s : vitesse de rotation de synchronisme en tr/s.

f : fréquence des courants alternatifs en Hz, et ω = 2.π.f en rad/s

p : Nombre de paires de pôles.

L'enroulement rotorique est ainsi soumis à des variations du flux magnétique, ce qui entraîne l'apparition d'une force électromotrice induite aux bornes du circuit rotorique. Cette force électromotrice engendre des courants rotoriques, lesquels sont à l'origine de la production du couple électromagnétique. Ce couple tend à mettre le rotor en mouvement de manière à s'opposer à la variation du flux, conformément au principe de Lenz.Le rotor se met alors à tourner en cherchant à suivre le champ magnétique tournant du stator, mais à une vitesse de rotation $n_r$toujours inférieure à la vitesse de synchronisme n_s. Cette différence de vitesse entre le rotor et le champ tournant conduit à l'introduction d'un paramètre fondamental, appelé glissement, qui caractérise le comportement dynamique et énergétique du moteur asynchrone.

Le glissement noté « g » est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'un moteur asynchrone par rapport à un moteur synchrone construite avec le même stator. Il est exprimé en pourcentage, il est défini par la relation ci-dessous

$$g = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \qquad (21)$$

Avec :

n_s: Vitesse de rotation de synchronisme (tr/mn)

n_r: Vitesse de rotation du rotor (tr/mn

Ω_s: Vitesse de synchronisme (rd/s)

Ω_r: Vitesse angulaire réelle du moteur (rd/s

Si le rotor tourne à la vitesseΩ_r, il est balayé par le flux entrainé à la vitesse $\Omega_s - \Omega_r$, donc les forces électromotrices F.é.m. et les courants induits ont pour pulsation :

$$f_r = g.f_s \longrightarrow \mathrm{x}_r = g.\mathrm{x}_s. \qquad (22)$$

x_s: Pulsation des courants statoriques, liée à la fréquence du stator

x_r: Pulsation des courants rotoriques

2.8.3. Avantages et inconvénients d'un moteur asynchrone

Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone sont nombreux. Toutefois, les principaux éléments sont synthétisés dans le Tableau 2, qui présente une vue d'ensemble de ses caractéristiques essentielles [21].

Tableau 2:Avantages et inconvénients de la MAS

Avantages	Inconvénients
▪ Structure simple. ▪ Robuste et facile à construire. ▪ Coût réduit. ▪ Absence d'un système bagues balais	▪ Non découplage naturel ▪ Non linéarités

2.9. État de l'art critique de la commande des moteurs asynchrones par la logique floue

La logique floue a été largement explorée dans la littérature scientifique comme une alternative aux régulateurs conventionnels pour la commande des moteurs asynchrones, en particulier dans les applications de régulation de vitesse. Cette approche repose sur l'exploitation de règles linguistiques permettant d'établir une relation non linéaire entre les variables de fonctionnement du moteur et la loi de commande, sans recourir explicitement à un modèle mathématique précis de la machine (Zadeh, 1965 ; Mamdani, 1974).

Dans la majorité des travaux recensés, la commande floue du moteur asynchrone est fondée sur l'évaluation de l'erreur de vitesse, définie comme la différence entre la vitesse de référence imposée et la vitesse mesurée du rotor, ainsi que sur la variation de cette erreur. Ces deux grandeurs constituent les variables d'entrée principales du régulateur flou, tandis que la variable de sortie correspond généralement à une consigne de couple ou à une grandeur équivalente injectée dans la structure de commande [22] [63] [64] et [65].

2.9.1. Structures de commande floue appliquées au moteur asynchrone

Les travaux existants montrent que la majorité des stratégies de commande floue appliquées au moteur asynchrone adoptent une structure similaire à celle d'un régulateur proportionnel–intégral, dans laquelle la logique floue est utilisée pour ajuster dynamiquement la loi de commande. Les entrées du régulateur sont le plus souvent :

- L'erreur de vitesse instantanée,
- La dérivée ou variation de l'erreur.

Cette structure, bien que simple et intuitive, permet d'améliorer la réponse dynamique du moteur, de réduire le dépassement et d'augmenter la robustesse face aux variations de charge. Plusieurs études rapportent ainsi des performances supérieures aux régulateurs PI classiques, notamment en régime transitoire et à basse vitesse.

Toutefois, cette similarité structurelle avec les régulateurs conventionnels révèle également une limite conceptuelle importante : dans de nombreux cas, la logique floue se substitue au régulateur PI sans modifier fondamentalement la structure globale de la commande, ce qui limite le gain réel en intelligence décisionnelle.

2.9.2. Apports et limites de la commande par logique floue

Les contributions majeures de la logique floue dans la commande des moteurs asynchrones peuvent être résumées comme suit :

- Une meilleure tolérance aux incertitudes paramétriques, notamment les variations de résistance rotorique dues à l'échauffement ;
- Une amélioration des performances dynamiques en présence de charges variables ;
- Une réduction des oscillations de couple et de vitesse ;
- Une moindre dépendance à l'identification précise du modèle du moteur.

Ces avantages expliquent l'adoption croissante de la logique floue dans les systèmes d'entraînement électrique, en particulier pour les applications nécessitant une robustesse accrue face aux perturbations.

Malgré leurs performances encourageantes, les approches de commande floue classiques présentent plusieurs limitations récurrentes mises en évidence dans la littérature :

1. Dépendance à l'expertise humaine

La conception des règles floues et des fonctions d'appartenance repose principalement sur l'expérience de l'utilisateur, ce qui introduit une subjectivité importante et limite la reproductibilité des résultats.

2. Complexité croissante du système flou

L'augmentation du nombre de règles améliore potentiellement la précision de la commande, mais entraîne une explosion combinatoire, augmentant la charge de calcul et compliquant l'implémentation en temps réel.

3. Absence de cadre formel d'optimisation

Les paramètres du régulateur flou (fonctions d'appartenance, gains de normalisation) sont souvent ajustés empiriquement, sans garantie formelle de stabilité ou d'optimalité globale.

4. Capacité limitée à gérer les phénomènes fortement non linéaires et dynamiques

Dans des conditions extrêmes de fonctionnement (basse vitesse, variations rapides de charge, saturation magnétique), les performances des contrôleurs flous classiques peuvent se dégrader, révélant les limites de la logique floue de type Mamdani ou Sugeno utilisée de manière isolée.

Face à ces limites, la littérature récente souligne la nécessité d'introduire des mécanismes décisionnels plus puissants, capables de traiter simultanément l'incertitude, la non-linéarité et la dynamique rapide des systèmes électriques. Dans cette perspective, Nous utilisons une nouvelle commande appelée logique floue quantique pour augmenter la performance de la logique floue classique.

La logique floue quantique se distingue par sa capacité à enrichir la représentation de l'incertitude en intégrant des concepts inspirés de la mécanique quantique, tels que la superposition et l'interférence des états flous. Cette approche permet d'augmenter la capacité d'expression du système de décision tout en réduisant la dépendance à une base de règles strictement déterministe.

Ainsi, l'introduction de la logique floue quantique dans la commande du moteur asynchrone vise à dépasser les limitations structurelles des contrôleurs flous classiques, en offrant une meilleure adaptabilité, une robustesse accrue et une intelligence décisionnelle renforcée, particulièrement adaptées aux systèmes d'entraînement électrique complexes.

Si les stratégies de commande avancées, qu'elles soient classiques ou basées sur l'intelligence artificielle, visent principalement à améliorer les performances dynamiques et la robustesse des moteurs électriques en fonctionnement nominal, elles ne permettent pas, à elles seules, d'anticiper de manière fiable les dégradations progressives et les défaillances internes de la machine. Or, dans un contexte industriel marqué par des exigences accrues de disponibilité, de sécurité et de réduction des coûts de maintenance, la simple amélioration de la commande ne

suffit plus ; il devient nécessaire de disposer d'outils capables de surveiller en continu l'état de santé du moteur et de prédire l'apparition de pannes avant qu'elles n'affectent le fonctionnement du système.

Dans cette perspective, le concept de jumeau numérique (Digital Twin) s'est récemment imposé comme un cadre technologique prometteur pour la surveillance conditionnelle et la maintenance prédictive des systèmes électromécaniques. En combinant un modèle numérique du moteur, des données issues de capteurs en temps réel et des algorithmes avancés d'analyse et d'apprentissage, le jumeau numérique permet de reproduire le comportement dynamique et dégradé de la machine tout au long de son cycle de vie

2.10. L'introduction de digital twin dans l'industrie 4.0

L'avènement de l'Industrie 4.0 a apporté à la fois des opportunités et des défis pour les usines d'aujourd'hui. La convergence des données massives et de l'intelligence artificielle (IA) joue un rôle crucial dans ce paysage industriel, portée par les avancées en informatique, stockage de données et technologies de capteurs. L'efficacité énergétique constitue l'un des défis majeurs de l'Industrie 4.0. Les systèmes de gestion de l'énergie (SGE) permettent un contrôle précis des systèmes industriels, réduisant la consommation d'énergie sans compromettre l'efficacité opérationnelle. Notamment, les entraînements électriques ou les systèmes à moteur électrique (SME) représentent 50 % de l'énergie électrique utilisée [50]. Au sein des SME, les moteurs de taille moyenne dominent, 80 % étant des moteurs asynchrones (IM) de divers types [51]. Compte tenu de leur usage répandu, les moteurs asynchrones représentent une cible prometteuse pour les améliorations de l'efficacité énergétique. À titre d'exemple, les moteurs asynchrones de taille moyenne fonctionnant à 84 % de rendement consomment annuellement 10 500 TWh. Une amélioration modeste de 1 % du rendement énergétique permettrait d'économiser 105 TWh . Par conséquent, optimiser le rendement des moteurs asynchrones apparaît comme une stratégie clé pour réduire la consommation d'énergie [52].

La modélisation mathématique des moteurs asynchrones repose sur une représentation complexe des interactions électromagnétiques entre les composants du stator et du rotor, essentielle pour comprendre la dynamique du moteur et améliorer ses performances. L'utilisation de modèles avancés, comme celui présenté dans [53], prenant en compte les effets d'excentricité de masse du rotor et d'excentricité magnétique, permet de mieux appréhender les vibrations et les changements de vitesse critique dans les conceptions de moteurs. Par ailleurs, l'inclusion de la saturation du circuit magnétique dans les modèles, comme indiqué dans [54], améliore la précision des calculs en régimes permanent et transitoire, offrant une compréhension globale du système moteur asynchrone. En intégrant ces représentations mathématiques avancées à l'analyse, les chercheurs peuvent explorer plus en profondeur les complexités des interactions électromagnétiques au sein des moteurs asynchrones, ouvrant la voie à des stratégies de contrôle améliorées et à une efficacité opérationnelle accrue dans les applications. Les référentiels sont essentiels pour représenter avec précision le comportement dynamique des systèmes complexes dans la modélisation des moteurs asynchrones. L'utilisation de différents référentiels, tels que les référentiels abc et qd0, permet une analyse approfondie des performances du moteur et de ses interactions avec le système. Ces diverses

techniques de modélisation permettent non seulement de mieux comprendre la dynamique des moteurs asynchrones, mais également d'ouvrir la voie à des stratégies de contrôle avancées et à une évaluation des performances.

Dans un contexte industriel marqué par une pression croissante sur la réduction de la consommation énergétique, la limitation des émissions et l'optimisation des coûts d'exploitation, l'amélioration de l'efficacité énergétique des machines électriques constitue aujourd'hui un enjeu stratégique majeur. Les pertes liées aux défaillances progressives, aux fonctionnements dégradés et aux arrêts non planifiés représentent une part significative du gaspillage énergétique et des coûts de maintenance dans les systèmes industriels. Dès lors, il ne s'agit plus uniquement d'optimiser les performances en régime nominal, mais d'anticiper les dégradations susceptibles d'affecter le rendement global des machines tout au long de leur cycle de vie.

Dans cette perspective, le jumeau numérique s'impose comme un outil clé pour répondre aux exigences industrielles actuelles et futures. En permettant une représentation dynamique et évolutive de la machine réelle, intégrant à la fois les données de fonctionnement en temps réel et les modèles physiques ou hybrides, le jumeau numérique offre la capacité de détecter précocement les anomalies, de prédire l'apparition des pannes et d'optimiser les stratégies de maintenance. Cette approche proactive contribue non seulement à améliorer la disponibilité et la fiabilité des équipements, mais également à maintenir un fonctionnement proche du rendement optimal, réduisant ainsi les pertes énergétiques associées aux états dégradés.

CONCLUSION

L'analyse approfondie de la littérature scientifique a mis en évidence les limites actuelles des systèmes électromécaniques et énergétiques face aux exigences croissantes de performance, de robustesse et d'efficacité énergétique. Dans un contexte de transition énergétique et d'industrialisation durable, les architectures classiques d'alimentation et de commande des machines électriques montrent rapidement leurs insuffisances, tant du point de vue de la disponibilité énergétique que de la capacité à s'adapter aux incertitudes et aux dégradations progressives des systèmes.

D'une part, l'étude des sources d'énergie met en lumière le potentiel encore largement sous-exploité des cellules radiatives comme complément aux technologies photovoltaïques conventionnelles. Leur capacité à convertir le rayonnement thermique nocturne en énergie électrique ouvre des perspectives nouvelles pour la continuité énergétique des systèmes hybrides, en particulier dans les applications nécessitant une alimentation stable et durable. Toutefois, l'intégration efficace de ces cellules requiert des stratégies de gestion et de contrôle avancées, capables de faire face à la variabilité des flux énergétiques et aux contraintes dynamiques des charges électromécaniques.

D'autre part, l'état de l'art des stratégies de commande des moteurs asynchrones révèle une évolution progressive des approches, depuis la commande vectorielle classique, performante mais fortement dépendante du modèle, vers la commande floue, plus robuste face aux incertitudes mais limitée par son caractère empirique et sa capacité décisionnelle. Si ces méthodes ont permis des avancées significatives, elles demeurent insuffisantes pour répondre

pleinement aux défis posés par les systèmes modernes, caractérisés par une forte non-linéarité, une variabilité paramétrique marquée et des exigences élevées en termes de performance et de fiabilité. Dans ce contexte, la commande floue quantique apparaît comme une alternative prometteuse, visant à dépasser les limitations des approches classiques et floues en enrichissant la représentation de l'incertitude et en renforçant l'intelligence décisionnelle du système de commande.

Enfin, la revue des travaux consacrés à la surveillance et à la maintenance prédictive souligne le rôle central des jumeaux numériques dans l'évolution des systèmes industriels vers des architectures intelligentes et autonomes. En offrant une représentation numérique fidèle et évolutive de la machine réelle, le jumeau numérique permet non seulement de prédire les pannes et d'optimiser les stratégies de maintenance, mais également de maintenir un fonctionnement énergétiquement optimal tout au long du cycle de vie des équipements. Son intégration constitue ainsi un levier essentiel pour améliorer simultanément la fiabilité, la disponibilité et l'efficacité énergétique des machines électriques.

En synthèse, cet état de l'art met en évidence la nécessité d'une approche intégrée combinant l'exploitation de sources énergétiques innovantes telles que les cellules radiatives, l'adoption de stratégies de commande avancées fondées sur la logique floue quantique et l'utilisation des jumeaux numériques pour la surveillance prédictive. Cette convergence technologique constitue le socle scientifique sur lequel s'appuie la présente thèse, visant à proposer une architecture globale, intelligente et énergétiquement efficiente pour les systèmes électromécaniques de nouvelle génération.

À la lumière des analyses présentées dans l'état de l'art, la mise en œuvre et la validation des approches proposées nécessitent une sélection rigoureuse des outils informatiques les plus adaptés. Le prochain chapitre est ainsi consacré à la recherche d'évaluation et au choix des outils numériques utilisés pour la modélisation, la simulation, la commande et la surveillance des systèmes étudiés. Il vise à justifier, sur la base de critères scientifiques et techniques, les environnements logiciels retenus, tout en mettant en évidence leur pertinence vis-à-vis des objectifs de performance, de robustesse et d'efficacité énergétique poursuivis dans ce travail.

Chapitre3 : Recherche évaluation et choix d'outils informatiques

3.1. Critère de recherche

Ce projet de recherche s'inscrit dans le cadre du développement des systèmes d'énergie hybrides visant à compenser la demande énergétique quotidienne et l'intermittence atmosphérique. L'objectif est de modéliser un système énergétique hybride complexe, composé de cellules photovoltaïques et de cellules radiatives, au sein d'un environnement de simulation unifié. La sortie de ce système alimente un moteur asynchrone, commandé par différentes stratégies de contrôle qui feront l'objet d'une étude comparative. Enfin, le concept de jumeau numérique est introduit pour la prédiction de la maintenance dans le contexte de l'industrie 4. 0. Il est en effet particulièrement pertinent de simuler l'ensemble du système dans un modèle

unifié, car cela permet de représenter fidèlement les interactions entre la génération d'énergie, la chaîne de conversion et la dynamique du moteur, d'évaluer les lois de commande sous des conditions d'alimentation variables, et d'obtenir des résultats de simulation plus représentatifs pour la comparaison des performances.

Afin de caractériser le système proposé, les sous-systèmes suivants sont modélisés :

- Le système photovoltaïque et thermo-photovoltaïque ;
- Le convertisseur DC/AC ;
- Le moteur asynchrone ;
- Les commandes vectorielle, floue et floue quantique appliquées aux paramètres de contrôle du moteur asynchrone ;
- L'introduction des jumeaux numériques pour la prédiction de la maintenance, selon la méthodologie adoptée dans le document de thèse.

À l'issue de ce travail, un outil informatique performant permet d'obtenir des résultats de simulation fiables et conformes au cahier des charges. Ces résultats sont exploités à travers l'analyse de courbes et d'indicateurs quantitatifs afin d'évaluer :

- Le rendement global du système hybride en termes de puissance ;
- L'apport de l'intelligence artificielle dans l'amélioration de la commande des machines industrielles.

3.2. La revue des outils informatiques

Si de nombreux travaux portent sur l'étude et l'amélioration des stratégies de commande des machines électriques, peu d'entre eux s'intéressent spécifiquement à la production d'énergie à partir des cellules radiatives. Par ailleurs, plusieurs modèles ont été développés pour l'analyse statique et dynamique des machines électriques ainsi que pour la modélisation des systèmes photovoltaïques, comme cela a été largement présenté dans notre article publié [30].

Les énergies renouvelables et la commande des machines électriques constituent aujourd'hui un axe de recherche majeur, mobilisant un grand nombre de chercheurs. De nombreux travaux scientifiques publiés notamment dans les bases de données IEEE analysent l'évolution des systèmes photovoltaïques, tant du point de vue du rendement de conversion que des stratégies de contrôle du point de puissance maximale. Ces études reposent sur des modèles mathématiques fiables, nécessitant l'utilisation d'outils de simulation robustes capables de fournir des résultats exploitables et analysables. Dans ce contexte, MATLAB/Simulink est couramment utilisé dans les projets de recherche dédiés à la modélisation, à la simulation et à l'analyse des machines dynamiques.

3.3. Principaux outils utilisés pour la modélisation des moteurs asynchrones

La modélisation et la simulation des moteurs asynchrones bénéficient d'une variété de logiciels spécialisés, chacun offrant des capacités uniques pour différents aspects de l'analyse des moteurs. Les outils d'analyse par éléments finis (FEA), tels qu'ANSYS Maxwell, fournissent

une simulation détaillée du champ électromagnétique en résolvant les équations de Maxwell, tandis que MotorAnalysis-IM propose une solution FEA automatisée, gratuite, spécialement conçue pour les moteurs et générateurs asynchrones. La simulation basée sur les circuits est facilitée par PSpice, qui simule les aspects électriques des moteurs asynchrones, et MATLAB/Simulink, qui analyse diverses stratégies de commande et circuits électriques.

Les outils de simulation multiphysique, comme COMSOL Multiphysics, permettent la simulation de multiples phénomènes physiques, y compris thermiques, structurels et électromagnétiques, offrant ainsi une vision complète des performances du moteur dans diverses conditions. Pour la conception des systèmes de commande, MATLAB/Simulink est une plateforme flexible qui permet d'utiliser le contrôle vectoriel et le contrôle direct du couple, entre autres stratégies. LabVIEW, quant à lui, permet de créer des algorithmes de commande et de les tester en temps réel. L'intégration de ces outils et technologies avancés améliore la modélisation, le contrôle et l'optimisation des moteurs asynchrones, ouvrant la voie à une plus grande efficacité, fiabilité et adaptabilité dans diverses applications industrielles. Lorsqu'il est combiné aux logiciels de CAO et au logiciel RT-LAB (version 2020.2) pour l'implémentation en boucle matérielle (HIL), l'environnement MATLAB/SIMULINK s'avère être l'outil le plus efficace pour la mise en œuvre du jumeau numérique (DT) des moteurs asynchrones (IM), fournissant des résultats précis et pratiques.

Tableau 3:Résumé des Logiciels de Modélisation pour Moteurs Asynchrones

Logiciel de modélisation	MATLAB Simulink	20-SIM	Psim	Pspice	Comsol Multiphysics	Solidworks	Ansys Maxwell	Flux® 2D/3D
Version min.	R2024b	4.7	12.0	17.2	6.0	2021	2021 R1	2022
FEA	✓						✓	✓
Bond Graph	✓	✓						
Basé sur circuit	✓		✓	✓				
Multiphysique	✓				✓			
Conception de systèmes de commande	✓							

Chapitre 4 : Modélisation et simulation

4.1. Description du système à modéliser

Le système que nous proposons entre directement à la réponse directe des problématiques de l'heure sur la valorisation des énergies renouvelables malgré l'intermittence de l'atmosphère. Le système est composé d'un :

❖ Système de production hybride : Dans ce système, nous mettons en hybride les cellules photovoltaïques et les cellules thermo-photovoltaïques pour accroitre la puissance de production et son autonomie malgré la variation de l'atmosphère. Ce système représente la partie de production avec un tout nouveau type de source énergétique par la mise en jeu des cellules radiatives. Cette solution donnera un nouveau souffle de réponse dans la littérature dont beaucoup de questions tournent à la gestion du réchauffement climatique par une abondance en énergie renouvelable.

❖ Convertisseur d'énergie DC/AC : La tension de sortie de la source hybride est entièrement continue et nous avons besoin d'alimenter une charge alternative (le moteur asynchrone). Pour rendre notre système beaucoup plus performant avec une élimination d'harmoniques, nous utilisons un onduleur multiniveaux commandé qui sera entre la source hybride et la charge.

❖ Moteur asynchrone commandé : Dans notre sujet, nous cherchons à mieux trouver efficacement le découplage entre le flux et le couple du moteur asynchrone. Avec l'évolution de la technologie, nous cherchons à prouver la performance de l'intelligence artificielle pour la commande du MAS. Dans cet ordre d'idée, nous allons faire une comparaison entre la commande vectorielle, la commande floue et la commande floue quantique d'un moteur asynchrone.

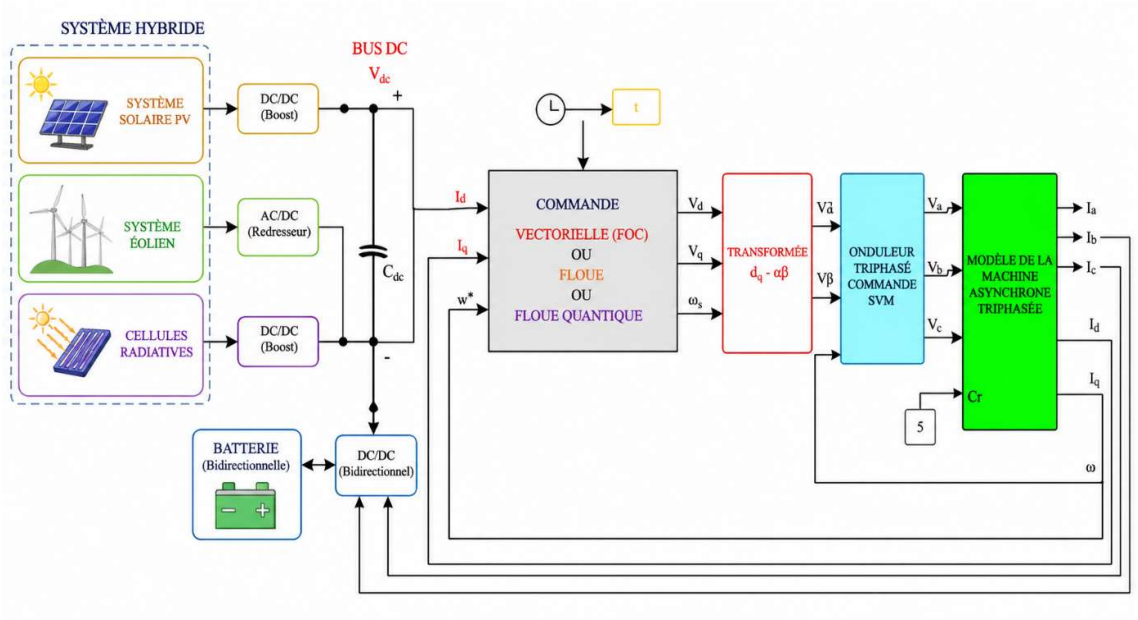


Figure 21:Modéle du systéme

4.2. Modélisation du système

4.2.1. Modélisation du système thermo-photovoltaïque

Le photovoltaïque possède un potentiel important en raison de l'abondance de l'énergie solaire incidente sur Terre ; cependant, ils ne peuvent produire de l'électricité que pendant la journée. Afin de produire de l'énergie électrique après le coucher du soleil, nous envisageons un concept photovoltaïque alternatif qui utilise la terre comme source de chaleur et le ciel nocturne comme dissipateur thermique, ce qui aboutit à une « cellule photovoltaïque nocturne » qui utilise le photovoltaïque thermo -radiatif et des concepts du domaine en évolution du refroidissement radiatif.

Dans la production de l'énergie thermo-radiative, le flux de chaleur augmente la température des cellules au-delà de celle ambiante. Cela entraine un flux d'émission radiative et un flux de courant dans l'anode de la cellule.

La densité du courant électrique peut être déterminée par l'expression suivante Strandberg.

$$J(\Delta\mu) = q\,[\phi_c(\Delta\mu) - \phi_a] + J_{nr}(\Delta\mu) \quad \text{Équation 23}$$

Où

q : est la quantité de charge d'un électron

ϕ_c et ϕ_a : sont respectivement les flux radiatifs émis et absorbés par la cellule

Δμ : est le potentiel électrochimique de la cellule

J_{nr} : est la densité de courant due à l'effet du processus non radiatif

Le flux radiatif émis par la cellule suit la loi de Plank tout en supposant qu'une cellule plane émet sur un hémisphère :

$$\phi_c(\Delta\mu) = \frac{2\pi}{h^3C^2}\int_{E_g}^{\infty} \eta_{extr}(E)\,\varepsilon(E) \times \frac{E^2}{e^{\frac{E-\Delta\mu}{K_B T_c}} - 1}\,dE \quad \text{Équation 24}$$

Où :

h : est la constante de plank

C : la vitesse de la lumière

η_{extr} : est l'efficacité de l'extraction du rayonnement de la cellule

E : est l'énergie de la cellule

E_g : est la bande interdite en énergie du matériau cellulaire

K_B : Constante de Boltzmann

T_c : Température de la cellule

Le flux radiatif absorbé par la cellule est donné par un même raisonnement similaire.

$$\phi_a(\Delta\mu) = \frac{2\pi}{h^3C^2}\int_{E_g}^{\infty} \eta_{EQE}(E)\,\varepsilon(E) \times \frac{E^2}{e^{\frac{E-\Delta\mu}{K_B T_a}} - 1}\,dE \quad \text{Équation 25}$$

Où :

η_{EQE} : est l'efficacité quantique externe de la cellule

T_a : est la température ambiante

Les paramètres de l'équation (25) décrivent les processus radiatifs et non radiatifs d'une diode conventionnelle, où le flux de courant résulte de la différence entre le flux radiatif absorbé depuis l'environnement et le flux radiatif émis à potentiel électrochimique nul, correspondant au courant de court-circuit. Pour une énergie de bande interdite suffisamment élevée, telle que $E_g \gg 3kT$, une approximation permet d'exprimer la caractéristique courant–tension (J–V) selon la relation de Shockley. Mathématiquement, cette relation s'écrit comme suit :

$$\mathbf{J\ (\Delta\mu)= J_{0,rad}(e^{q\Delta\mu/K_BT_c} - 1) + J_{0,nr}(e^{q\Delta\mu/nK_BT_c} - 1) + J_{sc}}\ \textbf{Équation 26}$$

Où :

$J_{0,rad}$ et $J_{0,nr}$: sont les courants de saturation inverse pour le comportement radiatif et non radiatif des diodes.

n : est le facteur d'idéalité de la diode pour les processus non radiatif

J_{sc} : La densité de courant de court-circuit

En se basant sur les relations des équations 25 et 28, la densité de courant de court-circuit est donnée par :

$$\mathbf{J_{sc}= q\ [\phi_c(0) - \phi_a]}\ \textbf{Équation 27}$$

Dans cette description, la valeur de $J_{0,\mathrm{rad}}$est équivalente à $q\ \phi_c(0)$. L'équation de la densité de courant de la cellule peut alors s'écrire comme suit :

$$\mathbf{J\ (\Delta\mu)=q\ (\phi_c(0)e^{q\Delta\mu/K_BT_c} - \phi_a) + J_{0,nr}(e^{q\Delta\mu/nK_BT_c} - 1)}\ \textbf{Équation 28}$$

À l'issue de ces équations, il est possible de représenter le modèle physique basé sur le flux de chaleur, exploité pour la production d'électricité sous forme thermo-photovoltaïque.

4.2.2. Modèle de Circuit équivalent

À partir des équations précédentes, il est désormais possible d'établir un modèle de circuit équivalent représentant le comportement du système thermo-radiatif. Ce circuit est constitué des éléments suivants : deux diodes, une source de courant, l'ensemble étant connecté en parallèle, ainsi qu'une résistance série et une résistance de shunt. La direction du courant et la polarité de la tension sont définies de manière que la production d'électricité s'effectue dans le premier quadrant de la caractéristique courant–tension.

Le circuit équivalent obtenu est analogue à celui classiquement utilisé pour modéliser une cellule photovoltaïque, à la différence près de la source de courant, des polarités de tension et de la définition de la densité de courant de court-circuit.

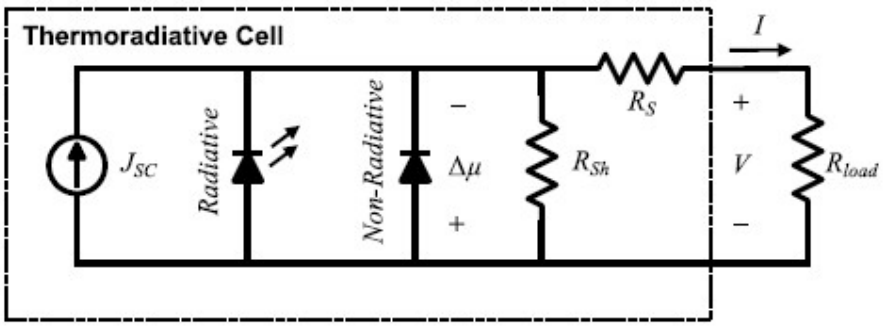


Figure 22:Circuit équivalent d'une cellule radiative (Phillips 2020) [28]

L'équation analytique globale pour la caractéristique Courant-tension est donné par :

$$J(V) = J_{0,rad}\left(e^{-q(V+jR_s)/K_BT_c} - 1\right) + J_{0,nr}\left(e^{-q(V+jR_s)/nK_BT_c} - 1\right) + J_{sc} - \frac{(V+jR_s)}{R_{sh}} \quad \text{Équation 29}$$

Cette expression peut être directement résolue à l'aide d'une modélisation réalisée dans un logiciel d'analyse de circuits, dans lequel les paramètres peuvent être mesurés ou calculés indépendamment. Ce tableau 4 récapitule les principaux paramètres de la cellule thermo-radiative, leurs expressions mathématiques associées ainsi que les méthodes de détermination expérimentales ou analytiques utilisées pour l'identification du modèle de circuit équivalent.

Tableau 4: Paramètres de la cellule thermo-radiative

PARAMETRES	EXPRESSIONS	METHODE DE DETERMINATION
$J_{0,rad}$	q [$\phi_c(0)$	Mesurer ou calculer η_{extr}
$J_{0,nr}$		Mesurer par la caractéristique **J-V**
J_{sc}	q [$\phi_c(0)$ - ϕ_a]	Mesurer ou calculer η_{extr} , η_{EQE}
$\boldsymbol{R_S}$		Déterminer pour un courant fort
$\boldsymbol{R_{sh}}$		Déterminer pour un courant faible

4.2.2.1. Système photovoltaïque et thermo radiatif

Les principes physiques régissant les cellules thermo-radiatives (TR) sont similaires à ceux des cellules photovoltaïques conventionnelles. Lorsque la jonction p–$n$est en équilibre thermique avec son environnement et placée dans l'obscurité (Figure 22a), l'absorption aléatoire des photons par la cellule est égale à l'émission radiative, et le niveau de Fermi effectif (Fem) demeure uniforme dans l'ensemble du semi-conducteur.

En fonctionnement normal d'une cellule photovoltaïque (Figure 22b), l'absorption photonique devient supérieure à l'émission, et cette différence engendre un courant électrique. L'absorption des photons accroît la densité totale des porteurs électroniques (électrons et trous), ce qui élève le produit npà une valeur supérieure à $n_0p_0 = n_i^2$, correspondant au carré de la densité intrinsèque des porteurs.

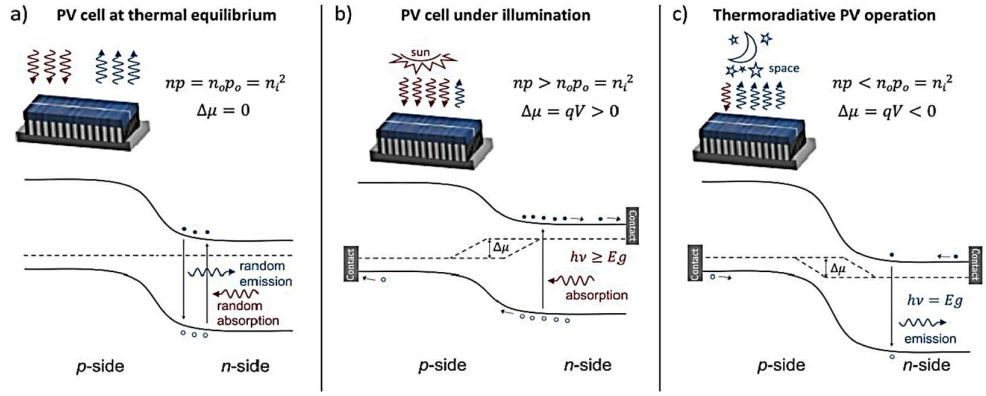


Figure 23:Situation absorption et radiation des deux cellules

Lorsque la jonction p–$n$est à une température plus élevée que celle de son environnement (Figure 22c), l'émission radiative du dispositif devient dominante par rapport à l'absorption. Cette augmentation de l'émission entraîne une diminution de la concentration des porteurs en dessous de leur valeur d'équilibre, ce qui se traduit par une séparation des quasi-niveaux de Fermi des électrons et des trous.

4.2.2.2. Les limites des cellules radiatives

Aujourd'hui, la peinture blanche est parfois utilisée pour recouvrir les toits des bâtiments afin de réfléchir le rayonnement solaire et de réduire ainsi l'échauffement durant la journée. Ces dernières années, toutefois, le **refroidissement radiatif** a suscité un intérêt croissant grâce au développement de matériaux à forte émissivité thermique et à forte réflectivité solaire, capables d'abaisser la température de surface d'un objet bien en dessous de la température ambiante.

Une approche similaire peut être appliquée aux cellules solaires conventionnelles afin de limiter leur échauffement en fonctionnement. En intégrant un matériau photonique transparent dans le visible mais fortement émissif dans la fenêtre de transparence atmosphérique (8–13 μm), le rayonnement solaire peut toujours atteindre la cellule pour la production d'énergie, tandis que la chaleur thermique est efficacement évacuée par rayonnement vers l'espace profond.

Par ailleurs, l'utilisation d'un matériau à très faible bande interdite pour la fabrication d'un dispositif permettrait une émission de photons de faible énergie résultant de la recombinaison des porteurs à travers la bande. Lorsqu'un tel dispositif est connecté à une charge, une cellule idéale pourrait ainsi produire jusqu'à 54 W/m² dans des conditions idéales, et potentiellement plus de 10 W/m² dans des conditions de ciel typiques.

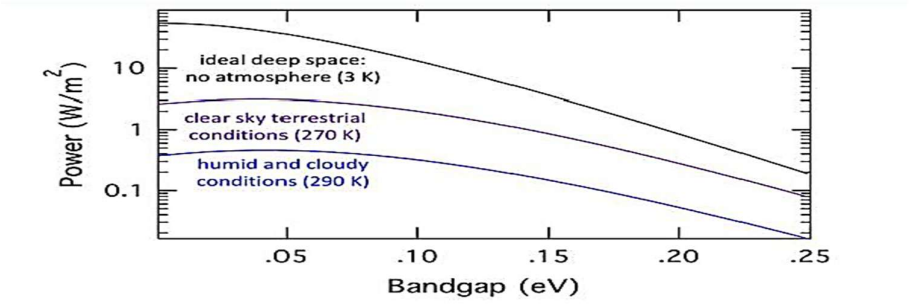


Figure 24:La puissance radiative en fonction des bandes interdites

La Figure 23 présente la densité de puissance maximale en fonction de l'énergie de la bande interdite pour une cellule thermo-radiative terrestre à 300 K, sous différentes conditions de ciel modélisées par des températures effectives. Le cas idéal correspond à une cellule faisant face à l'espace profond à 3 K, tandis qu'une température effective de 270 K représente des conditions de ciel clair sur Terre.

Pour modéliser précisément une cellule thermo-radiative terrestre, il est nécessaire de prendre en compte le rayonnement thermique incident du ciel. En dehors de la fenêtre de transparence atmosphérique, l'émission du ciel est assimilable à celle d'un corps noir à la température ambiante, tandis qu'à l'intérieur de cette fenêtre, l'émission dépend fortement de l'humidité et de la couverture nuageuse. Ainsi, la performance des cellules thermo-radiatives dépend directement des conditions météorologiques, les performances optimales étant obtenues sous ciel dégagé et faible humidité.

À 300 K, des puissances de refroidissement radiatif à large bande comprises entre 120 et 160 W/m² ont été mesurées et estimées, correspondant à des températures effectives du ciel allant de 270 à 276 K. Dans ces conditions réelles, une cellule thermo-radiative idéale orientée vers

le ciel peut produire une puissance supérieure à 2 W/m², pouvant atteindre environ 3,2 W/m² dans des conditions météorologiques optimales.

Ces résultats montrent que, malgré la présence de pertes non radiatives, le développement de dispositifs thermo-radiatifs reste réaliste. En particulier, l'utilisation de matériaux à très faible bande interdite, tels que les super-réseaux InAs/GaSb, pourrait permettre d'atteindre des puissances de l'ordre de 1,5 W/m², ouvrant la voie à la conception de futures cellules thermo-radiatives performantes.

Tableau 5:Éléments et molécules chimiques avec faible bande interdite

Symboles de quelques éléments et molécules	Familles Chimiques	Noms	Bande interdite à 300 K (eV)
Ge	Métalloïde	Germanium	0,66
Sn	Métal pauvre	Étain	0,08
InSb	Métal pauvre +Métalloïde	Antimoine d'indium	0,17
InAs	Métal pauvre +Métalloïde	Arséniure d'indium	0,36
InN	Non métal + Metalloïde	Azoture d'indium	0,70

Ce tableau 5 apporte une réponse à la question centrale soulevée par les chercheurs, les laborantins et les concepteurs concernant le choix des matériaux adaptés à la conception des cellules radiatives destinées à la production d'énergie solaire nocturne. En collaboration avec le laboratoire de chimie de l'UCAD, nous proposons une sélection d'éléments et de molécules caractérisés par une bande interdite très faible, capables de répondre aux exigences de puissance de sortie des cellules thermo-radiatives.

Cette approche ouvre également la voie à l'intégration de ces matériaux dans des outils de simulation tels que **Simulink**, en permettant l'enrichissement de sa bibliothèque par des modèles de cellules thermo-radiatives aux propriétés distinctes de celles du silicium utilisé dans les cellules photovoltaïques conventionnelles.

4.2.3. Modélisation du système photovoltaïque

- Modèle électrique d'un générateur photovoltaïque

Pour trouver le modèle du générateur photovoltaïque, il faut tout d'abord retrouver le circuit électrique équivalent à cette source, de nombreux modèles mathématiques, ont été développés pour représenter leur comportement très fortement non linéaire qui résulte de celui des jonctions semi-conductrices qui sont à la base de leurs réalisations.

On présentera trois modèles du GPV [23]

✓ Modèle Idéal

✓ Modèle réel d'un panneau à une diode sans résistance shunt

✓ Modèle d'un panneau à une diode avec résistance shunt

✓ Modèle d'un panneau à deux diodes

-Modèle Idéal

Le panneau photovoltaïque peut être représenté par le circuit électrique équivalent donné par la **figure 24** il se compose d'un générateur de courant et d'une diode parallèle. Le courant I_{PV} généré par la cellule s'écrit alors.

Après la loi des nœuds en obtient alors :

$$I_{PV} = I_{Ph} - I_d$$

Équation 30

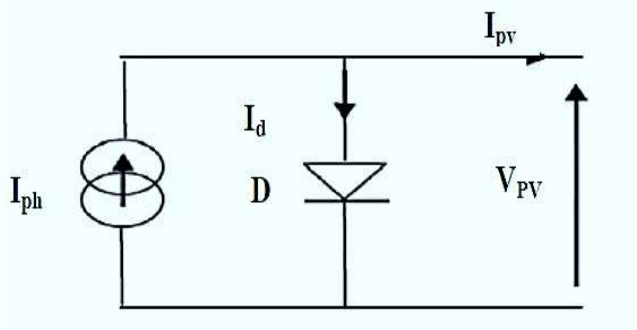


Figure 25:Schéma électrique idéal d'un module photovoltaïque

Pour un générateur PV idéal, la tension aux bornes de la diode est égale à :

$$\boldsymbol{V_{PV} = V_d}$$

V_d:La tension à la borne de la diode

La diode étant un élément non linéaire, sa caractéristique I-V est donnée par la relation :

$$I_d = I_0 \,.\, e^{q.V_{PV}/AKT} - 1$$

Équation 31

I_0 : Le courant de saturation de la droite, qui est exprimé comme suit :

$$\left\{ I_0 = I_0(T1).\left(\frac{T}{T1}\right)^{3/n}.\ e^{q.E_g/AK\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T1}\right)} \right\}$$

Avec $I_0(T1) = I_{sc}(T1)/\ e^{q.V_{oc}(T1)/AKT1} - 1$

Avec :

E_g: $Tension\ de\ seuil\ de\ la\ diode = 1.12ev$

I_{SC}: Courant de court-circuit

V_{OC} : Tension de circuit ouvert

q : Charge électrique qui est égale à 1.6x10 e^{-1} C

K : constante de Boltzmann (K=1,3854x 10e^{-23}J/K

A : facteur de qualité de la diode

KT/q : représente le potentiel thermique

T1 : Température à l'instant T1

T2 : Température à l'instant T2

I_{Ph} : Courant photonique de la diode qui est donné par la relation suivante :

$$I_{Ph} = I_{Ph}(T1).(1 + K_0.(T - T1)) \quad \text{Équation 32}$$

$$\text{Avec } K_0 = I_{sc}(T2) - I_{sc}(T1)/(T2 - T1)$$

$$\text{D'où} \qquad I_{PV} = I_{Ph} - I_0 .(e^{q.\frac{V_{PV}}{AKT}} - 1) \quad \text{Équation 33}$$

(34) et (35) donnent (36)

$$I_{PV} = I_{Ph}(T1).(1 + K_0.(T - T1) - I_0 .(e^{q.V_{PV}/AKT} - 1)$$

Équation 34

- Modèle réel d'un panneau à une diode sans résistance shunt

Le modèle électrique réel de la cellule solaire photovoltaïque est représenté à la figure 25 est Composé d'un générateur de courant qui symbolise la conversion du rayonnement solaire, en parallèle avec une diode qui représente la jonction et deux résistances. Une résistance parallèle (non représentée ici, donc négligée) pour tenir compte du courant de fuite entre la grille et le contact arrière et une résistance série pour tenir compte de la résistance du matériau entre la jonction et les connexions électriques externes.

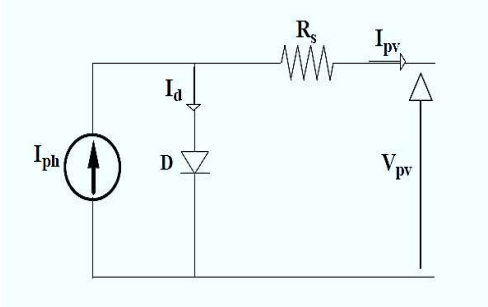


Figure 26:Modèle électrique réel de la cellule solaire photovoltaïque

Les équations du modèle réel ont été obtenues en appliquant la loi des nœuds. Ainsi on a :

$$I_{PV} = I_{Ph} - I_0 e^{q.(V_{oc}+I.R_s)/AKT} - 1$$

Équation 35

$$I_{Ph} = I_{Ph}(T1).(1 + K_0.(T - T1)$$

$$\text{Avec } K_0 = I_{sc}(T2) - I_{sc}(T1)/(T2 - T1)$$

$$or\ I_{Ph}(T1) = G.I_{sc(T1nom)}/Gnom \iff I_{Ph} = G/\ G_{ref}\ (I_{Ph_ref} + K.\triangle T) \quad \text{Équation 36}$$

$$\text{Avec } G_{ref} = Gnom\ ;\ I_{sc(T1nom)} = I_{Ph_ref}\ ;\ \text{et } \triangle T = T - T1$$

$$I_0 = I_0(T1).(\frac{T}{T1})^{3/n}.\ e^{q.E_g/AK(\frac{1}{T}-\frac{1}{T1})} \quad \text{Équation 37}$$

$$\text{Avec} \qquad I_0(T1) = I_{sc}(T1)/\ (e^{q.\frac{V_{OC}(T1)}{AKT1}} - 1)$$

D'où

$$\text{Pour T1= T_ref et } I_{sc}(T1) = I_{sc_ref} \iff$$

$$I_0 = I_{sc_ref}.e^{q.-\frac{V_{oc_ref}}{AKT1}}(\frac{T}{Tc_ref})^{3/n}.\ e^{q.E_g/AK(\frac{1}{Tc_{ref}}-\frac{1}{T})} \quad \text{Équation 38}$$

Or $I_{PV} = I_{Ph} - I_0(e^{q.(V+I.R_s)/AKT} - 1)$; $R_S = \frac{-dV}{dI_{voc}} - 1/X_V$

Avec : $X_V = I_{0(T1)}$.q/nkT1. $e^{q.V_{oc}_T1/AKT1}$

Par analogie s'il y'a une résistance shunt $I_{PV} = I_{Ph} - I_0(e^{q.(V+I.R_s)/AKT} - 1)$ – (V+R_SI/R_P)

- Modèle d'un panneau à une diode avec résistance shunt

Le schéma équivalent d'un module photovoltaïque réel prend en compte les effets résistifs internes du dispositif. Il est constitué d'une diode D, d'une source de courant I_{Ph} représentant le photocourant, d'une résistance série R_s modélisant les pertes par effet Joule, et d'une résistance de shunt R_{sh} caractérisant les courants de fuite entre la grille supérieure et le contact arrière. La valeur de R_{sh}est généralement très élevée par rapport à celle de R_s.

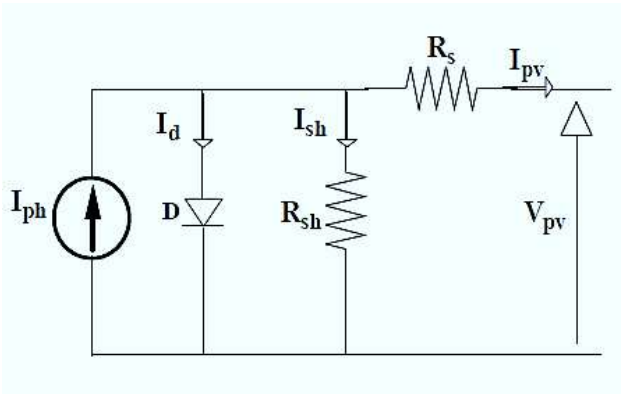


Figure 27:schéma photovoltaïque d'un module a une diode

Le courant de sortie du module photovoltaïque peut s'exprimer sous la forme mathématique suivante :

$$I_{PV} = I_{Ph} - I_d - I_{sh}$$

où I_{Ph}, I_d, I_{sh}et I_{PV} représentent respectivement le courant photonique, le courant de la diode, le courant traversant la résistance de shunt et le courant de fonctionnement (courant délivré par le module). Ces grandeurs dépendent à la fois du rayonnement solaire incident et de la température des cellules.

Le courant photonique I_{Ph} directement de l'irradiance solaire Eainsi que de la température de la cellule, et peut être exprimé par la relation suivante :

$$I_{Ph} = P_1.E_1\,(1+P_2.(E - E_{ref}) + E_1\,(T_j - T_{ref}) \quad \text{Équation 39}$$

La température de la cellule peut être calculée à partir de la température ambiante et Celle d'irradiation comme suit : $T_j = T_a$ +E (Noct $-20/800$)

avec :

Noct= température nominale de fonctionnement de la cellule solaire

T_a = = température ambiante

Et le courant de la diode est donnée par : $I_d = (I_{sat}\, e^{q.(V+R\ I_{Ph})/A\ N_S.KTj})$ **Équation 40**

Avec :

I_{sat}=Courant de saturation de la diode

Tj=température de la cellule

A= facteur de qualité de la diode

Ns : Nombre de cellule en série dans un module.

Isat : Courant de saturation, il est fortement dépendant de la température, il est donné par la relation suivante :

$$I_{sat} = P_4 . T_j^3 . e^{\left(\frac{-E_g}{KT_j}\right)} \quad \text{Équation 41}$$

$$\text{Le courant de la résistance shunt est : } I_{sh} = (V_{PV} + R_s\, I_{PV}) / R_{sh} \quad \text{Équation 42}$$

Le courant du module est calculé par :

$$I_{PV} = I_{ph}(E, T) - I_d(v, I_{pv}, T_j) - I_{sh}(v)$$

$$I_{PV} = P_1 . E\,(1 + P_2 . (E - E_{ref}) + P_3 (T_j - T_{ref})) - P_4 T_J^3 . e^{\left(\frac{-E_g}{KT_j}\right)} . \left(e^{q.(V + R\, I_{Ph})/A\, N_S . KTj} - 1\right) - (V_{PV} + R_s\, I_{PV}) / R_{sh} \quad \text{Équation 43}$$

Avec :

E_{ref}: Irradiation ou ensoleillement de référence 1000 W/m^2

T_{ref} : Température de 25 °C.

- Modèle à deux diodes (à deux exponentielles)

Le module photovoltaïque est représenté par le circuit électrique suivant (figure 28), qui se compose d'une source de courant modélisant le flux lumineux, deux diodes pour la polarisation de la cellule, une résistance shunt et une résistance série**.**

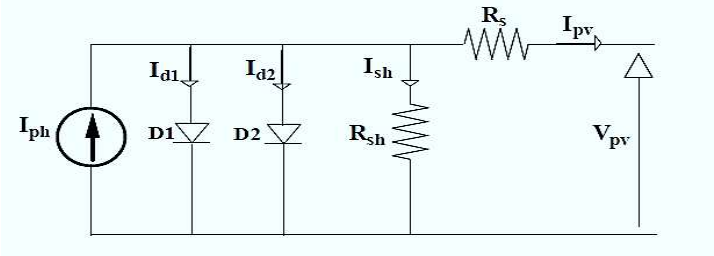


Figure 28: Modèle électrique a deux diodes avec résistance shunt de la cellule PV

$$\text{La loi des mailles donne : } I_{PV} = I_{Ph} - (I_{d1} + I_{d2}) - I_{sh} \quad \text{Équation 44 d'où}$$

$$I_{PV} = I_{Ph} - I_{01}\left(e^{q.(V_{PV} + I_{Ph} . R_s)/AKT} - 1\right) - I_{02}\left(e^{q.(V_{PV} + I_{Ph} . R_s)/AKT} - 1\right) - (V_{PV} + R_s\, I_{PV}) / R_{sh} \quad \text{Équation 45}$$

I_{01}: Courant de saturation de la diode 1

I_{02}: Courant de saturation de la diode 2

- **Electronique de puissance et la conversion électrique**

L'énergie électrique est surtout distribuée sous forme de tensions alternatives sinusoïdales ou continues. L'électronique de puissance permet de modifier la présentation de l'énergie électrique pour l'adapter aux différents besoins. L'électronique de puissance utilise des convertisseurs statiques Ces derniers seront modélisés comme suit :

- **Les hacheurs**

Le Hacheur ou convertisseur continu-continu (DC /DC), il permet de régler le transfert d'énergie d'une source continue vers la charge avec un rendement élevé. Selon la structure, il peut être abaisseur ou élévateur de tension et, dans certaines conditions, renvoyer de l'énergie à l'alimentation.

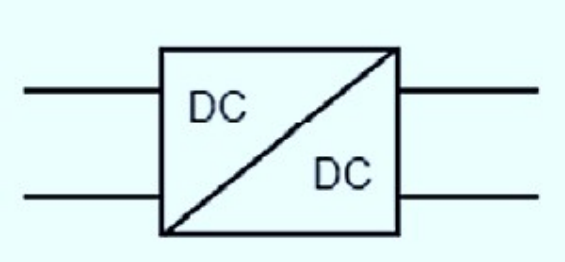


Figure 29:symbole d'un convertisseur DC-DC

Les deux types les plus utilisés :

- Hacheur abaisseur ou Buck
- Hacheur élévateur ou Boost

Pour notre cas, nous allons travailler avec le boost Converter. Nous allons apporter plus de détails dans cette partie.

-Hacheur abaisseur ou Buck

C'est un convertisseur direct DC-DC. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant. L'interrupteur K peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage).

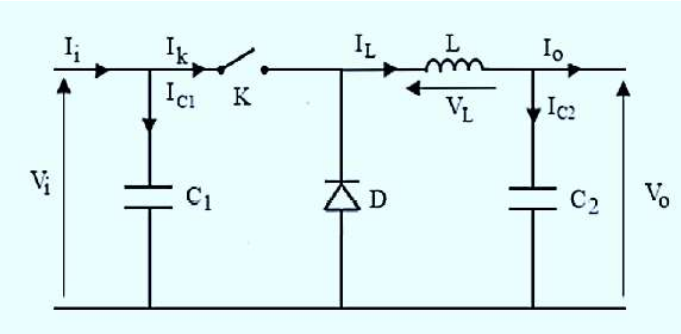


Figure 30:Schéma électrique d'un hacheur Buck

a) <u>Fonctionnement</u>

Quand l'interrupteur est fermé pendant la durée αT_e, la tension appliquée aux bornes de la diode est Vi. . La source Vi fournit de l'énergie à la charge et à l'inductance. Pendant le temps **$t \in [\alpha Te, Te]$,** l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du courant dans la diode de roue libre D. La tension à ses bornes est donc nulle.

$Vo = \alpha . Vi$

b) <u>Modèle Mathématique équivalent</u>

Pour savoir le comportement réel nous devons faire la représentation du circuit équivalent par les deux états du commutateur et de tirer par la suite le modèle mathématique reliant les variables d'entrée/sortie.la figure 30 montre le schéma du circuit équivalent d'un convertisseur dévolteur avec le commutateur fermé, tandis que la figure 31 représente le convertisseur dévolteur avec le commutateur ouvert pendant **$(1 - \alpha)$ Te.**

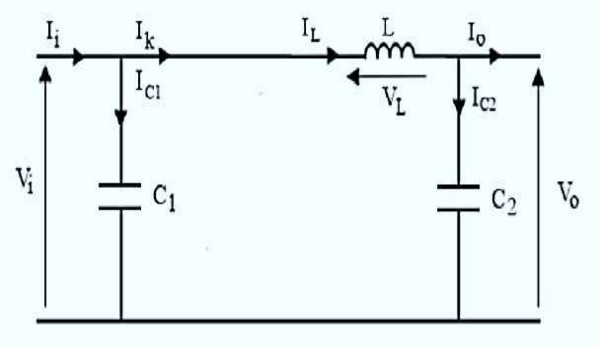


Figure 31:Schéma électrique d'un hacheur Buck à K fermé

Lorsqu'on applique la loi de Kirchhoff sur le circuit ci-dessus on aura les équations

Suivantes :

$$I_{c1}(t)= C_1 \frac{dVi(t)}{dt}=I_i(t)- I_L(t) \qquad \text{Équation 46}$$

$$I_{c2}(t)= C_2 \frac{dV0(t)}{dt}=I_L(t)- I_0(t) \qquad \text{Équation 47}$$

$$V_L(t)=L \frac{dIL(t)}{dt}=Vi(t)- V0(t) \qquad \text{Équation 48}$$

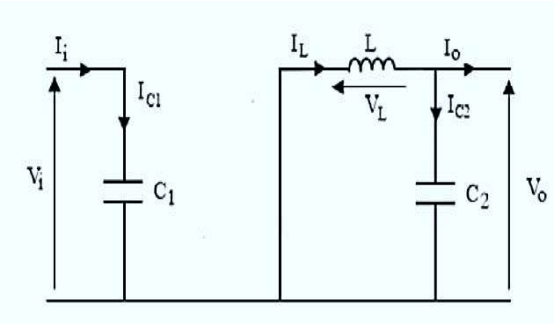


Figure 32:Schéma électrique d'un hacheur Buck ouvert

Les équations suivantes sont déduites de la figure 32 :

$$I_{c1}(t)= C_1 \frac{dVi(t)}{dt}=I_i(t) \quad (49)$$

$$I_{c2}(t)= C_2 \frac{dV0(t)}{dt}=I_L(t)- I_0(t) \quad (50)$$

$$V_L(t)=L \frac{dIL(t)}{dt}=- V0(t) \quad (51)$$

-Hacheur élévateur ou BOOST

C'est un convertisseur DC-DC. La source d'entrée est de type courant continu (Inductance en série avec une source de tension) et la charge de sortie est de type tension continue (condensateur en parallèle avec la charge résistive). L'interrupteur K peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage).

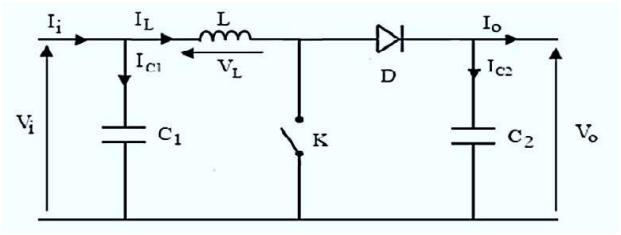


Figure 33:Schéma électrique d'un hacheur Boost:

a) Fonctionnement d'un hacheur Boost

Quand l'interrupteur est fermé pendant la durée **αT**, le courant dans l'inductance croît linéairement. La tension aux bornes de K est nulle. Pendant le temps **t ∈ (αT-T)** l'interrupteur s'ouvre et l'énergie emmagasinée dans l'inductance commande la circulation du Courant dans la diode de roue libre D. On a alors **Vk=V0.** En écrivant que la tension aux bornes de l'inductance est nulle, on arrive à : **V0 (1 − α) = Vi.**

Dans cette partie nous travaillons avec la conduction continue.

a) Modèle mathématique équivalent

Afin de pouvoir synthétiser les fonctions du hacheur survolteur à l'état d'équilibre, il est nécessaire de présenter les schémas équivalents du circuit à chaque position de l'interrupteur K. celui de la figure 33, présente le circuit équivalent du boost lorsque K est fermé c.-à-d. entre [0, αT] .

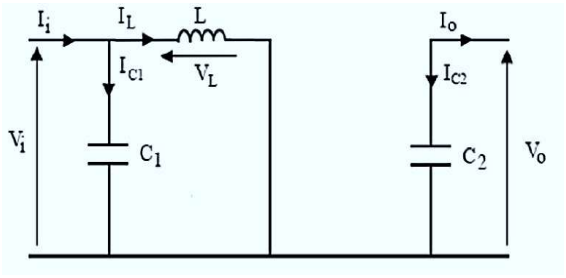


Figure 34:schéma électrique d'un Boost fermé:

Comme pour le circuit Buck, l'application des lois de Kirchhoff sur les circuits équivalents des deux phases de fonctionnement donne :

$$I_{c1}(t)= C_1 \frac{dVi(t)}{dt}=I_i(t) - I_L(t) \quad \text{Équation 52}$$

$$I_{c2}(t)= C_2 \frac{dV0(t)}{dt}=- I_0(t) \quad \text{Équation 53}$$

$$V_L(t)=L \frac{dIL(t)}{dt} = Vi(t) \quad \text{Équation 54}$$

À l'état ouvert de l'interrupteur K, le circuit équivalent au fonctionnement du Boost est le suivant:

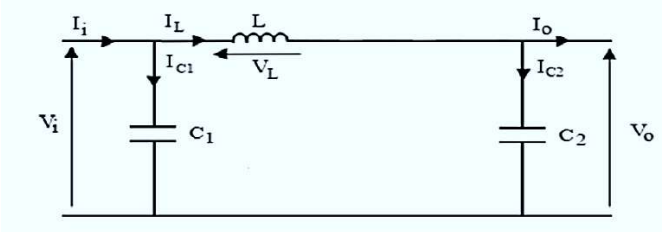


Figure 35:schéma électrique d'un hacheur Boost ouvert

$$I_{c1}(t)= C_1 \frac{dVi(t)}{dt}=I_i(t) - I_L(t) \quad \text{Équation 55}$$

$$I_{c2}(t)= C_2 \frac{dV0(t)}{dt}= I_L(t) - I_0(t) \quad \text{Équation 56}$$

$$V_L(t)=L \frac{dIL(t)}{dt}= Vi(t) - Vo(t) \quad \text{Équation 57}$$

4.2.4. Modélisation de la chaine de conversion éolienne

-Modèle du vent

Le vent peut être modélisé par une simple loi exponentielle jusqu'à des distributions spectrales et spatiales très complexes qui tiennent compte de sa phénoménologie turbulente. Les vents les plus intéressants qui donnent le plus d'énergie annuelle, sont les vents réguliers qui ont une vitesse de 6 à10m/s[23].

La puissance du vent ou puissance éolienne est définie de la manière suivante :

$$P_v=\frac{1}{2} \rho . S.V^3 \quad \text{Équation 58}$$

La ressource en vent, du point de vue de sa distribution statistique, est primordiale dans un projet éolien et donc déterminante pour le calcul de production de l'électricité et de rentabilité. Les propriétés dynamiques du vent sont capitales pour l'étude de l'ensemble du système de conversion d'énergie car la puissance éolienne, dans les conditions optimales, évolue au cube de la vitesse du vent.

-Modèle de la Tribune

Le système éolien classique est composé d'une turbine éolienne qui transforme une énergie du vent en énergie mécanique, le dispositif étudié ici est une turbine éolienne comprenant des pales de rayon R entrainés par le vent et qui à leur tour entrainent la génératrice.

La puissance aérodynamique apparaissant au rotor s'écrit alors :

$$P_t= C_p . P_v = C_p . \frac{1}{2} \rho . S.V^3 \quad \text{Équation 59}$$

Le couple aérodynamique est donné alors par la formule suivante:

$$C_t= \frac{P_t}{\Omega_t} = C_p . \frac{1}{2} \rho . S.V^3 . \frac{1}{\Omega_t} \quad \text{Équation 60}$$

-Equation dynamique de l'arbre

L'équation dynamique de l'arbre est donnée par l'expression suivante :

$$C_{em}=\frac{P}{\omega} (E_a . i_a + E_b . i_b + E_c . i_c) \quad \text{Équation 61}$$

Avec

- **P :** le nombre de pair de pole
    - ω : la vitesse du rotor tels que : ω=P. Ω_t
- $\boldsymbol{E_{a,b,c}}$ **:** représentent les f.é.m. induites dans les enroulements de la phase de stator

$\boldsymbol{i_{a,b,c}}$ **:** représentent les courants de phase de la machine

-**Modèle de la MSAP**

Hypothèses simplificatrices :

Pour une représentation plus simple, on admet les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Caractéristique magnétique de la machine est supposé linéaire.
- Symétrie de la machine.
- Alimentation par un système de tensions triphasées, symétriques et sinusoïdales.
- Répartition sinusoïdale dans l'entre fer.
- L'influence des pièces polaires est négligeable.
- La machine est à entrefer constant

Les hypothèses simplificatrices retenues pour la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) sont qualitativement justifiées par les conditions normales de fonctionnement et par les objectifs de l'étude. La linéarité de la caractéristique magnétique est raisonnable tant que la machine fonctionne en régime nominal, où la saturation du circuit magnétique reste limitée. L'hypothèse de symétrie de la machine est cohérente avec sa conception industrielle, garantissant un comportement identique des trois phases.

L'alimentation triphasée symétrique et sinusoïdale correspond aux conditions usuelles d'exploitation via des onduleurs correctement filtrés, ce qui permet de négliger les harmoniques dominantes. La répartition sinusoïdale du champ dans l'entrefer est une approximation couramment admise pour les machines à conception optimisée, assurant un couple quasi constant.

L'influence des pièces polaires est supposée négligeable dans le cadre d'une machine à faible saillance, tandis que l'hypothèse d'un entrefer constant est justifiée par la rigidité mécanique du rotor et la précision d'assemblage, limitant les variations géométriques. Ces hypothèses, largement utilisées dans la littérature, permettent d'obtenir un modèle suffisamment précis pour l'analyse dynamique et la commande, tout en conservant une complexité mathématique maîtrisée.

Modèle en ABC

Équations des tensions des enroulements statoriques et rotoriques :

$$V_a = R.I_a + \frac{d}{dt}\psi_a$$
$$V_b = R.I_b + \frac{d}{dt}\psi_b$$
$$V_c = R.I_c + \frac{d}{dt}\psi_c$$

Avec :

ψ_a, ψ_b, ψ_c les flux totaux qui traversent les enroulements (a, b, c,)

I_a , I_b, I_c les courants qui circulent dans les enroulements

-Modèle Biphasé (Transformation de PARK)

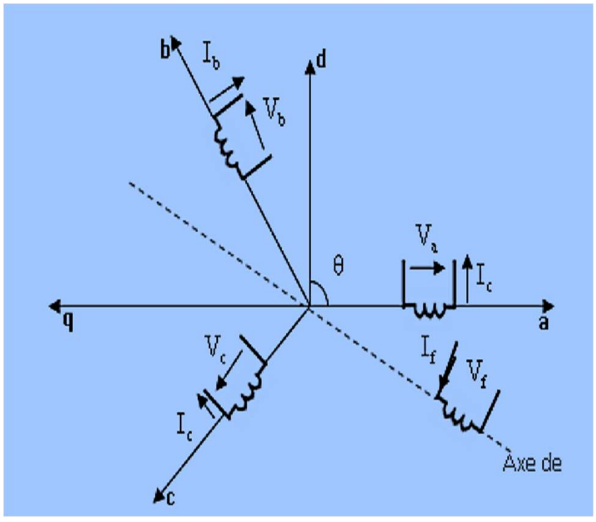


Figure 36:Représentation symbolique de la MSAP [23]

À l'aide de la transformation de Park, les grandeurs triphasées réelles (v_a, v_b, v_c)et (i_a, i_b, i_c)sont projetées dans le repère tournant $dq0$, conduisant aux composantes (v_0, v_d, v_q)et (i_0, i_d, i_q).

La matrice de PARK s'exprime par :

$$[\boldsymbol{P}(\boldsymbol{\theta_s})] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\boldsymbol{\theta_s} & \cos\left(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\boldsymbol{\theta_s} & -\sin\left(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Si le neutre de la machine synchrone est isolé (non relié à la terre) alors : ia +ib +ic =0

Dans ce cas la composante homopolaire est nulle. La matrice de transition de PARK devient alors

$$:[\boldsymbol{P}(\boldsymbol{\theta_s})] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\boldsymbol{\theta_s} & \cos\left(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\boldsymbol{\theta_s} & -\sin\left(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

Et la matrice inverse est :$[\boldsymbol{P}(\boldsymbol{\theta})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\boldsymbol{\theta_s} & -\sin\boldsymbol{\theta_s} & \mathbf{0} \\ \cos(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{2\pi}{3}) & \sin\left(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{2\pi}{3}\right) & \mathbf{0} \\ \cos(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{4\pi}{3}) & \sin\left(\boldsymbol{\theta_s} - \frac{4\pi}{3}\right) & \mathbf{0} \end{bmatrix}$

❖ Équations électriques

Par déduction simplificatrice nous aurons

$$\boldsymbol{V_d = R_s I_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \psi_q \omega_r} \qquad \textbf{Équation 62}$$

$$\boldsymbol{V_q = R_s I_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \psi_d \omega_r} \qquad \textbf{Équation 63}$$

Avec :

$$\psi_d = L_d . i_d + \psi_f$$

$$\psi_q = L_q . i_q$$

ψ_f: est le flux des aimants permanent

Les équations 64 et 65 deviennent alors

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q . i_q \omega_r$$

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{di_q}{dt} - (L_d . i_d + \psi_f)\omega_r$$

Avec la même analogie de la machine asynchrone :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{-R}{L} I_d + P\omega I_q + \frac{1}{L} V_d$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{-R}{L} I_q + P\omega I_d + \frac{\psi_f}{L} P(\omega) + \frac{1}{L} V_q \qquad \text{Pour L= } L_d = L_q$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{3P}{2J} \psi_f . I_q - \frac{1}{j} T_l - \frac{B}{J} \omega$$

$$T_{em} = \frac{3P}{2} (\psi_f . I_q$$

Avec : B, J et T_l définissent le coefficient d'amortissement, le moment d'inertie du rotor et le couple de charge

4.2.5. Modélisation du convertisseur DC/AC

Dans cette partie, on va traiter les onduleurs multiniveaux (la SVM).

4.2.5.1. Modélisation du convertisseur 3 niveaux

Modélisation de l'onduleur 3 niveaux à structure NPC

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs ou la déconnexion de la charge et que le convertisseur soit totalement commandé en 3 niveaux on adopte une commande complémentaire.

Pour un bras K de l'onduleur triphasé à niveaux, et en mode commandable, on définit cette commande complémentaire $\begin{cases} K_{i_1} = \overline{K_{i_3}} \\ K_{i_2} = \overline{K_{i_4}} \end{cases}$

Avec $i \in \{a, b, c\}$

Les Fonctions de connexion

La fonction de connexion traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur K_{is}.

Chaque interrupteur K_{is} $\{i \in (a; b; c), s \in (1,2,3,4)\}$ supposé idéal introduit une fonction de connexion $\begin{cases} F_{i1} = 1 - F_{i3} \\ F_{i2} = 1 - F_{i4} \end{cases}$

- **Fonction de demi bas**

On note $F_{iM}^{\frac{1}{2}b}$ la fonction de demi-bas avec i (a ;b ;c) le bras le bras concerné. $M = 1$ pour le demi-bras du haut et $M = 0$ pour le demi-bras du bas. Nous pouvons exprimer les fonctions de demi-bras comme suit : $\begin{cases} F_{i1}^{\frac{1}{2}b} = K_{i1} . K_{i2} \\ F_{i0}^{\frac{1}{2}b} = K_{i3} . K_{i4} \end{cases}$

Modélisation de valeurs instantanées

On considère les paramètres suivants :

- ✓ Les tensions simples aux bornes chaque phase de la charge V_a, V_b, V_c.
- ✓ Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre « o » de l'alimentation de l'onduleur V_{ao}, V_{bo}, V_{co}.

Les potentiels V_{io} :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{a1}^{\frac{1}{2}b}.U_{c1} - F_{a0}^{\frac{1}{2}b}.U_{c2} \\ V_{bo} = F_{b1}^{\frac{1}{2}b}.U_{c1} - F_{b0}^{\frac{1}{2}b}.U_{c2} \\ V_{co} = F_{c1}^{\frac{1}{2}b}.U_{c1} - F_{c0}^{\frac{1}{2}b}.U_{c2} \end{cases} \text{ or } C_1 = C_2 = C \; donc \; U_{c1} = U_{c2} = \frac{E}{2}$$

$$\begin{cases} F_{a1}^{\frac{1}{2}b} = K_{a1}.K_{a2} \quad et \quad F_{a0}^{\frac{1}{2}b} = K_{a3}.K_{a4} \\ F_{b1}^{\frac{1}{2}b} = K_{b1}.K_{b2} \quad et \quad F_{b0}^{\frac{1}{2}b} = K_{b3}.K_{b4} \\ F_{c1}^{\frac{1}{2}b} = K_{c1}.K_{c2} \quad et \quad F_{c0}^{\frac{1}{2}b} = K_{c3}.K_{c4} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{E}{2}\left(F_{a1}^{\frac{1}{2}b} - F_{a0}^{\frac{1}{2}b}\right) \\ V_{bo} = \frac{E}{2}\left(F_{b1}^{\frac{1}{2}b} - F_{b0}^{\frac{1}{2}b}\right) \\ V_{co} = \frac{E}{2}\left(F_{c1}^{\frac{1}{2}b} - F_{c0}^{\frac{1}{2}b}\right) \end{cases}$$

$$\text{On pose} \begin{cases} C_a = F_{a1}^{\frac{1}{2}b} - F_{a0}^{\frac{1}{2}b} = K_{a1}.K_{a2} - K_{a3}.K_{a4} \\ C_b = F_{b1}^{\frac{1}{2}b} - F_{b0}^{\frac{1}{2}b} = K_{b1}.K_{b2} - K_{b3}.K_{b4} \\ C_c = F_{c1}^{\frac{1}{2}b} - F_{c0}^{\frac{1}{2}b} = K_{c1}.K_{c2} - K_{c3}.K_{c4} \end{cases}$$

Généralisation de ces formules

$$C_i = F_{i1}^{\frac{1}{2}b} - F_{i0}^{\frac{1}{2}b} = K_{i1}.K_{i2} - K_{i3}.K_{i4}$$

$$V_{io} = C_i.\frac{E}{2}$$

C_i	État des interrupteurs				V_{io}
	K_{i1}	K_{i2}	K_{i3}	K_{i4}	
1	1	1	0	0	$E/2$
0	0	1	1	0	0
-1	0	0	1	1	$-E/2$

Les tensions de sortie

Tensions composées

Les différentes tensions composées peuvent s'exprimer en fonction des potentiels V_{io} en faisant les différences de potentiels on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = \frac{E}{2}\left[\left(F_{a1}^{\frac{1}{2}b} - F_{a0}^{\frac{1}{2}b}\right) - \left(F_{b1}^{\frac{1}{2}b} - F_{b0}^{\frac{1}{2}b}\right)\right] = \frac{E}{2}(C_a - C_b + 0) \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = \frac{E}{2}\left[\left(F_{b1}^{\frac{1}{2}b} - F_{b0}^{\frac{1}{2}b}\right) - \left(F_{c1}^{\frac{1}{2}b} - F_{c0}^{\frac{1}{2}b}\right)\right] = \frac{E}{2}(0 + C_b - C_c) \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = \frac{E}{2}\left[\left(F_{c1}^{\frac{1}{2}b} - F_{c0}^{\frac{1}{2}b}\right) - \left(F_{a1}^{\frac{1}{2}b} - F_{a0}^{\frac{1}{2}b}\right)\right] = \frac{E}{2}(-C_a + 0 + C_c) \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \frac{E}{2}\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix}$$

Tensions simples

Les tensions simples de sortie de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des nœuds et le point milieu.

Le système est équilibré donc $V_a + V_b + V_c = 0$

$$\begin{cases} V_{ab} = V_a - V_b & 1 \\ V_{bc} = V_b - V_c & 2 \\ V_{ca} = V_c - V_a & 3 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{ab} = \frac{E}{2}(C_a - C_b + 0) \\ V_{bc} = \frac{E}{2}(0 + C_b - C_c) \\ V_{ca} = \frac{E}{2}(-C_a + 0 + C_c) \end{cases}$$

- 1-3 donne $V_{ab} - V_{ca} = V_a - V_b - (V_c - V_a) = 2V_a - V_b - V_c$

$or\ -V_b - V_c = V_a$

$$donc \quad V_{ab} - V_{ca} = 3V_a$$

$$V_a = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3}$$

$$V_a = \frac{\frac{E}{2}(C_a - C_b + 0) - \frac{E}{2}(-C_a + 0 + C_c)}{3}$$

$$V_a = \frac{E}{6}(2C_a - C_b - C_c)$$

$$V_a = \frac{E}{6}(2C_a - C_b - C_c) = \frac{E}{3}C_a - \frac{E}{6}(C_b + C_c)$$

- $2 - 1$ $donne\ V_{bc} - V_{ab} = V_b - V_c - (V_a - V_b) = 2V_b - V_a - V_c$

$or\ -V_a - V_c = V_b$

$$donc \quad V_{bc} - V_{ab} = 3V_b$$

$$V_b = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3}$$

$$V_b = \frac{\frac{E}{2}(0 + C_b - C_c) - \frac{E}{2}(C_a - C_b + 0)}{3}$$

$$V_b = \frac{E}{6}(2C_b - C_a - C_c) = \frac{E}{3}C_b - \frac{E}{6}(C_a + C_c)$$

$$V_b = \frac{E}{6}(2C_b - C_a - C_c)$$

- $3 - 2$ $donne\ V_{ca} - V_{bc} = V_c - V_a - (V_b - V_c) = 2V_c - V_a - V_b$

$or\ -V_a - V_b = V_c$

$$donc \qquad V_{ca} - V_{bc} = 3V_c$$

$$V_c = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3}$$

$$V_c = \frac{\frac{E}{2}(C_c + 0 - C_a) - \frac{E}{2}(0 + C_b - C_c)}{3}$$

$$V_c = \frac{E}{6}(2C_c - C_a - C_b) = \frac{E}{3}C_c - \frac{E}{6}(C_a + C_b)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{6}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix}$$

MLI VECTORIELLE

Nous pouvons diviser le processus de la commande vectorielle en 3 étapes :

Etape 1 : Détermination de V_α ; V_β ; V_{ref} et l'angle α

Etape 2 : Détermination des temps T_a; T_b *et* T_c suivant les secteurs et les régions

Etape 3 : Détermination des temps de commutation pour chaque interrupteur ($K_{i1}, K_{i2}, K_{i3}, K_{i4}$).

A-Détermination de V_α ; V_β ; V_{ref} et l'angle θ

Dans le cas d'un système composé de trois grandeurs triphasées dans un repère triphasé a, b, c (dans notre cas il s'agit des trois tensions Va, Vb et Vc), on a tant de transformations pour correspondre au système triphasé, deux grandeurs diphasées dans le plan α-β (Vα, Vβ) et une grandeur homopolaire.

Une des plus célèbres transformations est la transformée de Concordia, définie par une matrice $C3.3$, et dont le passage des composants triphasées (VA, VB et VC) aux coordonnées dans le repère α-β et à la composante homopolaire est défini par l'équation suivante :

$$V_{\alpha\beta} = K.C_{33}.V_{abc}$$

$$C_{33} = \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}$$

$$V_{abc} = \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}$$

Cette transformation dépend d'un coefficient de normalisation K, dont ses valeurs usuelles sont :

$K = \frac{2}{3}$; dans le cas où on veut conserver la norme de la tension V, des courants et des flux dans le cas d'un moteur.

$K = \sqrt{\frac{2}{3}}$; Dans le cas où on souhaite conserver la norme de la puissance dans cette transformation.

La matrice C_{33}, peut être décomposée en deux sous matrices C_{13}et C_{23}

Tel que

$$C_{13} = \left(1/\sqrt{2} \quad 1/\sqrt{2} \quad 1/\sqrt{2}\right) \text{ et } C_{2.3} = \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$$

Dans le cas où la machine à courant alternatif est à point neutre non relié, toutes les composantes homopolaires s'annulent et par suite les relations précédentes deviennent comme suit :

$$V_{\alpha\beta} = K.C_{23}.V_{abc}$$

Comme nous on veut conserver la norme de la puissance on prend $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$

Les coefficients de la matrice de CONCORDIA sont déterminés en faisant la projection de composant du système (a, b, c) suivant l'axe α

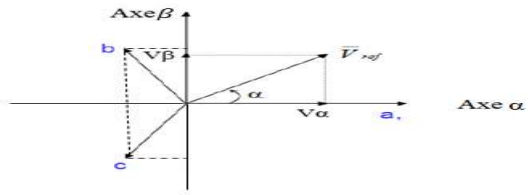


Figure 37:diagramme vectorielle de Vref suivant les axes α et beta

$$V_\alpha = V_a - V_b\cos\frac{\pi}{3} - V_c\cos\frac{\pi}{3} = V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_C$$

$$V_\beta = 0 + V_b\cos\frac{\pi}{6} - V_c\cos\frac{\pi}{6} = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2}V_b - \frac{\sqrt{3}}{2}V_c$$

D'après ces projections nous pouvons dire que :

$$C_{2.3} = \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$$

Donc

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_C \end{pmatrix}$$

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}.(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_C)$$

$$V_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(0 + \frac{\sqrt{3}}{2}V_b - \frac{\sqrt{3}}{2}V_C\right)$$

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}.\left(\frac{E}{3}C_a - \frac{E}{6}(C_b + C_c) - \frac{1}{2}\left(\frac{E}{3}C_b - \frac{E}{6}(C_a + C_c) + \frac{E}{3}C_c - \frac{E}{6}(C_a + C_b)\right)\right)$$

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}.\left(\frac{E}{3}C_a - \frac{E}{6}(C_b + C_c) - \frac{E}{6}C_b + \frac{E}{12}(C_a + C_c) - \frac{E}{6}C_c + \frac{E}{12}(C_a + C_b)\right)$$

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}.\left(C_a\left(\frac{E}{3} + \frac{E}{12} + \frac{E}{12}\right) + C_b\left(-\frac{E}{6} - \frac{E}{6} + \frac{E}{12}\right) + C_c\left(-\frac{E}{6} + \frac{E}{12} - \frac{E}{6}\right)\right)$$

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}.\left(C_a\left(\frac{E}{3} + \frac{E}{12} + \frac{E}{12}\right) + C_b\left(-\frac{E}{6} - \frac{E}{6} + \frac{E}{12}\right) + C_c\left(-\frac{E}{6} + \frac{E}{12} - \frac{E}{6}\right)\right)$$

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(C_a \frac{E}{2} - C_b \frac{E}{4} - C_c \frac{E}{4} \right)$$

$$V_\alpha = \frac{E}{\sqrt{6}} \left(C_a - \frac{1}{2}(C_b + C_c) \right)$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_b - V_C)$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{E}{3} C_b - \frac{E}{6}(C_a + C_c) - \left(\frac{E}{3} C_c - \frac{E}{6}(C_a + C_b) \right) \right)$$

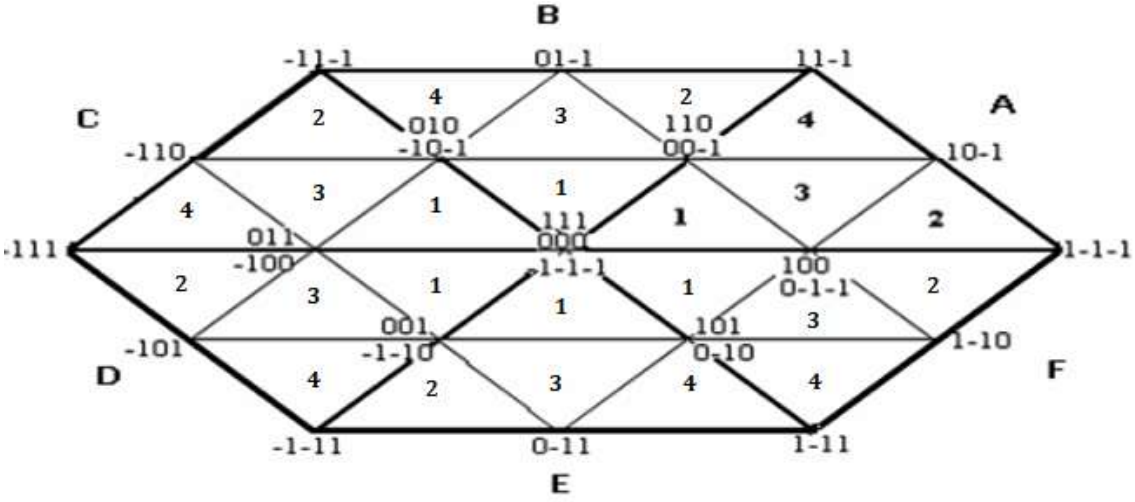
$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(C_a \left(-\frac{E}{6} + \frac{E}{6} \right) + C_b \left(\frac{E}{3} + \frac{E}{6} \right) + C_c \left(-\frac{E}{6} - \frac{E}{3} \right) \right)$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(0 + C_b \frac{E}{2} - C_c \frac{E}{2} \right)$$

Tableau 6:Table de vérité de l'onduleur de tension triphasé NPC à trois niveaux

C_i			L'état de l'interrupteur de niveau haut						Tension simples							
C_a	C_b	C_c	K_{a1}	K_{a2}	K_{b1}	K_{b2}	K_{c1}	K_{c2}	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	V	θ	VECTEUR
0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0		V_0
1	0	0	1	1	0	1	0	1	$\frac{E}{3}$	$\frac{-E}{6}$	$\frac{-E}{6}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	0	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	0	V_1
0	-1	-1	0	1	0	0	0	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{-E}{6}$	$\frac{-E}{6}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	0	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	0	V_1'
1	1	0	1	1	1	1	0	1	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{24}}$	$\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{\pi}{3}$	V_2
0	0	-1	0	1	0	1	0	0	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{24}}$	$\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{\pi}{3}$	V_2'
0	1	0	0	1	1	1	0	1	$\frac{-E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{-E}{6}$	$-\frac{E}{\sqrt{24}}$	$\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{2\pi}{3}$	V_3
-1	0	-1	0	0	0	1	0	0	$\frac{-E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{-E}{6}$	$-\frac{E}{\sqrt{24}}$	$\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{2\pi}{3}$	V_3'
0	1	1	0	1	1	1	1	1	$\frac{-E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	0	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	π	V_4
-1	0	0	0	0	0	1	0	1	$\frac{-E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	0	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	π	V_4'
0	0	1	0	1	0	1	1	1	$\frac{-E}{6}$	$\frac{-E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{24}}$	$-\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{4\pi}{3}$	V_5
-1	-1	0	0	0	0	0	0	1	$\frac{-E}{6}$	$\frac{-E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{24}}$	$-\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{4\pi}{3}$	V_5'
1	0	1	1	1	0	1	1	1	$\frac{E}{6}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{\sqrt{24}}$	$-\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\pi}{3}$	V_6
0	-1	0	0	1	0	0	0	1	$\frac{E}{6}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{\sqrt{24}}$	$-\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\pi}{3}$	V_6'
1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0		V_0'
1	0	-1	1	1	0	1	0	0	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\sqrt{\frac{3}{8}}E$	$\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{\pi}{6}$	V_8
0	1	-1	0	1	1	1	0	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{\pi}{6}$	V_{10}
-1	1	0	0	0	1	1	0	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\sqrt{\frac{3}{8}}E$	$\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{5\pi}{6}$	V_{12}

C_i			L'état de l'interrupteur de niveau haut						Tension simples							
-1	0	1	0	0	0	1	1	1	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\sqrt{\frac{3}{8}}E$	$-\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{7\pi}{6}$	V_{14}
0	-1	1	0	1	0	0	1	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\pi}{2}$	V_{16}
1	-1	0	1	1	0	0	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\sqrt{\frac{3}{8}}E$	$-\frac{E}{\sqrt{8}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{\pi}{6}$	V_{18}
-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0		V_0''
1	-1	-1	1	1	0	0	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	V_7
1	1	-1	1	1	1	1	0	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\frac{\pi}{3}$	V_9
-1	1	-1	0	0	1	1	0	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\frac{2\pi}{3}$	V_{11}
-1	1	1	0	0	1	1	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	π	V_{13}
-1	-1	1	0	0	0	0	1	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$\frac{4\pi}{3}$	V_{15}
1	-1	1	1	1	0	0	1	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\frac{\pi}{3}$	V_{17}



A) Détermination de T_a ; T_b ; T_c suivant les secteurs et les régions :

On prend l'exemple où le vecteur de référence se trouve dans le **secteur I**

- **Région 1 :**

La figure ci-dessous représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la première région du **secteur I.**

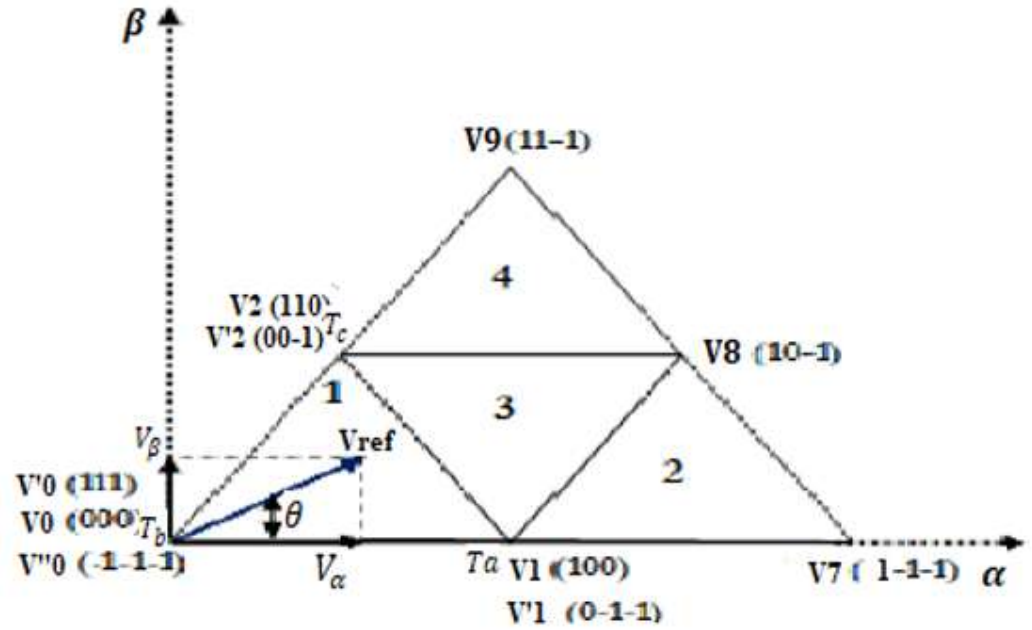


Figure 38:projection du vecteur de référence dans la région 1 du secteur 1

Les vecteurs concernés sont : $(\boldsymbol{V_0\ ou\ V'_0 ou\ V''_0}), (\boldsymbol{V_1 ou\ V'_1})\ \boldsymbol{et}\ (\boldsymbol{V_2 ou\ V'_2})$

$$\int_0^{Tm} V_{ref}\,dt = \int_0^{T_a} V_1\,dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2\,dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_0\,dt \qquad \text{or } V_0 = 0$$

$$Tm\overline{V_{ref}} = T_a\overline{V_1} + T_c\overline{V_2}$$

$$Tm\left|\overline{V_{ref}}\right|e^{i\theta} = T_a|\overline{V_1}|e^{i0} + T_c|\overline{V_2}|e^{i\frac{\pi}{3}}$$

$$T_m\left|\overline{V_{ref}}\right|\cos\theta = T_a|\overline{V_1}|\cos 0 + T_c|\overline{V_2}|\cos\frac{\pi}{3}$$

$$T_m\left|\overline{V_{ref}}\right|\sin\theta = T_a|\overline{V_1}|\sin 0 + T_c|\overline{V_2}|\sin\frac{\pi}{3}$$

$$T_m V_{ref}\cos\theta = T_a.\frac{E}{\sqrt{6}} + T_c.\frac{E}{\sqrt{6}}.\frac{1}{2}$$

$$T_m V_{ref}\sin\theta = 0 + T_c\frac{E}{\sqrt{6}}.\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$T_c = \frac{2\sqrt{6}T_m V_{ref}\sin\theta}{E\sqrt{3}} = \frac{2\sqrt{2}T_m V_{ref}\sin\theta}{E}$$

$$\text{On pose } m = \frac{2\sqrt{2}V_{ref}}{E}$$

$$T_c = mT_m\sin\theta$$

$$T_m V_{ref}\cos\theta = T_a.\frac{E}{\sqrt{6}} + (mT_m\sin\theta).\frac{E}{\sqrt{6}}.\frac{1}{2}$$

$$T_a = (T_m V_{ref} \cos\theta - (mT_m \sin\theta).\frac{E}{\sqrt{24}}).\frac{\sqrt{6}}{E}$$

$$T_a = \frac{\sqrt{6}T_m V_{ref} \cos\theta}{E} - (mT_m \sin\theta).\frac{1}{\sqrt{4}}$$

Or $\frac{V_{ref}}{E} = \frac{m}{2\sqrt{2}}$ donc

$$T_a = \frac{\sqrt{3}T_m.m\cos\theta}{2} - (mT_m \sin\theta).\frac{1}{2}$$

$$T_a = \frac{\sqrt{3}mT_m \cos\theta}{2} - (mT_m \sin\theta).\frac{1}{2}$$

$$T_a = mT_m\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta - \frac{1}{2}\sin\theta\right)$$

$$T_a = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_a = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_b = T_m - T_a - T_c$$

$$T_b = T_m - mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - mT_m \sin\theta$$

$$T_b = T_m - 2mT_m \sin\left(\frac{\frac{\pi}{3} - \theta + \theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\frac{\pi}{3} - \theta - \theta}{2}\right)$$

$$T_b = T_m - 2mT_m \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right)$$

$$T_b = T_m - mT_m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_b = T_m - mT_m \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$T_b = T_m\left(1 - m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$$

- **<u>Région 2</u> :**

La figure ci-dessous représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la deuxième région du **secteur I.**

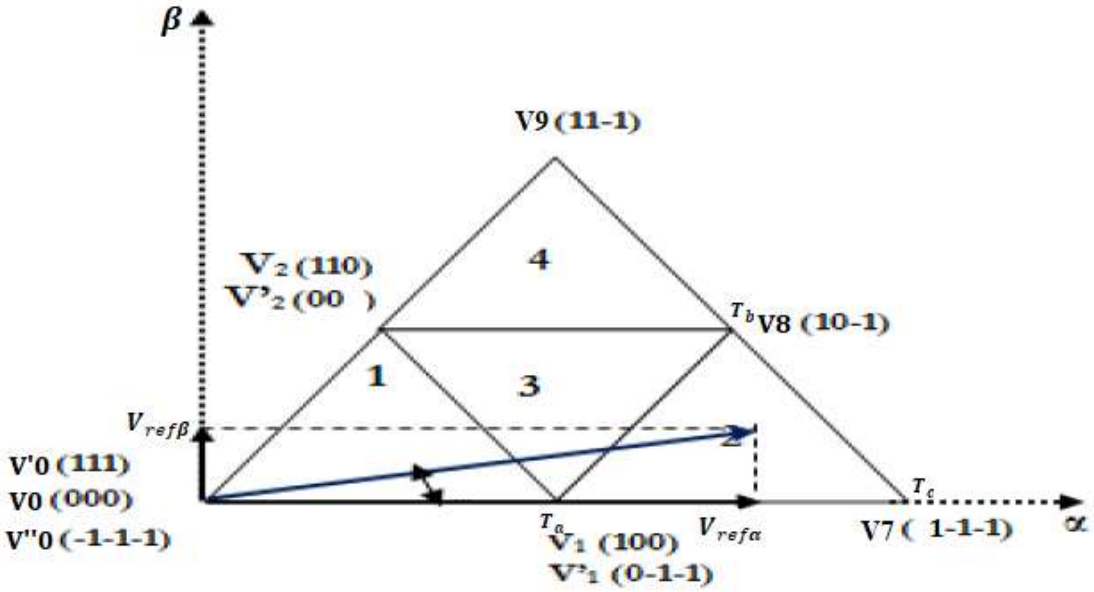


Figure 39:projection du vecteur de référence dans la région 2 du secteur 1

Les vecteurs concernés sont : $(V_1 ou V'_1), V_7 et V_8$

$$\int_0^{Tm} V_{ref}\,dt = \int_0^{T_a} V_1\,dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_7\,dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_8\,dt$$

$$Tm\overline{V_{ref}} = T_a\overline{V_1} + T_b\overline{V_8} + T_c\overline{V_7}$$

$$Tm\left|\overline{V_{ref}}\right|e^{i\theta} = T_a|\overline{V_1}|e^{i0} + T_b|\overline{V_8}|e^{i\frac{\pi}{6}} + T_c|\overline{V_7}|e^{i0}$$

$$T_m V_{ref}\cos\theta = T_a V_1\cos 0 + T_b V_8\cos\frac{\pi}{6} + T_c V_7\cos 0$$

$$T_m V_{ref}\sin\theta = T_a V_1\sin 0 + T_b V_8\sin\frac{\pi}{6} + T_c V_7\sin 0$$

$$T_m V_{ref}\cos\theta = T_a\frac{E}{\sqrt{6}} + T_b\frac{E}{\sqrt{2}}.\frac{\sqrt{3}}{2} + T_c\sqrt{\frac{2}{3}}E$$

$$T_m V_{ref}\sin\theta = T_b\frac{E}{\sqrt{2}}.\frac{1}{2}$$

$$T_b = \frac{2\sqrt{2}V_{ref}}{E}T_m\sin\theta$$

$$T_b = mT_m\sin\theta$$

$$T_m V_{ref}\cos\theta = T_a\frac{E}{\sqrt{6}} + T_b\frac{E}{\sqrt{2}}.\frac{\sqrt{3}}{2} + T_c\sqrt{\frac{2}{3}}E$$

$$\frac{\sqrt{6}}{E}T_m V_{ref}\cos\theta = T_a + \frac{3}{2}T_b + 2T_c$$

$$\frac{2\sqrt{2}.\sqrt{3}}{2E}T_m V_{ref}\cos\theta = T_a + \frac{3}{2}mT_m sin\theta + 2T_c$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2}mT_m cos\theta - \frac{3}{2}mT_m sin\theta = T_a + 2T_c$$

$$or\ T_a = T_m - T_b - T_c$$

$$T_a = T_m - mT_m sin\theta - T_c$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2}mT_m cos\theta - \frac{3}{2}mT_m sin\theta = T_m - mT_m sin\theta - T_c + 2T_c$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2}mT_m cos\theta - \frac{3}{2}mT_m sin\theta + mT_m sin\theta - T_m = T_c$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2}mT_m cos\theta - \frac{1}{2}mT_m sin\theta - T_m = T_c$$

$$mT_m\left(\frac{\sqrt{3}}{2}cos\theta - \frac{1}{2}sin\theta\right) - T_m = T_c$$

$$T_c = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - T_m$$

$$T_c = T_m\left(m\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1\right)$$

$$T_a = T_m - T_b - T_c$$

$$T_a = T_m - mT_m \sin\theta - \left(mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - T_m\right)$$

$$T_a = 2T_m - mT_m\left(\sin\theta + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)\right)$$

$$\text{Or } \sin a + \sin b = 2\sin\left(\frac{a+b}{2}\right)\cos\left(\frac{a-b}{2}\right)$$

$$T_a = 2T_m - 2mT_m \sin\left(\frac{\theta + \frac{\pi}{3} - \theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta - \frac{\pi}{3} + \theta}{2}\right)$$

$$T_a = 2T_m - 2mT_m \sin\frac{\pi}{6}\cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_a = 2T_m - mT_m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_a = 2T_m - mT_m\left(\cos\theta\cos\frac{\pi}{6} + \sin\theta\sin\frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_a = 2T_m - mT_m\left(\cos\theta\sin\frac{\pi}{3} + \sin\theta\cos\frac{\pi}{3}\right)$$

$$T_a = 2T_m - mT_m \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$T_a = T_m\left(2 - m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$$

<u>Région</u> 3 :

La figure ci-dessous représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la troisième région du **secteur I.**

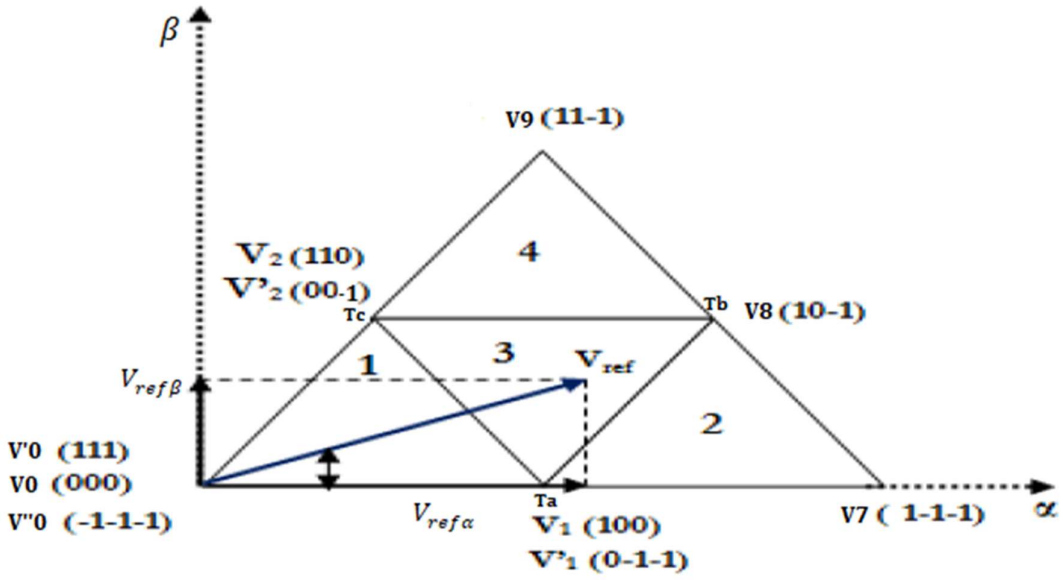


Figure 39 : projection du vecteur de référence dans la région 3 du secteur 1

Les vecteurs concernés sont : $(V_1 ou V'_1), (V_2 ou V'_2)$ et V_8

$$\int_0^{Tm} V_{ref}\,dt = \int_0^{T_a} V_1\,dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2\,dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_8\,dt$$

$$Tm\overline{V_{ref}} = T_a\overline{V_1} + T_b\overline{V_8} + T_c\overline{V_2}$$

$$Tm\left|\overline{V_{ref}}\right|e^{i\theta} = T_a|\overline{V_1}|e^{i0} + T_b|\overline{V_8}|e^{i\frac{\pi}{6}} + T_c|\overline{V_2}|e^{i\frac{\pi}{3}}$$

$$T_m V_{ref}\cos\theta = T_a V_1\cos 0 + T_b V_8\cos\frac{\pi}{6} + T_c V_2\cos\frac{\pi}{3}$$

$$T_m V_{ref}\sin\theta = T_a V_1\sin 0 + T_b V_8\sin\frac{\pi}{6} + T_c V_2\sin\frac{\pi}{3}$$

$$T_m V_{ref}\cos\theta = T_a\frac{E}{\sqrt{6}} + T_b\frac{E}{\sqrt{2}}.\frac{\sqrt{3}}{2} + T_c\frac{E}{2\sqrt{6}}$$

$$\frac{2\sqrt{2}V_{ref}}{E}T_m\cos\theta = T_a\frac{2}{\sqrt{3}} + T_b\sqrt{3} + \frac{T_c}{\sqrt{3}}$$

$$mT_m\cos\theta = \frac{2}{\sqrt{3}}T_a + T_b\sqrt{3} + \frac{T_c}{\sqrt{3}}$$

$$T_m V_{ref}\sin\theta = 0 + \frac{T_b E}{2\sqrt{2}} + T_c\frac{E}{\sqrt{6}}.\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$T_m V_{ref}\sin\theta = 0 + \frac{T_b E}{2\sqrt{2}} + T_c\frac{E}{2\sqrt{2}}$$

$$\frac{2\sqrt{2}V_{ref}}{E}T_m\sin\theta = T_b + T_c$$

$$mT_m\sin\theta = T_b + T_c$$

$$T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_b + T_c = T_m - T_a$$

$$mT_m\sin\theta = T_m - T_a$$

$$T_a = T_m - mT_m\sin\theta$$

$$T_a = T_m(1 - m\sin\theta)$$

$$mT_m \cos\theta = \frac{2}{\sqrt{3}} T_a + T_b\sqrt{3} + \frac{T_c}{\sqrt{3}}$$

$$mT_m \sin\theta = T_b + T_c$$

$$mT_m \sin\theta - T_b = T_c$$

$$mT_m \cos\theta = \frac{2}{\sqrt{3}}(T_m - mT_m \sin\theta) + T_b\sqrt{3} + \frac{mT_m \sin\theta - T_b}{\sqrt{3}}$$

$$mT_m \cos\theta = \frac{2}{\sqrt{3}} T_m - \frac{2}{\sqrt{3}} mT_m \sin\theta + T_b\sqrt{3} + \frac{mT_m \sin\theta}{\sqrt{3}} - \frac{T_b}{\sqrt{3}}$$

$$mT_m \cos\theta = \frac{2}{\sqrt{3}} T_m - \frac{1}{\sqrt{3}} mT_m \sin\theta + \frac{3T_b - T_b}{\sqrt{3}}$$

$$\sqrt{3} mT_m \cos\theta + mT_m \sin\theta = 2T_m + 2T_b$$

$$mT_m\left(\sqrt{3}\cos\theta + \sin\theta\right) = 2T_m + 2T_b$$

$$T_b = mT_m \frac{\left(\sqrt{3}\cos\theta + \sin\theta\right)}{2} - T_m$$

$$T_b = T_m\left(m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1\right)$$

$$mT_m \sin\theta - T_b = T_c$$

$$T_c = mT_m \sin\theta - T_m\left(m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1\right)$$

$$T_c = mT_m \sin\theta - mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) + T_m$$

$$T_c = mT_m\left(\sin\theta - \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right) + T_m$$

$$\sin a - \sin b = 2\sin\frac{a-b}{2}\cos\frac{a+b}{2}$$

$$T_c = 2mT_m\left(\sin\left(\frac{\theta - \left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta + \left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)}{2}\right)\right) + T_m$$

$$T_c = 2mT_m \sin(-\frac{\pi}{6})\cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + T_m$$

$$T_c = -2mT_m.\frac{1}{2}\cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + T_m$$

$$T_c = -mT_m \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + T_m$$

Appliquons le théorème des angles complémentaire entre $\theta + \frac{\pi}{6}$ et $\frac{\pi}{3} - \theta$ on voit que leur somme donne $\frac{\pi}{2}$ donc le cos de l'un est égal au sinus de l'autre.

$$\cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) = \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = -\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$$

$$T_c = -mT_m \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + T_m = -mT_m\left(-\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right) + T_m$$

$$T_c = mT_m \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) + T_m$$

$$T_c = T_m\left(m \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) + 1\right)$$

- **<u>Région</u> 4 :**

La figure ci-dessous représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la troisième région du **secteur I.**

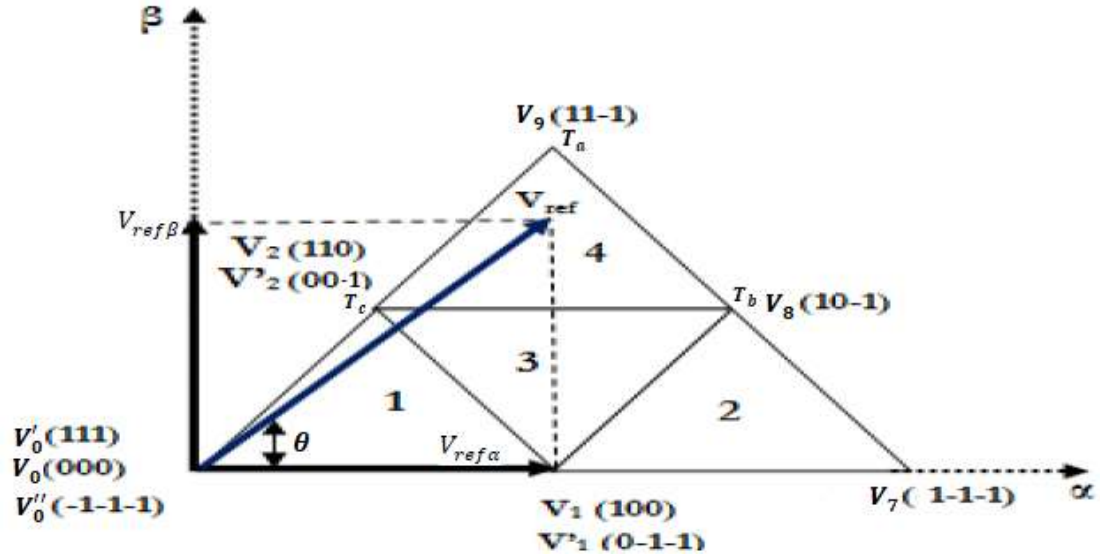


Figure 40:projection du vecteur de référence dans la région 4 du secteur 1

Les vecteurs concernés sont : $(V_2 ou\ V'_2)$; V_8 et V_9

$$\int_0^{Tm} V_{ref}\,dt = \int_0^{T_a} V_9\,dt + \int_{T_a}^{T_a+T_c} V_2\,dt + \int_{T_a+T_c}^{T_m} V_8\,dt$$

$$Tm\overline{V_{ref}} = T_a\overline{V_9} + T_b\overline{V_8} + T_c\overline{V_2}$$

$$Tm|\overline{V_{ref}}|e^{i\theta} = T_a|\overline{V_9}|e^{i\frac{\pi}{3}} + T_b|\overline{V_8}|e^{i\frac{\pi}{6}} + T_c|\overline{V_2}|e^{i\frac{\pi}{3}}$$

$$T_m V_{ref}\cos\theta = T_a V_9\cos\frac{\pi}{3} + T_b V_8\cos\frac{\pi}{6} + T_c V_2\cos\frac{\pi}{3}$$

$$T_m V_{ref}\sin\theta = T_a V_9\sin\frac{\pi}{3} + T_b V_8\sin\frac{\pi}{6} + T_c V_2\sin\frac{\pi}{3}$$

$$T_m V_{ref}\cos\theta = T_a\sqrt{\frac{2}{3}}.\frac{E}{2} + T_b\frac{E}{\sqrt{2}}.\frac{\sqrt{3}}{2} + T_c\frac{E}{2\sqrt{6}}$$

$$\frac{2\sqrt{2}V_{ref}}{E}T_m\cos\theta = \frac{2}{\sqrt{3}}T_a + T_b\sqrt{3} + T_c\frac{E}{\sqrt{3}}$$

$$mT_m\cos\theta = \frac{2}{\sqrt{3}}T_a + T_b\sqrt{3} + \frac{T_c}{\sqrt{3}} = \frac{1}{\sqrt{3}}(2T_a + T_c + 3T_b)$$

$$T_m V_{ref}\sin\theta = T_a\sqrt{\frac{2}{3}}E.\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{T_b E}{2\sqrt{2}} + T_c\frac{E}{\sqrt{6}}.\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$\frac{2\sqrt{2}V_{ref}}{E}T_m\sin\theta = 2T_a + T_b + T_c$$

$$mT_m\sin\theta = 2T_a + T_b + T_c$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c$$

$$T_a + T_m = 2T_a + T_b + T_c$$

$$T_a + T_m = mT_m\sin\theta$$

$$T_a = T_m(m\sin\theta - 1)$$

$$T_m - T_b - T_a = T_c$$

$$mT_m\cos\theta = \frac{1}{\sqrt{3}}(2T_a + T_c + 3T_b)$$

$$mT_m \cos\theta = \frac{1}{\sqrt{3}}(2T_a + T_m - T_b - T_a + 3T_b)$$

$$mT_m \cos\theta = \frac{1}{\sqrt{3}}(T_m(m\sin\theta - 1) + T_m + 2T_b)$$

$$T_b = \frac{\sqrt{3}mT_m \cos\theta - mT_m \sin\theta}{2}$$

$$T_b = mT_m\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta - \frac{1}{2}\sin\theta\right)$$

$$T_b = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_m = T_a + T_b + T_c$$

$$T_c = T_m - T_a - T_b$$

$$T_c = T_m - T_m(m\sin\theta - 1) - mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_c = 2T_m - mT_m \sin\theta + mT_m \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$$

$$T_c = 2T_m + mT_m\left(\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\theta\right)$$

$$T_c = 2T_m + 2mT_m \sin\left(\frac{\theta - \frac{\pi}{3} - \theta}{2}\right)\cos\left(\frac{\theta - \frac{\pi}{3} + \theta}{2}\right)$$

$$T_c = 2T_m + 2mT_m \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right)\cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_c = 2T_m - 2mT_m \sin\frac{\pi}{6}\cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_c = 2T_m - 2mT_m.\frac{1}{2}\cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_c = 2T_m - mT_m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_c = 2T_m - mT_m\left(\cos\theta \cos\frac{\pi}{6} + \sin\theta\, sin\frac{\pi}{6}\right)$$

$$T_c = 2T_m - mT_m\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\theta + \frac{1}{2}\sin\theta\right)$$

$$T_c = 2T_m - mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$$

$$T_c = T_m\left(2 - m\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right)$$

De la même manière on calcul les temps de commutation pour les autres secteurs (de 2 à 6), et on résume ça dans le tableau suivant :

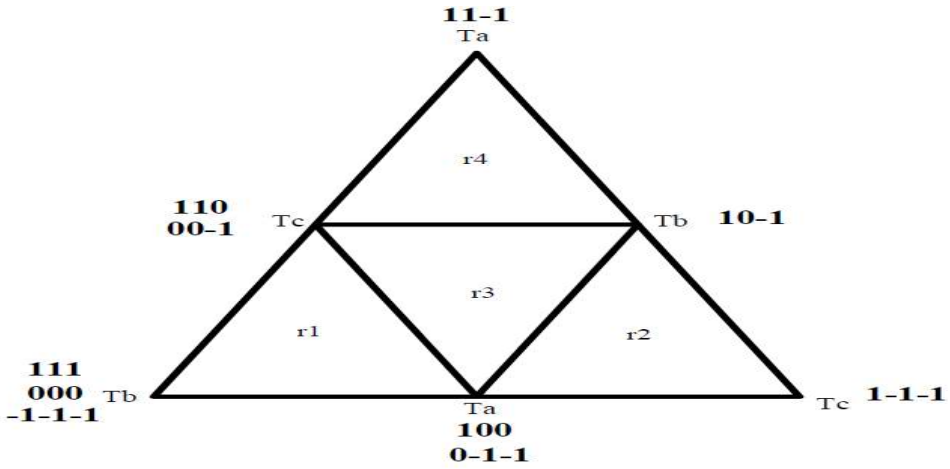
Tableau 7:Les expressions analytiques du temps de commutation pour le vecteur de tension dans les différents secteurs et régions

	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
Secteur 1	$T_a = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$ $T_b = T_m\left(1 - m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_c = mT_m \sin\theta$	$T_a = T_m\left(2 - m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_b = mT_m \sin\theta$ $T_c = T_m\left(m\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1\right)$	$T_a = T_m(1 - m\sin\theta)$ $T_b = T_m\left(m\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) - 1\right)$ $T_c = T_m\left(m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) + 1\right)$	$T_a = T_m(m\sin\theta - 1)$ $T_b = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$ $T_c = T_m\left(2 - m\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)\right)$
Secteur 2	$T_a = mT_m \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$ $T_b = T_m(1 - m\sin\theta)$ $T_c = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$	$T_a = T_m\left(m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - 1\right)$ $T_b = mT_m \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$ $T_c = T_m(2 - m\sin\theta)$	$T_a = T_m\left(1 - m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_b = T_m(m\sin\theta - 1)$ $T_c = T_m\left(1 - m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$	$T_a = T_m(2 - m\sin\theta)$ $T_b = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$ $T_c = T_m\left(m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - 1\right)$
Secteur 3	$T_a = mT_m \sin\theta$ $T_b = T_m\left(1 - m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_c = -mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$	$T_a = T_m\left(2 - m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_b = mT_m \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$ $T_c = T_m(m\sin\theta - 1)$	$T_a = T_m\left(1 + m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_b = T_m\left(m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - 1\right)$ $T_c = T_m(1 - m\sin\theta)$	$T_a = -T_m\left(1 + m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_b = mT_m \sin\theta$ $T_c = T_m\left(2 - m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$
Secteur 4	$T_a = -mT_m \sin\theta$ $T_b = T_m\left(1 + m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_c = mT_m \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$	$T_a = T_m\left(m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) - 1\right)$ $T_b = -mT_m \sin\theta$ $T_c = T_m\left(2 + m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$	$T_a = T_m\left(1 - m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_b = -T_m\left(1 + m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_c = T_m(1 + m\sin\theta)$	$T_a = T_m\left(2 + m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_b = mT_m \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$ $T_c = -T_m(1 - m\sin\theta)$
Secteur 5	$T_a = -mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$ $T_b = T_m(1 + m\sin\theta)$ $T_c = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$T_a = T_m(2 + m\sin\theta)$ $T_b = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$ $T_c = -T_m\left(1 + m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$	$T_a = T_m\left(1 + m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_b = -T_m(1 + m\sin\theta)$ $T_c = T_m\left(1 + m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$	$T_a = T_m\left(m\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1\right)$ $T_b = -mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$ $T_c = T_m(2 + m\sin\theta)$
Secteur 6	$T_a = mT_m \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)$ $T_b = T_m\left(1 + m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_c = -mT_m \sin\theta$	$T_a = -T_m(1 + m\sin\theta)$ $T_b = mT_m \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$ $T_c = T_m\left(2 + m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$	$T_a = T_m(1 + m\sin\theta)$ $T_b = T_m\left(m\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1\right)$ $T_c = T_m\left(1 - m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$	$T_a = T_m\left(2 + m\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)\right)$ $T_b = -mT_m \sin\theta$ $T_c = T_m\left(m\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - 1\right)$

B) <u>Détermination des temps de commutation pour chaque interrupteur</u> :

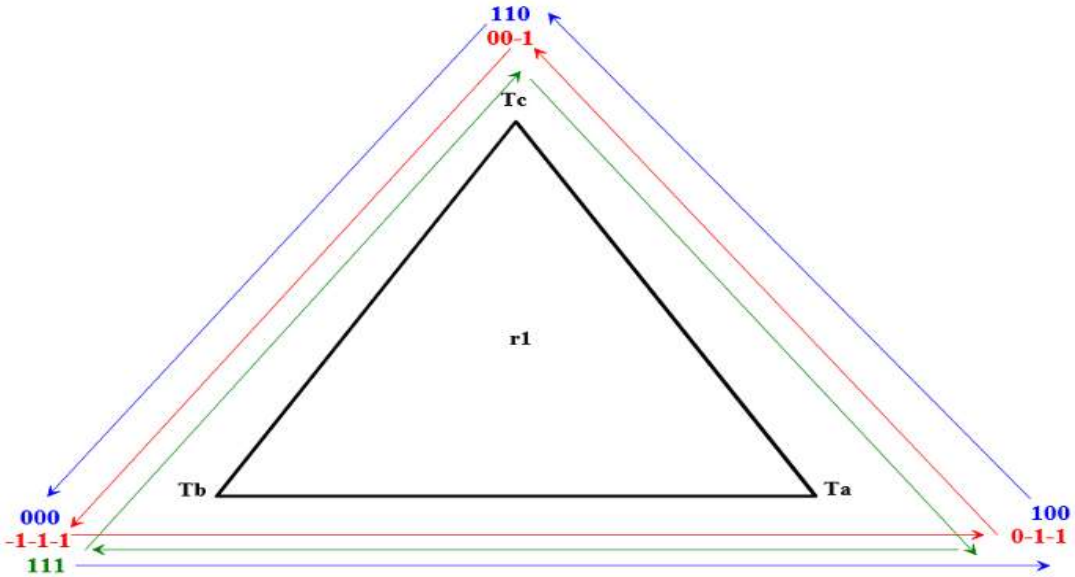
➢ <u>Secteur 1</u> :

Pour le calcul des temps on prend l'exemple où le vecteur de référence se trouve dans le secteur I qui est représenté ci-dessous.



- **Région 1**

La figure ci-dessous représente les différentes combinaisons possibles pour la région 1.



Pour atteindre la période de commutation $\mathbf{T_m}$ il faut que les différentes configurations qui concernent la région soient impliquées, nous pouvons s'inspirer de la figure ci-dessus pour dresser les temps de commutations de chaque interrupteur.

Pour la région 1 nous avons les configurations suivantes :

$$\begin{cases} -1 & -1 & -1 & (V_0'')T_b \\ 0 & -1 & -1 & (V_1')T_a \\ 0 & 0 & -1 & (V_2')T_c \end{cases} ; \begin{cases} 0 & 0 & 0 & (V_0)T_b \\ 1 & 0 & 0 & (V_1)T_a \\ 1 & 1 & 0 & (V_2)T_c \end{cases} ; \begin{cases} 111\ (V_0')T_b \\ 111\ (V_0')T_b \end{cases} ; \begin{cases} 1 & 1 & 0 & (V_2)T_c \\ 1 & 0 & 0 & (V_1)T_a \\ 0 & 0 & 0 & (V_0)T_b \end{cases} ; \begin{cases} 0 & 0 & -1 & (V_2')T_c \\ 0 & -1 & -1 & (V_1')T_a \\ -1 & -1 & -1 & (V_0'')T_b \end{cases}$$

Comme nous avons fait le tour des vecteurs nous pouvons représenter les temps de commutation suivant la table de vérité de l'onduleur.

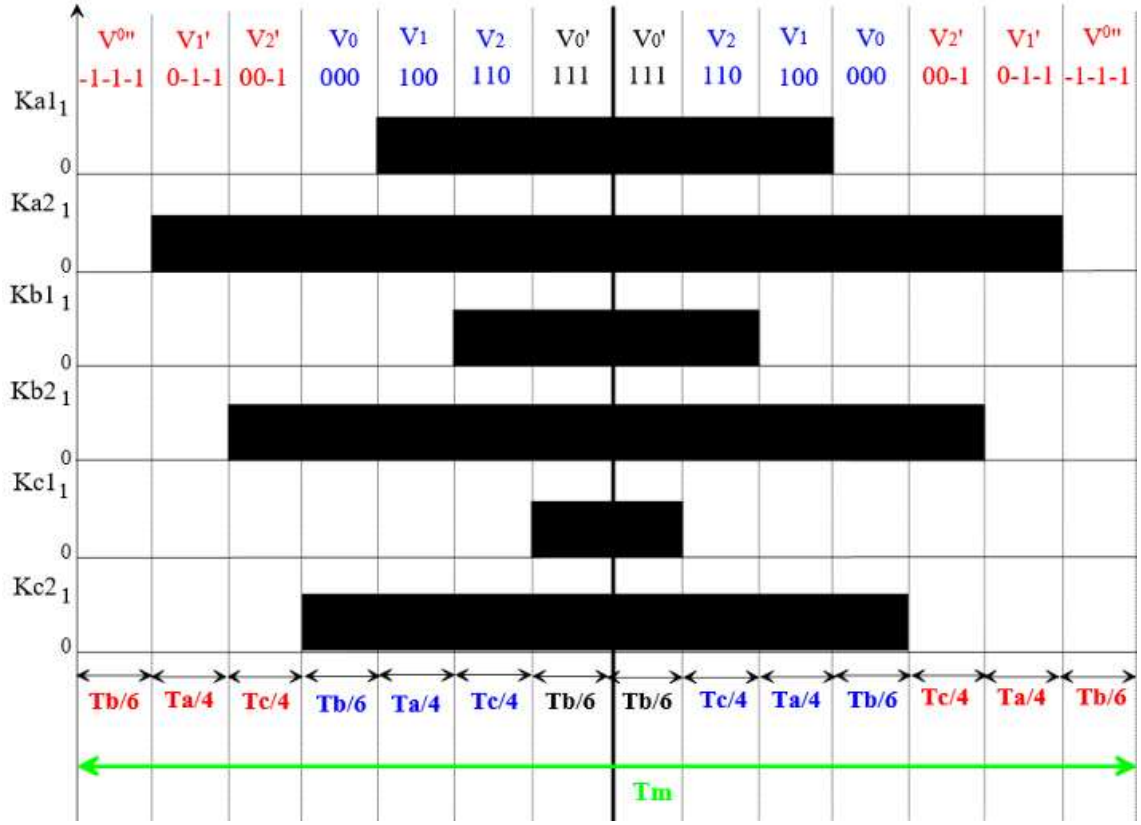
Par exemple pour la configuration $-1\ -1\ -1$ se référant au niveau du tableau nous nous rendons compte que tous les interrupteurs sont au niveau 0 donc leurs temps sont nuls.

Pour le calcul des temps nous considérons les états où les interrupteurs sont au niveau 1 et on prend les temps concernés et divise par le nombre de fois que cet dernier est apparue durant la période T_m.

Exemple :

Pour la configuration 1 1 0 le vecteur concerné est V_2 qui était affecté au temps T_c donc les interrupteur tous les interrupteurs, sauf K_{c1}, sont au niveau 1 sachant que le temps affecté est T_c on le divise par le nombre de fois que celui-ci est apparu (4 fois) dans la période T_m ce qui donne $\frac{T_c}{4}$.

En suivant ce même procédé pour chaque configuration nous pouvons calculer les temps de commutation pour chaque interrupteur du niveau haut pour ensuite complémenter pour connaitre les temps de ceux du niveau bas.



Les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur 1.

Donc on peut calculer les temps de commutation des interrupteurs dans la région 1 pour les trois bras de l'onduleur à trois niveaux à partir de cette figure :

$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{3}$$

$$T_{K_{a1}} = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{3}$$

$$T_{K_{a2}} = 4\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = T_a + T_c + \frac{2T_b}{3}$$

$$T_{K_{a2}} = T_a + T_c + \frac{2T_b}{3}$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{3}$$

$$T_{K_{b1}} = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{3}$$

$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{2T_b}{3} + T_c$$

$$T_{K_{b2}} = \frac{T_a}{2} + \frac{2T_b}{3} + T_c$$

$$T_{K_{c1}} = 2\frac{T_b}{6} = \frac{T_b}{3}$$

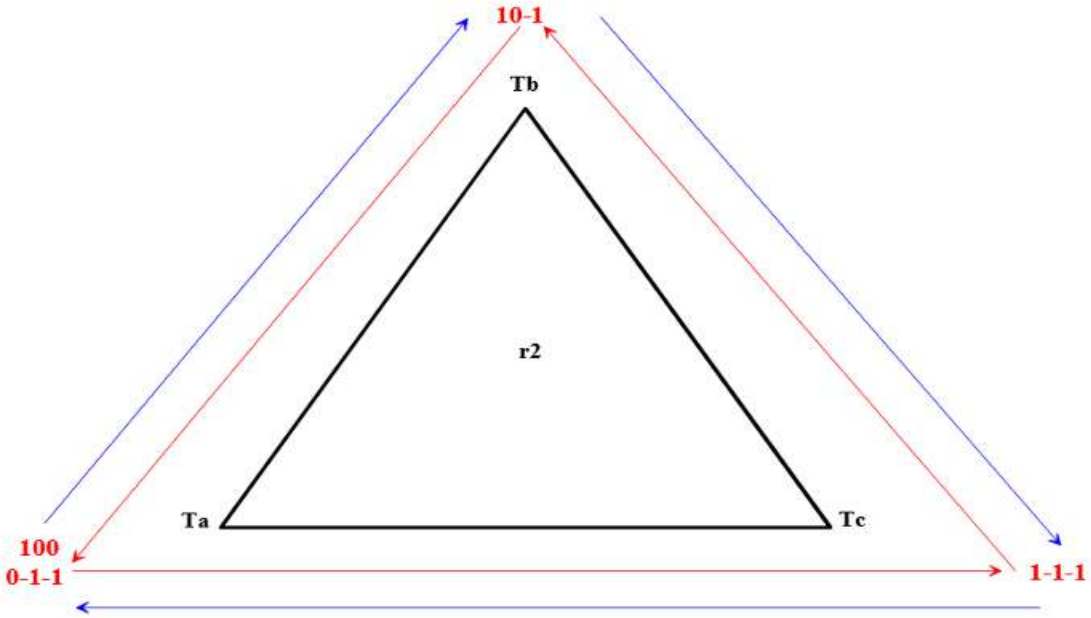
$$T_{K_{c1}} = \frac{T_b}{3}$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{2T_b}{3} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c2}} = \frac{T_a}{2} + \frac{2T_b}{3} + \frac{T_c}{2}$$

- **Région 2**

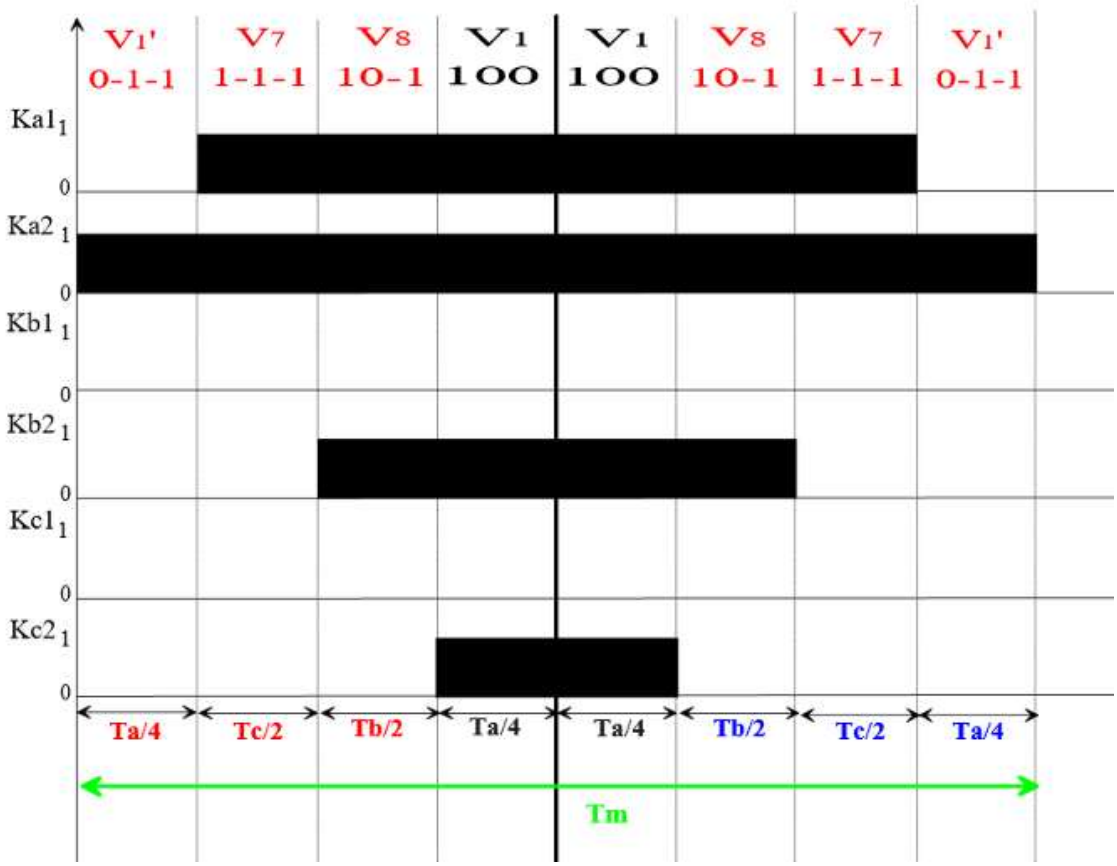
La figure ci-dessous représente les différentes combinaisons possibles pour la région 2.



Nous pouvons s'inspirer de la figure ci-dessus pour dresser les configurations possibles pour la région 2 :

$$\begin{cases} 0-1-1\ (V_1')T_a \\ 1-1-1\ (V_7)T_c \\ 1\ \ 0\ -1\ \ (V_8)T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 100\ (V_1)T_a \\ 100\ (V_1)T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 1\ \ 0\ -1\ \ (V_8)T_b \\ 1-1-1\ (V_7)T_c \\ 0-1-1\ \ (V_1')T_a \end{cases}$$

En suivant le procédé pour la région 1 nous pouvons calculer les temps de commutation des interrupteurs pour la région 2 suivant le graphe ci-contre :



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_b + T_c + \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{a2}} = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{b1}} = 0$$

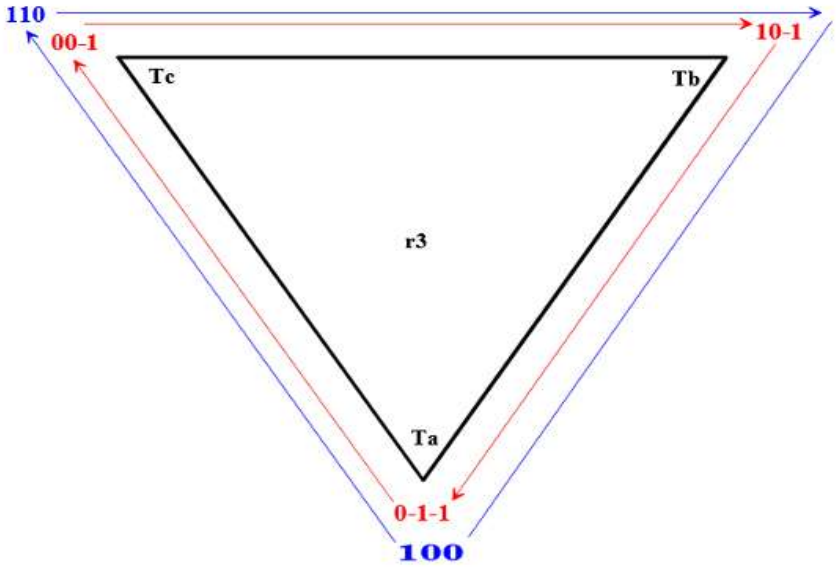
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_b + \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 0$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2}$$

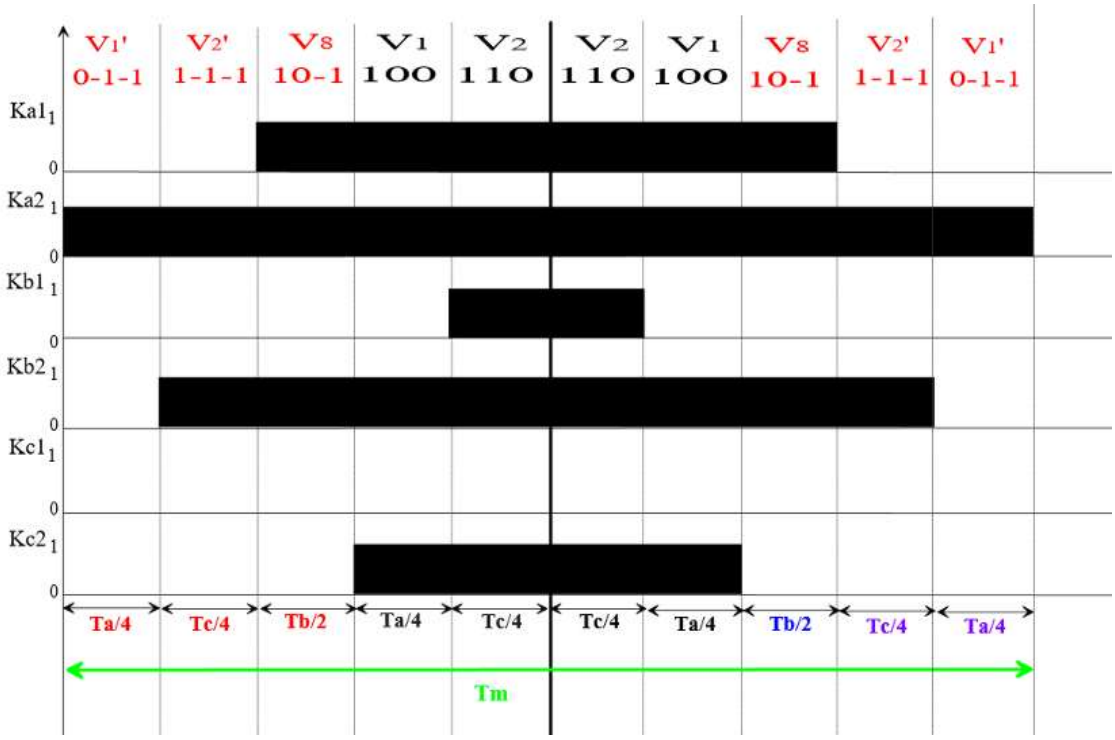
- **Région 3**

La figure ci-dessous représente les différentes combinaisons possibles pour la région 3.



Nous pouvons s'inspirer de la figure ci-dessus pour dresser les configurations possibles pour la région 3 :

$$\begin{cases} 0\ -1\ -1\ \ (V_1')T_a \\ 0\ \ \ 0\ -1\ (V_2')T_c \\ 1\ \ \ 0\ -1\ \ (V_8)T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 1\ 0\ 0\ (V_1)T_a \\ 1\ 1\ 0\ (V_2)T_c \end{cases} \quad \begin{cases} 1\ 1\ 0\ (V_2)T_c \\ 1\ 0\ 0\ (V_1)T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 1\ \ \ 0\ -1\ \ (V_8)T_b \\ 0\ \ \ 0\ \ -1\ (V_2')T_c \\ 0\ -1\ -1\ \ (V_1')T_a \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{a2}} = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

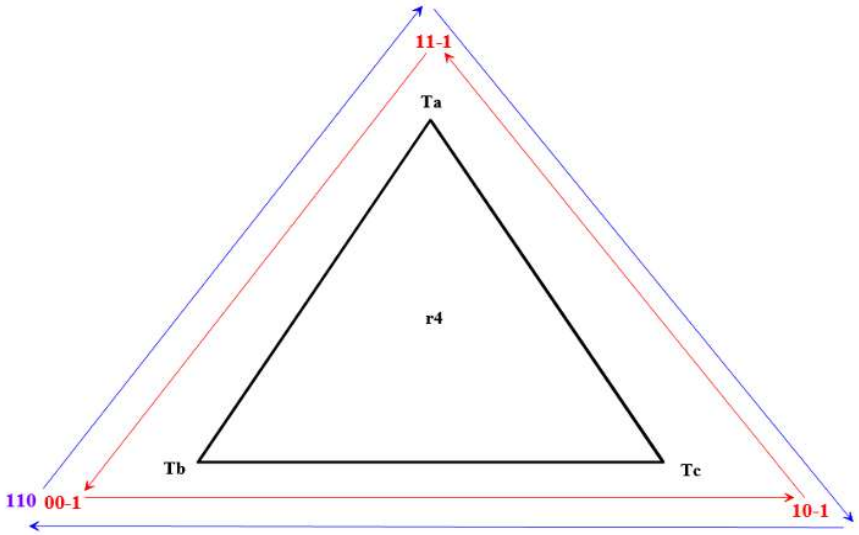
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = T_b + T_c + \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 0$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

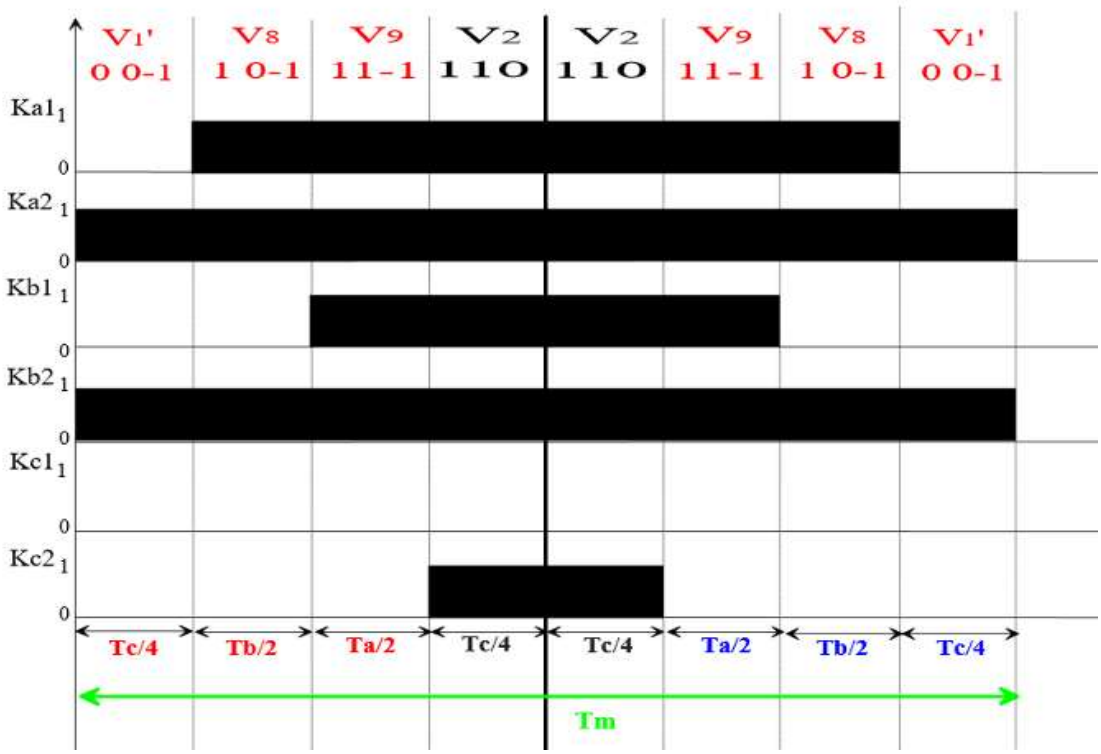
- **Région 4**

La figure ci-dessous représente les différentes combinaisons possibles pour la région 4.



Nous pouvons s'inspirer de la figure ci-dessus pour dresser les configurations possibles pour la région 4 :

$$\begin{cases} 0 & 0-1 & (V_2')T_c \\ 1 & 0-1 & (V_8)T_b \\ 1 & 1-1 & (V_9)T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 110\ (V_2)T_c \\ 110\ (V_2)T_c \end{cases} \quad \begin{cases} 1 & 1-1 & (V_9)T_a \\ 1 & 0-1 & (V_8)T_b \\ 0 & 0-1 & (V_2')T_c \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_b + T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{a2}} = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + \frac{T_c}{2}$$

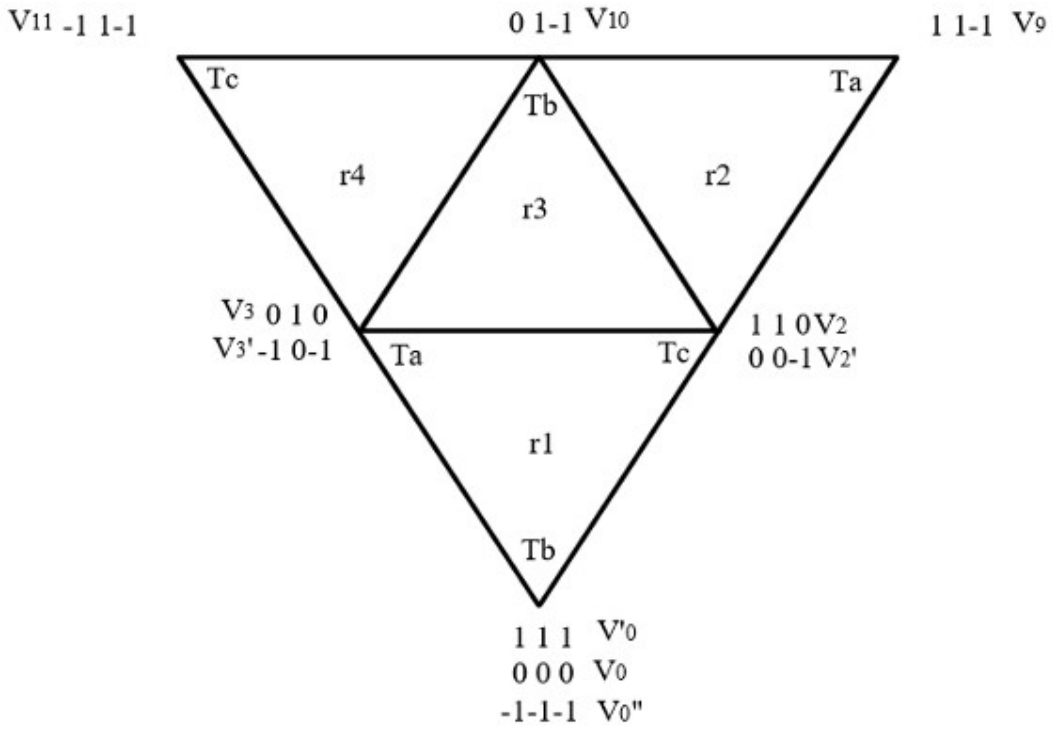
$$T_{K_{b2}} = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{c1}} = 0$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

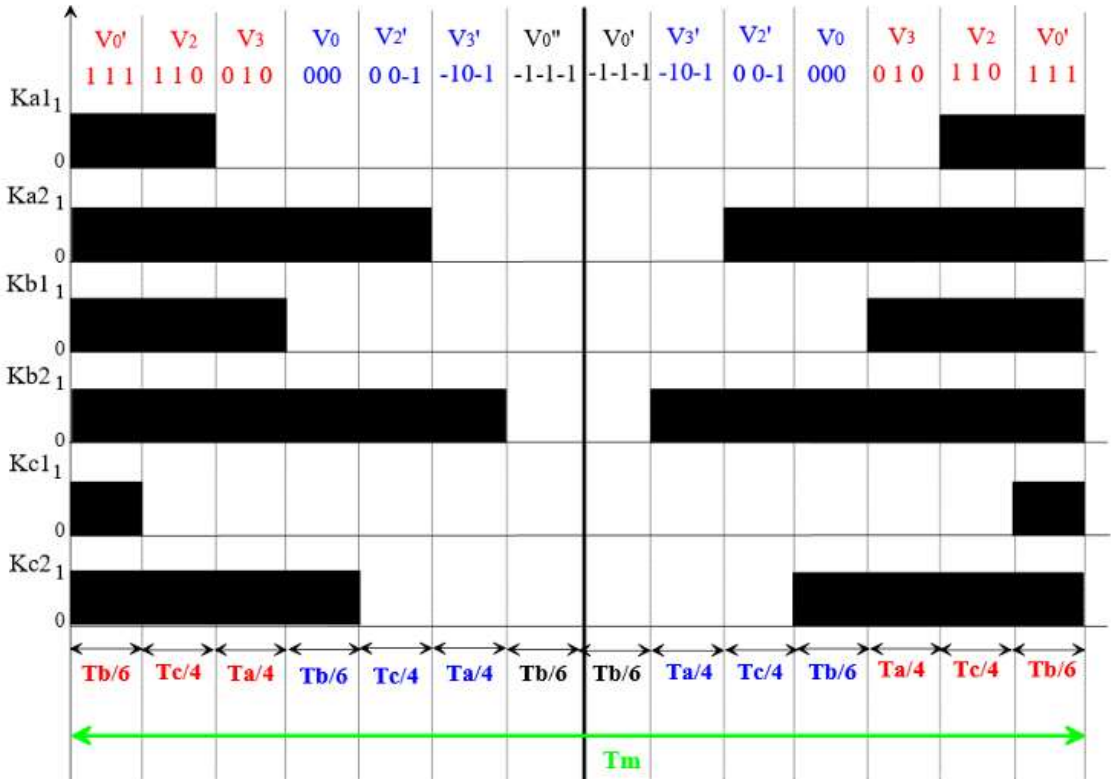
Le processus est le même pour les autres secteurs donc nous pouvons résumer les temps des interrupteurs dans un tableau :

- **<u>Secteur</u> 2 :**



- **<u>Région</u> 1 :**

$$\begin{cases} 1\ 1\ 1\ (V_0')T_b \\ 1\ 1\ 0\ (V_2)T_c \\ 0\ 1\ 0\ (V_8)T_a \end{cases} \begin{cases} 0\ \ 0\ \ 0\ \ (V_0)T_b \\ 0\ \ 0-1\ (V_2')T_c \\ -1\ \ 0-1\ \ (V_3')T_a \end{cases} \begin{cases} -1-1-1\ (V_0'')T_b \\ -1-1-1\ (V_0'')T_b \end{cases} \begin{cases} -1\ \ 0-1\ \ (V_3')T_a \\ 0\ \ 0-1\ (V_2')T_c \\ 0\ \ 0\ \ 0\ \ (V_0)T_b \end{cases} \begin{cases} 0\ 1\ 0\ (V_8)T_a \\ 1\ 1\ 0\ (V_2)T_c \\ 1\ 1\ 1\ (V_0')T_b \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{3}$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_c + \frac{2T_b}{3}$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{3}$$

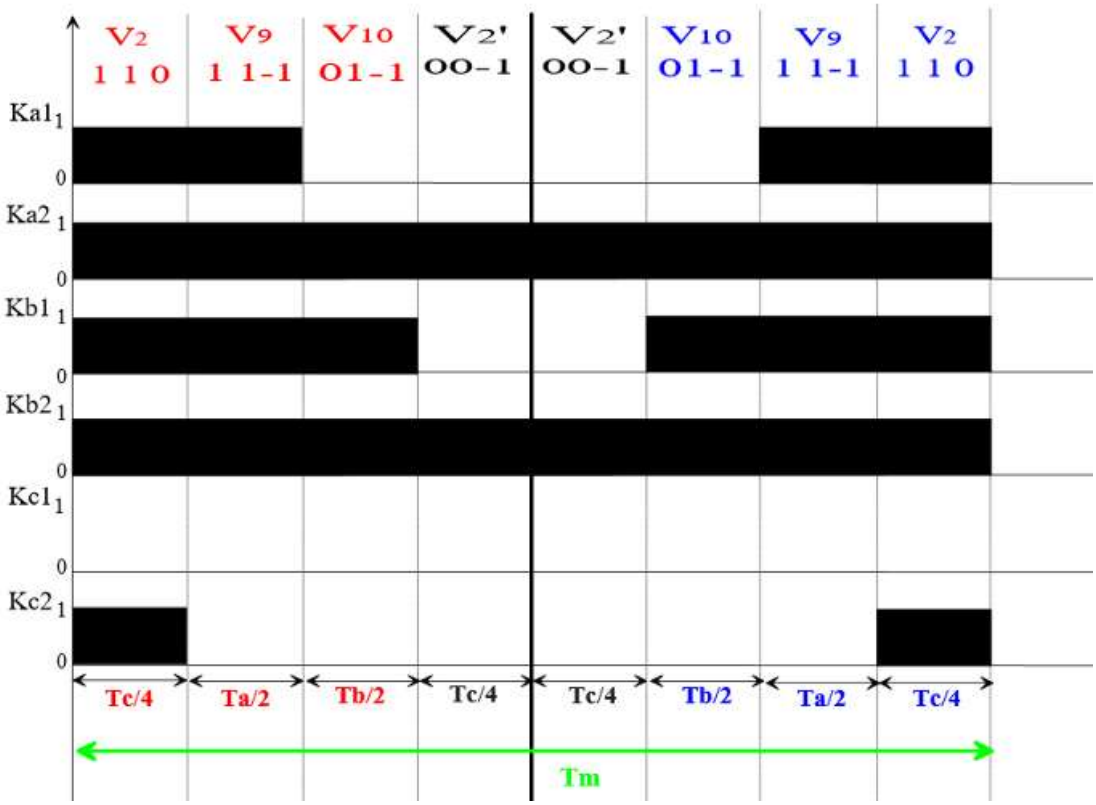
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{3} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\frac{T_b}{6} = \frac{T_b}{3}$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{2T_b}{3} + \frac{T_c}{2}$$

- **<u>Région</u> 2 :**

$$\begin{cases} 1\ 1\ 0\ (V_2)T_c \\ 1\ \ 1-1\ (V_8)T_a \\ 0\ \ 1\ \ -1\ \ (V_{10})T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ \ 0-1\ (V_2')T_c \\ 0\ \ 0-1\ (V_2')T_c \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ \ 1\ \ -1\ \ (V_{10})T_b \\ 1\ \ \ 1-1\ (V_8)T_a \\ 1\ \ \ 1\ \ \ 0\ \ (V_2)T_c \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2}\right) = \frac{T_c}{2} + T_a$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2}\right) = \frac{T_c}{2} + T_a + T_b$$

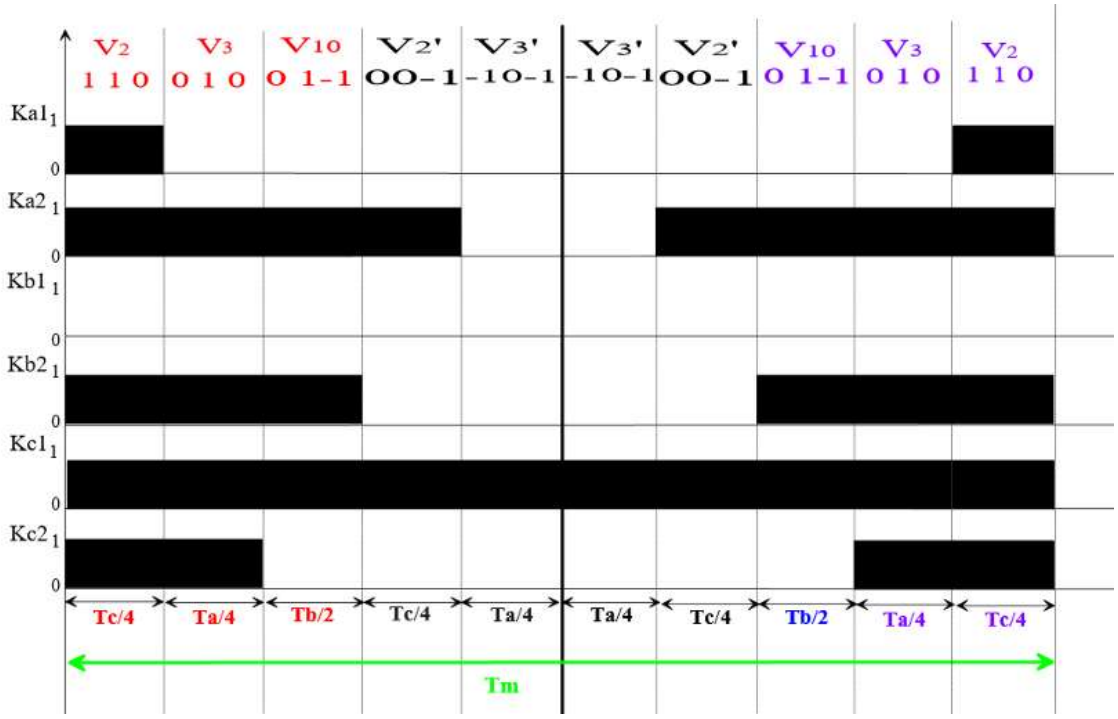
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{c1}} = 0$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

- **Région 3 :**

$$\begin{cases} 1\ 1\ 0\ (V_2)T_c \\ 0\ 1\ 0\ (V_3)T_a \\ 0\ 1\ -1\ (V_{10})T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ 0\ -1\ (V_2')T_c \\ -1\ 0\ -1\ (V_3')T_a \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ 0\ -1\ (V_3')T_a \\ 0\ 0\ -1\ (V_2')T_c \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ 1\ -1\ (V_{10})T_b \\ 0\ 1\ 0\ (V_3)T_a \\ 1\ 1\ 0\ (V_2)T_c \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b + T_c$$

$$T_{K_{b1}} = 0$$

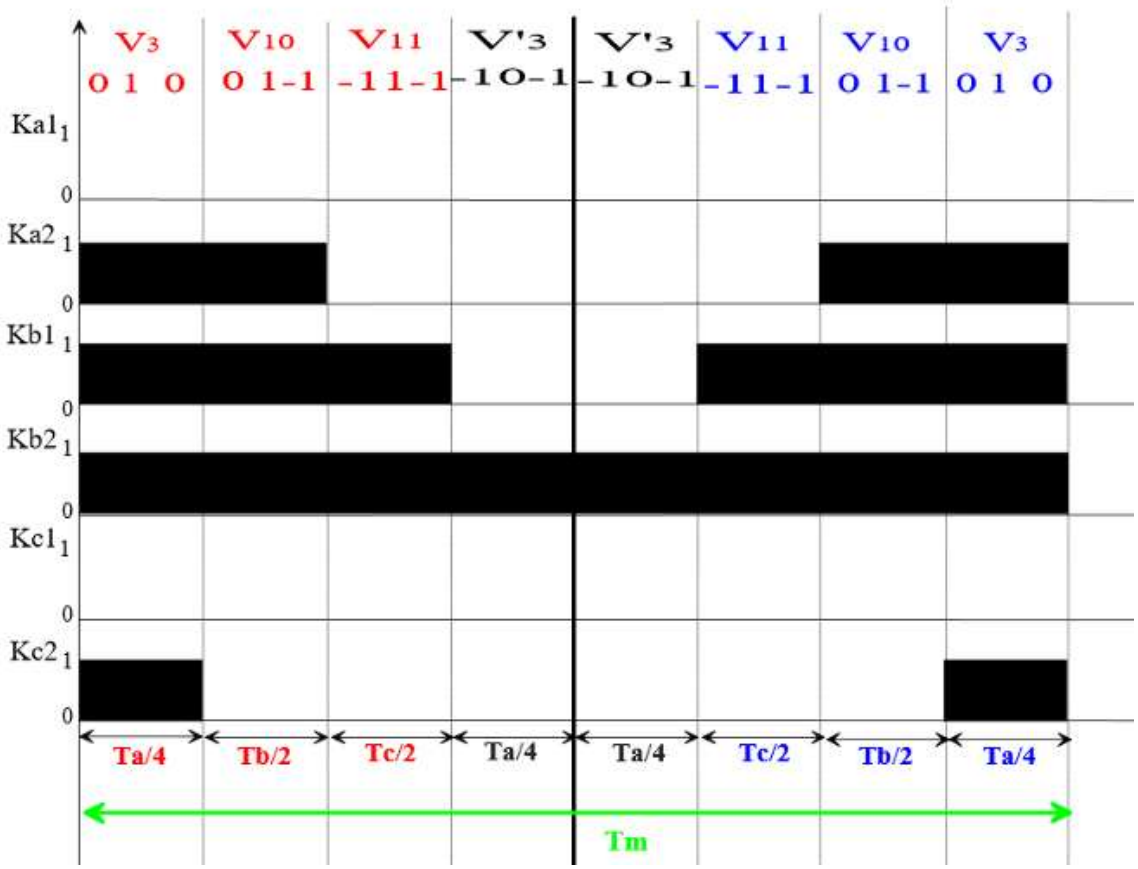
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b + \frac{T_c}{4}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2}$$

- **Région 4 :**

$$\begin{cases} 0\ 1\ 0\ (V_3)T_a \\ 0\ 1\ -1\ (V_{10})T_b \\ -1\ 1\ -1\ (V_{11})T_c \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ 0\ -1\ (V_3')T_a \\ -1\ 0\ -1\ (V_3')T_a \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ 1\ -1\ (V_{11})T_c \\ 0\ 1\ -1\ (V_{10})T_b \\ 0\ 1\ 0\ (V_3)T_a \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 0$$

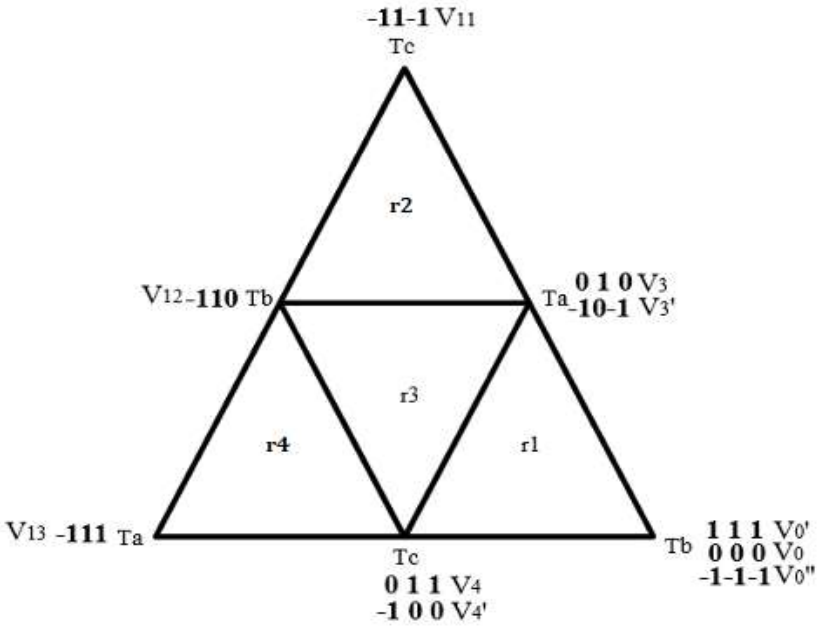
$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2}\right) = \frac{T_c}{2} + T_b$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b + T_c$$

$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

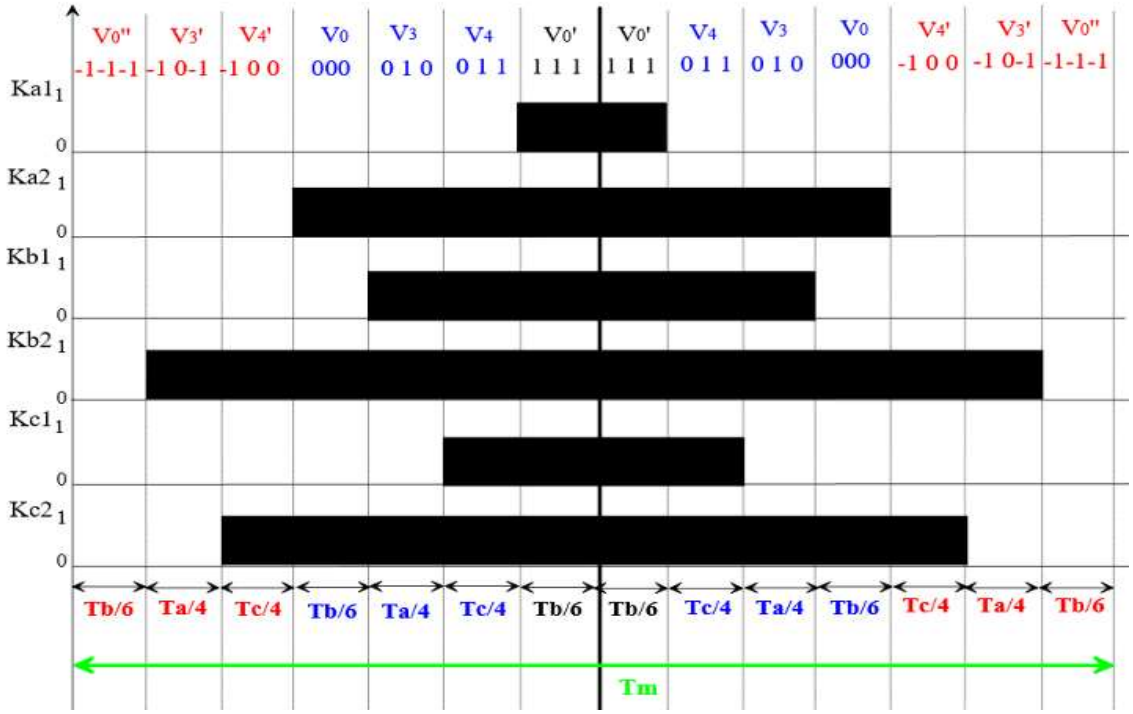
$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2}$$

- **Secteur 3 :**



- **Région 1 :**

$$\begin{cases} -1 & -1 & -1 & (V_0'')T_b \\ -1 & 0 & -1 & (V_3')T_a \\ -1 & 0 & 0 & (V_4')T_c \end{cases} \quad \begin{cases} 0 & 0 & 0 & (V_0)T_b \\ 0 & 1 & 0 & (V_3)T_a \\ 0 & 1 & 1 & (V_4)T_c \end{cases} \quad \begin{cases} 1 & 1 & 1 & (V_0')T_b \\ 1 & 1 & 1 & (V_0')T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 0 & 1 & 1 & (V_4)T_c \\ 0 & 1 & 0 & (V_3)T_a \\ 0 & 0 & 0 & (V_0)T_b \end{cases} \quad \begin{cases} -1 & 0 & 0 & (V_4')T_c \\ -1 & 0 & -1 & (V_3')T_a \\ -1 & -1 & -1 & (V_0'')T_b \end{cases}$$



$$T_{Ka_1} = 2\left(\frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_b}{3}$$

$$T_{Ka_2} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{2T_b}{3} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_b}{3} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

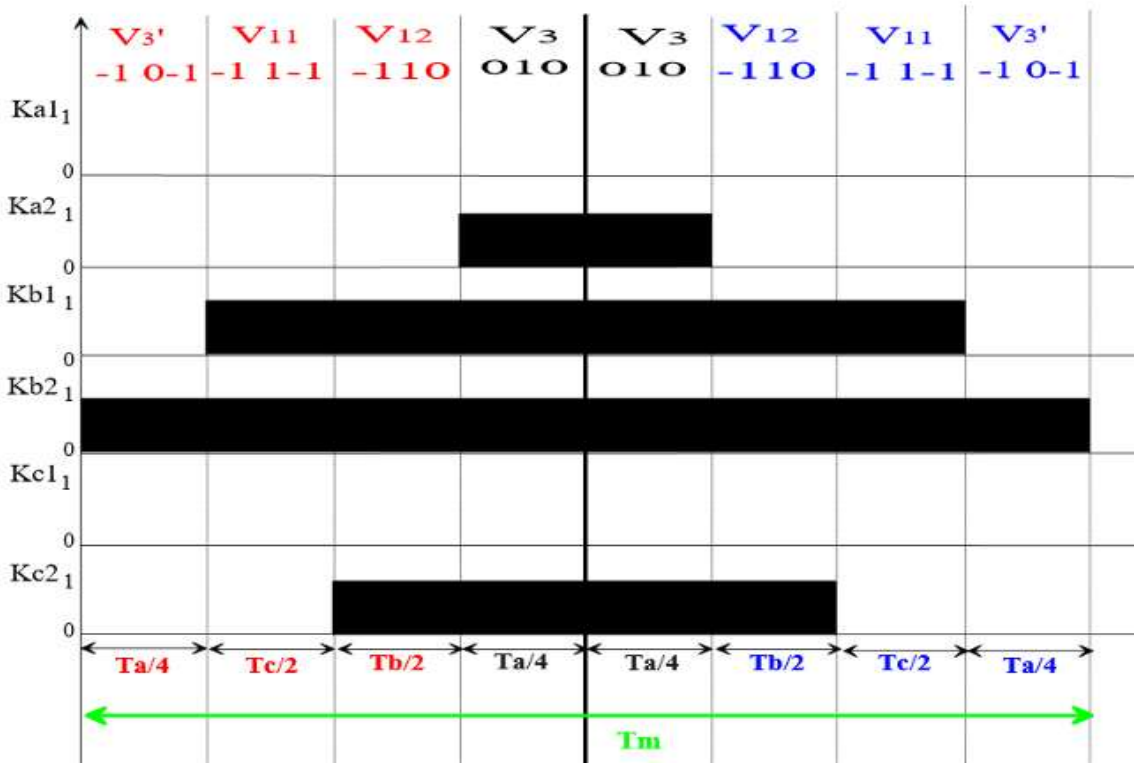
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = T_a + T_c + \frac{2T_b}{3}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{3}$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{2T_b}{3} + T_c$$

- **<u>Région</u> 2 :**

$$\begin{cases} -1 & 0 & -1 & (V_3')T_a \\ -1 & 1 & -1 & (V_{11})T_c \\ -1 & 1 & 0 & (V_{12})T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 0 & 1 & 0 & (V_3)T_b \\ 0 & 1 & 0 & (V_3)T_b \end{cases} \quad \begin{cases} -1 & 1 & 0 & (V_{12})T_b \\ -1 & 1 & -1 & (V_{11})T_c \\ -1 & 0 & -1 & (V_3')T_a \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 0$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b + T_c$$

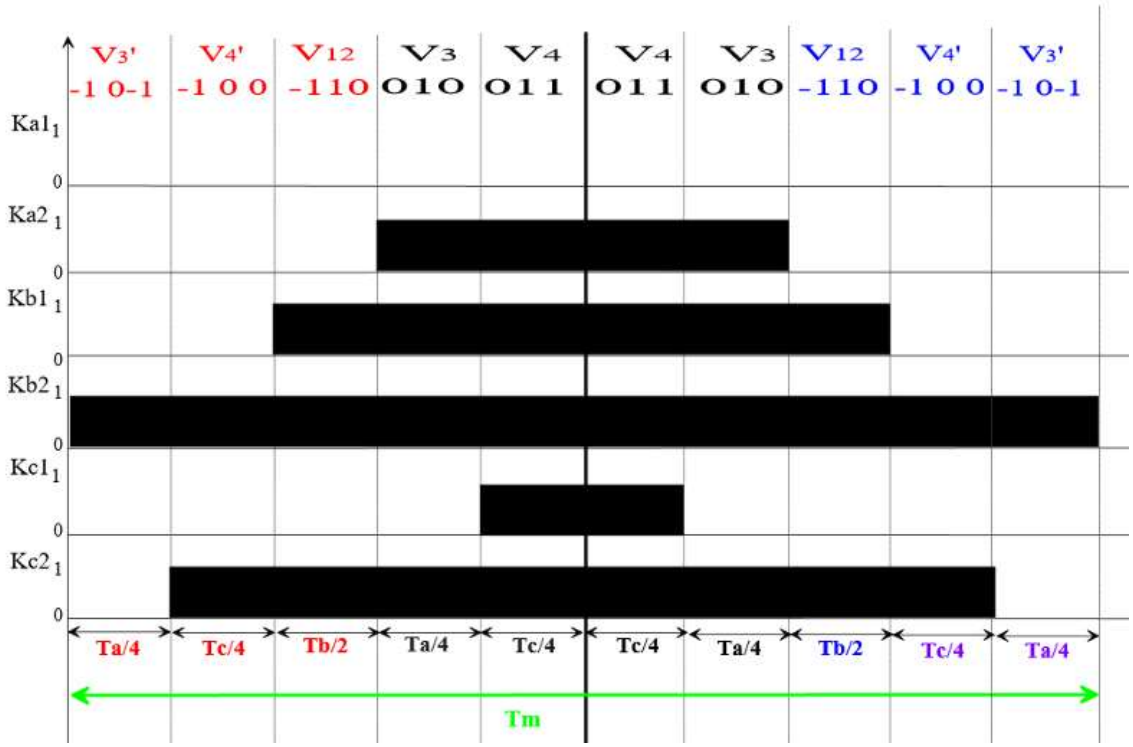
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{c1}} = 0$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_b + \frac{T_a}{2}$$

- **<u>Région</u> 3 :**

$$\begin{cases} -1\ 0-1\ (V_3')T_a \\ -1\ 0\ \ 0\ (V_4')T_c \\ -1\ 1\ 0\ (V_{12})T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ 1\ 0\ (V_3)T_c \\ 0\ 1\ 1\ (V_4)T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ 1\ 1\ (V_4)T_a \\ 0\ 1\ 0\ (V_3)T_c \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ 1\ 0\ (V_{12})T_b \\ -1\ 0\ \ 0\ (V_4')T_c \\ -1\ 0-1\ (V_3')T_a \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 0$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = T_b + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

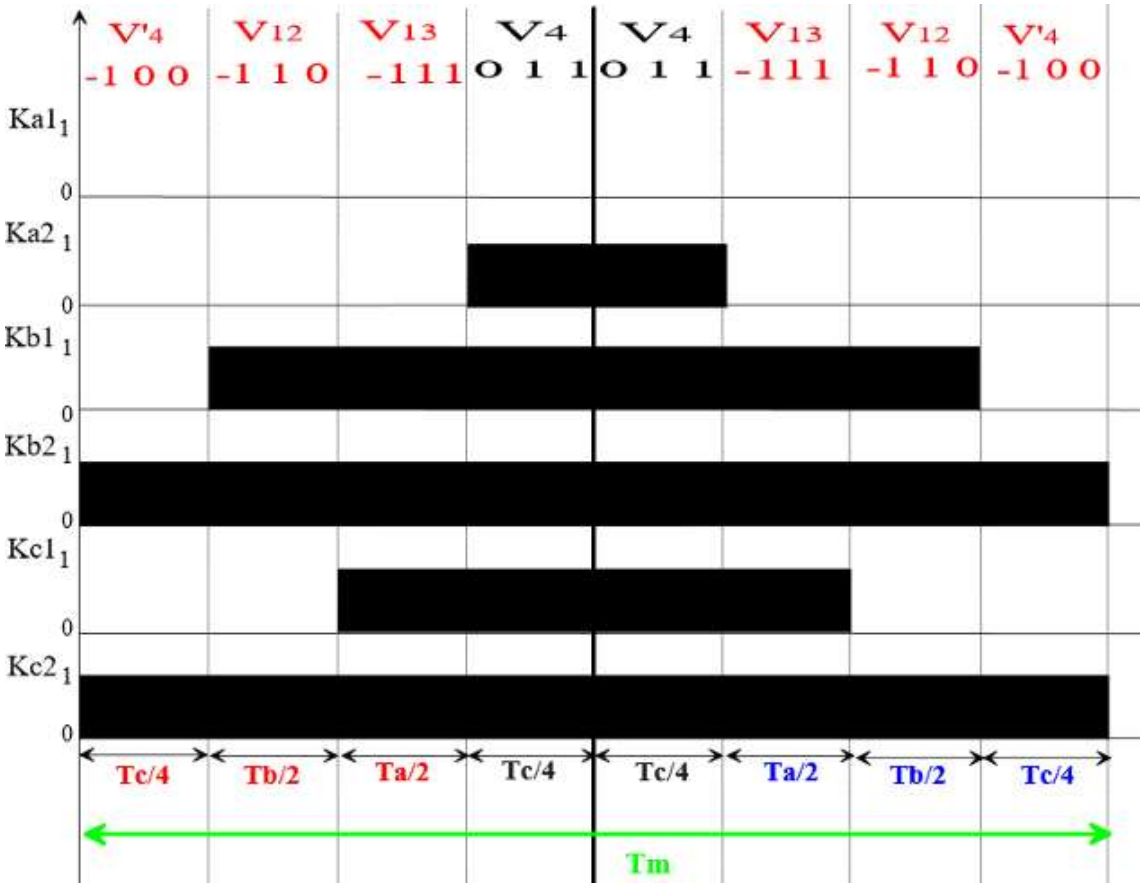
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b + T_c$$

- **<u>Région</u> 4 :**

$$\begin{cases} -1\ \ 0\ \ 0\ \ (V_4')T_c \\ -1\ \ 1\ \ 0\ (V_{12})T_b \\ -1\ \ 1\ \ 1\ \ (V_{13})T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ \ 1\ \ 1\ (V_4)T_c \\ 0\ \ 1\ \ 1\ (V_4)T_c \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ \ 1\ \ 1\ \ (V_{13})T_a \\ -1\ \ 1\ \ 0\ (V_{12})T_b \\ -1\ \ 0\ \ 0\ \ (V_4')T_c \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 0$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

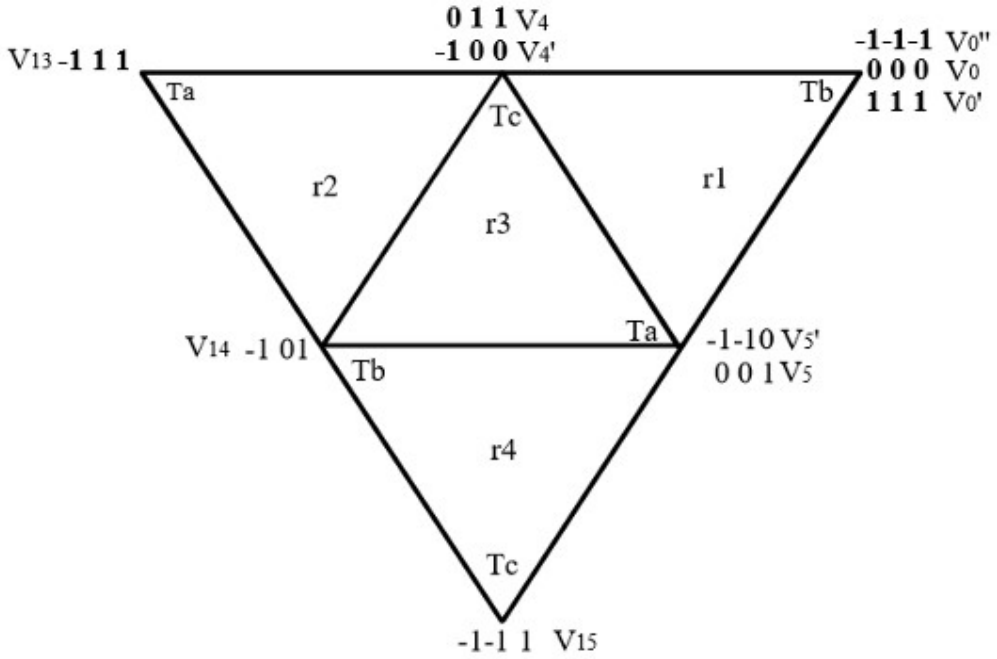
$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_b + T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + \frac{T_c}{2}$$

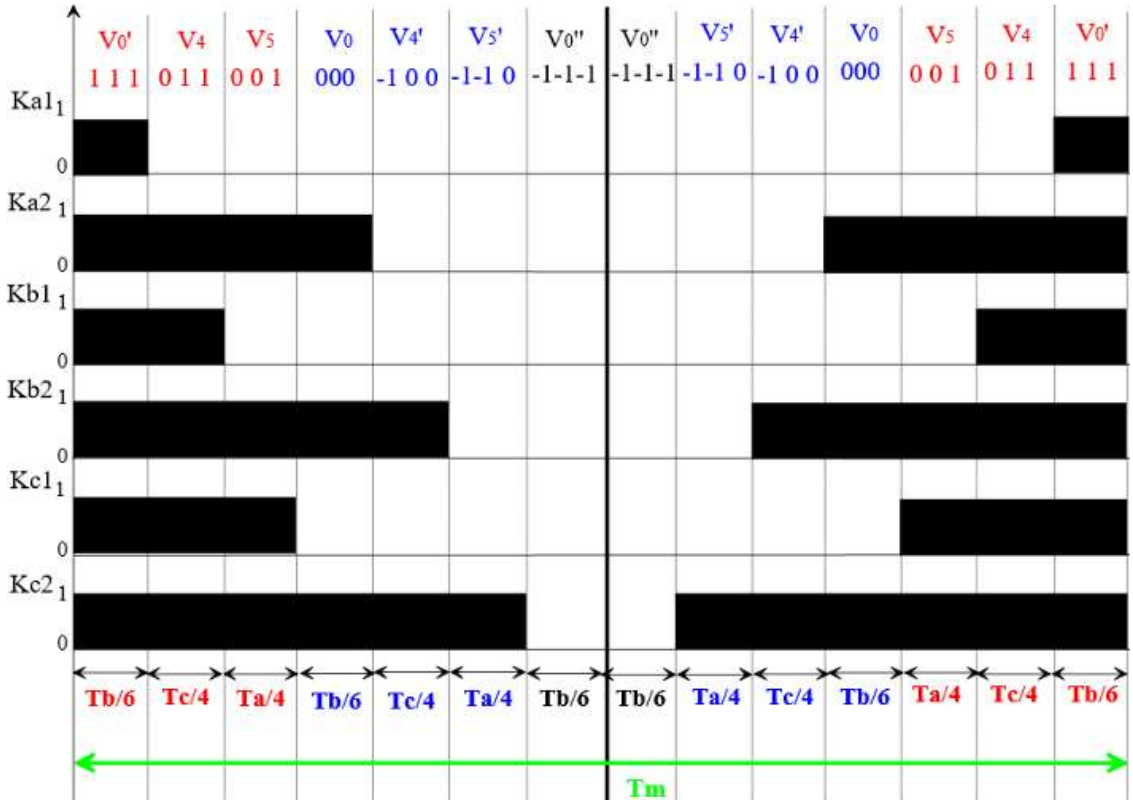
$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

- **<u>Secteur</u> 4 :**



- **<u>Région</u> 1 :**

$$\begin{cases} 1 & 1 & 1 & (V_0')T_b \\ 0 & 1 & 1 & (V_4)T_c \\ 0 & 0 & 1 & (V_5)T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 0 & 0 & 0 & (V_0)T_b \\ -1 & 0 & 0 & (V_4')T_c \\ -1 & -1 & 0 & (V_5')T_a \end{cases} \quad \begin{cases} -1 & -1 & -1 & (V_0'')T_b \\ -1 & -1 & -1 & (V_0'')T_b \end{cases} \quad \begin{cases} -1 & -1 & 0 & (V_5')T_a \\ -1 & 0 & 0 & (V_4')T_c \\ 0 & 0 & 0 & (V_0)T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 0 & 0 & 1 & (V_5)T_a \\ 0 & 1 & 1 & (V_4)T_c \\ 1 & 1 & 1 & (V_0')T_b \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_b}{3}$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{2T_b}{3} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_b}{3} + \frac{T_c}{2}$$

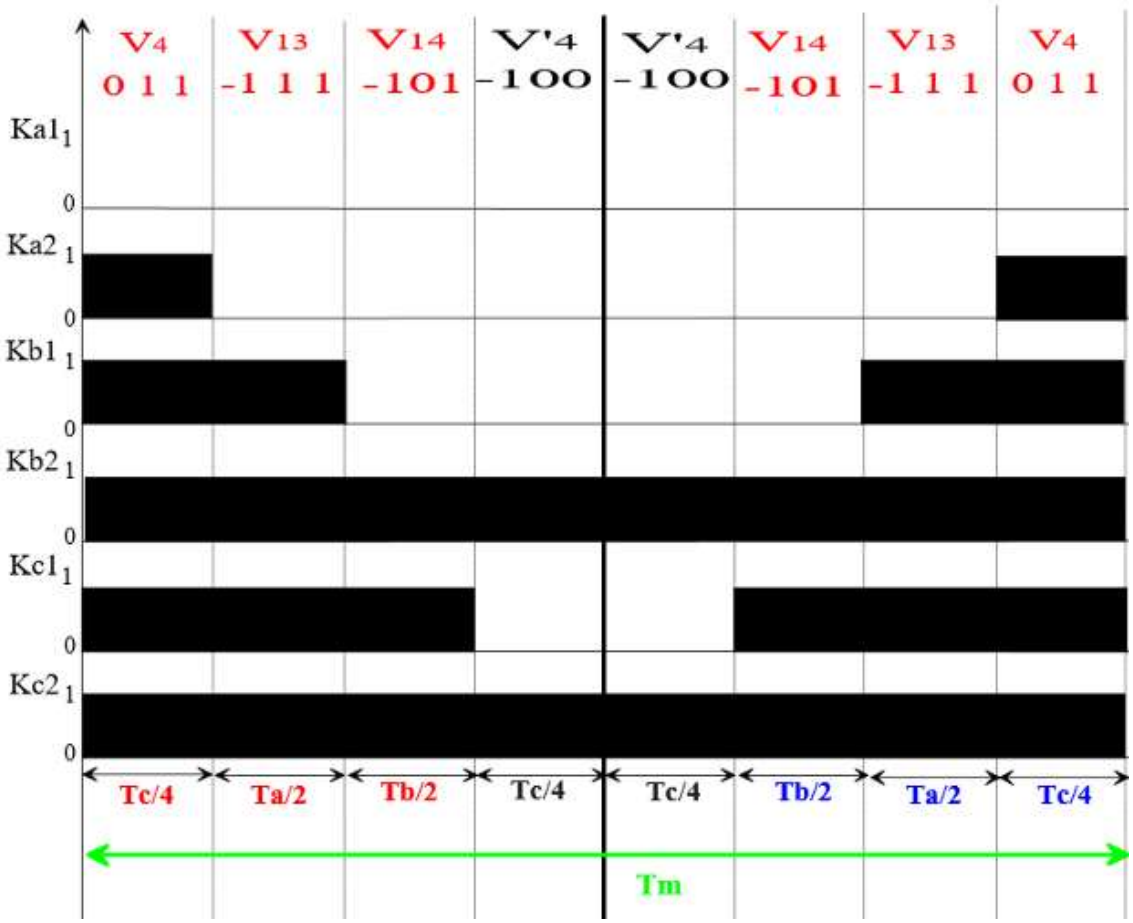
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{2T_b}{3} + T_c$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_b}{3} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = T_a + \frac{2T_b}{3} + T_c$$

- **<u>Région</u> 2 :**

$$\begin{cases} 0\ 1\ 1\ (V_4)T_c \\ -1\ 1\ 1\ (V_{13})T_a \\ -1\ 0\ 1\ (V_{14})T_b \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ 0\ 0\ (V_4')T_c \\ -1\ 0\ 0\ (V_4')T_c \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ 0\ 1\ (V_{14})T_b \\ -1\ 1\ 1\ (V_{13})T_a \\ 0\ 1\ 1\ (V_4)T_c \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 0$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2}\right) = \frac{T_c}{2} + T_a$$

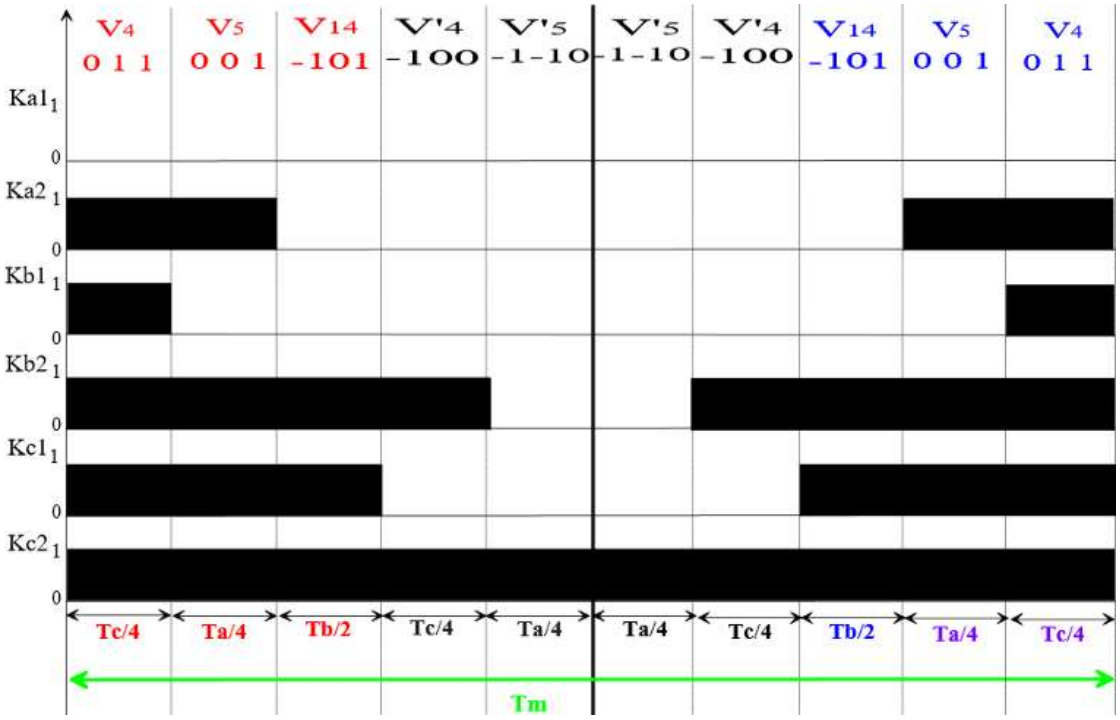
$$T_{K_{b2}} = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2}\right) = \frac{T_c}{2} + T_a + T_b$$

$$T_{K_{c2}} = T_a + T_b + T_c = T_m$$

- **Région 3 :**

$$\begin{cases} 0\ 1\ 1\ (V_4)T_c \\ 0\ \ 0\ \ 1\ (V_5)T_a \\ -1\ 0\ 1\ (V_{14})T_b \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ 0\ \ 0\ (V_4')T_c \\ -1\ -1\ 0\ (V_5')T_a \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ -1\ 0\ (V_5')T_a \\ -1\ 0\ \ 0\ (V_4')T_c \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ 0\ 1\ (V_{14})T_b \\ 0\ \ 0\ 1\ (V_5)T_a \\ 0\ 1\ 1\ (V_4)T_c \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 0$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

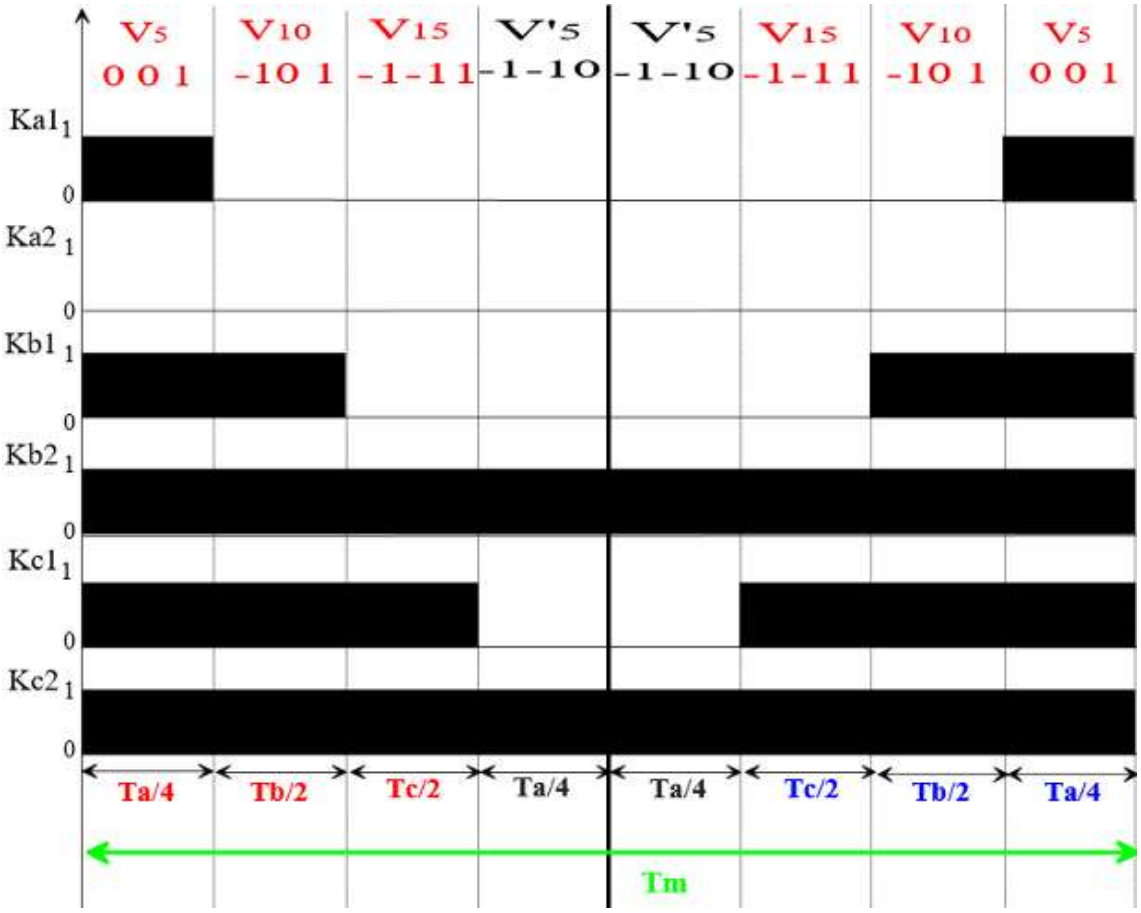
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b + T_c$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2}\right) = \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2} + T_b$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

- **Région 4 :**

$$\begin{cases} 0\ \ 0\ \ 1\ (V_5)T_a \\ -1\ 0\ \ 1\ (V_{14})T_b \\ -1\ -1\ 1\ \ (V_{15})T_c \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ -1\ \ 0\ (V_5')T_a \\ -1\ -1\ \ 0\ (V_5')T_a \end{cases} \quad \begin{cases} -1\ -1\ 1\ \ (V_{15})T_c \\ -1\ 0\ \ 1\ (V_{14})T_b \\ 0\ \ 0\ \ 1\ (V_5)T_a \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{a2}} = 0$$

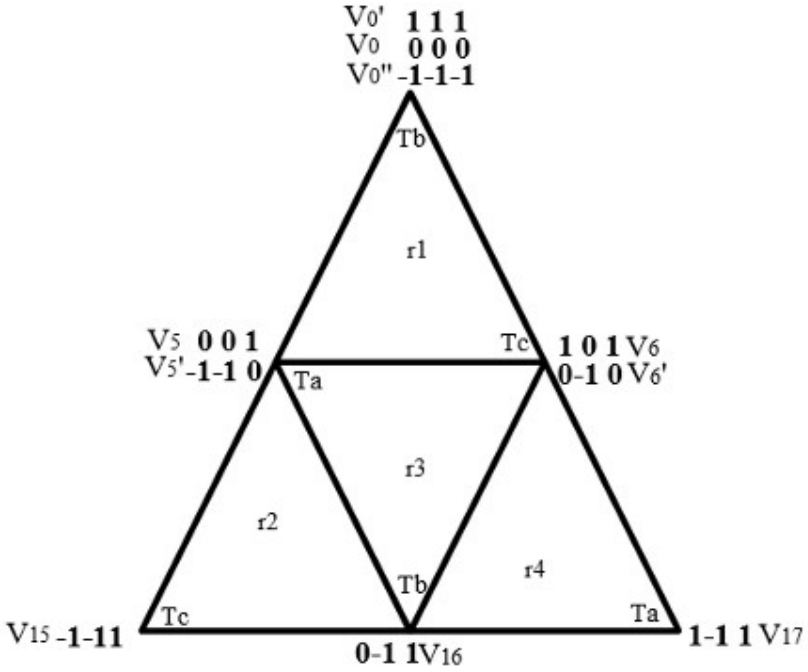
$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b$$

$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b + T_c$$

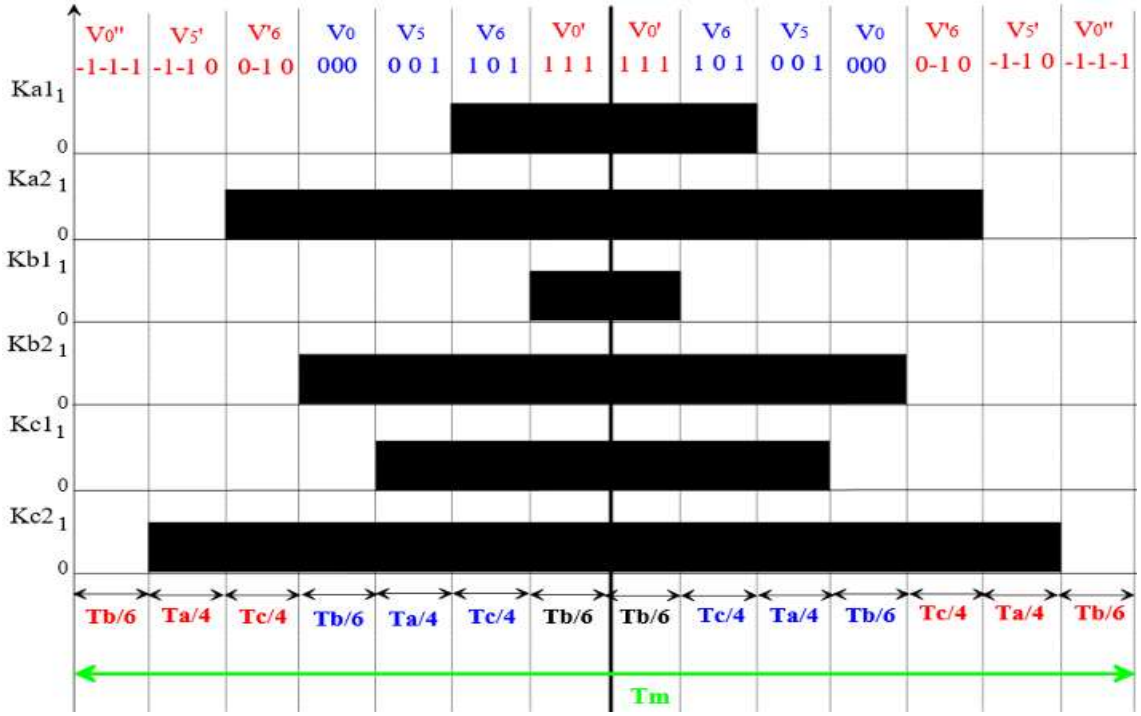
$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

- **<u>Secteur</u> 5 :**



- **<u>Région</u> 1 :**

$$\begin{cases} -1 & -1 & -1 & (V_0'')T_b \\ -1 & -1 & 0 & (V_5')T_a \\ 0 & -1 & 0 & (V_6')T_c \end{cases} \begin{cases} 0 & 0 & 0 & (V_0)T_b \\ 0 & 0 & 1 & (V_5)T_a \\ 1 & 0 & 1 & (V_6)T_c \end{cases} \begin{cases} 1 & 1 & 1 & (V_0')T_b \\ 1 & 1 & 1 & (V_0')T_b \end{cases} \begin{cases} 1 & 0 & 1 & (V_6)T_c \\ 0 & 0 & 1 & (V_5)T_a \\ 0 & 0 & 0 & (V_0)T_b \end{cases} \begin{cases} 0 & -1 & 0 & (V_6')T_c \\ -1 & -1 & 0 & (V_5')T_a \\ -1 & -1 & -1 & (V_0'')T_b \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_b}{3} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{2T_b}{3} + \frac{T_a}{2} + T_c$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_b}{3}$$

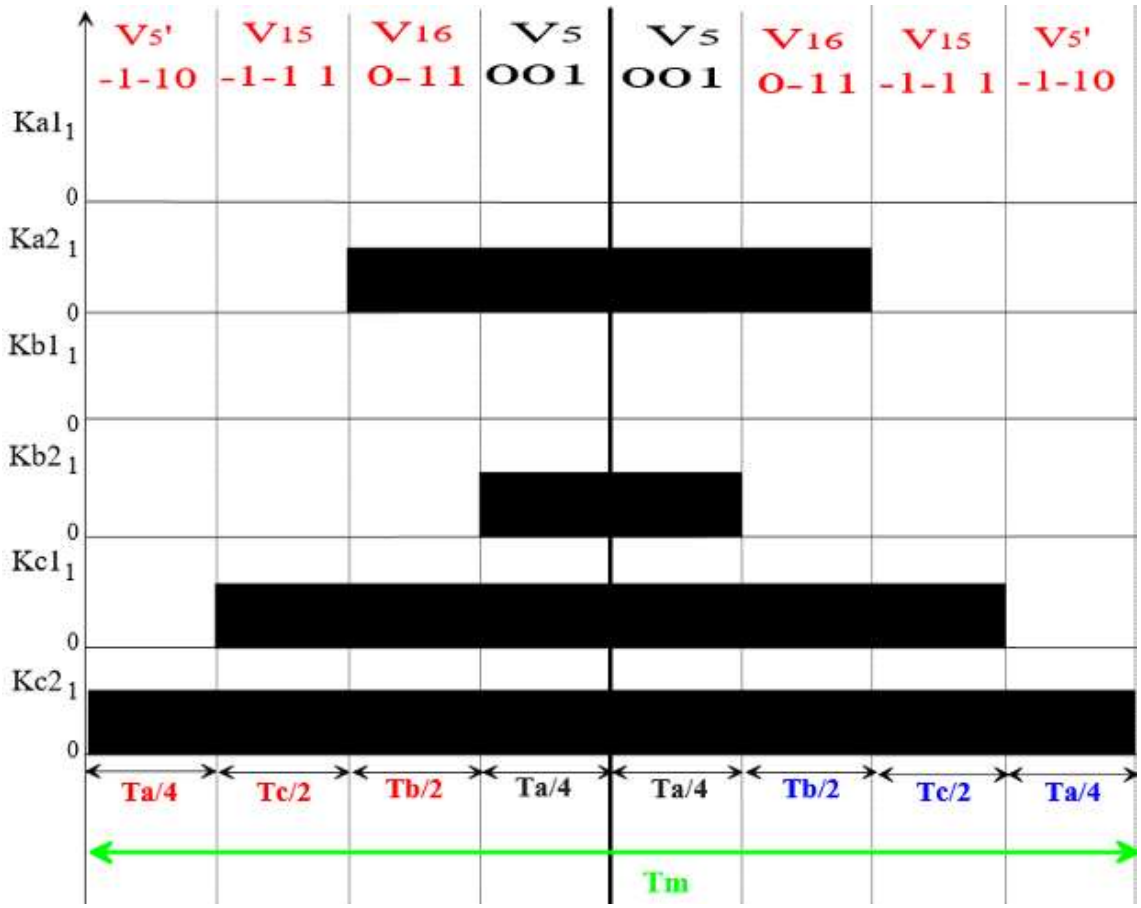
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{2T_b}{3} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{3} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = T_a + \frac{2T_b}{3} + T_c$$

- **<u>Région</u> 2 :**

$$\begin{cases} -1\ -1\ 0\ \ (V_5')T_a \\ -1\ -1\ 1\ \ (V_{15})T_c \\ \ 0\ -1\ \ 1\ \ (V_{16})T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ 0\ 1\ \ (V_5)T_a \\ 0\ 0\ 1\ \ (V_5)T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ -1\ \ 1\ \ (V_{16})T_b \\ -1\ -1\ 1\ \ (V_{15})T_c \\ -1\ -1\ 0\ \ (V_5')T_a \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 0$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b$$

$$T_{K_{b1}} = 0$$

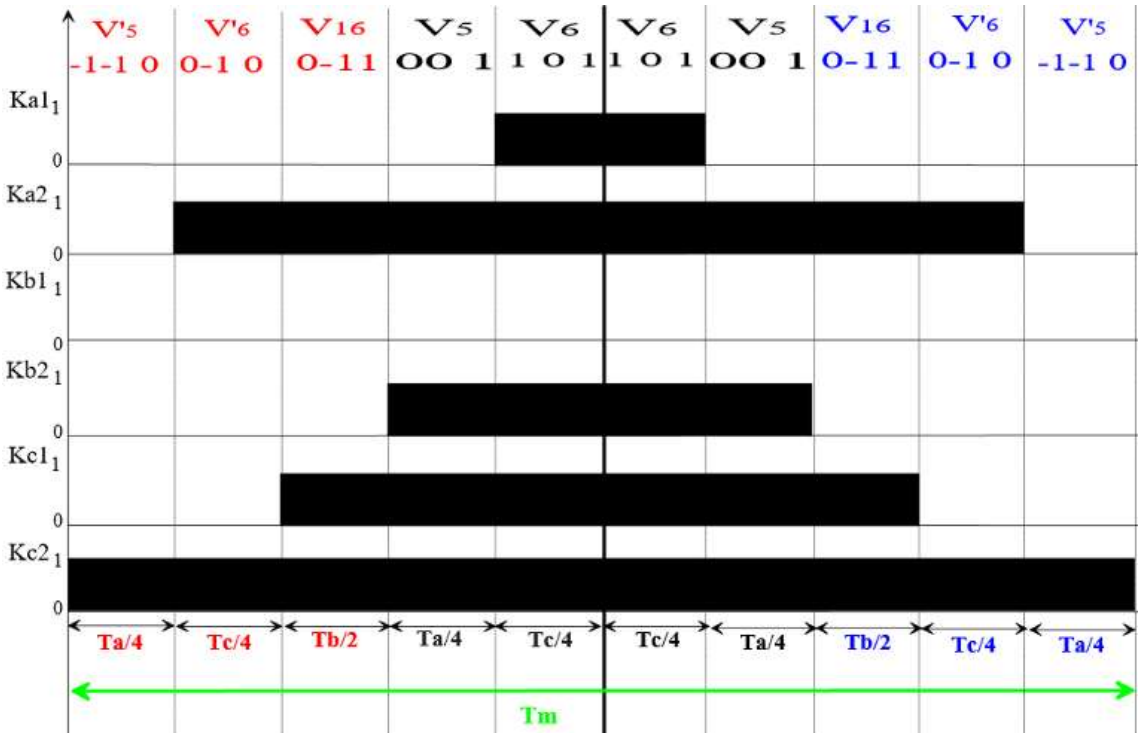
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b + T_c$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

- **Région 3 :**

$$\begin{cases} -1\ -1\ 0 & (V_5')T_a \\ 0\ -1\ 0 & (V_6')T_c \\ 0\ -1\ 1 & (V_{16})T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ 0\ 1\ (V_5)T_a \\ 1\ 0\ 1\ (V_6)T_c \end{cases} \quad \begin{cases} 1\ 0\ 1\ (V_6)T_c \\ 0\ 0\ 1\ (V_5)T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 0\ -1\ 1 & (V_{16})T_b \\ 0\ -1\ 0 & (V_6')T_c \\ -1\ -1\ 0 & (V_5')T_a \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_c + T_b$$

$$T_{K_{b1}} = 0$$

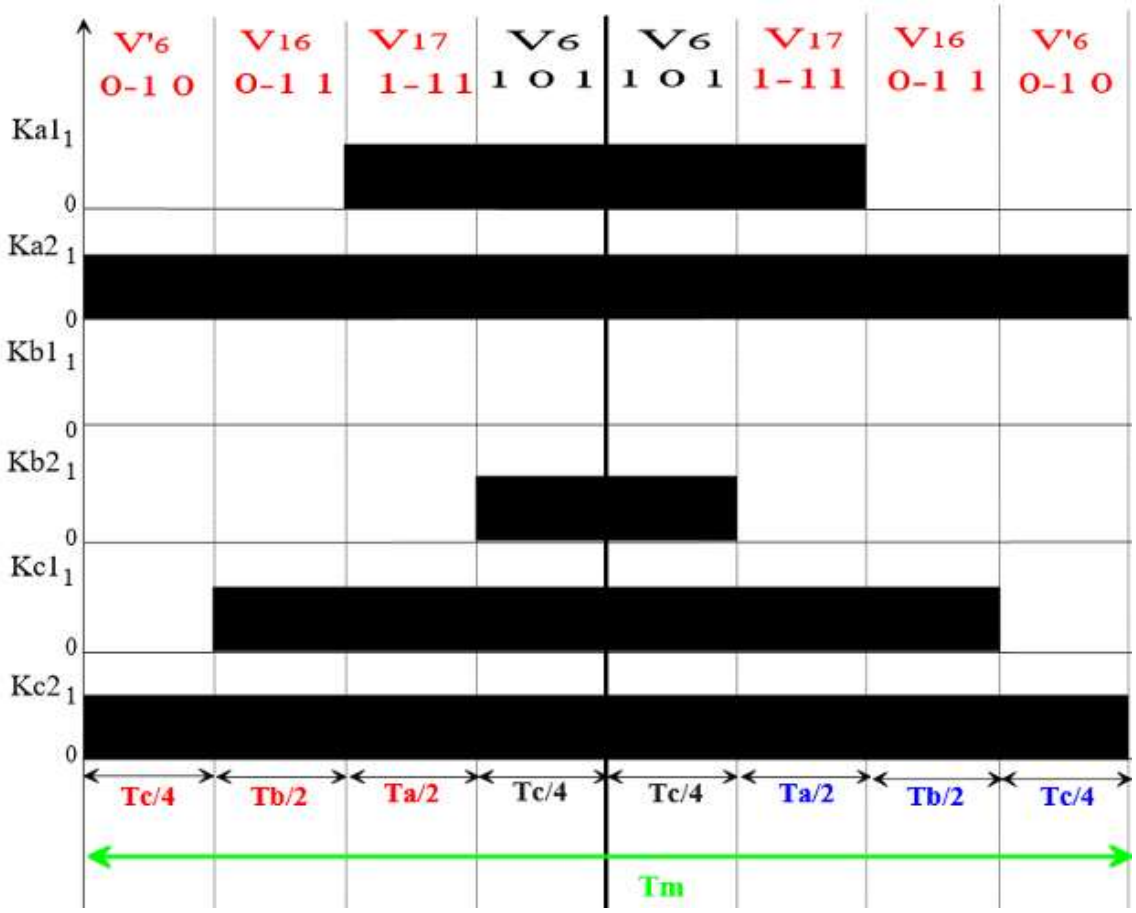
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

- **Région 4 :**

$$\begin{cases} 0\ -1\ 0 & (V_6')T_c \\ 0\ -1\ 1 & (V_{16})T_b \\ 1\ -1\ 1 & (V_{17})T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 1\ 0\ 1\ (V_6)T_c \\ 1\ 0\ 1\ (V_6)T_c \end{cases} \quad \begin{cases} 1\ -1\ 1 & (V_{17})T_a \\ 0\ -1\ 1 & (V_{16})T_b \\ 0\ -1\ 0 & (V_6')T_c \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right)$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

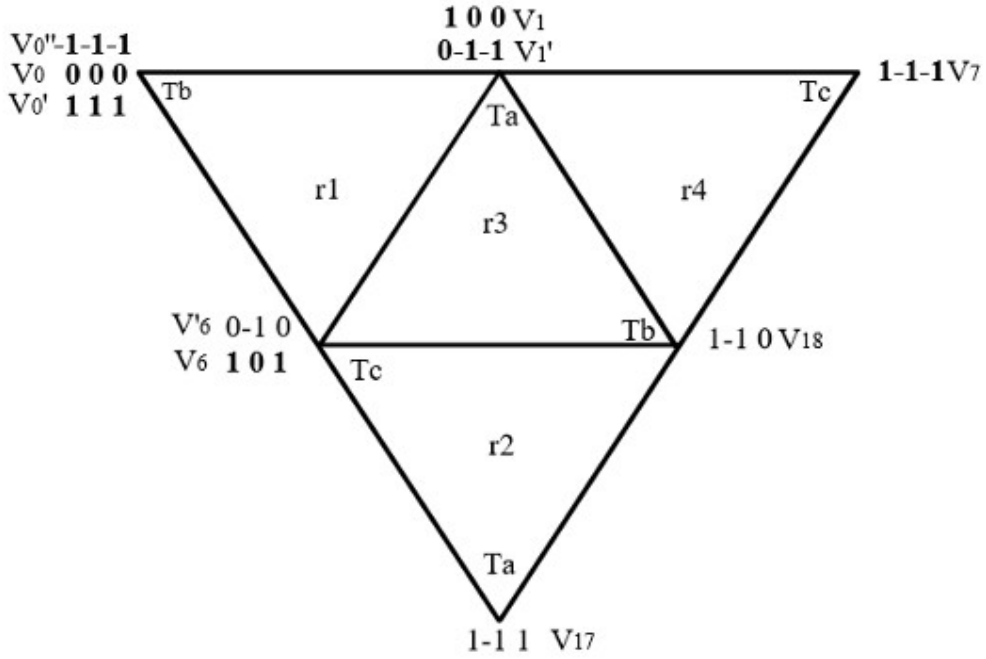
$$T_{K_{b1}} = 0$$

$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_b + T_a + \frac{T_c}{2}$$

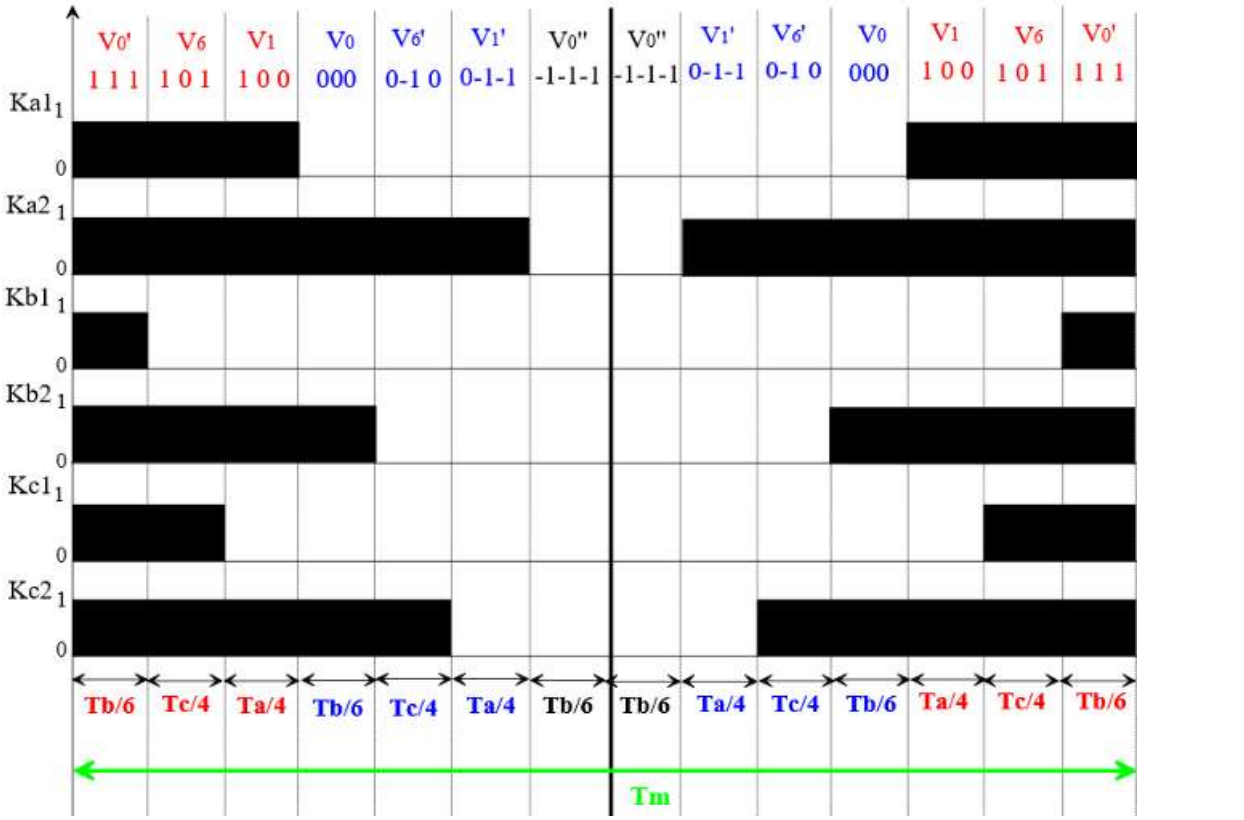
$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

- **<u>Secteur</u> 6 :**



- **<u>Région</u> 1 :**

$$\begin{cases} 1 & 1 & 1 & (V_0')T_b \\ 1 & 0 & 1 & (V_6)T_c \\ 1 & 0 & 0 & (V_1)T_a \end{cases} \begin{cases} 0 & 0 & 0 & (V_0)T_b \\ 0 & -1 & 0 & (V_6')T_c \\ 0 & -1 & -1 & (V_1')T_a \end{cases} \begin{cases} -1 & -1 & -1 & (V_0'')T_b \\ -1 & -1 & -1 & (V_0'')T_b \end{cases} \begin{cases} 0 & -1 & -1 & (V_1')T_a \\ 0 & -1 & 0 & (V_6')T_c \\ 0 & 0 & 0 & (V_0)T_b \end{cases} \begin{cases} 1 & 0 & 0 & (V_1)T_a \\ 1 & 0 & 1 & (V_6)T_c \\ 1 & 1 & 1 & (V_0')T_b \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_b}{3} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{2T_b}{3} + T_a + T_c$$

$$T_{K_{b1}} = 2\left(\frac{T_b}{6}\right) = \frac{T_b}{3}$$

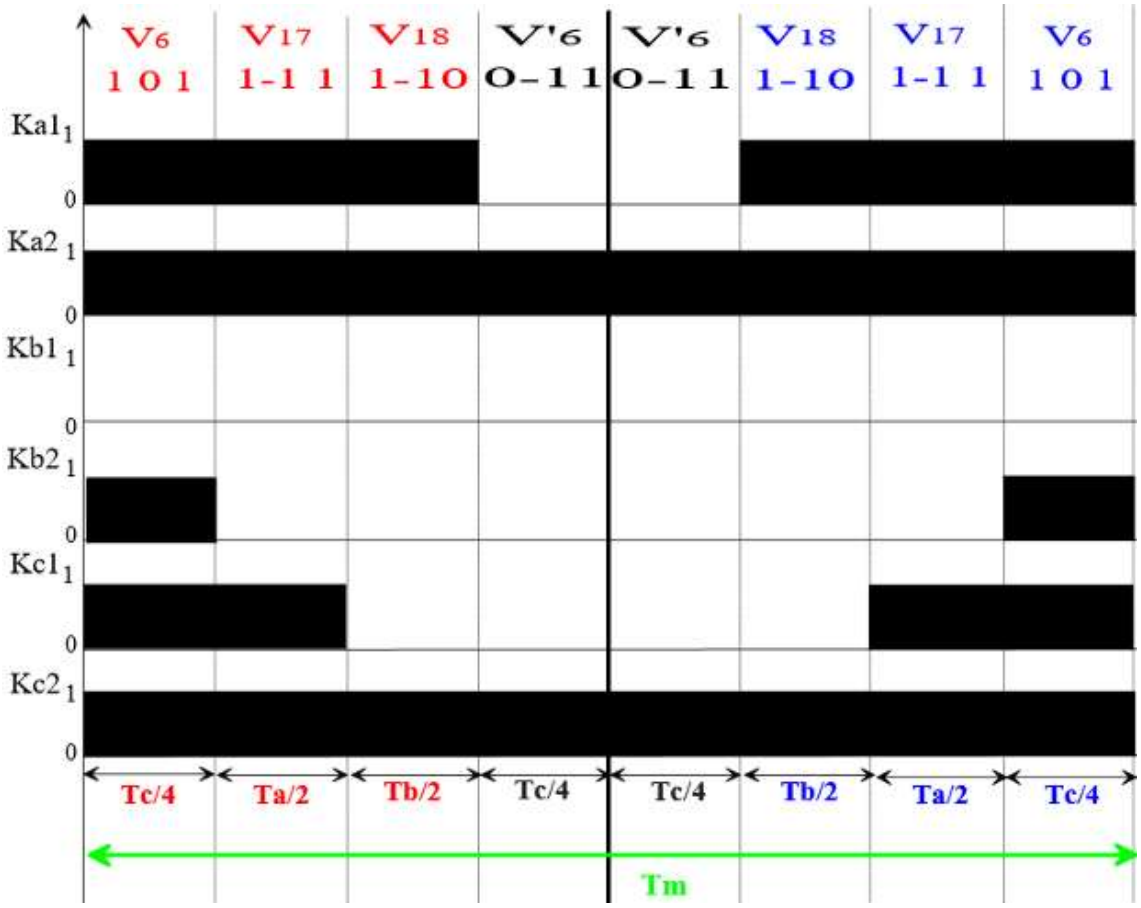
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{6}\right) = \frac{2T_b}{3} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{3}$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{6} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{2T_b}{3} + T_c$$

- **<u>Région</u> 2 :**

$$\begin{cases} 1 \quad 0 \quad 1 \quad (V_6)\,T_c \\ 1 \quad -1 \quad 1 \quad (V_{17})T_a \\ 1 \quad -1 \quad 0 \quad (V_{18})T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 0 \quad -1 \quad 1 \quad (V_6')T_c \\ 0 \quad -1 \quad 1 \quad (V_6')T_c \end{cases} \quad \begin{cases} 1 \quad -1 \quad 0 \quad (V_{18})T_b \\ 1 \quad -1 \quad 1 \quad (V_{17})T_a \\ 1 \quad 0 \quad 1 \quad (V_6)\,T_c \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2}\right) = T_a + T_b + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{b1}} = 0$$

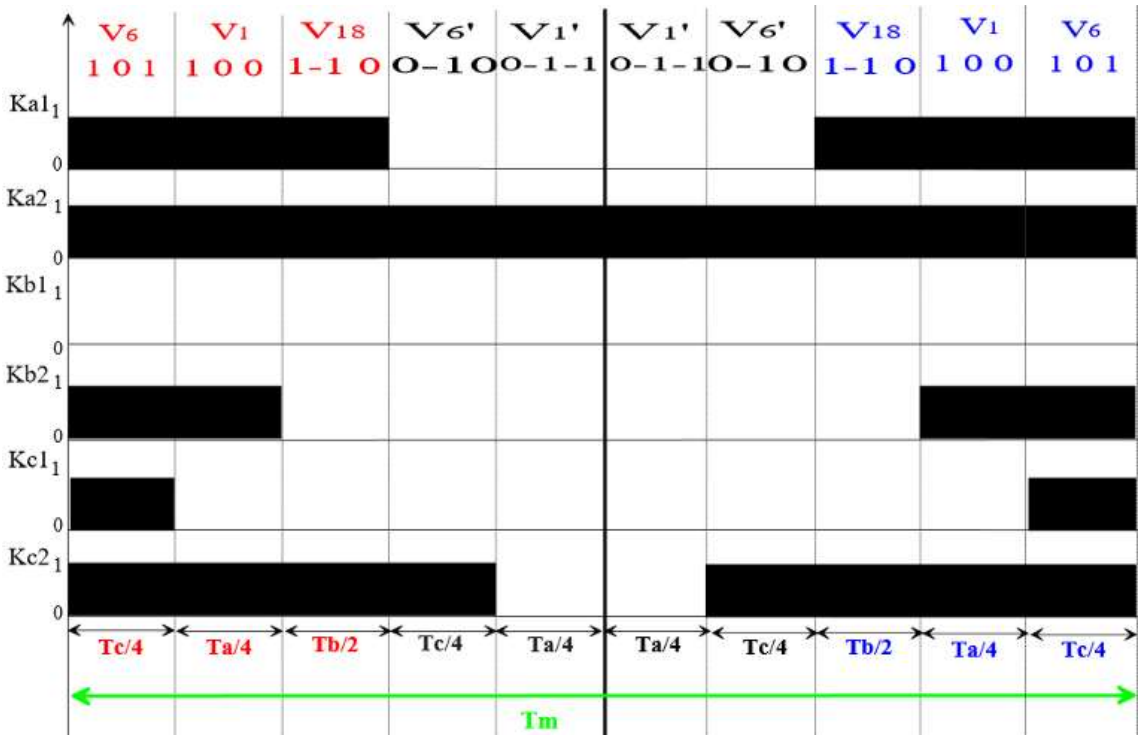
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2}\right) = T_a + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{2} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

- **<u>Région</u> 3 :**

$$\begin{cases} 1 & 0 & 1 & (V_6)T_c \\ 1 & 0 & 0 & (V_1)T_a \\ 1 & -1 & 0 & (V_{18})T_b \end{cases} \quad \begin{cases} 0 & -1 & 0 & (V_6')T_c \\ 0 & -1 & -1 & (V_1')T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 0 & -1 & -1 & (V_1')T_a \\ 0 & -1 & 0 & (V_6')T_c \end{cases} \quad \begin{cases} 1 & -1 & 0 & (V_{18})T_b \\ 1 & 0 & 0 & (V_1)T_a \\ 1 & 0 & 1 & (V_6)T_c \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2}\right) = \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{2} + T_b$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = T_c + T_b + T_a = T_m$$

$$T_{K_{b1}} = 0$$

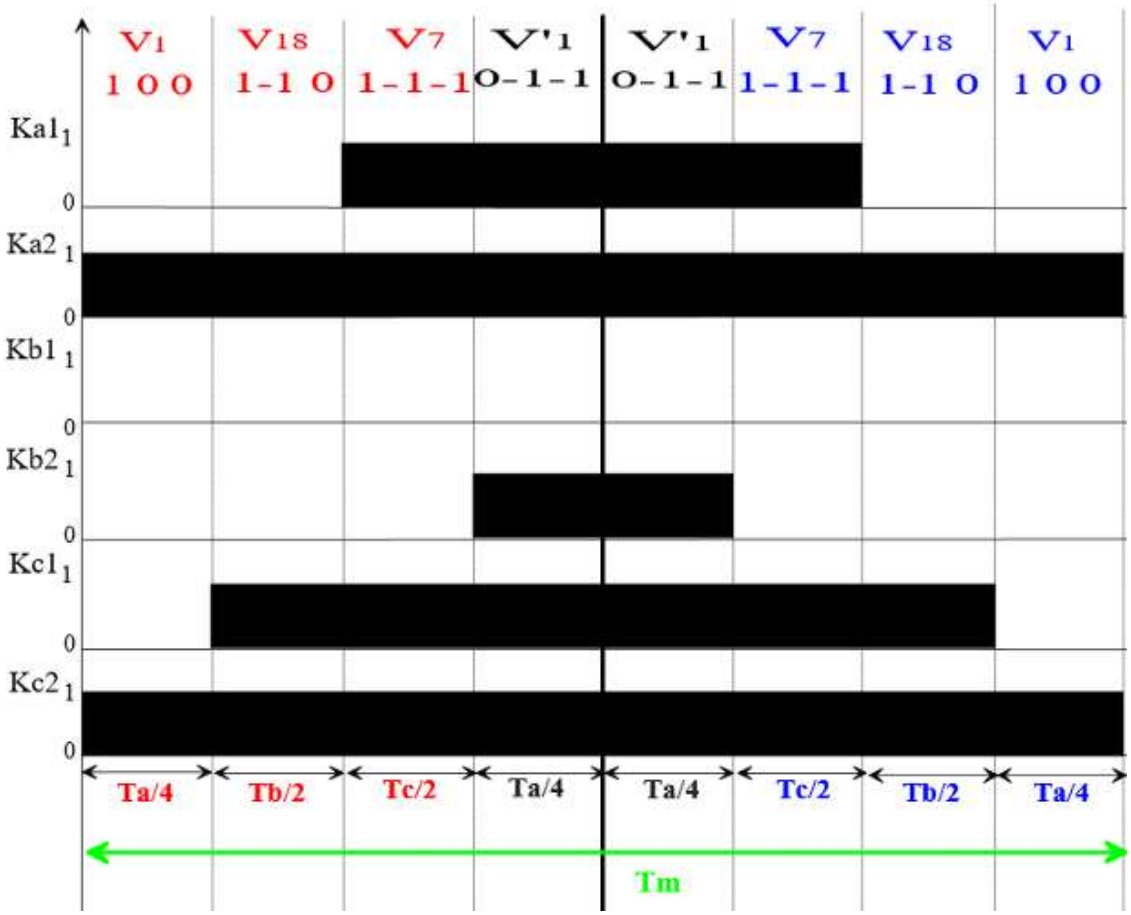
$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_c}{2}$$

$$T_{K_{c2}} = 2\left(\frac{T_c}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_b + T_c$$

- **<u>Région</u> 4 :**

$$\begin{cases} 1 & 0 & 0 & (V_1)T_a \\ 1 & -1 & 0 & (V_{18})T_b \\ 1 & -1 & -1 & (V_7)T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 0 & -1 & -1 & (V_1')T_a \\ 0 & -1 & -1 & (V_1')T_a \end{cases} \quad \begin{cases} 1 & -1 & -1 & (V_7)T_a \\ 1 & -1 & 0 & (V_{18})T_b \\ 1 & 0 & 0 & (V_1)T_a \end{cases}$$



$$T_{K_{a1}} = 2\left(\frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2} + T_c$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

$$T_{K_{b1}} = 0$$

$$T_{K_{b2}} = 2\left(\frac{T_a}{4}\right) = \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{c1}} = 2\left(\frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_b + T_c + \frac{T_a}{2}$$

$$T_{K_{a2}} = 2\left(\frac{T_a}{4} + \frac{T_b}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_a}{4}\right) = T_a + T_b + T_c = T_m$$

	Temps	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
Secteur 1	$T_{K_{a1}}$	$T_a/2 + T_c/2 + T_b/3$	$T_b + T_c + T_a/2$	$T_b + T_a/2 + T_c/2$	$T_b + T_a + T_c/2$
	$T_{K_{a2}}$	$T_a + T_c + 2T_b/3$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$T_a + T_b + T_c = T_m$
	$T_{K_{b1}}$	$T_c/2 + T_b/3$	**0**	$T_c/2$	$T_a + T_c/2$
	$T_{K_{b2}}$	$T_a/2 + 2T_b/3 + T_c$	$T_b + T_a/2$	$T_b + T_c + T_a/2$	$T_a + T_b + T_c = T_m$
	$T_{K_{c1}}$	$T_b/3$	**0**	**0**	**0**

	Temps	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
	$T_{K_{c2}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{2T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$T_a/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_c}/2$	$T_c/2$
Secteur 2	$T_{K_{a1}}$	$\mathbf{T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$T_a + T_c/2$	$T_c/2$	$\mathbf{0}$
	$T_{K_{a2}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{2T_b}/3 + T_c$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + T_c$	$\mathbf{T_c}/2 + \mathbf{T_b}$
	$T_{K_{b1}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$T_a + T_b + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{0}$	$T_a/2 + T_b + T_c$
	$T_{K_{b2}}$	$T_a + \mathbf{2T_b}/3 + T_c$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + \mathbf{T_c}/2$	$T_a + T_b + T_c = T_m$
	$T_{K_{c1}}$	$\mathbf{T_b}/3$	$\mathbf{0}$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$\mathbf{0}$
	$T_{K_{c2}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{2T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$T_c/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2$
Secteur 3	$T_{K_{a1}}$	$\mathbf{T_b}/3$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$
	$T_{K_{a2}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{2T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_c}/2$
	$T_{K_{b1}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + T_c$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a} + \mathbf{T_b} + \mathbf{T_c}/2$
	$T_{K_{b2}}$	$T_a + \mathbf{2T_b}/3 + T_c$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$T_a + T_b + T_c = T_m$
	$T_{K_{c1}}$	$\mathbf{T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{0}$	$T_c/2$	$\mathbf{T_a} + \mathbf{T_c}/2$
	$T_{K_{c2}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{2T_b}/3 + T_c$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + T_c$	$T_a + T_b + T_c = T_m$
Secteur 4	$T_{K_{a1}}$	$\mathbf{T_b}/3$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{T_a}/2$
	$T_{K_{a2}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{2T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{0}$
	$T_{K_{b1}}$	$\mathbf{T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$T_a + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b}$
	$T_{K_{b2}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{2T_b}/3 + \mathbf{T_c}$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + T_c$	$T_a + T_b + T_c = T_m$
	$T_{K_{c1}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a} + \mathbf{T_b} + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + T_c$
	$T_{K_{c2}}$	$T_a + \mathbf{2T_b}/3 + T_c$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$T_a + T_b + T_c = T_m$
Secteur 5	$T_{K_{a1}}$	$\mathbf{T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a} + \mathbf{T_c}/2$
	$T_{K_{a2}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{2T_b}/3 + \mathbf{T_c}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + \mathbf{T_c}$	$T_a + T_b + T_c = T_m$
	$T_{K_{b1}}$	$\mathbf{T_b}/3$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$
	$T_{K_{b2}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{2T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_c}/2$
	$T_{K_{c1}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + \mathbf{T_c}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a} + \mathbf{T_b} + \mathbf{T_c}/2$
	$T_{K_{c2}}$	$T_a + \mathbf{2T_b}/3 + T_c$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$T_a + T_b + T_c = T_m$
Secteur 6	$T_{K_{a1}}$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b}/3 + \mathbf{T_c}/2$	$T_a + T_b + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_b} + \mathbf{T_c}/2$	$\mathbf{T_a}/2 + \mathbf{T_c}$
	$T_{K_{a2}}$	$T_a + \mathbf{2T_b}/3 + T_c$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$T_a + T_b + T_c = T_m$
	$T_{K_{b1}}$	$\mathbf{T_b}/3$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$	$\mathbf{0}$

	Temps	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
	$T_{K_{b2}}$	$^{T_a}/_2 + ^{2T_b}/_3 + ^{T_c}/_2$	$^{T_c}/_2$	$^{T_a}/_2 + ^{T_c}/_2$	$^{T_a}/_2$
	$T_{K_{c1}}$	$^{T_b}/_3 + ^{T_c}/_2$	$T_a + ^{T_c}/_2$	$^{T_c}/_2$	$^{T_a}/_2 + T_b + T_c$
	$T_{K_{c2}}$	$^{T_a}/_2 + ^{2T_b}/_3 + T_c$	$T_a + T_b + T_c = T_m$	$^{T_a}/_2 + T_b + T_c$	$T_a + T_b + T_c = T_m$

4.2.6. Modélisation du moteur asynchrone

A-Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone présente des phénomènes physiques complexes intervenant dans son fonctionnement, tels que la saturation magnétique, les courants de Foucault, l'hystérésis ou encore les effets liés à la géométrie des encoches. Afin d'établir un modèle mathématique exploitable pour l'analyse dynamique et la simulation, certaines hypothèses simplificatrices sont adoptées pour relier de manière analytique les tensions d'alimentation aux courants de la machine.

On suppose que les enroulements statoriques sont répartis de façon à produire une force magnétomotrice (F.m.m.) sinusoïdale lorsqu'ils sont alimentés par des courants sinusoïdaux. Cette hypothèse est cohérente avec la conception classique des machines triphasées équilibrées et reste valide tant que les courants ne présentent pas de distorsion harmonique excessive.

Le fonctionnement est supposé en régime non saturé. Cette hypothèse est raisonnable dans les conditions normales d'exploitation, où le flux magnétique est maintenu à proximité de sa valeur nominale, en particulier dans les stratégies de commande orientée flux. Les effets de saturation deviennent prépondérants uniquement en cas de surcharge importante ou de surfluxage, situations qui ne sont pas considérées dans le cadre de cette étude.

Les phénomènes d'hystérésis, de courants de Foucault, d'effet de peau et d'effet d'encochage sont négligés. Ces phénomènes influencent principalement les pertes et les ondulations à haute fréquence, mais ont un impact limité sur la dynamique électromécanique fondamentale de la machine, qui constitue l'objectif principal de la modélisation retenue.

Le régime homopolaire est supposé nul, puisque le neutre de la machine n'est pas relié à la terre. Dans une alimentation triphasée à trois fils, cette hypothèse est justifiée par l'absence de chemin de circulation pour la composante homopolaire, ce qui implique que la somme instantanée des courants statoriques est nulle.

Sous ces hypothèses, les flux statoriques et rotoriques sont considérés comme additifs et les inductances propres du stator $L_s$et du rotor $L_r$sont supposées constantes. De plus, les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques varient de manière sinusoïdale en fonction de l'angle électrique θ, reflétant la périodicité spatiale du couplage électromagnétique dans une machine symétrique.

L'ensemble de ces hypothèses est jugé raisonnable pour une machine asynchrone triphasée équilibrée opérant dans des conditions proches du régime nominal. Elles permettent de décrire fidèlement la dynamique fondamentale de la machine (courants, flux, couple et vitesse) tout en limitant la complexité du modèle, les phénomènes négligés pouvant être pris en compte ultérieurement dans des modèles dédiés aux pertes ou aux effets thermiques.

4.2.6.1.Mise en équation du modèle de la machine

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- ✓ Les équations électriques.
- ✓ Les équations magnétiques.
- ✓ Les équations mécaniques.

A) Equation Electrique

Les équations des tensions statoriques, écrites dans un référentiel lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle par :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\emptyset_s]}{dt}$$

Les équations des tensions rotoriques, dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimé par :

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d[\emptyset_r]}{dt}$$

Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \qquad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \; [\emptyset_s] = \begin{bmatrix} \emptyset_{sa} \\ \emptyset_{sb} \\ \emptyset_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} ; \; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \; [\emptyset_r] = \begin{bmatrix} \emptyset_{ra} \\ \emptyset_{rb} \\ \emptyset_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{sa} \\ \emptyset_{sb} \\ \emptyset_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{ra} \\ \emptyset_{rb} \\ \emptyset_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

NB : Comme le rotor est court-circuité la tension à ses bornes est nulle

B) Equations Magnétiques

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris La sienne (notion de flux / inductance propre).

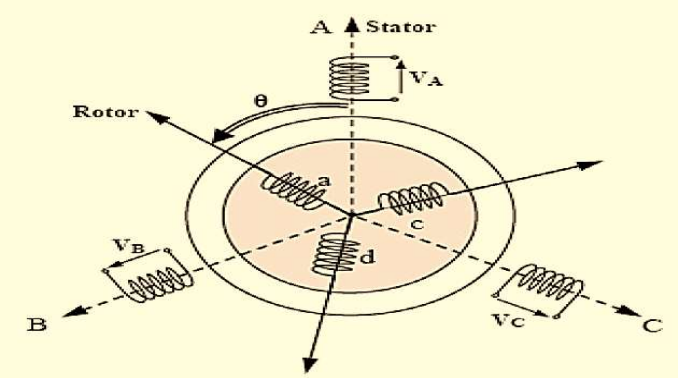


Figure 41:Modèle vectoriel du rotor et stator[23]

❖ D'abord pour le stator

$$\emptyset_{sa} = L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr}\cos\theta\, I_{ra} + M_{sr}\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) I_{rb} + M_{sr}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{rc}$$

$$\emptyset_{sb} = M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{ra} + M_{sr}\cos\theta\, I_{rb} + M_{sr}\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) I_{rc}$$

$$\emptyset_{sc} = M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr}\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) I_{ra} + M_{sr}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{rb} + M_{sr}\cos\theta\, I_{rc}$$

$$[\emptyset_s] = \begin{bmatrix} \emptyset_{sa} \\ \emptyset_{sb} \\ \emptyset_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[\emptyset_s] = [\emptyset_{sabc}] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]$$

$$\text{Avec } [I_s] = [I_{sabc}] \;;\; [I_r] = [I_{rabc}] \text{ et}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

$[L_{ss}]$: Matrice des bobinages au stator

L_s: est l'inductance d'un enroulement du stator

M_s: est L'inductance mutuelle de couplage entre bobinages du stator.

M_{sr}: $est\ l'inductance\ mutuelle\ du\ stator\ par\ rapport\ au\ rotor$

❖ Pour le rotor

$$\emptyset_{ra} = L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs}\cos\theta\, I_{sa} + M_{rs}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{sb} + M_{rs}\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) I_{sc}$$

$$\emptyset_{rb} = M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs}\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) I_{sa} + M_{rs}\cos\theta\, I_{sb} + M_{rs}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{sc}$$

$$\emptyset_{rc} = M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{sa} + M_{rs}\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) I_{sb} + M_{rs}\cos\theta\, I_{sc}$$

$$[\emptyset_r] = \begin{bmatrix} \emptyset_{ra} \\ \emptyset_{rb} \\ \emptyset_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + M_{rs} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[\emptyset_r] = [\emptyset_{rabc}] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]$$

$$\text{Avec } [I_r] = [I_{rabc}] \ ; \ \ [I_s] = [I_{sabc}]$$

$[L_{rr}]$: Matrice des bobinages au rotor

L_r: Est l'inductance d'un enroulement du rotor

M_r : est L'inductance mutuelle de couplage entre bobinages du rotor.

M_{rs}: $est\ l'inductance\ mutuelle\ du\ rotor\ par\ rapport\ au\ stator$

NB :

Après projection et identification des inductances mutuelles en les phases du stator on voit que $[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$.

$$[\emptyset_s] = [\boldsymbol{L_{ss}}][\boldsymbol{I_s}] + [\boldsymbol{M_{sr}}][\boldsymbol{I_r}]$$

$$[\emptyset_r] = [\boldsymbol{L_{rr}}][\boldsymbol{I_r}] + [\boldsymbol{M_{sr}}][\boldsymbol{I_s}]$$

C) Équation Mécanique

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant flux, FEM) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse). L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e - C_r = J\frac{d\Omega}{dt} + f.\Omega$$

C_e: Le couple électromagnétique de la machine. [Nm]

C_r: Le couple résistant (statique) à l'arbre de la machine. [Nm].

J : Le moment d'inertie. [Kgm2]

Ω: La vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.

f : Coefficient de frottement [Nm / rad/s].

La vitesse électrique du rotor : $\omega_r = P.\Omega$

P : le nombre de paires de pôles.

Donc :

$$C_e - C_r = \frac{J}{P}\frac{d\omega_r}{dt} + \frac{f.\omega_r}{P}$$

III-1-4-2-Transformation Triphasé-Biphasé

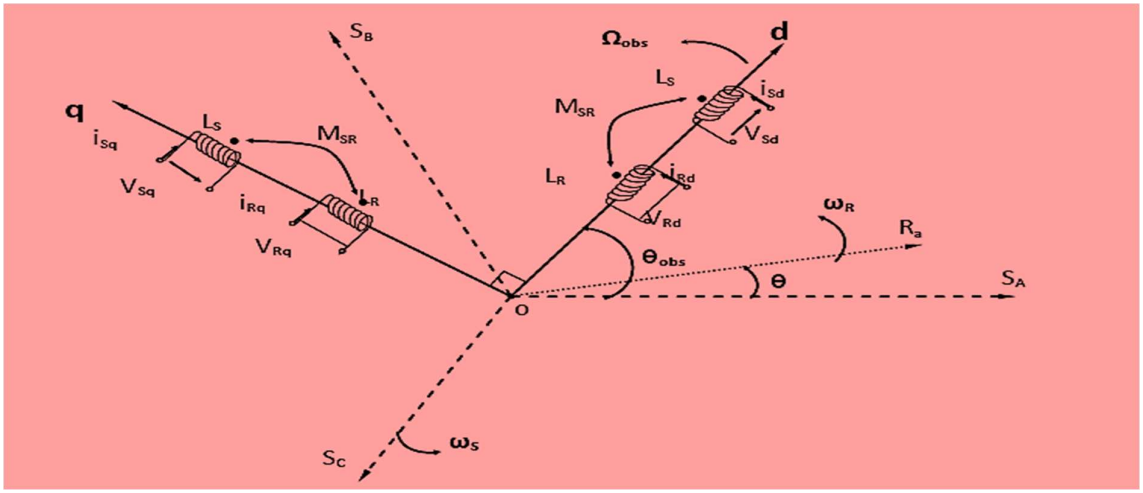


Figure 42:coupe symbole de la machine [23]

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

- Direct selon l'axe (d).
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).

4.2.6.2. Transformation de PARK

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère ($\alpha\beta$) puis vers (dq). Le repère ($\alpha\beta$) est toujours fixe par rapport au repère (abc) du stator, cependant le repère (dq) est mobile. Il forme avec le repère fixe ($\alpha\beta$) un angle qui est appelé l'angle de Park.

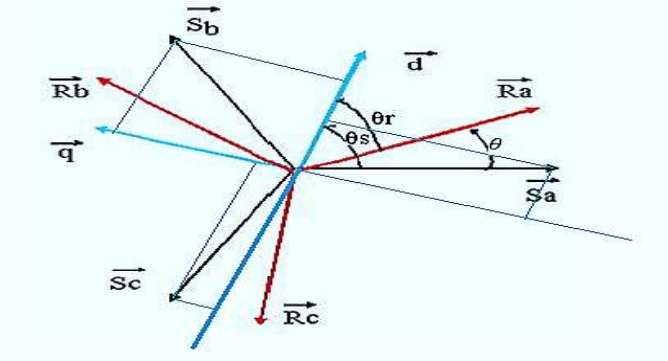


Figure 43: figure de transformée [23]

$$\boldsymbol{\theta_s = \theta + \theta_r} \text{ et } [\boldsymbol{P(\theta_s)}] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \boldsymbol{\cos\theta_s} & \boldsymbol{\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)} & \boldsymbol{\cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right)} \\ \boldsymbol{-\sin\theta_s} & \boldsymbol{-\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)} & \boldsymbol{-\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right)} \\ \boldsymbol{\frac{1}{\sqrt{2}}} & \boldsymbol{\frac{1}{\sqrt{2}}} & \boldsymbol{\frac{1}{\sqrt{2}}} \end{bmatrix}$$

Cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire$[\boldsymbol{P(\theta)}]^{\boldsymbol{t}} = [\boldsymbol{P(\theta)}]^{\boldsymbol{-1}}$. La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

Le changement de variable relatif aux courants, tensions et flux est défini par la Transformation :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P(\theta)\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta)\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix}$$

Avec x : tension, courant ou flux. Et les indices suivants représentent :

« o » : indice de l'axe homopolaire.

« d » : indice de l'axe direct.

« q » : indice de l'axe quadrature.

La matrice inverse de transformation de PARK normalisée a pour expression :

$$[\boldsymbol{P(\theta)}]^{\boldsymbol{-1}} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \boldsymbol{\cos\theta_s} & \boldsymbol{-\sin\theta_s} & \boldsymbol{\frac{1}{\sqrt{2}}} \\ \boldsymbol{\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3})} & \boldsymbol{\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3})} & \boldsymbol{\frac{1}{\sqrt{2}}} \\ \boldsymbol{\cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3})} & \boldsymbol{\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3})} & \boldsymbol{\frac{1}{\sqrt{2}}} \end{bmatrix}$$

A-PARK appliquée aux Tensions

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\emptyset_s]}{dt}$$

$$[\boldsymbol{P(\theta_s)}]^{\boldsymbol{-1}}[V_s] = [\boldsymbol{P(\theta_s)}]^{\boldsymbol{-1}}[R_s][I_s] + \frac{d[\boldsymbol{P(\theta_s)}]^{\boldsymbol{-1}}[\emptyset_s]}{dt}$$

$$[I_{sabc}] = [p(\theta_s)]^{-1}[I_{sdq}]$$

$$[I_{sabc}] = [p(\theta_s)]^{-1}[I_{sdq}]$$

$$[\emptyset_{sabc}] = [p(\theta_s)]^{-1}[\emptyset_{sdq}]$$

$$[V_{sabc}] = [p(\theta_s)]^{-1}[V_{sdq}]$$

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d}{dt}[\emptyset_{sdq}] + [P(\theta_s)]\frac{d[p(\theta_s)]^{-1}}{dt}[\emptyset_{sdq}]$$

$$\boldsymbol{\frac{d[p(\theta_s)]^{-1}}{dt}} = \sqrt{\frac{2}{3}}\frac{\boldsymbol{d\theta_s}}{\boldsymbol{dt}}\begin{bmatrix} \boldsymbol{-\sin\theta_s} & \boldsymbol{-\cos\theta_s} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{-\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3})} & \boldsymbol{-\cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3})} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{-\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3})} & \boldsymbol{\cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3})} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix}$$

$$[\boldsymbol{P(\theta_s)}] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \boldsymbol{\cos\theta_s} & \boldsymbol{\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)} & \boldsymbol{\cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right)} \\ \boldsymbol{-\sin\theta_s} & \boldsymbol{-\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)} & \boldsymbol{-\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right)} \\ \boldsymbol{\frac{1}{\sqrt{2}}} & \boldsymbol{\frac{1}{\sqrt{2}}} & \boldsymbol{\frac{1}{\sqrt{2}}} \end{bmatrix}$$

Le produit $[\boldsymbol{P(\theta_s)}]\frac{\boldsymbol{d[p(\theta_s)]^{-1}}}{\boldsymbol{dt}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0} & \boldsymbol{\frac{-d\theta_s}{dt}} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{\frac{d\theta_s}{dt}} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix}$

Comme le composant homopolaire est nul l'expression de $[V_{sdq}]$ devient :

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d}{dt}[\emptyset_{sdq}] + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \frac{-d\boldsymbol{\theta_s}}{\boldsymbol{dt}} \\ \frac{\boldsymbol{d\theta_s}}{\boldsymbol{dt}} & \mathbf{0} \end{bmatrix}[\emptyset_{sdq}]$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \emptyset_{sd} \\ \emptyset_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \emptyset_{sd} \\ \emptyset_{sq} \end{bmatrix}$$

De manière similaire en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \emptyset_{rd} \\ \emptyset_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \emptyset_{rd} \\ \emptyset_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Les équations statoriques et rotoriques s'écrivent donc sous la forme suivante :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt}\emptyset_{sq}$$
$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\emptyset_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt}\emptyset_{sd}$$
$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\emptyset_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}\emptyset_{rq}$$
$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\emptyset_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt}\emptyset_{rd}$$

B-PARK appliqué aux flux

$$[\emptyset_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]$$

Appliquons la transformation de Park à cette équation

$$[p(\theta_s)]^{-1}[\emptyset_{sdq}] = [L_{ss}][p(\theta_s)]^{-1}[I_{sdq}] + [M_{sr}][p(\theta_s)]^{-1}[I_{rdq}]$$
$$[\emptyset_{sdq}] = [\boldsymbol{P(\theta_s)}][L_{ss}][p(\theta_s)]^{-1}[I_{sdq}] + [\boldsymbol{P(\theta_s)}][M_{sr}][p(\theta_s)]^{-1}[I_{rdq}]$$

Un calcul matriciel trop long nous donne :

$$[\boldsymbol{P(\theta_s)}][L_{ss}][p(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} l_s - M & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M \end{bmatrix}$$

Avec $l_s = \frac{2}{3}L_s$ est l'inductance d'un enroulement du stator

$M = \frac{2}{3}M_s$ *est* L'inductance mutuelle cyclique de couplage entre bobinages du stator.

$$[\boldsymbol{P(\theta_s)}][M_{sr}][p(\theta_s)]^{-1} = \frac{2}{3}M_{sr}.\begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[\boldsymbol{P(\theta_s)}][M_{sr}][p(\theta_s)]^{-1} = \frac{3}{2}M_{sr}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[\emptyset_{sdq}] = \begin{bmatrix} l_s - M & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{3}{2}M_{sr}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ 0 \end{bmatrix}$$

En introduisant Les inductances cycliques $L_s = l_s + M_s$ *et* $L_m = \frac{2}{3}M_{sr}$

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{sd} \\ \emptyset_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park aux flux rotorique :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{rd} \\ \emptyset_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix}$$

C-Choix du référentiel

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan dq sont les suivantes :

Équation des tensions

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt}\emptyset_{sq}$$
$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\emptyset_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt}\emptyset_{sd}$$
$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\emptyset_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}\emptyset_{rq} = 0$$
$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\emptyset_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt}\emptyset_{rd} = 0$$

Équation des flux

$$\emptyset_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd}$$
$$\emptyset_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq}$$
$$\emptyset_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd}$$
$$\emptyset_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq}$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour dq. En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés à savoir : $\theta_s = \theta_r + \theta$

❖ Référentiel lié au stator

Caractérisé par $\theta_s = 0$, et conséquence $\theta_r = \theta$ le système d'équations des tensions devient alors :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt}$$
$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\emptyset_{sq}}{dt}$$
$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\emptyset_{rd}}{dt} + \frac{d\theta}{dt}\emptyset_{rq} = 0$$
$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\emptyset_{rq}}{dt} - \frac{d\theta}{dt}\emptyset_{rd} = 0$$

❖ Référentiel lié au rotor

Caractérisé par $\theta_r = 0$ et par conséquent $\theta_s = \theta$ le système d'équations des tensions devient alors :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} + \frac{d\theta}{dt}\emptyset_{sq}$$
$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\emptyset_{sq}}{dt} + \frac{d\theta}{dt}\emptyset_{sd}$$
$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\emptyset_{rd}}{dt} = 0$$
$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\emptyset_{rq}}{dt} = 0$$

❖ Référentiel lié au synchronisme :

La vitesse du repère dq est la vitesse du synchronisme $n_s$donc

$\frac{d\theta_s}{dt} = 2.\pi.f_s \; et \; \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta}{dt}$

Le système d'équation des tensions devient :

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt}\emptyset_{sq}$$
$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\emptyset_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt}\emptyset_{sd}$$
$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\emptyset_{rd}}{dt} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta}{dt}\right)\emptyset_{rq} = 0$$
$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\emptyset_{rq}}{dt} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta}{dt}\right)\emptyset_{rd} = 0$$

4.2.6.3. Expression du couple électromagnétique

La détermination du couple instantané peut être effectuée :

✓ Par un bilan des puissances instantanées

$P_e = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} + V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq}$

Nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes :

P_j: $puissance\ dissipée\ par\ effet\ joule, P_{em}$: Puissance électromagnétique et la puissance mécanique.

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec}$$
$$P_j = R_s.\left({I_{sd}}^2 + {I_{sq}}^2\right) + R_s.\left({I_{rd}}^2 + {I_{rq}}^2\right)$$
$$P_{em} = I_{sd}\frac{d\emptyset_{sd}}{dt} + I_{sq}\frac{d\emptyset_{sq}}{dt} + I_{rd}\frac{d\emptyset_{rd}}{dt} + I_{rq}\frac{d\emptyset_{rq}}{dt}$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple par $C_{em} = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p.\frac{P_{mec}}{\omega}$

En tenant compte des expressions du couple de la puissance électrique et de l'équation des flux nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple magnétique électromagnétique toute égales.

$$C_e = P.\left(\emptyset_{rd} I_{rq} - \emptyset_{rq} I_{rd}\right)$$
$$C_e = P.\left(\emptyset_{sd} I_{sq} - \emptyset_{sq} I_{sd}\right)$$
$$C_e = P.L_m\left(I_{rd} I_{sq} - \emptyset_{rq} I_{sd}\right)$$
$$C_e = P.\frac{L_m}{L_r}\left(\emptyset_{rd} I_{sq} - \emptyset_{rq} I_{sd}\right)$$

4.2.6.4. Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la MAS sous forme d'équations d'état ${dX}/{dt} = A * X + B * U$ Pour une MAS alimenté en tension, les tensions statoriques $V_{ds}\ et\ V_{qs}$ sont les variables de contrôle, et nous considérons les flux rotoriques, les courants statoriques et la pulsation mécanique comme variables d'état. L'équation mécanique de la MAS est donnée par : $C - C_r = J\frac{d\Omega}{dt}$

En utilisant les équations suivantes :

Équation des tensions

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\emptyset_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt}\emptyset_{sq}$$
$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\emptyset_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt}\emptyset_{sd}$$
$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\emptyset_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}\emptyset_{rq} = 0$$

Équation des flux

$$\emptyset_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd}$$
$$\emptyset_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq}$$
$$\emptyset_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd}$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\emptyset_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt}\emptyset_{rd} = 0 \qquad \emptyset_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq}$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}\ ,\ \ \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}\ et\ \omega = \frac{d\theta}{dt}$$

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d(L_s I_{sd} + L_m I_{rd})}{dt} - \omega_s\left(L_s I_{sq} + L_m I_{rq}\right)$$

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + L_m \frac{dI_{rd}}{dt} - L_s\omega_s I_{sq} - L_m\omega_s I_{rq}$$

$$I_{rd} = \frac{1}{L_r}.(\emptyset_{rd} - L_m I_{sd})\ \ et\ \ V_{sd}\ \text{deviennent :}$$

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}.\frac{d(\emptyset_{rd} - L_m I_{sd})}{dt} - L_s\omega_s I_{sq} - L_m\omega_s I_{rq}$$

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}.\left(\frac{d\emptyset_{rd}}{dt} - L_m\frac{dI_{sd}}{dt}\right) - L_s\omega_s I_{sq} - L_m\omega_s I_{rq}$$

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}.\left((\omega_s - \omega)\emptyset_{rq} - R_s I_{rd}\right) - L_m\frac{dI_{sd}}{dt}\right) - L_s\omega_s I_{sq} - L_m\omega_s I_{rq}$$

$$I_{rd} = \frac{1}{L_r}.(\emptyset_{rd} - L_m I_{sd})$$

$$I_{rq} = \frac{1}{L_r}.\left(\emptyset_{rq} - L_m I_{sq}\right)$$

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}.\left((\omega_s - \omega)\emptyset_{rq} - R_s\frac{1}{L_r}.(\emptyset_{rd} - L_m I_{sd})\right) - L_m\frac{dI_{sd}}{dt}\right) - L_s\omega_s I_{sq} - L_m\omega_s\frac{1}{L_r}.\left(\emptyset_{rq} - L_m I_{sq}\right)$$

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}.\emptyset_{rq}\,(\omega_s - \omega) - \frac{L_m}{L_r}R_s\frac{1}{L_r}.(\emptyset_{rd} - L_m I_{sd}) - \frac{{L_m}^2}{L_r}\frac{dI_{sd}}{dt} - L_s\omega_s I_{sq} - L_m\omega_s\frac{1}{L_r}\emptyset_{rq} + \frac{{L_m}^2}{L_r}\omega_s I_{sq}$$

$$V_{sd} = I_{sd}R_s\left(1 + \frac{{L_m}^2}{{L_r}^2}\right) + \frac{dI_{sd}}{dt}\left(L_s - \frac{{L_m}^2}{L_r}\right) + \emptyset_{rq}\frac{L_m}{L_r}\left((\omega_s - \omega) - \omega_s\right) - \frac{L_m}{{L_r}^2}R_s\emptyset_{rd} - \omega_s I_{sq}(L_s - \frac{{L_m}^2}{L_r})$$

$$\frac{dI_{sd}}{dt}\left(L_s - \frac{{L_m}^2}{L_r}\right) = V_{sd} - I_{sd}R_s\left(1 + \frac{{L_m}^2}{{L_r}^2}\right) + \frac{L_m}{L_r}\omega\emptyset_{rq} + \frac{L_m}{{L_r}^2}R_s\emptyset_{rd} + \omega_s I_{sq}\left(L_s - \frac{{L_m}^2}{L_r}\right)$$

$$L_s\frac{dI_{sd}}{dt}\left(1 - \frac{{L_m}^2}{L_r L_s}\right) = V_{sd} - I_{sd}R_s\left(1 + \frac{{L_m}^2}{{L_r}^2}\right) + \frac{L_m}{L_r}\omega\emptyset_{rq} + \frac{L_m}{{L_r}^2}R_s\emptyset_{rd} + \omega_s I_{sq}L_s\left(1 - \frac{{L_m}^2}{L_r L_s}\right)$$

$$\text{On pose } \left(L_s - \frac{{L_m}^2}{L_r}\right) = \sigma \qquad ; T_r = \frac{L_r}{R_s}$$

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s}\left[V_{sd} - I_{sd}\left(R_s + \frac{R_s{L_m}^2}{{L_r}^2}\right) + \frac{L_m}{L_r}\omega\emptyset_{rq} + \frac{L_m}{{L_r}^2}R_s\emptyset_{rd} + \omega_s I_{sq}L_s\left(1 - \frac{{L_m}^2}{L_r L_s}\right)\right]$$

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s}\left[V_{sd} - I_{sd}\left(R_s + \frac{{L_m}^2}{L_r T_r}\right) + \frac{L_m}{L_r}\omega\emptyset_{rq} + \frac{L_m}{L_r T_r}\emptyset_{rd} + \omega_s I_{sq}\sigma L_s\right]$$

Par la même démonstration nous pouvons ainsi exprimer $\frac{dI_{sq}}{dt}$; $\frac{d\emptyset_{rd}}{dt}$; $\frac{d\emptyset_{rq}}{dt}$; $\frac{d\omega}{dt}$

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s}\left[V_{sq} - I_{sq}\left(R_s + \frac{{L_m}^2}{L_r T_r}\right) + \frac{L_m}{L_r}\omega\emptyset_{rq} + \frac{L_m}{L_r T_r}\emptyset_{rd} + \omega_s I_{sd}\sigma L_s\right]$$

$$\frac{d\emptyset_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r}\emptyset_{rd} + (\omega_s - \omega)\emptyset_{rq}$$
$$\frac{d\emptyset_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r}\emptyset_{rd} + (\omega_s - \omega)\emptyset_{rq}$$
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J}\frac{L_m}{L_r}.\left(\emptyset_{rd} I_{sq} - \emptyset_{rq} I_{sd}\right) - \frac{P}{J} C_r$$

4.2.7. Commande vectorielle du moteur asynchrone

4.2.7.1. Commande vectorielle indirecte a flux rotorique orienté

Rappelons que dans un repère lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques du moteur asynchrone MAS sont les suivants :

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq}} \\ \boldsymbol{V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd}} \\ \boldsymbol{0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rq}} \\ \boldsymbol{0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rd}} \end{cases} \quad \text{Équation 64}$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basé sur l'orientation du repère champ tournant d'axes (d-q), tel que l'axe « d » soit confondu avec la direction du flux φ_r.

- Les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} \boldsymbol{0 = R_r i_{rq} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rd}} \\ \boldsymbol{0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt}} \end{cases} \quad \text{Équation 65}$$

- Les équations des flux :

$$\begin{cases} \boldsymbol{\varphi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r}\varphi_{rd}} \\ \boldsymbol{\varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq}} \end{cases} \quad \text{Équation 66}$$

- Les équations des tensions statoriques :

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}\frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq}} \\ \boldsymbol{V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r}\varphi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd}} \end{cases} \quad \text{Équation 67}$$

Après le passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_{sd} = (R_s + \sigma L_s S) I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} S\varphi_{rd} - \omega_s \sigma L_s I_{sq}} \\ \boldsymbol{V_{sq} = (R_s + \sigma L_s S) I_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r}\varphi_{rd} + \omega_s \sigma L_s I_{sd}} \\ \boldsymbol{\varphi_r = \frac{L_m}{1 + T_r S} I_{sd}} \\ \boldsymbol{\omega_r = \frac{L_m}{T_r \varphi_r} I_{sq}} \\ \boldsymbol{C_e = p\frac{L_m}{L_r}\left(i_{qs}\varphi_{dr}\right)} \end{cases} \quad \text{Équation 68}$$

Ces expressions montrent que le flux ne dépend que de la composante directe du courant statorique i_{sd}, et que si on maintient ce dernier constant, le couple ne dépendra que de la composante en quadrature du courant statoriquei_{qs}. Pourtant, dans le cas d'une alimentation en tension, V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur i_{sd} eti_{sq}, donc sur le flux et le couple, d'où vient l'intérêt d'ajouter des termes de compensation afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

4.2.7.2. Découplage entrée-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques de découplage existent :

- Découplage par retour d'état ;
- Découplage statique ;
- Découplage par compensation.

Dans ce qui suit, nous utilisons le découplage par compensation.

4.2.7.3. Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations du moteur, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

La figure suivante représente le couplage entre les axes d et q :

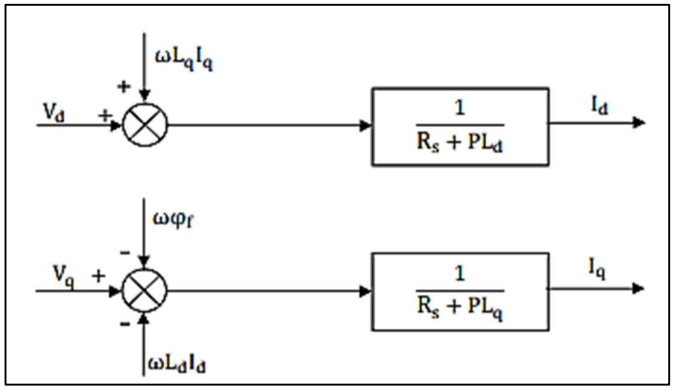


Figure 44:Schéma de couplage des axes d et q

En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse ($\frac{d}{dt}\varphi_{rd} = 0$) par rapport aux courants, alors les équations de tensions sont réécrites de la manière suivante :

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_{sd} = (R_s + \sigma L_s S) I_{sd} - \omega_s \sigma L_s I_{sq}} \\ \boldsymbol{V_{sq} = (R_s + \sigma L_s S) I_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_s \sigma L_s I_{sq}} \end{cases}$$ Équation 69

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_d' et V_q' telles que :

$$\begin{cases} \boldsymbol{V_d = V_d' - e_d} \\ \boldsymbol{V_q = V_q' + e_q} \end{cases}$$ Équation 70

Avec :

$$\begin{cases} V'_d = (R_s + \sigma L_s S) I_{sd} \\ V'_q = (R_s + \sigma L_s S) I_{sq} \end{cases}$$ Équation 71

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ e_q = \omega_s (\frac{L_m}{L_r} \varphi_{rd} + \sigma L_s I_{sq}) \end{cases}$$

Le schéma suivant représente le découplage par compensation :

La figure 45 ci-dessous montre que les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

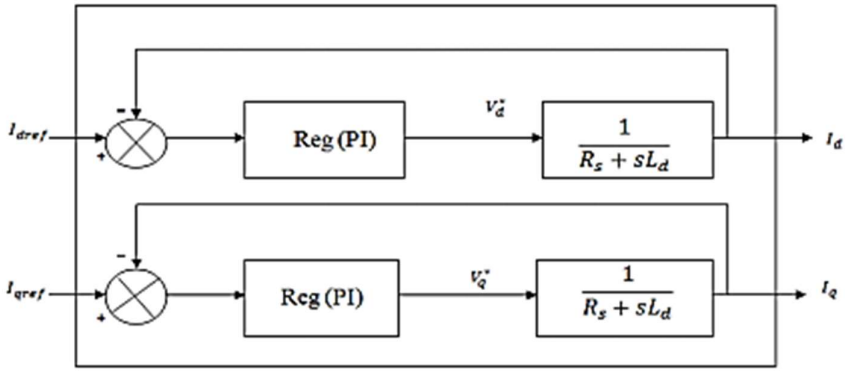


Figure 45:Découplage des axes d et q [29]

4.2.7.3. Détermination de ω_s et de θ_s

Dans la commande vectorielle indirecte, la pulsation statorique ω_s est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique. L'angle est obtenu à partir de la pulsation statorique.

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\varphi_r}$$ Équation 74

Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotorique, qui est un paramètre influant sur les performances de cette commande.

La position θ_s, est déterminée ensuite par l'intégration de ω_s:

$$\theta_s = \int \omega_s \, dt = \int (\omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\varphi_r}) dt$$ Équation 75

4.2.7.5. Bloc de défluxage

Le but du défluxage est de faire fonctionner à flux constant ou à couple constant le moteur. Il permet de générer la valeur du flux de référence suivant la valeur de la vitesse. La relation ci-dessous donne l'expression du flux en fonction de la vitesse.

$$\varphi_n^* = \begin{cases} \varphi_n & si \quad |\Omega| \leq |\Omega_n| \\ \varphi_n \times \left| \frac{\Omega_n}{\Omega} \right| & si \quad |\Omega| > |\Omega_n| \end{cases}$$ Équation 76

Ω_n : ***Vitesse de rotation nominale et*** φ_n : ***Flux rotorique nominale***

4.2.7.6. Calcul des régulateurs

Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI), dont le coefficient intégral K_i sert à réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement. Le coefficient proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système, c'est-à-dire le réglage du temps de réponse.

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :

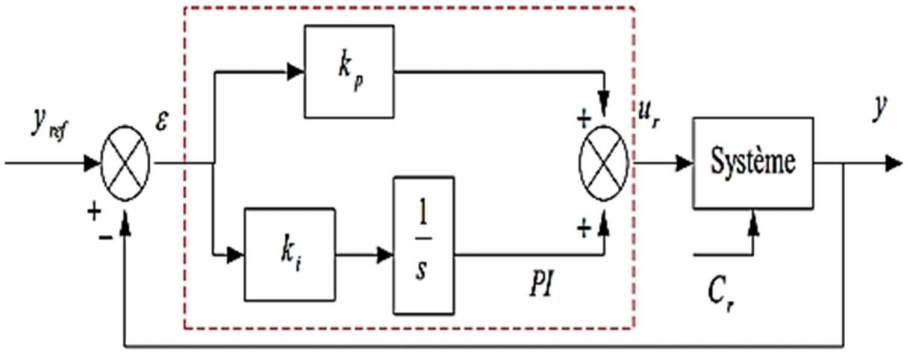


Figure 46:Schéma d'un régulateur PI [29]

La relation entre la sortie $\boldsymbol{u_r(t)}$ et le signal d'erreur $\boldsymbol{\varepsilon(t)}$ est donnée par la relation suivante :

$$\boldsymbol{u_r(t) = K_p\varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t)d(t)} \quad \text{Équation 77}$$

C'est-à-dire :

$$\frac{\boldsymbol{u_r(s)}}{\boldsymbol{\varepsilon(s)}} = \boldsymbol{K_p + \frac{K_i}{s}} \quad \text{Équation 78}$$

Avec :K_p : Gain proportionnel et K_i : Gain intégral

4.2.7.6.1. Régulation des courants

- Régulation du courant I_d

La boucle de régulation sur l'axe « d » est présentée par la figure suivante :

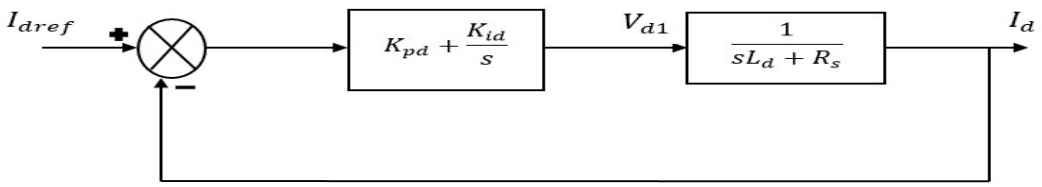


Figure 47:Bloc de régulateur du courant Id

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation 79 pour les deux axes d et q :

$$\boldsymbol{F(s) = K_p + \frac{K_i}{s}} \quad \text{Équation 79}$$

❖ En boucle ouverte la fonction de transfert est donnée par :

$$\boldsymbol{F_{BOd}(s) = \left(K_p + \frac{K_{id}}{s}\right)\left(\frac{1}{sL_d+R_s}\right) = \frac{K_{id}}{s}\left(1 + \frac{K_{pd}.s}{K_{id}}\right)\left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1+\left(\frac{L_d}{R_s}\right).s}\right)} \quad \text{Équation 80}$$

$$\boldsymbol{F_{BOd}(s) = \frac{K_{id}}{s}\left(1 + \frac{K_{pd}.s}{K_{id}}\right).\frac{1}{R_s}\left(\frac{1}{1+T_d.s}\right)} \quad \text{Équation 81}$$

Avec : $T_d = \frac{L_d}{R_s}$: est la constante de temps électrique relative à l'axe d.

❖ La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{BFd}(s) = \frac{F_{BOd}(s)}{F_{BOd}(s)+1} \quad \text{Équation 82}$$

Pour déterminer les paramètres du régulateur PI, nous utilisons la méthode de compensation du pole dominant qui permet d'avoir une fonction de transfert en boucle fermée de premier ordre. La méthode a permis d'aboutir à l'égalité suivante :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s}$$

Après la compensation, les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermé seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} F_{BOd}(s) = \frac{K_{id}}{s.R_s} \\ F_{BFd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}}.s+1} \end{cases} \quad \text{Équation 83}$$

La constante de temps est : $\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$. On suppose que le temps de réponse t_r sera égale à : $t_r = 3\tau_d$, pour un temps de réponse donné, les gains du régulateur PI seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{id}} & \Rightarrow \quad K_{id} = 3 * \frac{R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} & \Rightarrow \quad K_{pd} = 3 * \frac{L_d}{t_r} \end{cases}$$

4.2.7.6.2. Régulation du courant I_q

La boucle de régulation sur l'axe « q » est présentée par la figure suivante :

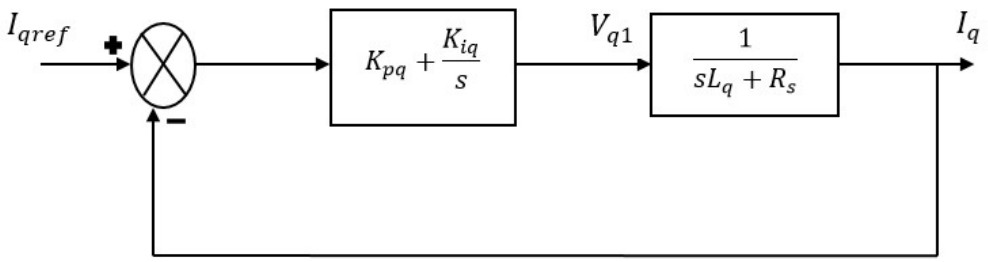


Figure 48:Bloc de régulateur du courant Iq

De la même manière que le calcul des coefficients du régulateur du courant I_d, on détermine le les paramètres K_{iq} et K_{pq} du régulateur du courant I_q:

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{iq}} & \Rightarrow \quad K_{iq} = 3 * \frac{R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} & \Rightarrow \quad K_{pq} = 3 * \frac{L_q}{t_r} \end{cases} \quad \text{Équation 84}$$

4.2.7.6.3. Régulation de la vitesse

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

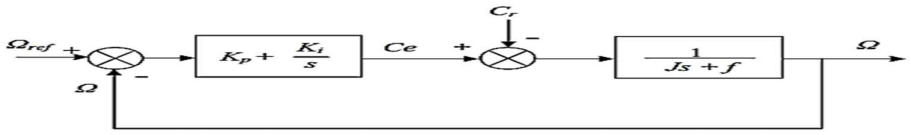


Figure 49:Bloc régulateur de vitesse

Dans le cas d'un système régulé, régit par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur ≪ K_p *et* K_i ≫ seront en fonction de deux grandeurs :

- ξ : Coefficient d'amortissement.
- ω_0 ou ω_n:Pulsation propre non amortie.

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$\boldsymbol{K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s}\left(s + \frac{K_i}{K_p}\right)} \quad \text{Équation85}$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r = 0$) :

$$\boldsymbol{F_{BO\Omega} = \frac{K_p}{s}\left(s + \frac{K_i}{K_p}\right)\frac{1}{js+f}} \quad \text{Équation 86}$$

En adoptant la méthode de placement de pôle, la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$\boldsymbol{F_{BF\Omega} = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}} = \frac{\frac{K_p}{s}\left(s+\frac{K_i}{K_p}\right)}{js^2+(f+K_p)s+K_i}} \quad \text{Équation 87}$$

La fonction de transfert $F_{BF\Omega}$ est alors identifiée à une fonction du second ordre sans zéro :

$$\boldsymbol{F_{BF}(s) = \frac{a}{s^2+2\xi\omega_0 s+\omega_0^2}} \quad \text{Équation 88}$$

L'identification des gains du régulateur est obtenue en comparant les deux dénominateurs, d'où les paramètres du correcteur ≪ PI ≫ seront :

$$\begin{cases} \boldsymbol{\frac{j}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2}} & \boldsymbol{\Rightarrow \quad K_i = j\omega_0^2} \\ \boldsymbol{\frac{f+K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_0}} & \boldsymbol{\Rightarrow \quad K_p = 2\xi j\omega_0 - f} \end{cases} \quad \text{Équation 89}$$

On choisit alors le coefficient d'amortissement ξ et ω_0, après on déduit K_p et K_i.

Pour un coefficient d'amortissement ξ de 1, nous avons $\omega_0 t_{rép} \approx 4{,}75$.

4.2. Application du régulateur flou pour la commande du moteur asynchrone MAS

La commande de vitesse par la logique floue du moteur asynchrone est basée sur l'erreur entre une consigne de vitesse prédéterminée et celle à la sortie du système qui est la vitesse de rotation du moteur et la variation de cette erreur.

Donc les entrées du régulateur flou sont :

- La vitesse de rotation du moteur Ω ;
- La référence de la vitesse Ω* ;
  - L'erreur à l'instant t1 égale à e_0;
  - L'erreur à l'instant t2 égale à e.

4.2.1. Choix des variables d'entrées et de sorties

Pour le réglage de la vitesse du moteur asynchrone, nous avons choisi comme variables d'entrées l'erreur e qui est la différence entre la vitesse de référence Ω^* imposée par l'opérateur et la vitesse de rotation du rotor Ω du moteur ($e = \Omega^* - \Omega$). L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente ($\Delta e = e - e_0$). Et comme variable de sortie nous utilisons une seule variable de commande qui est le couple de référence (C_{em}^*).

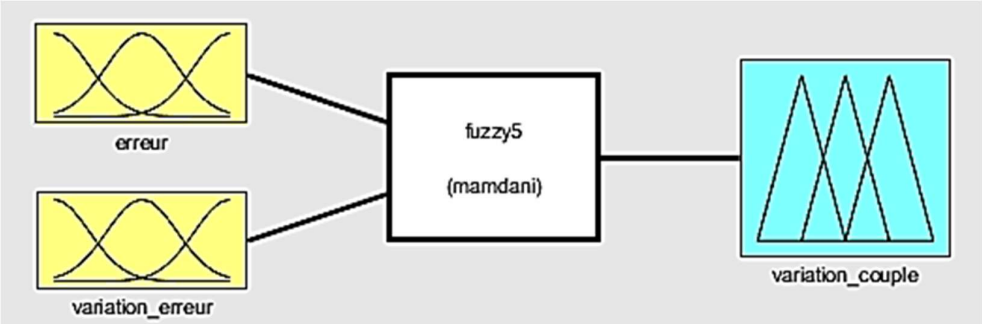


Figure 50:Structure de floue sous MATLAB

La normalisation se fait par une division des variables e, Δe et C_{em}^* respectivement par les coefficients K_e, $K_{\Delta e}$ et $K_{C_{em}^*}$ de telle sorte qu'elles travaillent dans le domaine [-1 ; +1] pour toutes les variables.

Après avoir choisi les règles d'inférence, les opérateurs de la logique floue permettent de choisir une méthode pour le traitement de l'inférence. Nous avons opté pour la méthode d'inférence Max-Min car elle a l'avantage d'être facile à implémenter et donne de meilleurs résultats.

Les règles d'inférence utilisées sont de type :$Si\ e\ est\ x_1\ ET\ \Delta_e\ est\ x_2\ ALORS\ \Delta_{C_{em}^*}\ est\ x_3$

Le nombre des ensembles flous pour e et Δ_e est cinq (5) donc il nous faut $5 \times 5 = 25$ règles d'inférence, sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de chaque règle.

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau suivant :

Tableau 8:Matrice d'inférences des règles floues

e / Δ_e	NG	NM	EZ	PM	PG
NG	NG	NG	NM	NM	EZ
NM	NG	NM	NM	EZ	PM
EZ	NM	NM	EZ	PM	PM
NM	NM	EZ	PM	PM	PG
NG	EZ	PM	PM	PG	PG

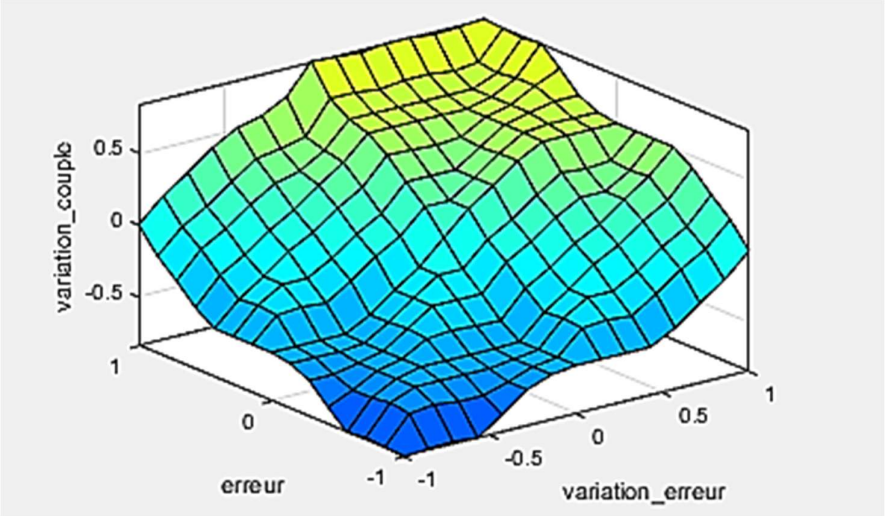


Figure 51:Surface caractéristique du régulateur floue

4.3.2. Réglage de vitesse

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur le moteur asynchrone pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure 52.

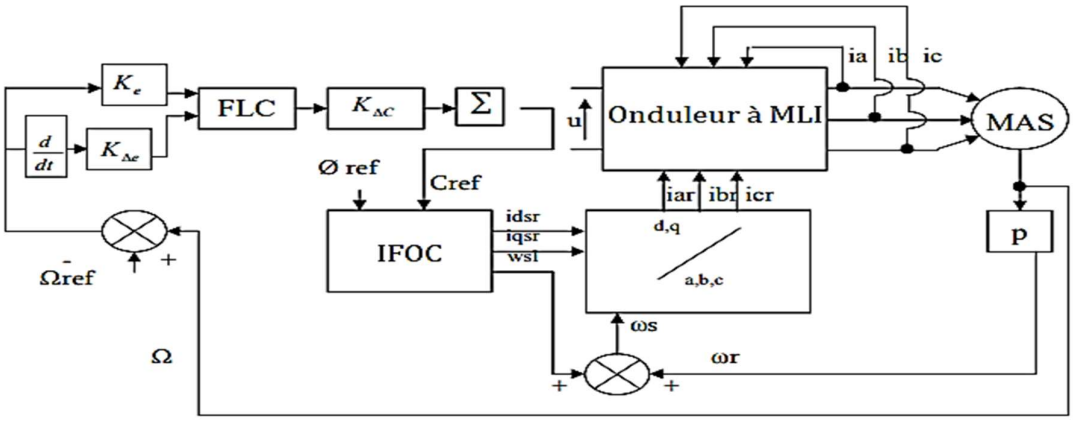


Figure 52:structure de réglage floue de la vitesse

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits « gains d'adaptation » ou gains de normalisation. Ces derniers jouent un rôle très important puisqu'ils permettent de fixer les performances de la commande (sensibilité du régulateur) et une flexibilité dans l'implantation du contrôleur tout en limitant les univers de discours des variables (d'entrée et de sortie) à un intervalle déterminé, par la normalisation des entrées et de sortie, d'où l'appellation « gain de normalisation ».

4.3. Algorithme de recherche quantique basée sur la logique floue

Cette partie présente une technique d'optimisation basée sur un algorithme de recherche quantique basée sur la logique floue pour contrôler la vitesse du moteur à induction. Le ALFQ développé dans un contrôleur a logique floue pour générer une fonction d'appartenance floue d'entée et de sortie appropriée pour le contrôle de vitesse. L'objectif principal est de développer

un contrôleur de vitesse floue pour minimiser l'erreur absolue moyenne afin d'améliorer les performances avec des changements de vitesse et de charge mécanique. Ce modèle est implémenté dans l'environnement Matlab/Simulink. Les résultats seront comparés avec ceux précédents dans les autres méthodes de commande.

Dans plusieurs applications de recherche, le variateur IM est configuré avec des commutateurs électroniques de puissance dont le contrôleur peut être intégré dans les DSP, les microcontrôleurs, les FPGA.Les performances des variateurs dépendent du type de stratégie utilisée soit en scalaire soit en vectoriel pour contrôler la tension, le courant, la vitesse, le flux et le couple.

Au fil des années, des contrôleurs conventionnels tels que PI, PD, PID ont été utilisés pour contrôler les variateurs IM. Cependant ces contrôleurs présentent des limites tels que les essais et erreurs, les perturbations et les opérations de calcul mathématique.

En effet la logique floue plus robuste de ces derniers ne nécessite pas des calculs complexes et est capable de gérer des systèmes linéaires et non linéaires et de générer des règles linguistiques logiques. Cependant les performances des FLC dépendent des fonctions d'appartenances (MF) d'entrée et de sortie, de la sélection des MF et des règles opérationnelles floues. Ces variables d'entrées et de sorties sont calculées par des méthodes heuristiques qui prennent du temps. Pour surmonter les problèmes mentionnés ci-dessus un onduleur SVPWM basé sur ALFQ sera développé dans cette partie.

Pour mieux comprendre l'environnement quantique, nous allons en premier temps étudier le comportement de la vitesse du moteur classique avec les hypothèses quantiques que nous connaissons déjà.

4.4.1. Passage du régulateur de vitesse a quantique par l'équation de Schrödinger

F = -k x

La force est égale à l'opposé de la dérivée du potentiel

$$\text{Donc : } F=-\frac{\partial V(x)}{\partial x}$$

Déterminons l'oscillateur harmonique classique

$$F= -k\ x = -\frac{\partial V(X)}{\partial X} \quad \Leftrightarrow \quad kx\ \partial x = \partial V(x)$$

$$\int kx\ \partial x = \int \partial V(x) \quad \Leftrightarrow \quad V(x) = \tfrac{1}{2}\ k\ x^2$$

Calculons maintenant la dynamique d'une particule classique

D'après la loi de Newton

$$F=ma \ \Leftrightarrow\ F= m\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} \Leftrightarrow -kx = m\frac{\partial^2 X}{\partial t^2}$$

$-kx = m\frac{\partial^2 X}{\partial t^2}$ est une équation différentielle du second degré dont nous allons résoudre.

$$m\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} + kx = 0 \qquad \left(\beta = \sqrt{\frac{k}{m}}\right)$$

$$\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} + \beta^2 x = 0 \qquad \text{Equation 1}$$

Comparaison de cette équation avec **Schrödinger** équation

NB : Ces deux équations fonctionnent sur des réalités différentes.

$$\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} + \beta^2 x = 0 \qquad \text{Equation 1}$$

$$\frac{-\hbar^2}{2m}\frac{\partial^2 \psi(X)}{\partial X^2} + V(x)\psi(x) = E\,\psi(x) \qquad \text{Equation 2}$$

NB: La fonction de transfert de régulation de la vitesse du moteur MAS en classique (commande vectorielle) est décrit par : $\boldsymbol{js^2 + (f + K_p)s + K_i = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$ **equation 3**

$$\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} + \beta^2 x = 0 \qquad \text{Equation 1}$$

$$\boldsymbol{s^2 + (f + K_p)s + K_i = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 = 0} \text{ equation 3}$$

$$\text{Avec: } \begin{cases} \frac{j}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} & \Rightarrow \quad \boldsymbol{K_i = j\omega_0^2} \\ \frac{f+K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_0} & \Rightarrow \quad \boldsymbol{K_p = 2\xi j\omega_0 - f} \end{cases}$$

L'équation 3 peut s'écrire : $-\frac{\partial^2 \Theta}{\partial t^2} + j\left(\boldsymbol{f + K_p}\right)\frac{\partial \Theta}{\partial \boldsymbol{t}} + \boldsymbol{K_i}$

$$-\frac{\partial^2 \Theta}{\partial t^2} + j\left(\boldsymbol{f + K_p}\right)\frac{\partial \Theta}{\partial \boldsymbol{t}} + \boldsymbol{K_i} \quad \textit{équation 3}$$

- ❖ *Analogie de l'équation 1 et 2*

$$\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} + \beta^2 x = 0 \qquad \text{Equation 1}$$

$$\frac{\hbar^2}{2m}\frac{\partial^2 \psi(x)}{\partial x^2} + V(x)\psi(x) = E\,\psi(x) \qquad \text{Equation 2}$$

1=2 Si V(x) = 0 et $\psi(x) = x$

$$2 = \frac{\partial^2 \psi(x)}{\partial x^2} + K\,\psi(x) = 0 \text{ avec } K = \frac{\sqrt{2mE}}{\hbar}$$

- ❖ *Analogie de l'équation 1 et 3*

$$\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} + \beta^2 x = 0 \qquad \text{Equation 1}$$

$$-\frac{\partial^2 \Theta}{\partial t^2} + j\left(\boldsymbol{f + K_p}\right)\frac{\partial \Theta}{\partial \boldsymbol{t}} + \boldsymbol{K_i} = 0 \quad \textit{equation 3}$$

$$\textit{1=3 si } \boldsymbol{K_i} = 0 \quad X = \frac{\partial \Theta}{\partial \boldsymbol{t}} \textbf{ et } \boldsymbol{\beta} = \frac{\sqrt{j\left(\boldsymbol{f + K_p}\right)}}{\boldsymbol{i}}$$

Analogie générale

$$\frac{\partial^2 \psi(x)}{\partial x^2} + K\,\psi(x) = 0$$

$\frac{\partial^2 X}{\partial t^2} + \beta^2 x = 0$ a pour solution Générale

$$X(t) = ae^{i\beta t} + be^{-i\beta t}$$

Nous trouverons les constantes par les conditions de limite, Les conditions de limite trouvent les solutions de l'équation de **Schrödinger.**

NB : En quantique la fonction ψ(x) doit être continue dans l'espace et en classique la fonction X(t) est continue dans le temps.

$$\frac{\partial^2 X(t)}{\partial t^2} + \beta^2 x(t) = 0$$

$$X(t) = ae^{i\beta t} + be^{-i\beta t}$$

- Position et vitesse de la particule

La seule limite est t=0

$$V(t)=\frac{\partial x(t)}{\partial t} \Leftrightarrow V(0)=0$$

$$V(0)=\frac{\partial x(t)}{\partial t}=ia e^{i\beta t} \text{ -i } b e^{-i\beta t}=ia\beta - ib\beta = V(0) \quad t \to 0$$

X(0) = a+b pour t →0

$$\begin{bmatrix} ia\beta - ib\beta = V(0) \\ ia\beta + i\beta b = 0 \end{bmatrix} \Leftrightarrow 2i\beta a = V(0)$$

D'ou a= $\frac{V(0)}{2i\beta}$ et b= $-\frac{V(0)}{2i\beta}$

- L'expression de x(t)

$$X(t) = a e^{i\beta t} + b e^{-i} = \frac{V(0)}{2i}\left(e^{i\beta t} - e^{-i\beta t}\right) = \frac{V(0)}{\beta} \sin(\beta t)$$

$$X(t)=\frac{V(0)}{\beta}\sin(\beta t) = V(0)\sqrt{\frac{m}{k}}\sin\left(\sqrt{\frac{k}{m}}\, t\right)$$

Conclusion :la particule présente un comportement sinusoïdal

$\omega = \sqrt{\frac{k}{m}}$ X dépend de la fréquence d'oscillation

$$f=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k}{m}}$$

L'Énergie

- $E_c = ½\ m\ V^2 = ½\ m \frac{\delta x(t)^2}{\delta t} = ½\ m V_0{}^2 cos^2\left(\sqrt{\frac{k}{m}}\, t\right)$
- $E_P = ½\ m V_0{}^2\ sin^2\left(\sqrt{\frac{k}{m}}\, t\right)$
- $E_T = = ½\ m V_0{}^2$

L'énergie totale de l'oscillateur harmonique classique est une valeur constante en fonction de VO qui peut prendre n'importe quel nombre, Ce n'est pas le cas de l'oscillateur harmonique quantique et des particules quantiques.

L'expression quantique et solution de l'équation

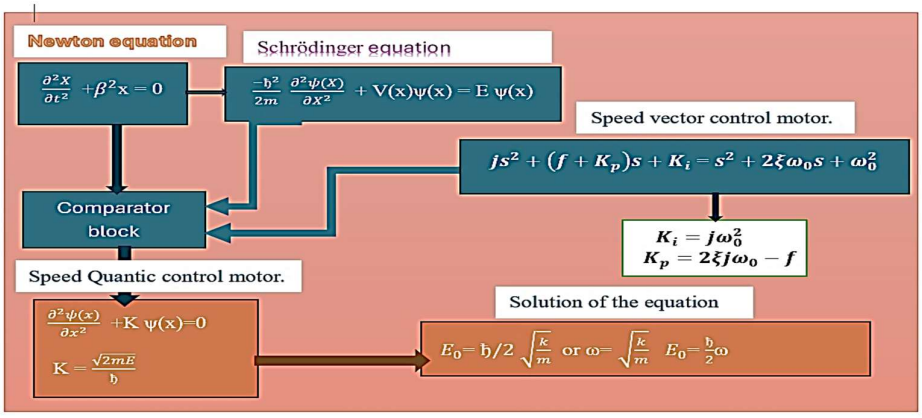


Figure 53:Liaisons des équations classiques et quantiques

Pour déterminer la solution de l'équation, on adopte cette stratégie :

-Trouver le hamiltonien

-solve the time-independent Schrödinger equation

$$V(x) = \tfrac{1}{2} k x^2$$

$$\frac{-\hbar^2}{2m}\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2} + V(x)\psi(x) = E\,\psi(x)$$

$$\frac{\hbar^2}{2m}\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2} - (\tfrac{1}{2} k \hat{x}^2 - E)\,\psi(x)=0$$

$$\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2} - \frac{2m}{\hbar^2}(\tfrac{1}{2} k \hat{x}^2 - E)\,\psi(x)=0$$

$$\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2} - \gamma\,(\tfrac{1}{2} k \hat{x}^2 - E)\,\psi(x)=0$$

$$\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2} + \gamma E\,\psi(x) - \gamma\,\tfrac{1}{2} k \hat{x}^2\,\psi(x) =0$$

$$\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2} + \varepsilon\,\psi(x) - X^2\,\psi(x) =0 \qquad X= \hat{x}/a$$

$$\frac{\partial\psi(X)}{\partial X} = \frac{\partial \frac{x}{a}}{\partial x}\frac{\partial\psi(X)}{\partial X} = 1/a\,\frac{\partial\psi(X)}{\partial X}$$

$$\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2} = \frac{1}{a^2}\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2}$$

$$\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2} + \varepsilon\,\psi(x) - X^2\,\psi(x) =0$$

Posons $\gamma\,\tfrac{1}{2} k\, a^4=1$ alors $a^4 = \frac{2}{k\gamma}$, $X= \frac{x}{a}$, $\varepsilon = k\,\gamma a^2$

$$\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2} + (\varepsilon - X^2)\,\psi(x) =0$$

Considérons $X \gg \varepsilon$

$$\frac{\partial^2\psi(X)}{\partial X^2} - X^2\psi(x) =0$$

$$\psi(x) = a e^{-X^2/2} + b e^{X^2/2}$$

Une fonction d'onde ne peut pas être normalisé donc la deuxième partie sera exclue de la solution car l'exposant de l'exponentiel est positif.

$$\psi(x) = a e^{-X^2/2} = g(x)\, e^{-X^2/2}$$

$$\frac{\partial^2\, g(x)\, e^{-X^2/2}}{\partial X^2} + (\varepsilon - X^2)\, g(x)\, e^{-X^2/2} = 0$$

$$\frac{\partial^2\, g(x)\, e^{-X^2/2}}{\partial X^2} = \frac{\partial}{\partial X}\left(\frac{\partial g(X)}{\partial X} e^{-X^2/2} + g(x) X\, e^{-X^2/2}\right)$$

$$\frac{\partial}{\partial X}\left(\frac{\partial g(X)}{\partial X} e^{-X^2/2} + g(x) X\, e^{-X^2/2}\right)$$

$$\frac{\partial^2\, g(x)}{\partial X^2} e^{-X^2/2} - 2X\frac{\partial g(X)}{\partial X} e^{-X^2/2} - + g(x) X\, e^{-X^2/2} + X^2\, g(x)\, e^{-X^2/2} + (\varepsilon - X^2)\, g(x)\, e^{-X^2/2} = 0$$

$$\frac{\partial^2\, g(x)}{\partial X^2} - 2X\frac{\partial g(X)}{\partial X} + (\varepsilon - 1) g(x) \text{ is called Hermite equation}$$

La solution de cette équation est : $g(x) = H_n(x) = (-1)^n e^{x^2}\frac{\partial}{\partial X^n} e^{-x^2}$

$$H_0(x) = 1$$

$$H_1(x) = 2X$$

$$H_2(x) = -2 + 4x^2$$

Or $\psi(x) = a e^{-X^2/2} = g(x)\, e^{-X^2/2} = H_n(x)\, e^{-X^2/2}$

Mathematical presentation of the eigenstates of a quantum particle in a harmonic potential

$$\psi(x) = H_n(x)\, e^{-X^2/2}$$

La fonction Générale normalisée est $\psi_n(x)=\frac{1}{\pi^{1/4}\sqrt{2^n n!}} H_n(x)\, e^{-X^2/2}$

Calculons l'énergie propre

$H_0(x)$ =1 pour n=0 d'où $\psi_0(x)= e^{-X^2/2}$

Si on remplace $\psi_0(x)= e^{-X^2/2}$ dans l'équation principale de schrodinger

ε_0=1 or ε = k γa^2 avec $\gamma=\frac{2m}{\hbar^2}$

On a alors $E_0= \hbar/2 \sqrt{\frac{k}{m}}$ or $\omega= \sqrt{\frac{k}{m}}$ $E_0= \frac{\hbar}{2}\omega$

E_n= (n+1/2) ħ ω

4.4.2. Algorithme de recherche quantique

Le concept ALFQ implique le développement d'une nouvelle position de recherche pour obtenir la meilleure position d'une particule quantique donnée dans plusieurs particules. Dans cet algorithme, l'attraction de chaque particule est obtenue en cherchant la meilleure position de la particule en utilisant la méthode de l'attracteur stochastique des particules. L'équation des particules d'étapes est donnée par :

$$P_{ij}{}^t = \frac{a_{ij}{}^t.P_{ij,best}{}^t+b_{ij}{}^t.Gsl_{ij}{}^t}{c_{ij}{}^t.\mathrm{SF}}$$

Pour i= 1, 2, ……N, j= 1,2……D et T= 1,2……T

Avec : N est la taille de l'espace, D est la dimension du problème et T est le nombre maximum d'itérations pour la jiéme dimension, a, b et c sont trois nombres aléatoires uniformément distribués sur la plage de (0,1). $P_{ij,best}$ est la meilleure position pour chaque particule, Gsl_{ij} est la position globale des particules regroupés pour une taille donnée et SF est le facteur d'échelle.

Dans ce concept le comportement quantique d'une position de particule est présenté dans son état quantique formulée par une fonction d'onde(ψ_ω) qui se déplace entre les points $P_{ij,best}{}^t$ et $Gsl_{ij}{}^t$.

La fonction d'onde par itération (t+1) est donnée par :

$$\boldsymbol{\psi}\,(P_{ij}{}^{t+1}) = \frac{1}{\sqrt{L_{ij}{}^t}}\, exp^{(-\frac{P_{ij}{}^t}{L_{ij}{}^t}}$$

La fonction d'onde est calculée dans l'écart type $L_{ij}{}^t$ de chaque position de particule décrit ainsi :

$$L_{ij}{}^t = 2\beta\left|Mbest_j{}^t - P_{ij}{}^t\right|$$

Avec : β est coefficient de dilatation, P_{ij} est meilleure position et $Mbest_j$ est la moyenne de la meilleure position tels que $Mbest_j{}^t=\frac{1}{N}\sum_{j=1}^{D} P_{ij}{}^t$.

Le coefficient de dilatation contrôle la convergence de la vitesse de l'algorithme.

β = β_0 + (T-t) . $\frac{\beta_1-\beta_0}{T}$ ave $\beta_1$et β_0 les valeurs respectives finales et initiales, t le nombre d'itérations actuel et T le nombre maximum d'itérations.

4.4.3. La nouvelle logique floue basée sur ALFQ

Le contrôleur de logique floue basé sur la quantique est structuré avec 3 éléments essentiels : les informations d'entrées et la fonction d'objectif et les limitations d'optimisation. Chaque élément participe à l'amélioration des fonctions d'appartenances MF optimales. Les valeurs

numériques de MF d'erreur et de changement d'erreur ainsi que la MF de sortie sont indiquées dans la matrice suivante.

$$D_{ij}=\begin{bmatrix} X_{11} & \cdots & X_{1j} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X_{i1} & \cdots & X_{ij} \end{bmatrix}$$

D représente les informations d'entrées pour la technique d'optimisation. X est la variable des fonctions d'appartenances.

La figure suivante présente 21 dimensions qui incluent 7 fonctions d'appartenances pour l'erreur, le changement d'erreur et la sortie dans laquelle 30 éléments sont utilisés pour obtenir les meilleures solutions. La fonction d'objectif cherche la meilleure valeur de sortie du contrôleur pour augmenter la stabilité du système. En général le type d'erreur est uniformément réparti pour de sorte que l'erreur absolue moyenne (MAE) est une fonction objective appropriée pour obtenir les valeurs optimales du contrôleur de l'IM. La fonction MAE est calculée ainsi :

$$\text{MAE}=\frac{1}{l}\sum_{m=1}^{M}|\omega_{rm}{}^{*}-\omega_{rm}|$$

L représente le nombre d'échantillons, $\omega_{rm}{}^{*}$ est la vitesse de référence du rotor et ω_{rm} est la vitesse de fonctionnement du rotor.

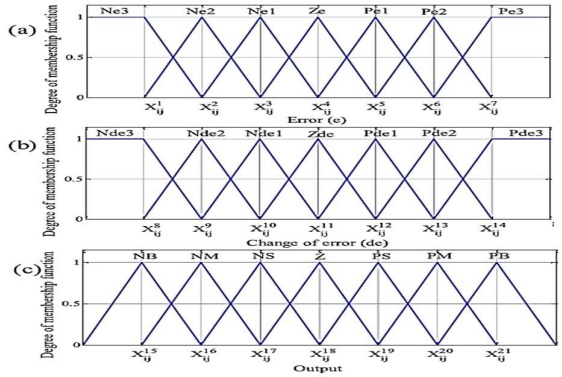


Figure 54:Les fonctions d'inférences d'entrées et sortie

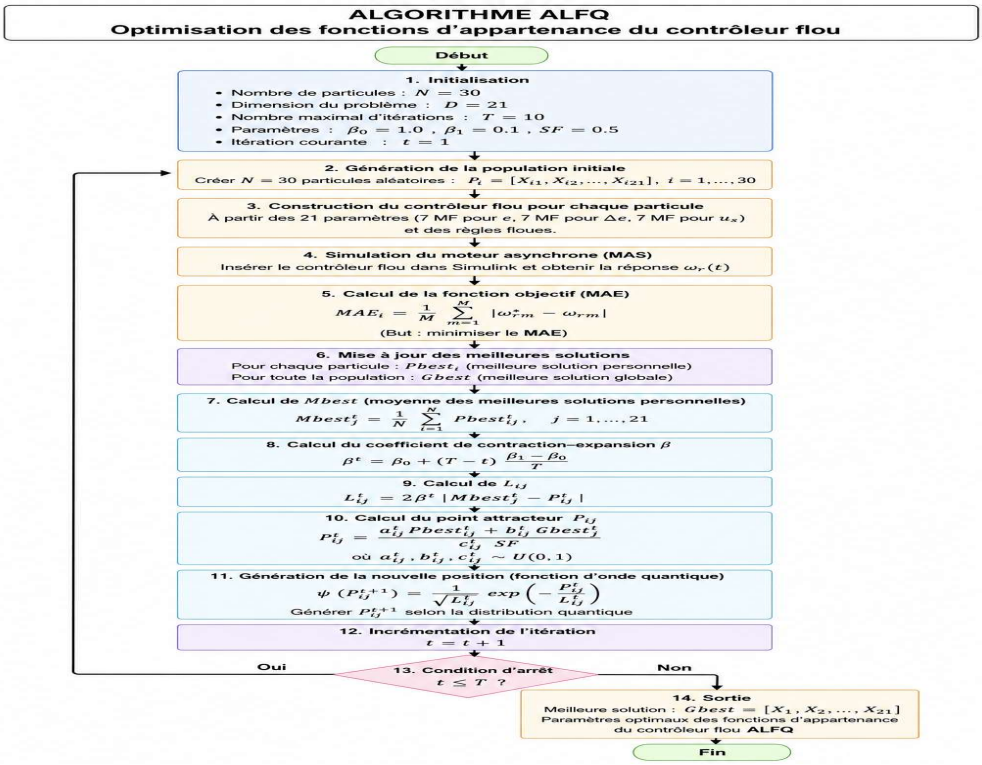


Figure 55:Procédure proposée de conception d'un régulateur de vitesse flou optimal basé sur ALFQ

4.4.4. Gestion de l'énergie par la logique floue

Le système de gestion de l'énergie contrôle la quantité de flux d'énergie entre les différents composants dans l'ordre : l'éolienne, le solaire, la cellule radiative (très faible) et la batterie

Pour satisfaire la demande de la charge, Une gestion efficace des échanges énergétiques entre différents composants permet une augmentation significative de l'efficacité et l'utilisation de sources d'énergie renouvelables entraînant une réduction de la pollution.

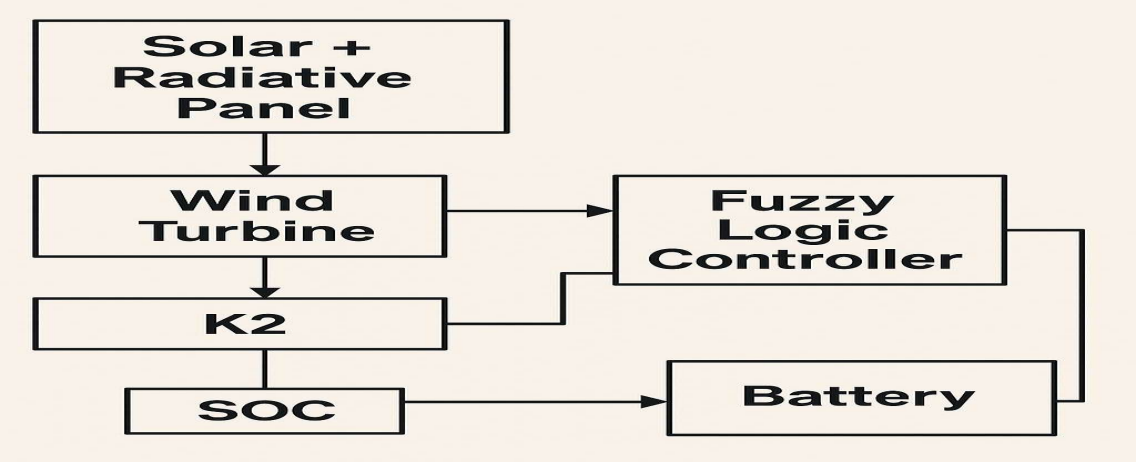


Figure 56:Gestion de la batterie par logique floue

La configuration du système comprend trois blocs :

Le système panneau solaire, radiatif, le système éolien, la charge et la batterie au lithium-ion. Le système photovoltaïque et l'éolien sont des systèmes non linéaires et Le contrôleur à logique floue offre un moyen pratique de concevoir un système de contrôle non linéaire.

La conception de ces systèmes est nécessaire pour maintenir une puissance maximale.

La différence entre la puissance réelle et la puissance générée est prise pour charger et décharger le lithium-ion batterie. La durée de vie et le SOC (taux de charge et décharge) de la batterie dépendent du temps de charge et de décharge de la batterie. Pour améliorer sa durée de vie, le contrôleur flou maintient le SOC de la batterie au niveau souhaité.

Dans cette thèse, une batterie au lithium-ion a été utilisée comme dispositif de stockage d'énergie. En comparant différents types de batteries, la batterie lithium-ion a une durée de vie plus longue, c'est pourquoi ici elle est choisie. Pour obtenir le SOC souhaité, Le contrôleur flou est conçu pour la régulation. L'entrée de la logique floue est ΔSOC et ΔP et la sortie est le courant variable ΔI

$\Delta SOC = \Delta SOC_{commande} - SOC_{new}$

$P = P_L - (P_{wind} + P_{pv} + p_{rad})$

L'énergie produite provient de l'énergie des panneaux solaires, radiatives et de l'énergie éolienne. La puissance totale est différence entre la puissance de charge et la puissance générée par l'éolienne et le panneau solaire. L'entrée et La fonction d'appartenance de sortie contient cinq grades.

NB (grand négatif), NS (petit négatif), ZO (zéro), PS (petit positif), PB (grand positif).

Nous pouvons déterminer la fonction d'appartenance et la remplacer par un facteur d'échelle pour obtenir SOC charge et décharge. Si la puissance est négative, le système d'énergie renouvelable satisfait la demande de la charge et le contrôleur flou force à la batterie de se charger.

Si le ΔSOC est négatif, cela signifie que le SOC de la batterie est supérieur au SOC de demande. Ainsi, la batterie doit fonctionner en mode décharge.

Le tableau suivant monte les règles floues de notre système. Par exemple quand l'entrée variable P est NB et ΔSOC est NB, la sortie I devient PB. La SOC de commande appliquée au contrôle floue est 50 %.

Si la SOC de la batterie est moins que la SOC de la commande, la batterie reste en état de charge. Au cas contraire la batterie est en décharge.

Pour prolonger la durée de vie de la batterie, les règles du contrôleur sont définies pour maintenir le SOC de la batterie au-dessus de 45%.

Tableau 9:Les règles floues proposée au système

ΔI		ΔP				
		NB	NS	ZO	PS	PB
ΔSOC	NB	PB	PB	PB	PB	PB
	NS	PB	PB	PS	PS	PB
	ZO	ZO	ZO	ZO	PS	PB
	PS	NS	NS	NS	NS	PB
	PB	NB	NB	NB	NB	PB

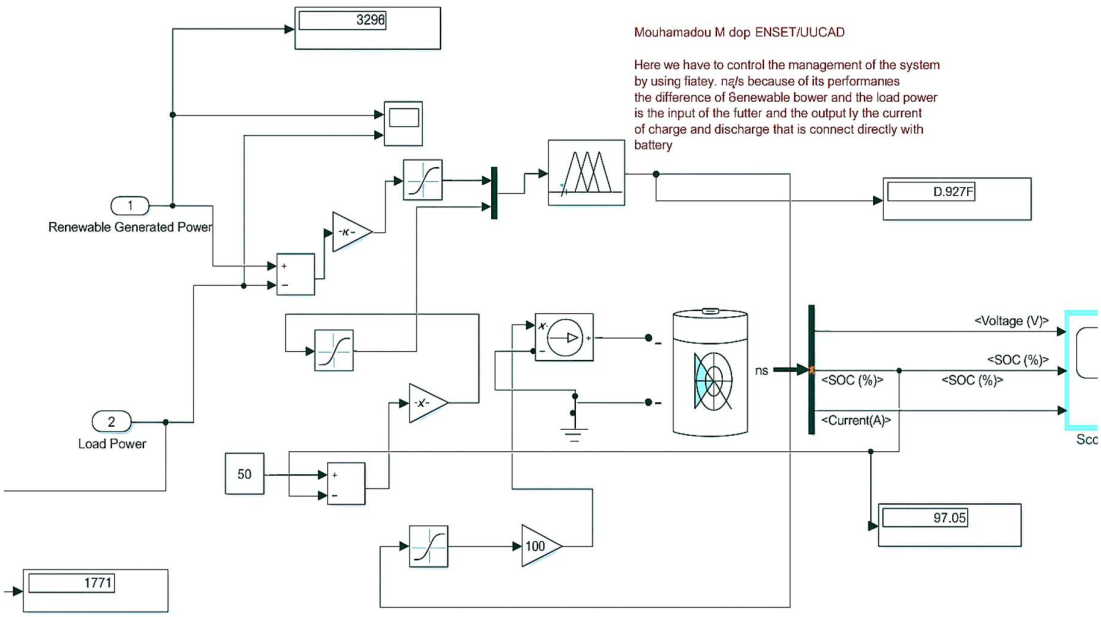


Figure 57:Modéle de gestion de l'énergie

4.5 Simulation et résultats

Cette partie présente et compare les performances de trois stratégies de commande appliquées au moteur asynchrone : la commande vectorielle, la commande par logique floue et la commande floue quantique. L'évaluation est réalisée à partir d'indicateurs de performance normalisés portant sur la vitesse, le couple électromagnétique et les courants de commande i_d et i_q, permettant d'analyser la précision du suivi, la rapidité de réponse, la stabilité et la robustesse face aux perturbations.

Afin de concentrer l'analyse sur les performances intrinsèques des lois de commande, les résultats relatifs à la modélisation du moteur asynchrone, de l'onduleur de puissance ainsi que de la gestion de l'énergie dans le cadre des sources hybrides sont présentés et commentés en annexe. Ce choix méthodologique permet de mieux isoler et mettre en évidence l'impact réel des stratégies de commande, qui constituent le cœur scientifique de cette thèse.

4.5.1. Schéma bloc de la commande vectorielle sous Simulink

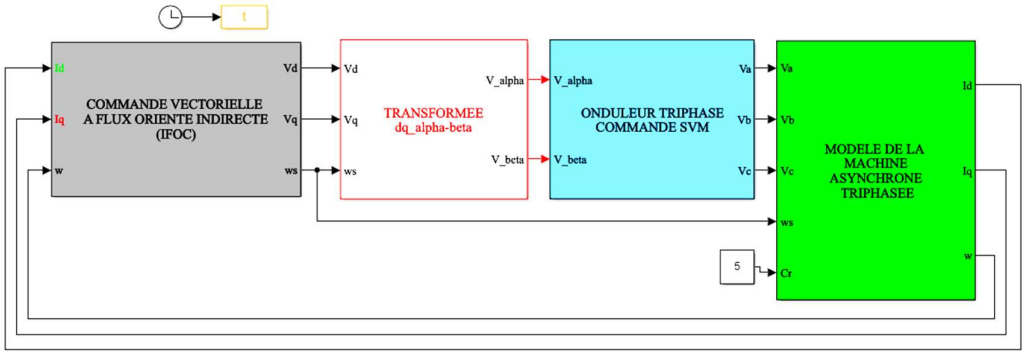


Figure 58:Schéma bloc de la IFOC de SVM et de la MAS

La figure 58 ci-dessus est le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte IFOC appliquée à un moteur asynchrone associée avec un onduleur de tension triphasé 3 niveaux.

4.5.2. Résultats de simulation de la commande vectorielle

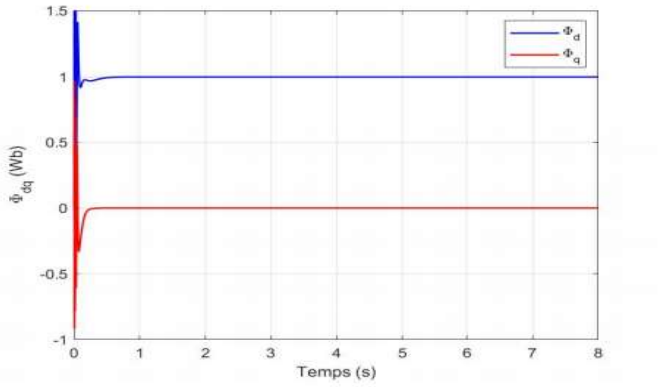


Figure 59:Evolution des flux

Afin de quantifier les performances du suivi du flux (figure 59), le tableau 10 suivant présente les principaux indicateurs associés permettant d'évaluer la précision du découplage, la stabilité dynamique et le temps d'établissement de la commande.

Tableau 10:Indicateurs Flux ϕd, ϕq (découplage)

Indicateurs	Signification physique	Valeur
φd(∞) (Wb)	Flux principal axe d	0.998
φq(∞) (Wb)	Flux parasite axe q	−0.010
ts,φd (s)	Temps établissement flux d	0.33
ts,φq (s)	Temps établissement flux q	0.20
Jφq,95 (Wb)	Indice quantitatif de découplage	0.015

Les résultats obtenus (figure 59) et tableau 10 montrent un découplage efficace entre les axes d et q. En régime permanent, la composante de flux principale atteint $\phi_d(\infty) = 0{,}998$ Wb, tandis que la composante parasite reste quasi nulle avec $\phi_q(\infty) = -0{,}010$ Wb, soit environ 1 % du flux utile, ce qui confirme un excellent alignement du flux sur l'axe direct. Sur le plan dynamique, les temps d'établissement $t_{s,\phi q} = 0{,}20$ s et $t_{s,\phi d} = 0{,}33$ s indiquent un rejet rapide du couplage croisé dès le transitoire. La faible valeur de l'indice de découplage $J_{\phi q,95} = 0{,}015$ Wb confirme que la quantité de flux parasite injectée pendant la phase dynamique reste très limitée, validant ainsi un découplage robuste et performant en régime transitoire et permanent.

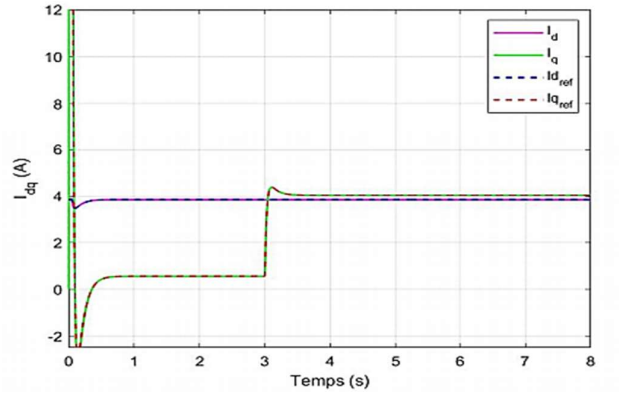


Figure 60:Evolution des courants Id et Iq

Les résultats récapitulés dans le tableau 11 suivant présentent les indicateurs de performance des courants $i_d$et i_q, mettant en évidence la qualité du découplage flux–couple, la dynamique de réponse ainsi que le niveau d'ondulation induit par la stratégie de commande considérée.

Tableau 11:Indicateurs des Courants id, iq

Indicateurs	Signification physique	Valeurs
RMSE_id (A)	Erreur RMS du courant flux	0.458
RMSE_iq (A)	Erreur RMS du courant couple	0.046
iq_ref (A)	Référence courant couple	3.94
iq(∞) (A)	Courant couple réel	3.95
e_ss,id (A)	Erreur statique courant flux	0.085
Mp_iq (%)	Dépassement courant couple	7.85 %
ts_iq (s)	Temps établissement courant couple	0.336

La réponse des courants $i_d$et i_q sous commande vectorielle présentée sur la figure 60 et tableau 11 confirme un découplage efficace entre le flux et le couple. Le courant couple suit précisément sa référence, avec $i_q(\infty) = 3{,}95$ A pour $i_{q,\text{ref}} = 3{,}94$ A, indiquant une erreur statique négligeable et une régulation précise du couple électromagnétique. La faible valeur de l'erreur RMS sur i_q($\text{RMSE}_{iq} = 0{,}046$ A) atteste d'une excellente qualité de suivi et d'une interaction minimale avec la boucle flux. Le dépassement limité ($M_p = 7{,}85\%$) et le temps d'établissement réduit ($t_{s,iq} = 0{,}336$ s) traduisent une dynamique rapide et bien amortie. En parallèle, le courant de flux présente une erreur statique modérée ($e_{ss,id} = 0{,}085$ A) et un $\text{RMSE}_{id} = 0{,}458$ A, sans perturber la régulation du couple, ce qui confirme l'indépendance fonctionnelle entre les axes $d$et q. Ces résultats valident ainsi la robustesse du découplage courant flux-couple assuré par la commande vectorielle, aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent.

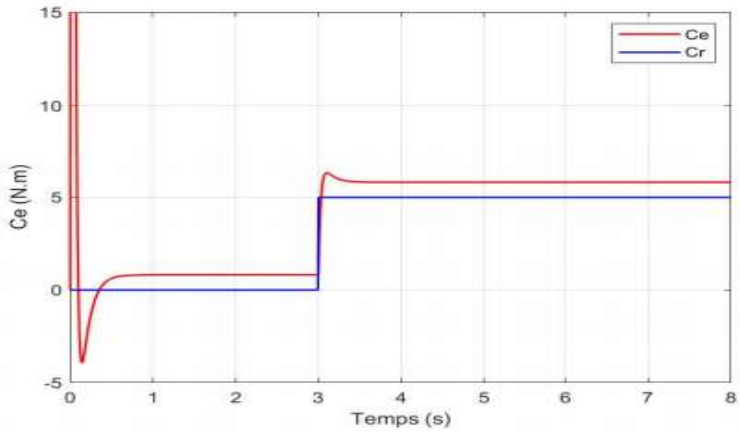


Figure 61: Évolution des couples Ce et Cr

Le tableau 12 suivant présente les indicateurs de performance relatifs au couple électromagnétique C_e et au couple résistant C_r, permettant d'évaluer la capacité de la stratégie de commande à assurer un suivi précis du couple, à limiter les dépassements et à réduire les ondulations en présence de variations de charge.

Tableau 12:Indicateurs Couple électromagnétique Ce / couple résistant Cr

Indicateurs	Signification physique	Valeur
Cr(∞) (N·m)	Couple résistant appliqué	5.19
Ce(∞) (N·m)	Couple électromagnétique en régime permanent	6.02
Ce_max (N·m)	Pic de couple après échelon	6.46
Mp_C (%)	Dépassement du couple	7.41 %
ts_C (s)	Temps établissement du couple	0.248

La réponse du couple électromagnétique (figure 61) confirme l'efficacité de la commande vectorielle dans la régulation du couple et le rejet des perturbations. À l'application de l'échelon de couple résistant $C_r(\infty) = 5{,}19$ N/m, le couple électromagnétique s'ajuste rapidement pour atteindre $C_e(\infty) = 6{,}02$ N\m, assurant ainsi l'équilibre mécanique et la compensation correcte de la charge. Le dépassement reste limité à $7{,}41\%$, avec un pic de couple modéré $C_{e,\max} = 6{,}46$ N\m, traduisant une dynamique bien amortie. Le temps d'établissement court ($t_{s,C} = 0{,}248$ s) met en évidence une réponse rapide face aux variations de charge, sans oscillations persistantes. Ces résultats confirment que le découplage flux–couple permet une régulation précise du couple électromagnétique, garantissant stabilité, rapidité et robustesse du système en régime transitoire et permanent.

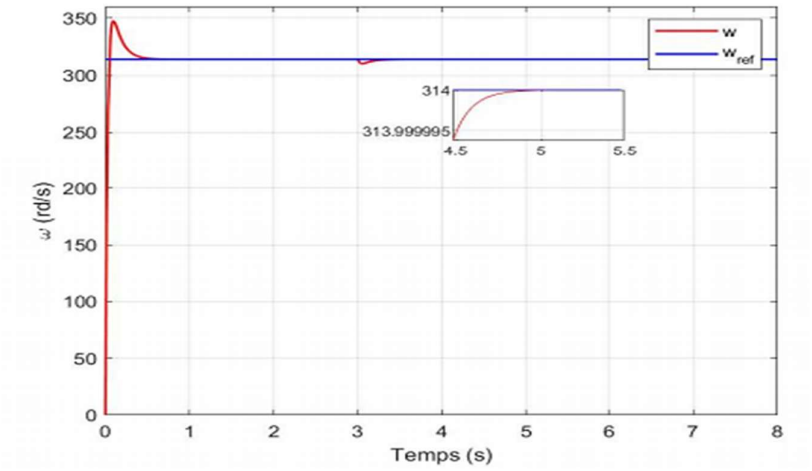


Figure 62:Évolution de la vitesse

Le tableau 13 suivant regroupe les indicateurs de performance associés à la vitesse $\omega(t)$, permettant d'analyser le suivi de la consigne, le temps d'établissement et les ondulations en régime permanent.

Tableau 13:Indicateurs Suivi de vitesse ω(t)

Indicateurs	Signification physique	Valeur
ω_ref (rad/s)	Consigne de vitesse	≈ 304.5
ω_max (rad/s)	Vitesse maximale atteinte	≈ 337.4
Mp (%)	Dépassement de vitesse	10.8 %
ts (±2%) (s)	Temps d'établissement	0.57
e_ss (rad/s)	Erreur statique	≈ 0
Δω_dist (rad/s)	Déviation due à la charge	7.82
Δω_dist (%)	Robustesse face à la perturbation	2.57 %

La réponse en vitesse (figure 62) confirme la performance dynamique et la robustesse de la commande vectorielle découplée. La vitesse mécanique suit précisément sa consigne $\omega_{\text{ref}} \approx 304{,}5$ rad/s avec une erreur statique quasi nulle, traduisant une excellente précision en régime permanent. Le dépassement reste modéré ($M_p = 10{,}8\%$) et la vitesse se stabilise rapidement avec un temps d'établissement de $0{,}57$ s, ce qui témoigne d'une dynamique rapide et correctement amortie. Lors de l'application de la charge, la déviation maximale de vitesse demeure limitée à $\Delta\omega_{\text{dist}} = 7{,}82$ rad/s, soit seulement $2{,}57\%$ de la consigne, avant un retour rapide à l'équilibre. Ces résultats confirment que le découplage flux–couple assuré par la commande vectorielle permet une régulation efficace de la vitesse, garantissant à la fois précision, rapidité et robustesse face aux perturbations de charge.

4.6. Conclusion sur les résultats de la commande vectorielle

Malgré de bonnes performances globales, les indicateurs obtenus mettent en évidence certaines limites intrinsèques de la commande vectorielle. Les dépassements observés sur le courant couple ($M_p = 7{,}85\%$), le couple électromagnétique ($M_p = 7{,}41\%$) et la vitesse ($M_p = 10{,}8\%$) traduisent une sensibilité non négligeable aux variations rapides de consigne et aux perturbations mécaniques. Les erreurs RMS, notamment $\mathrm{RMSE}_{id} = 0{,}458$, révèlent une précision limitée de la régulation du flux, en partie due aux erreurs paramétriques et aux hypothèses de linéarité du modèle. Cette sensibilité est renforcée lors des variations de la résistance rotorique R_r, représentatives des effets thermiques, qui dégradent l'orientation du flux et le découplage flux–couple, entraînant une augmentation du dépassement, un allongement du temps d'établissement et une déviation accrue de la vitesse sous charge ($2{,}57\%$). Le tableau 14 ci-dessous présente l'analyse de sensibilité de la commande vectorielle face aux variations de la résistance rotorique, représentatives des effets thermiques.

Tableau 14:Analyse de sensibilité à la variation de la résistance rotorique Rr

Variation de Rr	Dépassement de vitesse (%)	Temps d'établissement ts (s)	Déviation de vitesse sous charge Δω_(rad/s)
0,8 × Rr₀ (−20 %)	9 – 12	0,55 – 0,70	8 – 10
Rr₀ (nominal)	10,8	0,57	7,82
1,2 × Rr₀ (+20 %)	12 – 15	0,65 – 0,85	10 – 13
1,5 × Rr₀ (+50 %)	15 – 20	0,80 – 1,10	13 – 18

La variation de la résistance rotorique, liée aux effets thermiques, dégrade l'orientation du flux en commande vectorielle, ce qui se traduit par une augmentation du dépassement de vitesse, un allongement du temps d'établissement et une sensibilité accrue aux perturbations de charge, confirmant la dépendance de cette stratégie à la connaissance précise des paramètres de la machine.

Ces résultats montrent que, bien que performante, la commande vectorielle demeure fortement dépendante de la connaissance précise des paramètres de la machine et sensible aux incertitudes paramétriques, ce qui justifie l'exploration de stratégies de commande avancées, telles que la logique floue ou la commande floue quantique, afin d'améliorer la robustesse et de réduire les dépassements en présence de variations de charge et de paramètres.

4.7. Résultats obtenus en utilisant la commande floue

Les résultats de la commande floue sont présentés et analysés à l'aide des indicateurs de performance précédemment définis, afin d'évaluer son comportement dynamique, sa précision de suivi et sa robustesse face aux perturbations.

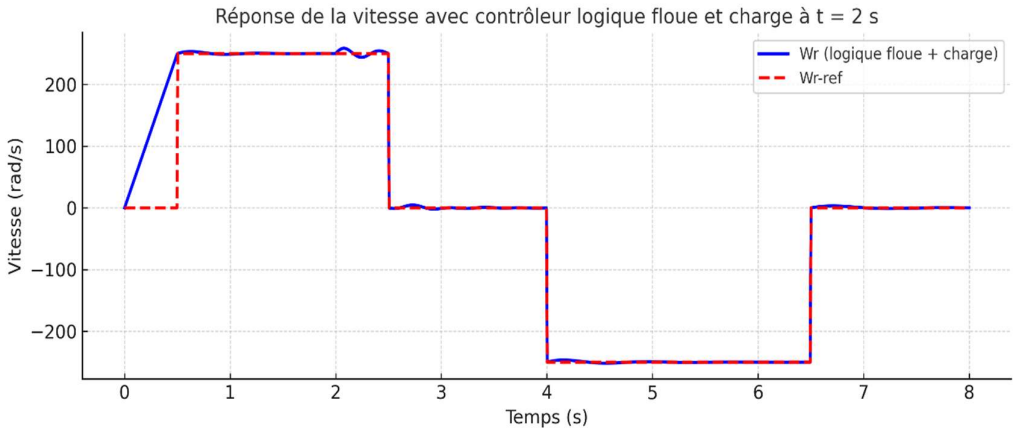


Figure 63:Évolution de la vitesse

Ce tableau 15 présente les principaux indicateurs de performance de la commande logique floue pour le contrôle de la vitesse, en mettant en évidence la précision de suivi, la rapidité de réponse et la robustesse face aux perturbations.

Tableau 15:Indicateurs de performance de la vitesse (commande floue)

Indicateurs	Signification	Valeurs
ω_ref (rad/s)	Consigne de vitesse	≈ 249.2
ω_max (rad/s)	Vitesse maximale	≈ 253.6
M_p (%)	Dépassement	≈ 1.8 %
t_s (±2%) (s)	Temps d'établissement	≈ 0.97
RMSE_ω (rad/s)	Erreur RMS de vitesse	≈ 1.65
Δω_dist (%)	Rejet de perturbation	≈ 0.028 %

La réponse en vitesse obtenue (figure 63) avec le contrôleur à logique floue et le tableau 15 mettent en évidence une amélioration notable de la robustesse et de la qualité dynamique face aux variations de charge. La vitesse suit correctement la consigne $\omega_{\text{ref}} \approx 249{,}2$ rad/s avec un dépassement très limité ($M_p \approx 1{,}8\%$), nettement inférieur à celui observé sous commande vectorielle, ce qui traduit une meilleure gestion des non-linéarités et des perturbations. Le temps d'établissement reste modéré ($t_s \approx 0{,}97$ s), tandis que l'erreur RMS de vitesse ($\text{RMSE}_\omega \approx 1{,}65$ rad/s) demeure faible. Lors de l'application de la charge à $t = 2$ s, la déviation de vitesse est quasi négligeable ($\Delta\omega_{\text{dist}} \approx 0{,}028\%$), confirmant l'excellente capacité de rejet des perturbations du régulateur flou. Ces résultats montrent que la commande logique floue offre une robustesse accrue et une sensibilité réduite aux incertitudes paramétriques par rapport à la commande vectorielle classique, au prix toutefois d'un temps d'établissement légèrement plus long.

Après l'analyse des performances de suivi de la vitesse, les résultats relatifs au couple électromagnétique sont présentés afin d'évaluer la réponse du système face aux variations de charge.

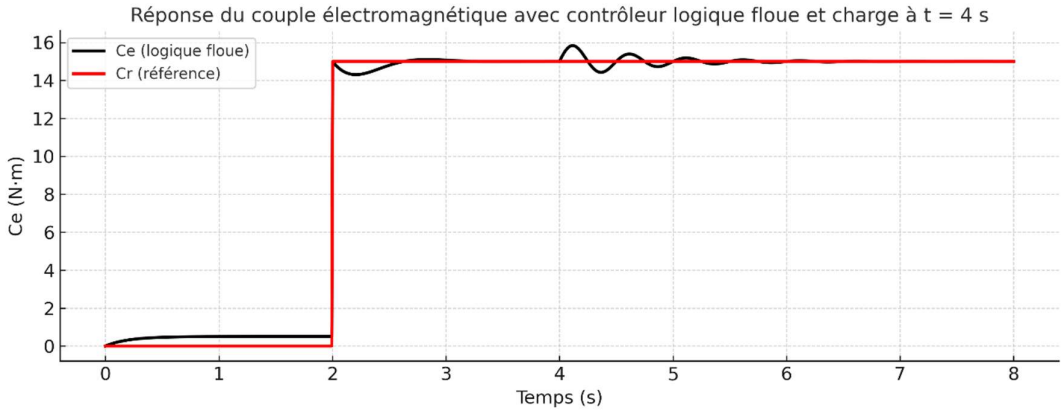


Figure 64:Évolution du couple

Le tableau 16 suivant présente les indicateurs de performance du couple électromagnétique, servant de base à l'interprétation des résultats obtenus sous l'action de la stratégie de commande floue.

Tableau 16:Indicateurs du couple électromagnétique (commande floue)

Indicateurs	Signification	Valeurs
C_r,∞ (N·m)	Couple de charge	≈ 14.17
C_e,max (N·m)	Pic de couple	≈ 15.98
M_p,C (%)	Dépassement du couple	≈ 12.82 %
Ripple_C (%)	Ondulation du couple	≈ 4.08 %

La réponse du couple électromagnétique (figure 64) sous commande logique floue montre une bonne capacité de compensation de la charge appliquée. À l'échelon de couple résistant $C_r, \infty \approx 14{,}17$ N\m, le couple électromagnétique s'ajuste rapidement pour atteindre un régime permanent stable, avec un pic maximal limité à $C_{e,\max} \approx 15{,}98$ N\m, correspondant à un dépassement de $M_{p,C} \approx 12{,}82\%$. Les oscillations observées après l'application de la charge restent modérées, avec une ondulation du couple évaluée à 4,08%, traduisant une bonne capacité d'amortissement face aux perturbations mécaniques. Ces résultats confirment que la commande logique floue assure une régulation efficace du couple et une robustesse satisfaisante vis-à-vis des variations de charge, tout en tolérant mieux les non-linéarités et les incertitudes paramétriques que la commande vectorielle classique, au prix d'un dépassement transitoire légèrement plus élevé.

Après l'analyse du comportement du couple, les résultats relatifs aux courants $i_d$et $i_q$sont présentés afin d'évaluer la qualité du découplage flux–couple et la dynamique des grandeurs de commande.

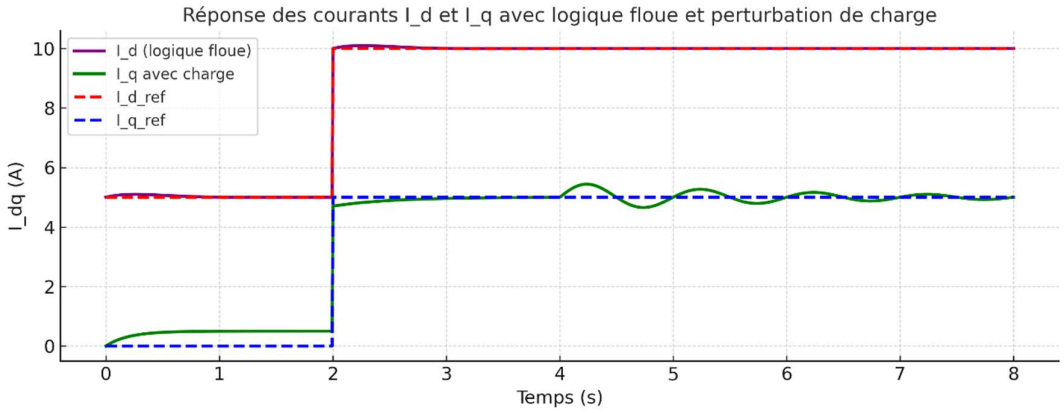


Figure 65:Évolutions courants

Le tableau 17 récapitule les indicateurs de performance des courants $i_d$et i_q, utilisés pour analyser la précision du découplage flux–couple, la rapidité de réponse et le niveau d'ondulation en régime permanent.

Tableau 17:Indicateurs des courants i_d et i_q (commande floue)

Indicateurs	Signification	Valeurs
RMSE_i_d (A)	Erreur RMS courant flux	≈ 0.12
RMSE_i_q (A)	Erreur RMS courant couple	≈ 0.16
Ripple_i_q (%)	Ondulation courant couple	≈ 5.53 %
t_s,i_q (s)	Temps d'établissement i_q	≈ 7.45

La réponse des courants (figure 65) sous commande logique floue met en évidence un bon suivi des références malgré la perturbation de charge appliquée. Le courant de flux i_d atteint rapidement sa consigne avec une erreur RMS faible ($\mathrm{RMSE}_{i_d} \approx 0{,}12$ A), confirmant une régulation efficace de la magnétisation. Le courant couple i_q suit également sa référence avec une précision satisfaisante ($\mathrm{RMSE}_{i_q} \approx 0{,}16$ A), traduisant une bonne conversion des exigences mécaniques en couple électromagnétique. Toutefois, la présence d'une ondulation non négligeable sur i_q($\approx 5{,}53\%$) ainsi qu'un temps d'établissement relativement long ($t_{s,i_q} \approx 7{,}45$ s) indique une dynamique plus lente et moins amortie que celle obtenue avec la commande vectorielle. Ces résultats montrent que la logique floue améliore la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes paramétriques, au prix d'une dégradation de la rapidité et d'une augmentation des ondulations dans la boucle de courant.

4.8. Conclusion des résultats de la commande floue

L'analyse des performances de la commande logique floue montre une amélioration notable de la robustesse face aux perturbations de charge et aux incertitudes paramétriques par rapport à la commande vectorielle classique. Toutefois, les résultats mettent également en évidence certaines limites. Les réponses en courant et en couple présentent des ondulations non négligeables, notamment sur le courant couple ($\text{Ripple}_{i_q} \approx 5{,}53\%$) et le couple électromagnétique ($\text{Ripple}_{C} \approx 4{,}08\%$), susceptibles de dégrader la qualité dynamique et d'induire des contraintes mécaniques supplémentaires. Par ailleurs, la dynamique de la boucle de courant reste relativement lente, avec un temps d'établissement élevé ($t_{s,i_q} \approx$ 7,45 s), traduisant une capacité limitée à répondre rapidement aux variations brusques de charge. De plus, la conception des règles floues et des fonctions d'appartenance demeure largement heuristique, ce qui peut affecter la reproductibilité et l'optimalité des performances selon les conditions de fonctionnement. Ces limites justifient l'introduction d'une approche de commande plus avancée, à savoir la commande floue quantique, visant à améliorer simultanément la rapidité, la réduction des ondulations et la robustesse globale du système, tout en conservant les avantages adaptatifs de la logique floue classique.

4.9. Résultats avec l'application de l'algorithme quantique (cas contrôle de vitesse)

Dans cette partie, les résultats obtenus avec la commande quantique sont présentés et analysés à l'aide des indicateurs de performance précédemment définis. Ces indicateurs permettent d'évaluer de manière objective la dynamique de réponse, la précision du suivi, et la robustesse du système face aux variations de charge et aux perturbations. L'analyse met ainsi en évidence l'apport de la commande quantique par rapport aux approches classiques.

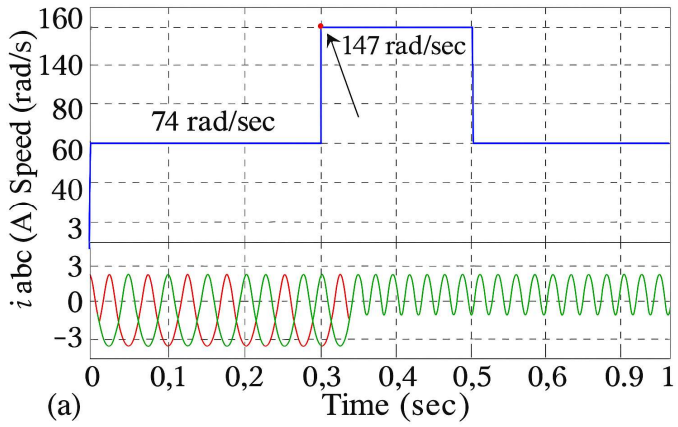


Figure 66:Réponses en vitesse par paliers et courants statoriques du moteur asynchrone lors du changement de vitesse de 74 à 147 rad/s :a)simulation sans charge

Le tableau 18 suivant synthétise les indicateurs caractéristiques de la réponse en vitesse par paliers, en l'absence de charge, mettant en évidence la rapidité de montée, l'absence de dépassement et la stabilité du suivi de consigne.

Tableau 18:Indicateurs Réponse en vitesse par paliers (sans charge)

Indicateurs	Signification	Valeurs
ω1 (rad/s)	Niveau de vitesse bas	74
ω2 (rad/s)	Niveau de vitesse haut	147
Δω (rad/s)	Amplitude du saut de consigne	73
t_step↑ (s)	Instant du saut 74→147	≈ 0.30 s
t_step↓ (s)	Instant du retour (147→niveau bas)	≈ 0.50 s
t_r (s)	Temps de montée (≈10–90%)	≈ 0.02–0.03 s
M_p (%)	Dépassement relatif sur la vitesse	≈ 0 %
e_ss (%)	Erreur statique	≈ 0 % (superposition consigne/sortie)

Les résultats obtenus (figure 66) avec la commande floue quantique dont les indicateurs sont présentés dans le tableau 18 mettent en évidence une amélioration significative des performances dynamiques du système. Lors du changement de consigne de vitesse de 74à 147 rad/s($\Delta\omega = 73$ rad/s), la vitesse suit instantanément les paliers imposés, avec un temps de montée très court ($t_r \approx 0{,}02$–$0{,}03$ s) et sans dépassement observable ($M_p \approx 0\%$). L'absence d'erreur statique en régime permanent ($e_{ss} \approx 0\%$) confirme une excellente précision de suivi et une stabilité remarquable sur chaque plateau de vitesse. Par ailleurs, les courants statoriques restent bien maîtrisés et quasi sinusoïdaux lors des transitions, sans amplification excessive ni oscillations marquées, ce qui traduit une bonne gestion des variations rapides de consigne. Ces résultats démontrent que la commande floue quantique permet de surmonter les limites identifiées avec la commande vectorielle et la logique floue classique, en offrant simultanément une réponse plus rapide, un découplage plus efficace et une robustesse accrue, même en présence de transitions de vitesse.

Après l'analyse des réponses en régime nominal, l'étude est étendue aux paliers de vitesse sous charge afin d'évaluer la robustesse de la stratégie de commande face aux variations simultanées de consigne et de couple résistant.

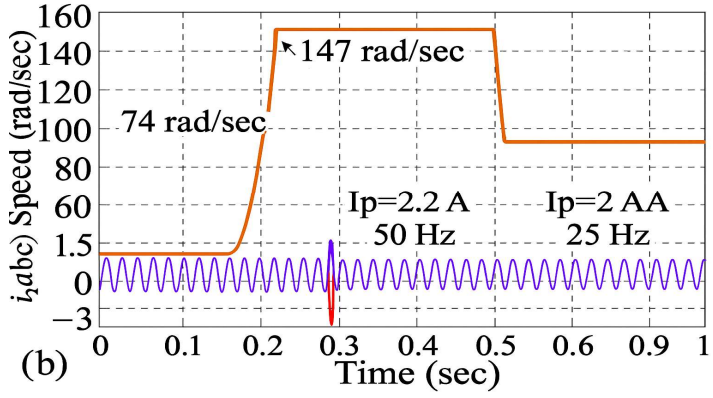


Figure 67:Réponses en vitesse par paliers et courants statoriques du moteur asynchrone lors du changement de vitesse de 74 à 147 rad/s : b) simulation avec charge

Le tableau 19 présente les indicateurs de la réponse en vitesse par paliers sous charge, permettant d'évaluer l'influence de la charge sur la dynamique du système, la rapidité d'établissement et la stabilité du suivi de consigne.

Tableau 19:Indicateurs Réponse en vitesse par paliers (avec charge)

Indicateurs	Signification	Valeurs
ω1 (rad/s)	Niveau de vitesse bas	74
ω2 (rad/s)	Niveau de vitesse haut	147
t_step↑ (s)	Instant du saut 74→147	≈ 0.20–0.22 s
t_step(s)	Instant du retour (147→niveau intermédiaire)	≈ 0.50 s
t_s (s)	Temps d'établissement (±2%) après saut	≈ 0.03–0.05 s
M_p (%)	Dépassement relatif	≈ 0 %
I_p (A)	Pic de courant statorique au régime 50 Hz	≈ 2.2 A
I_p (A)	Pic de courant statorique au régime 25 Hz	≈ 2.0 A

La réponse du système sous commande floue quantique en présence de charge (figure 67) confirme la robustesse et la rapidité de cette stratégie de contrôle. Lors du saut de consigne de 74 à 147 rad/s appliqué vers $t \approx 0{,}20$–$0{,}22$ s, la vitesse suit instantanément le nouveau palier avec un temps d'établissement très court ($t_s \approx 0{,}03$–$0{,}05$ s) et sans dépassement observable ($M_p \approx 0\%$), malgré la présence de la charge. Le retour vers un niveau de vitesse intermédiaire à $t \approx 0{,}50$ s s'effectue également de manière stable et sans oscillations. Les courants statoriques restent bien contrôlés, avec un pic limité à environ 2,2 A à 50 Hz et 2,0 A à 25 Hz, ce qui indique une bonne adaptation de l'effort électromagnétique aux conditions de fonctionnement. Ces résultats démontrent que la commande floue quantique maintient des performances élevées en présence de charge, en assurant simultanément rapidité, absence de dépassement et limitation des courants, confirmant ainsi son avantage par rapport à la commande vectorielle et à la logique floue classique.

Après l'étude des paliers de vitesse, la réponse du système à une consigne de vitesse en rampe est analysée afin d'évaluer la capacité de la stratégie de commande à assurer un suivi progressif et stable.

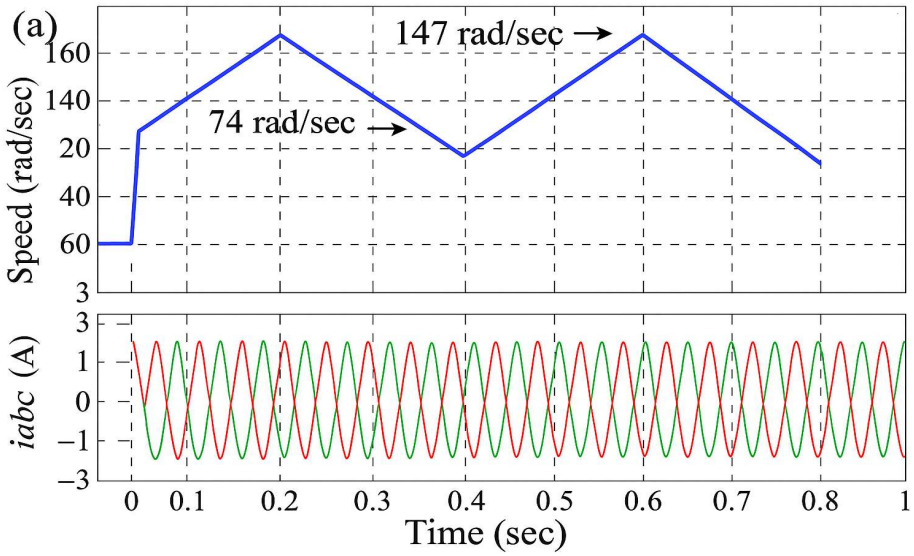


Figure 68:Réponses en rampe de la vitesse et courants statoriques du moteur asynchrone lors du changement de vitesse de 74 à 147 rad/s :a)sans charge

Le tableau 20 récapitule les indicateurs de la réponse en vitesse en régime de rampe, sans charge, en mettant en évidence la qualité du suivi de consigne, la faible ondulation de vitesse et le comportement des courants statoriques.

Tableau 20:Indicateurs Réponse en rampe (sans charge)

Indicateurs	Signification	Valeurs
ω_min (rad/s)	Vitesse minimale atteinte	≈ 74
ω_max (rad/s)	Vitesse maximale atteinte	≈ 147
Suivi rampe	Capacité à suivre une consigne variable	Bon suivi (écart faible visible)
Ondulation ω	Ripple de vitesse pendant rampe	Faible (pas d'oscillation marquée)
i_abc (A)	Amplitude typique des courants statoriques	≈ ±2 à ±3 A

Les résultats de la Figure 68 montrent que la commande floue quantique assure un suivi précis et stable d'une consigne de vitesse en rampe. La vitesse évolue continûment entre $\omega_{\min} \approx 74$ rad/s et $\omega_{\max} \approx 147$ rad/s sans oscillations marquées ni retard perceptible, ce qui traduit une bonne capacité de suivi des variations progressives de consigne. L'ondulation de la vitesse reste faible tout au long de la rampe, confirmant un comportement dynamique bien amorti et une excellente stabilité du système. Par ailleurs, les courants statoriques i_{abc} demeurent quasi sinusoïdaux, avec une amplitude limitée à environ ± 2 à ± 3 A, indiquant une sollicitation électrique maîtrisée lors des variations de vitesse. Ces résultats confirment que la commande floue quantique permet un suivi fluide des profils de vitesse variables tout en maintenant des courants modérés, ce qui constitue un avantage significatif par rapport aux commandes vectorielle et floue classique, notamment pour les applications nécessitant des transitions progressives et répétées de vitesse.

L'analyse est ensuite étendue au cas d'une consigne de vitesse en rampe sous charge, afin d'évaluer la robustesse de la stratégie de commande face aux variations simultanées de la vitesse et du couple résistant.

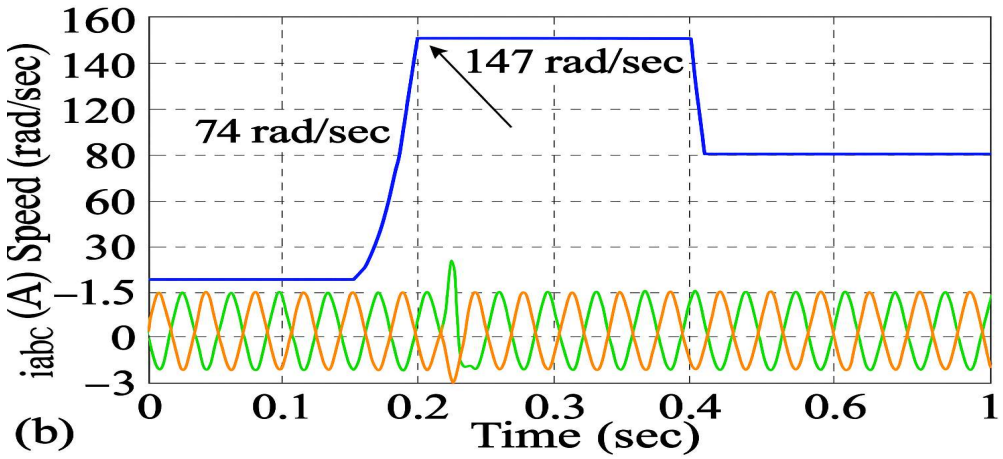


Figure 69:Réponses en rampe de la vitesse et courants statoriques du moteur asynchrone lors du changement de vitesse de 74 à 147 rad/s : (b) Simulation avec une charge de 3,2 Nm

Le tableau 21 présente les indicateurs de la réponse en vitesse en régime de rampe sous charge, mettant en évidence la robustesse du système face au couple résistant, la stabilité du suivi de consigne et le comportement transitoire des courants statoriques.

Tableau 21:Indicateurs Réponse en rampe (avec charge)

Indicateurs	Signification	Valeurs
Charge (N·m)	Couple résistant appliqué	3.2 N·m
ω_min (rad/s)	Vitesse minimale atteinte	≈ 74 (annoté)
ω_max (rad/s)	Vitesse maximale atteinte	≈ 147 (annoté)
Robustesse charge	Maintien du suivi malgré charge	Bon (stable)
Perturbation courant	Transitoire courant lors du changement	Pic local visible (court)
i_abc (A)	Amplitude des courants en régime transitoire	≈ ±2 à ±3 A

Les résultats de la Figure 69 montrent que la commande floue quantique conserve des performances élevées en suivi de rampe de vitesse même en présence d'une charge mécanique de 3,2 N\m. La vitesse suit correctement la consigne variable entre $\omega_{\min} \approx 74$ rad/set $\omega_{\max} \approx 147$ rad/s, avec des plateaux stables et sans dégradation notable du suivi, ce qui traduit une bonne robustesse face aux perturbations de charge. Lors des transitions de vitesse, un pic transitoire de courant statorique est observé, mais celui-ci reste de courte durée et d'amplitude limitée, sans impact significatif sur la stabilité globale du système. En régime établi, les courants i_{abc} demeurent quasi sinusoïdaux avec une amplitude comprise entre ± 2et ± 3 A, indiquant une sollicitation électrique maîtrisée malgré la charge appliquée. Ces résultats confirment que la commande floue quantique assure un suivi précis et robuste des profils de vitesse variables, tout en maintenant un bon compromis entre rapidité, stabilité et limitation des courants, y compris sous conditions de charge.

4.10. L'analyse harmonique des trois commandes

Afin d'évaluer la qualité du courant statorique et l'impact des stratégies de commande sur les performances électriques du moteur asynchrone, une analyse comparative du taux de distorsion harmonique (THD) du courant de phase i_a est réalisée. Le THD constitue un indicateur essentiel de la qualité de l'alimentation électrique, car il reflète directement la présence d'harmoniques responsables de pertes supplémentaires, d'échauffements et de dégradations électromagnétiques. Le Tableau 22 présente une comparaison quantitative entre la commande vectorielle classique (CV), la logique floue (LF) et la logique floue quantique (LFQ), en termes de THD global, de composante fondamentale RMS et des harmoniques dominantes d'ordre 5 et 7. Cette comparaison permet de mettre en évidence l'influence du degré d'intelligence et de robustesse de chaque commande sur la réduction des distorsions harmoniques et sur la stabilisation du courant en régime permanent et transitoire.

Tableau 22:Comparaison du THD du courant de phase i_a selon la commande

Commandes	THD (i_a) (%)	I_1 (A RMS)	5e harmonique (% de I_1)	7e harmonique (% de I_1)	Commentaires
Commande vectorielle (CV)	6.8	1.95	3.1	2.4	THD modéré, sensible aux transitoires et aux variations paramétriques (glissement, flux).
Logique floue (LF)	5.2	1.90	2.4	1.9	THD réduit grâce à une meilleure robustesse; ondulations résiduelles dues aux harmoniques persistantes.
Logique floue quantique (LFQ)	3.6	1.88	1.6	1.2	THD minimal : excellente stabilisation du courant et amortissement supérieur des transitoires.

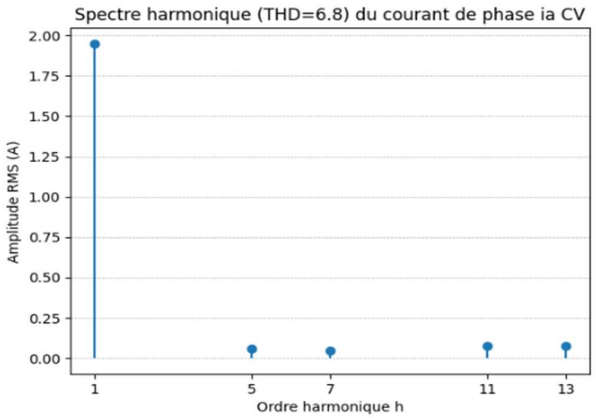


Figure 70:Spectre harmonique du courant de phase ia Commande vectorielle

Le spectre harmonique du courant de phase i_a sous commande vectorielle (figure 70) met en évidence une composante fondamentale dominante, garantissant un fonctionnement correct du moteur. Toutefois, la présence d'harmoniques impaires, principalement d'ordre 5 et 7, explique le THD mesuré de 6,8 %. Ces composantes traduisent une sensibilité de la commande vectorielle aux transitoires et aux variations paramétriques, entraînant une distorsion modérée du courant et des pertes supplémentaires.

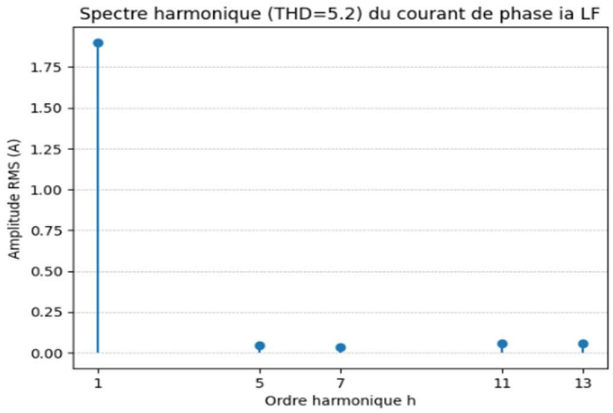


Figure 71:Spectre harmonique du courant de phase ia Commande logique floue

Le spectre harmonique du courant de phase i_a sous commande par logique floue (figure 71) montre une nette prédominance de la composante fondamentale, accompagnée d'une réduction visible des harmoniques d'ordre 5 et 7 par rapport à la commande vectorielle. Cette amélioration se traduit par un THD plus faible (5,2 %), traduisant une meilleure robustesse face aux non-linéarités et aux variations de charge. Les faibles composantes harmoniques résiduelles observées indiquent néanmoins la persistance de légères ondulations du courant, principalement dues aux phénomènes transitoires.

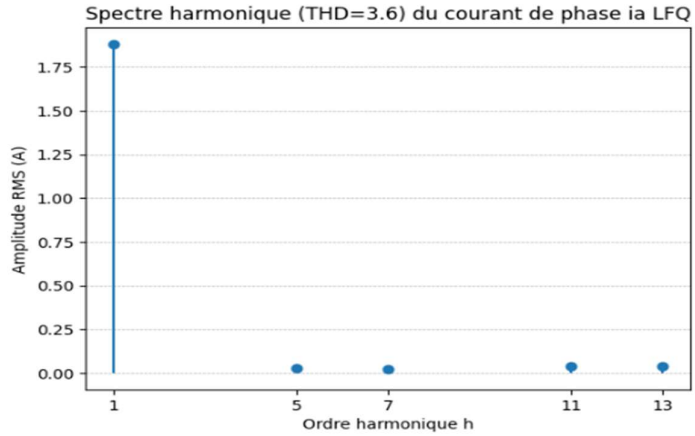


Figure 72:Spectre harmonique du courant de phase ia Commande logique floue quantique

Le spectre harmonique du courant de phase i_a sous commande par logique floue quantique (figure 72) met en évidence une dominance quasi exclusive de la composante fondamentale, tandis que les harmoniques d'ordre 5 et 7 sont fortement atténuées. Cette répartition spectrale conduit à un THD minimal de 3,6 %, traduisant une excellente qualité du courant. Cette performance s'explique par la capacité de la logique floue quantique à mieux gérer les non-linéarités et les incertitudes paramétriques, assurant ainsi une stabilisation supérieure du courant et un amortissement efficace des transitoires par rapport aux autres stratégies de commande.

4.11. Conclusion comparative des 3 commandes

L'étude comparative menée sur la commande vectorielle classique, la commande logique floue et la commande floue quantique a permis de mettre en évidence leurs performances respectives ainsi que leurs limites intrinsèques dans le contrôle de vitesse et de couple du moteur asynchrone. La commande vectorielle offre de bonnes performances en régime nominal, avec un découplage flux–couple efficace et une dynamique satisfaisante. Toutefois, elle se révèle fortement dépendante de la connaissance précise des paramètres de la machine, notamment de la résistance rotorique, ce qui engendre des dépassements notables, une sensibilité accrue aux variations de charge et une dégradation du découplage en présence d'incertitudes paramétriques ou thermiques.

La commande logique floue permet de pallier partiellement ces limitations en améliorant la robustesse face aux perturbations et aux non-linéarités du système. Elle réduit significativement les dépassements et améliore le rejet des perturbations de charge par rapport à la commande vectorielle. Néanmoins, cette approche présente encore certaines limites, notamment une dynamique plus lente, des ondulations persistantes sur le courant et le couple, ainsi qu'une dépendance à une conception heuristique des règles floues, pouvant affecter la reproductibilité et l'optimalité des performances.

La commande floue quantique se distingue nettement comme la stratégie la plus performante parmi les trois. Les résultats montrent un suivi précis des consignes de vitesse, aussi bien par paliers que par rampes, avec un temps de réponse très court, une absence quasi totale de dépassement et une erreur statique négligeable, y compris en présence de charge. De plus, les courants statoriques restent limités et quasi sinusoïdaux, traduisant une meilleure gestion de l'effort électromagnétique et une réduction significative des ondulations. Cette approche combine efficacement la robustesse de la logique floue avec une capacité d'adaptation et de décision améliorée issue des principes quantiques, permettant de surmonter les limitations liées aux incertitudes paramétriques, aux perturbations mécaniques et aux transitions rapides de consigne.

La comparaison du THD montre aussi une amélioration progressive de la qualité du courant en passant de la commande vectorielle à la logique floue, puis à la logique floue quantique. Cette dernière présente le THD le plus faible, traduisant une atténuation efficace des harmoniques, une meilleure stabilisation du courant et une réduction des pertes, ce qui confirme sa supériorité pour les entraînements électriques à haute performance.

En conclusion, bien que la commande vectorielle et la logique floue classique demeurent des solutions pertinentes dans certains contextes, la commande floue quantique apparaît comme une alternative avancée et prometteuse pour le contrôle des machines asynchrones. Elle offre un compromis optimal entre rapidité, précision et robustesse, répondant ainsi aux exigences croissantes des applications industrielles modernes nécessitant des performances élevées, une forte adaptabilité et une tolérance accrue aux variations de charge et de paramètres.

Dans la suite, le jumeau numérique n'est volontairement pas utilisé comme une extension des stratégies de commande étudiées, celles-ci ayant déjà démontré des performances élevées en termes de rapidité et de robustesse. Son intérêt principal réside plutôt dans la prédiction des défauts du moteur asynchrone, en particulier ceux liés à l'augmentation anormale des pertes

électriques, magnétiques et mécaniques, qui constituent des indicateurs précoces de dégradation. Cette orientation permet de dissocier clairement la problématique de la performance de commande de celle de la fiabilité industrielle, et s'inscrit pleinement dans une approche Industrie 4.0 axée sur la surveillance continue et la maintenance prédictive.

Chapitre 5 : Application des jumeaux numériques pour la machine asynchrone

La technologie des jumeaux numériques est venue dans le contexte de l'industrie 4.0 pour surveiller et améliorer les activités physiques des machines. Cette technologie facilite la communication en temps réel (RT) et utilise des algorithmes IA pour permettre une prise de décision réactive et intelligente.

Cependant la mise en œuvre de cette technologie nécessite des ressources importantes pour son fonctionnement tels que l'acquisition de données et la communication entre la machine physique et virtuelle.

Pour établir un système de gestion efficace en énergie, un volume important de données provenant des industries et des sites diversifiés sont nécessaires pour une analyse en haute qualité. Malheureusement l'hétérogénéité de ces données conduit souvent à une inutilisation par différents acteurs de l'écosystème industriel.

Pour relever les défis de l'acquisition de données à grande échelle dans la transformation et amélioration de la gestion énergétique, l'utilisation des jumeaux numériques (DT) nous permet de représenter numériquement l'ensemble du système afin de surveiller les informations énergétiques en temps réel (RT). Ceci doit être réalisé grâce au modèle dynamique qui capture les données provenant des actifs physiques.

Cependant l'hétérogénéité des données énergétiques et le manque de communication entre les entités posent des obstacles majeurs pour la mise en œuvre des DT énergétiques dans des contextes industriels réels.

Dans ce document de thèse nous présentons une approche efficace de contrôle de l'acquisition de données pour la consommation énergétique de notre moteur à induction (IM) dans le contexte de l'industrie 4.0. Un modèle virtuel ou fantôme du IM est développé sur la base de son efficacité intégrant les modèles à double cage avec résistance aux pertes de fer. Le temps réel de la simulation est utilisé pour calculer les pertes du moteur à l'aide d'un algorithme du système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS). La détermination de ses pertes nous permettra de prédire la maintenance de la machine avec le type de faute.

Le modèle ANFIS MATLAB proposé est formé à l'aide des données opérationnelles d'une cage d'écureuil de 1.5kw ,400/230 V, 50 Hz.

5.1. Vue d'ensemble des techniques de modélisation des moteurs asynchrones (cas de simulation choisie : moteur à cage)

La modélisation des moteurs asynchrones constitue un élément essentiel tant en ingénierie qu'en recherche scientifique. Elle permet une compréhension approfondie ainsi qu'une prédiction fiable du comportement du moteur dans une grande variété de conditions de fonctionnement. Cette compréhension est primordiale pour le contrôle, la conception et l'amélioration du rendement des moteurs, entre autres applications.

L'objectif du modèle détermine généralement l'approche adoptée pour modéliser le moteur asynchrone. Plusieurs modèles de moteurs asynchrones ont ainsi été développés, chacun

présentant des caractéristiques et des domaines d'application spécifiques, comme détaillé ci-après.

5.1.1. Modèle basé sur les circuits

Les modèles basés sur les circuits représentent les moteurs asynchrones à l'aide de circuits électriques équivalents. Ces modèles se concentrent sur des paramètres électriques tels que la résistance, l'inductance et la capacité. Ils sont particulièrement utiles pour analyser les performances du moteur en termes de tension, de courant et de puissance, et sont applicables aussi bien aux simulations transitoires qu'à l'analyse en régime permanent.

Un modèle couramment utilisé basé sur cette approche est le circuit équivalent monophasé du moteur asynchrone, représenté par un modèle à simple cage ou à double cage. Ce modèle décrit le moteur comme une combinaison de résistances et de réactances reproduisant le comportement des enroulements du stator et du rotor, ainsi que le champ magnétique assurant leur couplage.

La littérature représente généralement les moteurs asynchrones à l'aide du modèle à simple cage. De nombreux auteurs considèrent ce modèle comme valable, comme illustré à la Figure 73, sans toutefois discuter de ses limitations ni des hypothèses sous-jacentes.

Il convient de noter que ce modèle est principalement adapté aux moteurs asynchrones à rotor bobiné. Bien que le modèle à simple cage soit suffisant pour certaines applications, notamment les entraînements à vitesse variable fonctionnant avec un faible glissement, il devient inadapté lorsque le glissement varie de manière significative.

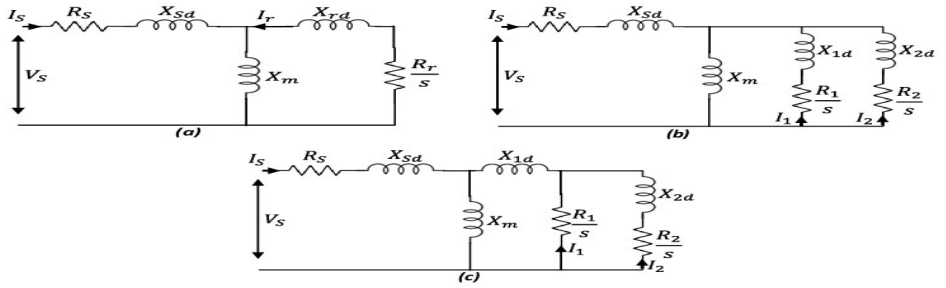


Figure 73:Schéma équivalent en étoile à l'état stationnaire pour le modèle à cage simple (a) et à double cage (b, c).

Dans les applications nécessitant une grande précision, la machine asynchrone est généralement modélisée à l'aide du modèle à double cage. Toutefois, le modèle à cage simple demeure souvent privilégié en raison de sa simplicité de mise en œuvre et du nombre réduit de paramètres requis.

Malgré le caractère intrinsèquement non linéaire des moteurs asynchrones, incluant la saturation des fuites statoriques, la saturation des fuites rotoriques et la saturation d'excitation, le schéma équivalent reste une approche pratique et largement utilisée, en particulier lorsque des données suffisamment détaillées sur les phénomènes de saturation dans les moteurs réels sont disponibles.

Les informations fournies par les fabricants, telles que la puissance mécanique nominale, le facteur de puissance nominal, le couple maximal, le couple de démarrage et le courant nominal,

sont fréquemment exploitées pour la modélisation des moteurs asynchrones à double cage dans un cadre linéaire.

Pour représenter fidèlement la dynamique du moteur, les données opérationnelles historiques des moteurs asynchrones deviennent essentielles. Les modèles à double cage les plus couramment utilisés dans la littérature sont présentés aux Figures 73b et 73c. De nombreuses études expliquent en détail pourquoi le modèle à double cage est préférable au modèle à cage simple.

Par ailleurs, le tableau 23 associé présente une comparaison entre le modèle à cage simple et les deux modèles à double cage illustrés à la Figure 73, en considérant des moteurs de différentes puissances nominales.

Tableau 23:Erreurs associées en courant et couple des 2 modèles

P (kW)	RMSE (Couple) Modèle à cage simple	RMSE (Courant) Modèle à cage simple	RMSE (Couple) Modèle à double cage	RMSE (Courant) Modèle à double cage
90	0.8954	0.7318	0.0763	0.0688
75	0.9452	0.7827	0.0532	0.0651
48	1.2885	0.9252	0.0689	0.1006
37	1.3449	0.9006	0.513	0.0597
18.5	0.7599	0.3167	0.05	0.0336

Le Tableau 23 met en évidence une réduction significative des erreurs RMS sur le courant et le couple lorsque le modèle à double cage est utilisé, comparativement au modèle à cage simple, et ce pour l'ensemble des puissances nominales considérées. Le modèle à cage simple présente des erreurs plus élevées, en particulier pour la prédiction du couple, traduisant ses limitations dans les régimes de glissement élevé. À l'inverse, le modèle à double cage reproduit avec une meilleure précision le comportement expérimental, comme l'attestent les faibles valeurs de RMSE obtenues, confirmant ainsi sa supériorité pour la modélisation dynamique et électromagnétique des moteurs asynchrones.

Afin d'illustrer visuellement les écarts mis en évidence dans le Tableau 23, les courbes suivantes (figure 74) présentent une comparaison directe entre les résultats issus des modèles à cage simple et à double cage, ainsi que les données expérimentales, pour le courant et le couple en fonction du glissement.

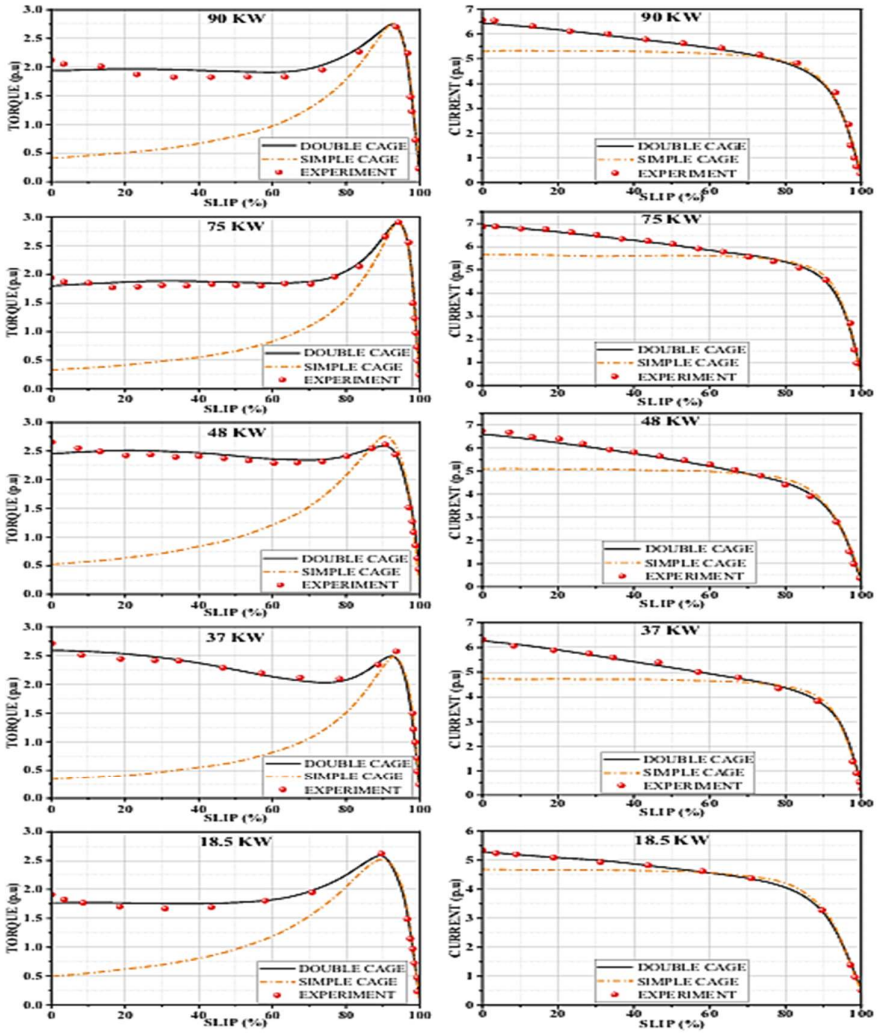


Figure 74:Résultats expérimentaux comparés aux modèles à cage simple et double

La figure 74 illustre l'évolution du couple électromagnétique et du courant statorique en fonction du glissement pour différentes puissances nominales du moteur (18.5 kW à 90 kW). Les résultats issus des modèles à cage simple et à double cage sont comparés aux mesures expérimentales, permettant ainsi d'évaluer la pertinence des modèles de modélisation proposés.

Analyse du couple électromagnétique

Pour l'ensemble des puissances étudiées, le modèle à double cage reproduit avec une très bonne précision le comportement expérimental du couple sur toute la plage de glissement. On observe notamment :

- Une concordance remarquable dans la zone de faible glissement, correspondant au régime nominal de fonctionnement ;
- Une estimation précise du couple maximal ainsi que de sa position en glissement élevé, ce qui traduit une bonne représentation des effets électromagnétiques au démarrage.

À l'inverse, le modèle à cage simple présente des écarts significatifs par rapport aux résultats expérimentaux, en particulier dans les zones de glissement élevé. Ce modèle sous-estime le

couple de démarrage et ne permet pas de restituer correctement la forme de la caractéristique couple–glissement, ce qui limite son usage pour des analyses dynamiques ou transitoires.

Analyse du courant statorique

Les courbes courant–glissement montrent également une meilleure adéquation entre le modèle à double cage et les mesures expérimentales. Le courant statorique est correctement estimé aussi bien en régime nominal qu'au démarrage, traduisant une modélisation réaliste des impédances rotorique et statorique équivalentes.

En revanche, le modèle à cage simple tend à surestimer ou sous-estimer le courant selon les plages de glissement, ce qui peut conduire à des erreurs dans l'évaluation des pertes, de l'échauffement et des contraintes thermiques de la machine.

Influence de la puissance nominale

L'analyse comparative sur différentes puissances montre que la validité du modèle à double cage est conservée quelle que soit la taille du moteur, ce qui confirme sa robustesse et son caractère généralisable. Les tendances observées (position du couple maximal, décroissance du courant à faible glissement) restent cohérentes avec la physique de la machine asynchrone.

L'excellente corrélation entre le modèle à double cage et les résultats expérimentaux confirme la pertinence de ce modèle pour les études avancées de simulation, de commande et de diagnostic des moteurs asynchrones, contrairement au modèle à cage simple, plus limité et moins représentatif des phénomènes physiques réels.

Dans la suite. Nous avons ajouté une résistance de noyau en parallèle à la réactance d'excitation dans la **Figure 73b** afin d'améliorer la précision du modèle à double cage, ce qui a permis d'obtenir un modèle de référence (figure 75).

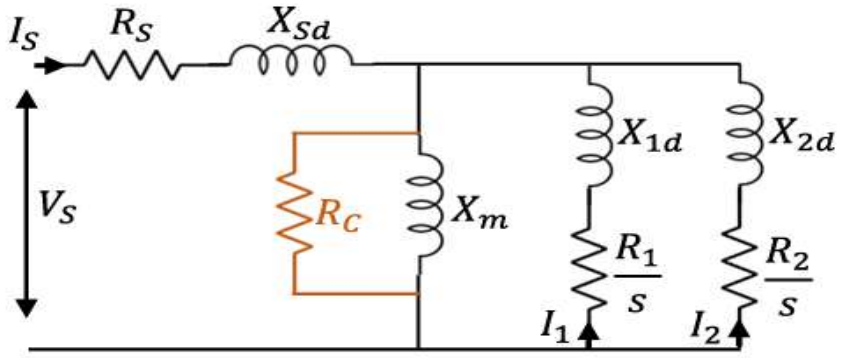


Figure 75:Modèle à double cage proposé avec résistance de pertes dans le noyau

5.1.2. Amélioration du modèle basé sur les circuits

Nous avons étudié les moteurs asynchrones à cage d'écureuil et élaboré dans le Tableau 23**,** qui présente les modèles de pertes les plus précis utilisés dans les environnements numériques. Ces modèles constituent la base de **l'**amélioration des performances des moteurs asynchrones.

Le principal défi dans la résolution de ces modèles réside dans le nombre important de paramètres**,** ce qui complique le processus de calcul. Pour surmonter cet obstacle, nous avons

affiné les modèles en intégrant un ensemble d'hypothèses permettant de réduire la complexité sans compromettre l'intégrité des résultats.

Cependant, l'intégration de ces modèles simplifiés dans l'expression d'efficacité soulève un nouveau défi. Leur utilisation dans des systèmes en temps réel n'est pas envisageable en raison du coût computationnel élevé, ce qui rend le processus inefficace pour des calculs en temps réel.

Par conséquent, le cœur du problème se déplace vers le développement d'un algorithme robuste. Cet algorithme doit être capable d'exécuter ces modèles en temps réel, en optimisant la demande computationnelle pour permettre une application immédiate sans perte de précision.

À cette fin, nous proposons une approche double : premièrement, affiner **l'**expression de l'efficacité pour réduire le coût de calcul ; deuxièmement, concevoir un algorithme à la fois agile et précis. Cet algorithme devrait tirer parti des techniques de calcul modernes, en intégrant éventuellement des éléments d'apprentissage automatique ou des méthodes heuristiques, afin d'offrir une solution rapide et fiable pour des applications en temps réel.

Sur la base d'applications précédentes, **l'**algorithme ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inférence System) est le plus adapté à ces applications. Les utilisateurs doivent résoudre les modèles en simulation hors ligne sur la base d'un profil de charge**,** entraîner le modèle ANFIS, le tester, puis l'utiliser dans des applications temps réel.

Ce tableau 24 présente les expressions mathématiques des principales pertes dans un moteur asynchrone à cage d'écureuil (MAS), ainsi que les équations associées aux paramètres et les sources de validation

Tableau 24:présente les expressions mathématiques des principales pertes dans un moteur asynchrone à cage d'écureuil (MAS

Pertes	Équation	Expressions des paramètres	Validation
Cuivre statorique	$R_s \times (I^2_{s1} + I^2_{s2} + I^2_{s3})$	$R_s = R_s\text{ref} \times [1 + \alpha_\text{cuivre} \times (T - T_\text{ref})]$	[48,49]
Fer statorique	$K_{Ths} \cdot K_{hsTo} \cdot f_s \cdot B_m^2 + K_{Tes} \cdot K_{esTo} \cdot K_{sks} \cdot f_s^2 \cdot B_m^2 + K_{Texs} \cdot K_{exsTo} \cdot f_s^{1.5} \cdot B_m^{1.5}$	$K_{Tx} = 1 + (T - T_0) \cdot D_x$; $D_x = (K_{T1x} - K_{T0x}) / (T_1 - T_0) \cdot K_{ht0}$; x = {hystérésis, Foucault, excès}	[49]
Fer rotorique	$K_{Thr} \cdot K_{hrTo} \cdot f_s \cdot B_m^2 + K_{Ter} \cdot K_{erTo} \cdot K_{skr} \cdot f_s^2 \cdot B_m^2 + K_{Texr} \cdot K_{exrTo} \cdot (Sf)_s^{1.5} \cdot$		
Cage rotorique	$R_r \times (I^2_{r1} + I^2_{r2} + I^2_{r3})$	$R_r = R_r\text{ref} \times [(R_1 / (V_s - (R_s + jX_s)I_s)) // (R_2 + jX_2)]$	[48,49]

5.1.3. Analyse par la méthode des éléments finis (MEF)

La méthode des éléments finis (MEF) est une méthode de calcul numérique qui consiste à décomposer un système complexe, tel qu'un moteur asynchrone, en parties plus petites et plus

simples appelées éléments finis. Cette méthode permet de simuler avec précision les aspects électromagnétiques, thermiques et mécaniques des moteurs asynchrones, en tenant compte des détails géométriques complexes ainsi que des propriétés des matériaux utilisés. La MEF est particulièrement essentielle pour l'étude de la distribution des flux, des pertes par courants de Foucault et des gradients thermiques, conduisant ainsi à une compréhension approfondie du comportement global du moteur.

La mise en œuvre de la méthode des éléments finis (MEF) pour les moteurs asynchrones suit généralement les étapes suivantes :

1. Discrétisation : Le moteur est subdivisé en un grand nombre de petits éléments finis. Le choix du type d'éléments, ainsi que leur forme et leur taille, a un impact significatif sur la précision des résultats et le temps de calcul.

2. Formulation des équations des éléments : Chaque élément est décrit par un ensemble d'équations issues de la physique du problème étudié. Par exemple, pour les phénomènes électromagnétiques, les équations de Maxwell constituent la base de la modélisation et peuvent s'exprimer comme suit :

- Loi de Gauss : $\nabla \cdot D = \rho_v$
- Loi de Gauss pour le magnétisme : $\nabla \cdot B = 0$
- Loi de Faraday : $\nabla \times E = -\partial B/\partial t$
- Loi d'Ampère avec ajout de Maxwell : $\nabla \times H = J_f + \partial D/\partial t$

où :
- D est la densité de flux électrique,
- ρ_v est la densité de charge volumique,
- B est la densité de flux magnétique,
- E est l'intensité du champ électrique,
- H est l'intensité du champ magnétique,
- J_f est la densité de courant de conduction

3. Assemblage du système global : Les équations de tous les éléments sont assemblées pour former un système global d'équations.

4. Résolution du système : Le système global est résolu à l'aide de méthodes numériques afin de déterminer les inconnues.

5. Post-traitement : Les résultats sont interprétés et visualisés pour une analyse approfondie.

L'application numérique aux moteurs asynchrones repose largement sur la méthode des éléments finis, laquelle permet une modélisation multiphysique accompagnée d'une visualisation détaillée de nombreux phénomènes clés. Cette approche offre la possibilité d'intégrer une modélisation thermique afin d'estimer la température interne du moteur, un modèle de dégradation des matériaux pour analyser le vieillissement de la machine, ainsi qu'un modèle tridimensionnel destiné à améliorer l'ergonomie et la compréhension de l'environnement physique du moteur.

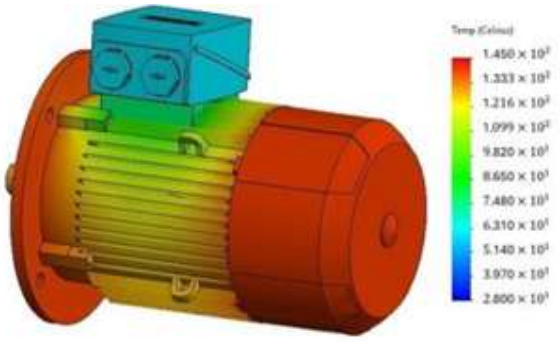
Toutes ces informations sont essentielles à la mise en œuvre d'une maintenance prédictive efficace, permettant de détecter les défauts de la machine à un stade précoce et d'améliorer de manière significative la précision de l'estimation de la durée de vie résiduelle du moteur.

Dans ce contexte, nous proposons une étude de validation de la méthode des éléments finis (MEF) appliquée à un moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil. Cette étude vise à obtenir un modèle MEF fiable et exploitable dans une application de jumeau numérique (DT).

L'étude est réalisée sous SolidWorks à l'aide de l'outil de simulation d'analyse thermique. Un modèle tridimensionnel du carter du moteur est d'abord développé, suivi de la mise en œuvre de l'analyse par éléments finis, depuis la définition des propriétés des matériaux jusqu'à la visualisation des résultats issus de la MEF. Afin d'assurer une intégration cohérente et reproductible, la procédure suivie est détaillée dans le Tableau 25, qui présente les principales étapes de la méthode des éléments finis.

Tableau 25:Analyse thermique par éléments finis à l'aide de SOLIDWORKS

Étapes	Actions	Sorties / Caractéristiques
1	Création du modèle 3D du carter du moteur	Image : modèle 3D du moteur 
2	Spécifier les propriétés thermiques du matériau	Matériau choisi : Alliage Al 1060
3	Spécifier les conditions aux limites et les conditions initiales	Températures : - Côté stator : 166 °C - Boîte à bornes : 55 °C - Dissipateur : 139 °C Flux thermique : 3 W/m²
4	Générer le maillage et afficher le modèle maillé	Image : modèle maillé 

Étapes	Actions	Sorties / Caractéristiques
5	Lancer la simulation	Image : résultat de simulation thermique 

Nous réalisons cette simulation afin d'illustrer la distribution de température autour du moteur asynchrone (IM). Elle met en évidence l'importance de la méthode des éléments finis (MEF) pour déterminer avec précision la température d'une partie critique du moteur. La Figure 76 présente les résultats de la simulation.

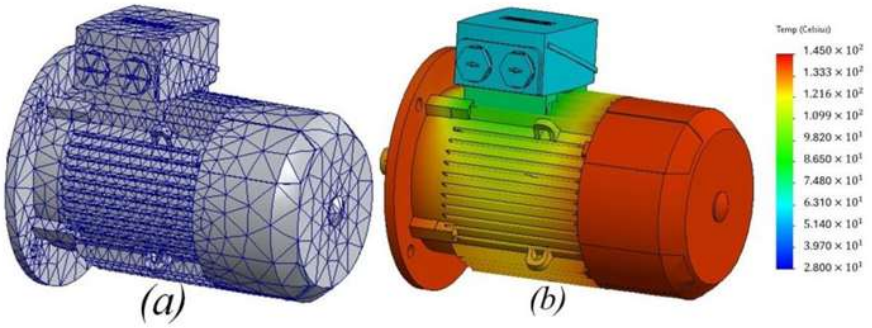


Figure 76:. Analyse MEF 3D du carter du moteur à l'aide de l'outil de simulation thermique de SOLIDWORKS : (a) visualisation du maillage, (b) distribution thermique.

5.1.4. Modélisation thermique

La modélisation thermique est essentielle pour évaluer la distribution de température à l'intérieur des moteurs asynchrones. Elle permet de garantir un fonctionnement sûr et efficace en prédisant les élévations de température, en évaluant les stratégies de refroidissement, et en analysant l'impact des contraintes thermiques sur les composants du moteur.

Le modèle thermique d'un moteur asynchrone peut être représenté par l'équation de bilan thermique suivante :

$$P_{in}=P_{cu}+P_c+P_m+P_{out}$$

$$\Delta T=\frac{pertes}{K}$$

- P_{in}: puissance totale fournie au moteur ;
- P_{cu}: pertes cuivre (pertes I2RI^2RI2R dans les enroulements) ;
- P_c : pertes fer (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) ;
- P_m : puissance mécanique utile ;
- P_{out}: puissance dissipée

- ΔT est l'élévation de température ;
- Pertes : est la puissance totale perdue (pertes cuivre et pertes fer) ;
- K est une constante dépendant du mode de refroidissement.

La modélisation thermique consiste à résoudre ces équations, souvent à l'aide de méthodes numériques, pour prédire la distribution de température à l'intérieur du moteur dans différentes conditions de fonctionnement. Ces informations peuvent être utilisées pour concevoir des stratégies de refroidissement efficaces et prévenir la surchauffe, laquelle pourrait entraîner une défaillance prématurée des composants du moteur.

Le modèle thermique des moteurs asynchrones peut également être représenté par un réseau de résistances thermiques. Ce réseau est un outil analytique qui simplifie les processus complexes de transfert thermique à l'intérieur du moteur sous la forme d'un schéma de type circuit. Chaque composant du moteur est représenté par une résistance thermique, et les sources de chaleur à l'intérieur du moteur sont représentées comme des sources de puissance dans le réseau.

Le problème de champ thermique est ainsi transformé en un problème de circuit thermique grâce à l'approche par réseau de résistances thermiques. Cette transformation permet de passer d'un modèle à paramètres distribués à un modèle à paramètres concentrés, ce qui facilite la compréhension du processus de calcul et permet une analyse plus approfondie du transport de chaleur dans le moteur.

Dans ce réseau, chaque nœud représente un point ou une région spécifique du moteur, et chaque branche représente un chemin de transfert de chaleur (conduction, convection ou rayonnement). Les propriétés des matériaux et la géométrie du chemin déterminent la résistance de chaque branche dans le moteur asynchrone, comme illustré à la Figure 77.

Grâce à la modélisation thermique basée sur un réseau de résistances, le processus de mesure des températures in situ est grandement simplifié. En plaçant stratégiquement des capteurs de température sur le carter du moteur, il est possible d'estimer avec précision les températures internes du stator, du rotor et de l'entrefer.

Cette approche est particulièrement cruciale, par exemple, lors des tests de validation par auto-échauffement pendant la phase de conception du moteur. Comprendre la température des bobinages du stator durant ces essais est essentiel, mais il n'est pas envisageable d'installer directement des capteurs de température à l'intérieur du moteur.

La modélisation thermique par réseau de résistances constitue une solution fiable, car elle permet d'estimer ces températures internes à partir de mesures externes. Cette méthode assure non seulement une évaluation précise des températures, mais elle améliore également l'efficacité et la sécurité globales du processus de conception du moteur. En utilisant l'estimation par réseau thermique, on obtient une surveillance thermique précise, indispensable à l'optimisation des performances et à la durabilité du moteur.

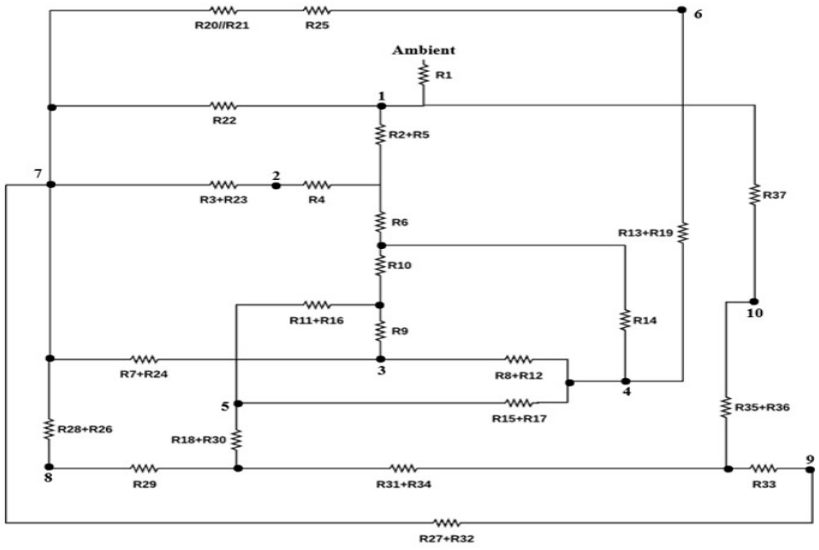


Figure 77:Réseau thermique du moteur asynchrone [49].

5.2. **Niveau d'intégration du jumeau numérique pour le moteur asynchrone**

Le jumeau numérique est un concept issu de l'industrie 4.0, visant à offrir de nouvelles possibilités de surveillance et de contrôle des systèmes industriels. Il joue un rôle essentiel dans la prise de décision, la maintenance prédictive et le suivi de l'état des équipements. Cependant, la littérature souffre encore d'un manque de définition claire du concept de jumeau numérique, ce qui a conduit à l'existence de plus de 46 définitions différentes.

Dans cette étude, la définition retenue est celle associée à l'industrie 4.0, basée sur le modèle d'architecture de référence pour l'industrie 4.0. Ce modèle propose quatre niveaux d'intégration, appelés « niveaux d'intégration du jumeau numérique ». En s'appuyant sur cette norme, nous développons un niveau d'intégration du jumeau numérique spécifiquement adapté aux moteurs asynchrones (IM) dans le contexte de l'industrie 4.0, comme illustré à la Figure 78.

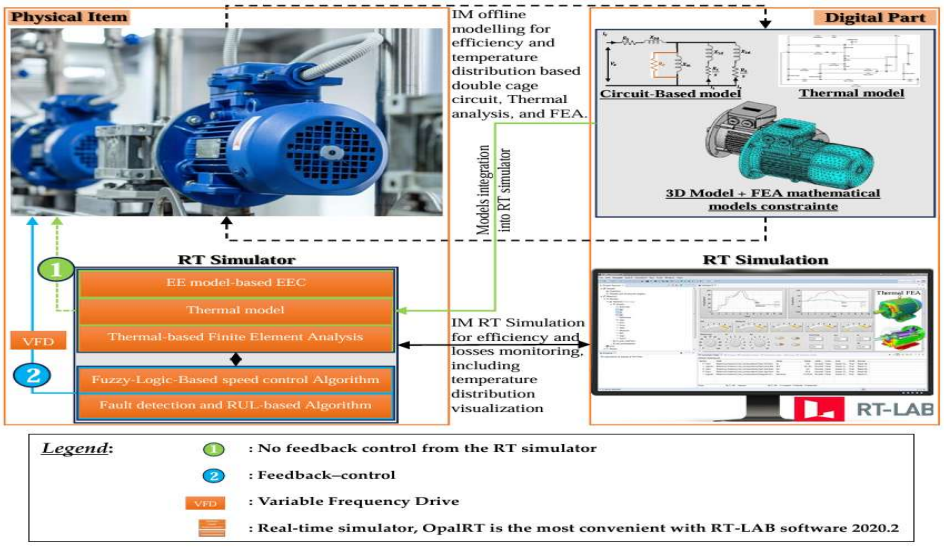


Figure 78:Niveau d'intégration de la mise en œuvre du jumeau numérique pour les moteurs asynchrones dans l'Industrie 4.0

La mise en œuvre est réalisée ainsi :

1. **La première étape est la modélisation numérique :**

Cette étape consiste à développer divers modèles de moteurs asynchrones. Cela inclut la création de modèles de rendement à l'aide de circuits électriques, la modélisation thermique à l'aide d'un réseau de résistances thermiques, et enfin, la réalisation d'analyses par éléments finis (FEA).

- **Modélisation par circuit électrique équivalent :**

Les paramètres du circuit électrique équivalent (ECP – *Electrical Circuit Parameters*) sont d'abord estimés en régime permanent en prenant une température de référence de 25 °C. De nouveaux jeux de paramètres ECP sont ensuite déduits à partir des paramètres de référence en intégrant leur dépendance à la température, considérée comme inconnue. Ces paramètres actualisés sont enfin utilisés pour l'évaluation des pertes et du rendement du moteur en fonction des différentes conditions thermiques.

- **Modèle thermique :**

La résistance thermique de chaque composant du moteur est calculée dans le modèle thermique en tenant compte du type de matériau, de la température de référence et des températures mesurées sur le carter du moteur à l'aide de capteurs. Les températures issues du modèle thermique sont ensuite utilisées comme entrées, à la fois pour la méthode des éléments finis et pour le modèle électrique équivalent.

- **Analyse par éléments finis en 3D (FEA)**

L'analyse FEA peut être développée dans MATLAB et utilisée en symbiose avec les autres modèles en suivant les étapes présentées dans plus haut.

2.La deuxième étape est celle de l'ombre numérique (Digital Shadow) :

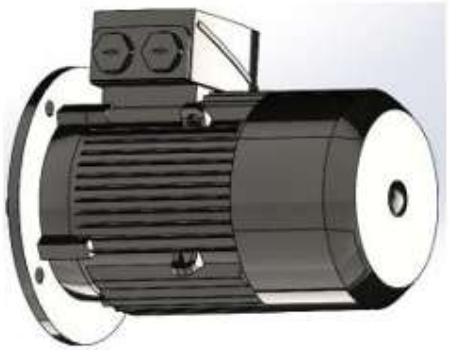
Cette étape consiste à acquérir en temps réel les données de l'environnement physique afin

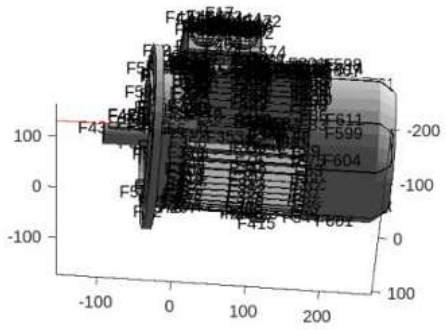
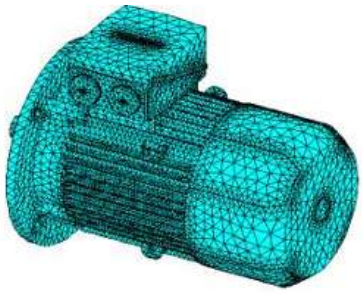
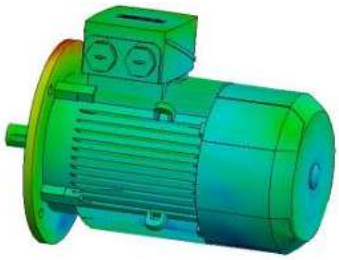
d’alimenter le modèle de rendement avec les tensions, courants, puissances et températures, tandis que le modèle thermique utilise uniquement la température.
Ensuite, la température estimée par le modèle thermique pour le stator, le rotor et l’entrefer est utilisée, en complément des grandeurs mentionnées, pour évaluer les pertes et le rendement du moteur.
Enfin, ces températures sont utilisées pour visualiser la répartition thermique, en résolvant chaque température et en mettant à jour le modèle PED (Power Electronic Drive) défini en conséquence.

3.La troisième étape est celle du jumeau numérique (Digital Twin) :
À cette étape, nous proposons l’utilisation de la logique floue en raison de ses avantages dans le contrôle des moteurs asynchrones.
Le contrôleur peut utiliser les informations relatives aux pertes, au rendement et à la température issues des modèles de rendement et thermique pour contrôler la vitesse du moteur asynchrone.

4.La quatrième étape est celle de la prédiction numérique (Digital Predictive) :
À cette étape, les informations sur les pertes, le rendement et la température peuvent être utilisées pour estimer la durée de vie restante d’un composant et détecter et corriger les problèmes à un stade précoce.
Le rendement est reconnu comme un indicateur de l’état de santé de la machine ; ainsi, les pertes peuvent être exploitées pour diagnostiquer des défauts en développant une méthode établissant une corrélation entre les défauts et la diminution de rendement à travers les pertes.
Cette méthode a déjà été développée sur un réseau de diagnostic de défauts utilisant des sources communes pour relier les défauts et les paramètres du moteur, ce qui permet d’en déduire les pertes .
Le cadre proposé s’appuie sur le niveau d’intégration du jumeau numérique issu du modèle de référence pour l’Industrie 4.0, spécifiquement adapté aux moteurs asynchrones.
Cette étude met l’accent sur la modélisation numérique (Tableau 26) et souligne l’importance des modèles complémentaires pour garantir un système de jumeau numérique robuste.

Tableau 26:Processus de modélisation thermique du moteur pour le jumeau numérique

Étapes	Actions	Sorties/Fonctions
1	Développer dans un logiciel de CAO un modèle 3D de la partie du moteur dans laquelle la température sera visualisée. Ensuite, exporter le modèle au format STL.	

Étapes	Actions	Sorties/Fonctions
2	Créer le modèle PDE qui prend en charge la méthode des éléments finis (FEM) dans MATLAB et spécifier le type d'analyse : transitoire ou stationnaire.	createpde("thermal", "Analysis type")
3	Importer le champ STL du modèle 3D dans l'environnement MATLAB et l'afficher avec les faces à l'aide de : importGeometry("nom_du_fichier_stl"), puis pdegplot(model,"FaceLabels","on").	
4	Générer le maillage avec la fonction generateMesh("nom_du_modèle") et l'afficher avec pdemesh("nom_du_modèle").	
5	Spécifier les propriétés thermiques du matériau choisi (par exemple : Alliage AL 1060).	thermalProperties(nom_du_modèle, "ThermalConductivity", valeur, ... "MassDensity", valeur, ... "SpecificHeat", valeur)
6	Spécifier les conditions aux limites et les conditions initiales.	thermalBC(); thermalIC();
7	Préparer la fonction de résolution pour résoudre le modèle PDE avec solve().	

Diverses méthodes peuvent être utilisées pour la modélisation des moteurs asynchrones, chacune présentant des avantages et des limites spécifiques, comme illustré dans le Tableau 27. La méthode des éléments finis (MEF), quant à elle, offre une grande précision en utilisant les caractéristiques magnétiques et géométriques exactes de la machine pour calculer la distribution du champ magnétique. Cette précision a cependant un coût : elle nécessite une puissance de calcul importante et des temps d'exécution longs, ce qui rend la MEF moins pratique pour les applications en temps réel.

Tableau 27:Tableau comparatif des méthodes de modélisation des moteurs asynchrones

Critère	Méthode des Éléments Finis (MEF)	Modélisation Thermique	Méthode Basée sur le Circuit
Simplicité	Faible	Moyenne	Élevée
Précision	Très élevée	Élevée	Moyenne
Temps de calcul	1272 s	408 s	119 s
Facilité de mise en œuvre	Faible	Moyenne	Élevée
Intégration multi-physique	Élevée	Élevée	Faible
Gestion thermique	Élevée	Très élevée	Moyenne
Utilisation en temps réel	Faible	Moyenne	Très élevée
Cas d'usage	Études détaillées, applications de précision	Études de fiabilité et de gestion thermique	Conception de commande, diagnostic de pannes, analyse en temps réel
Potentiel d'amélioration	Élevé	Moyen	Élevé
Précision de l'estimation des pertes	Élevée	Moyenne	Moyenne
Temps de développement	Élevé	Moyen	Faible

Le tableau 27 présente les principales étapes de développement du jumeau numérique thermique du moteur asynchrone. Cette méthodologie débute par la conception du modèle tridimensionnel du moteur à l'aide d'un logiciel de CAO, permettant la représentation géométrique des zones d'intérêt thermique, suivie de son exportation au format STL. Le modèle est ensuite intégré dans l'environnement MATLAB afin de mettre en œuvre une analyse thermique basée sur la méthode des éléments finis, en régime stationnaire ou transitoire. L'importation de la géométrie et la génération du domaine de calcul permettent enfin de visualiser et d'analyser la distribution de température dans le moteur. Cette approche structurée assure une représentation fidèle du comportement thermique du système et constitue une base essentielle pour la mise en œuvre du jumeau numérique dédié à la surveillance et à la maintenance prédictive.

5.3. Méthode proposée pour l'intégration des jumeaux numériques

Dans ce document de thèse, nous proposons une ombre numérique (ON) améliorée des moteurs à induction (MI) pour le modèle de jumeau numérique (JN), intégrant les pertes fer, les pertes par frottement et ventilation, ainsi que les pertes parasites dans le modèle à double cage. Cette intégration améliore de manière significative la précision en temps réel (TR) du JN, notamment dans des environnements in situ. Nous développons en particulier un modèle d'efficacité basé sur l'ON pour les moteurs à induction à cage d'écureuil (MICE), comprenant la création d'un modèle d'efficacité du MI. Cette méthode, basée sur une expérience pratique et des simulations en laboratoire, permet une évaluation précise de la vitesse de rotation. Toutefois, pour une application efficace en environnement industriel, il peut être nécessaire d'intégrer un estimateur de vitesse de rotation dans le modèle ou d'utiliser un stroboscope.

L'objectif principal de la méthode proposée est de créer une ON en TR qui visualise les pertes et le rendement d'un MI. La construction de l'ON suit les six étapes suivantes :

Étape 1. Modélisation Théorique (Modèle Analytique)

Nous présentons un modèle à double cage reproduisant les caractéristiques du MI. Ce modèle aboutit à un système non linéaire de six équations, dont les inconnues sont les paramètres du circuit équivalent (PCE).

Étape 2. Détermination des PCE (Simulation)

Les PCE sont déterminés à l'aide de la fonction FSOLVE de MATLAB, qui résout le système non linéaire en utilisant les données de la plaque signalétique d'un MICE de 1,5 kW, 400/230 V, 50 Hz. Toutefois, FSOLVE étant coûteux en calculs, il n'est pas adapté à une utilisation TR, comme requis pour l'ON.

Étape 3. Calcul des Pertes (Simulation)

Les pertes sont calculées à partir des PCE, de la tension, du courant, de la puissance d'entrée et de la vitesse de rotation. Le calcul des pertes et du rendement est précis, mais le temps de calcul élevé entraîne une erreur d'estimation importante, ce qui le rend inadapté pour l'ON.

Étape 4. Entraînement des Modèles ANFIS

Un second modèle utilisant l'algorithme ANFIS est introduit pour calculer les pertes en TR. Ainsi, cinq modèles ANFIS sont entraînés et testés pour chaque type de perte, afin de capturer le comportement dynamique du modèle à double cage. Le jeu de données d'entraînement provient d'une heure de fonctionnement du moteur, avec un échantillonnage toutes les 5 minutes des données suivantes : tension d'entrée, courant d'entrée, puissance d'entrée, température interne et vitesse de rotation. Avec 80 % des données allouées à l'entraînement et 20 % à la validation, les modèles ANFIS font preuve de robustesse et de précision, garantissant une prédiction fiable des pertes en temps réel (TR).

Étape 5. Expérimentation avec des Profils de Charge Industriels

Deux profils de charge représentant des usages industriels typiques sont expérimentés.

- Le premier profil correspond à un profil de pompe d'un procédé de niveau en instrumentation (Les RAM du laboratoire instrumentation)

- Le deuxième profil représente la charge d'un convoyeur dans une usine de biscuit en automatisation (Salle 2215)

Pour chaque profil, le moteur est mis en fonctionnement sous ces charges spécifiques, et les données expérimentales sont collectées. Les pertes sont ensuite calculées expérimentalement en suivant les étapes 2 et 3.

Étape 6. Simulation ANFIS pour la Validation de l'ON du MI

La simulation est réalisée dans SIMULINK, où les pertes expérimentales sont générées en temps de simulation, et les données d'entrée collectées sont utilisées pour chaque modèle ANFIS afin de prédire la perte correspondante.

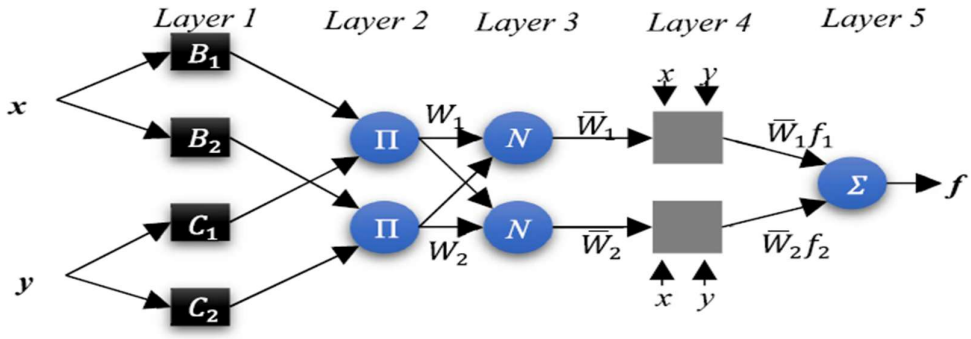


Figure 79: Schéma de l'architecture ANFIS à deux entrées

Six graphiques sont ensuite tracés afin de : Visualiser les cinq types de pertes prédites par rapport aux pertes expérimentales. Comparer le rendement prédit au rendement expérimental.

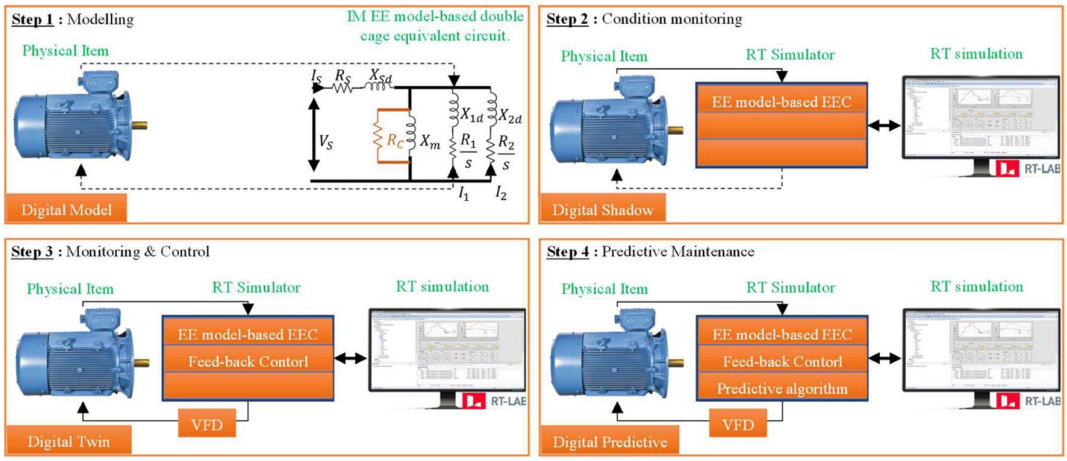


Figure 80:les étapes de l'intégration des JN

La figure 80 illustre l'évolution progressive du concept de jumeau numérique appliqué au moteur asynchrone, depuis la phase de modélisation jusqu'à la maintenance prédictive. La première étape consiste à développer un modèle numérique basé sur le circuit électrique équivalent afin de représenter fidèlement le comportement physique du moteur. Ce modèle est ensuite utilisé pour la surveillance de l'état de fonctionnement à travers des simulations en temps réel, constituant une ombre numérique. L'intégration de boucles de rétroaction permet par la suite d'assurer le suivi et le contrôle du système, donnant naissance au jumeau numérique. Enfin, l'ajout d'algorithmes prédictifs permet d'anticiper les dérives de performance et les

défauts potentiels, aboutissant à un jumeau numérique prédictif dédié à la maintenance intelligente.

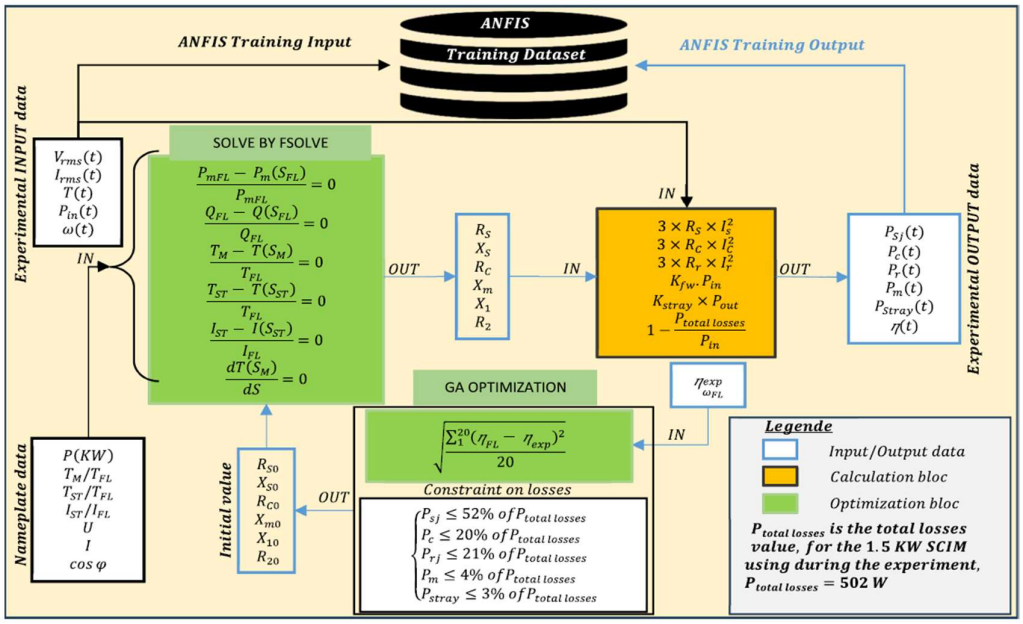


Figure 81: Technique de calcul du jeu de données ANFIS proposé

La figure 81 présente la méthodologie de mise en œuvre du jumeau numérique du moteur asynchrone, depuis la modélisation du comportement physique jusqu'à la surveillance en temps réel, le contrôle et la maintenance prédictive, à travers une intégration progressive des modèles numériques et des algorithmes avancés.

Les contributions de ce document peuvent être résumées comme suit :

Utilisation de données empiriques pour calculer les paramètres du circuit électrique. Ces paramètres ont permis de déterminer les pertes et le rendement, lesquels ont été utilisés comme données expérimentales pour entraîner l'algorithme ANFIS.

Obtention d'une corrélation optimale entre les pertes et les grandeurs d'entrée lors du processus de sélection des caractéristiques.

Mise en place de cinq algorithmes ANFIS (Système Neuro-Flou Adaptatif), à l'aide de l'application de conception neuro-floue dans MATLAB.

5.3.1. Entrainement du modèle ANFIS

L'algorithme ANFIS (Système d'inférence neuro-flou adaptatif) offre une approche robuste pour la modélisation de systèmes non linéaires et complexes, même avec un ensemble de données d'entraînement en entrée et en sortie limité. Cet avantage provient de la combinaison de la capacité des réseaux de neurones artificiels à apprendre à partir de processus, et de la capacité des systèmes de logique floue à gérer des informations incertaines. En conséquence, l'ANFIS peut approximativement modéliser efficacement des systèmes non linéaires et incertains sans s'appuyer uniquement sur un modèle mathématique.

La Figure 80 illustre l'architecture de base de l'algorithme hybride ANFIS, comportant deux entrées. La couche 1 gère l'appartenance, la couche 2 s'occupe de la fuzzification, la couche 3 effectue la normalisation, la couche 4 se concentre sur la défuzzification et la couche 5 représente la sortie.

Pour simplifier la description, une méthode ANFIS peut être caractérisée en supposant deux variables d'entrée, x et y, et une variable de sortie f. En appliquant des règles floues de type *si-alors*, l'algorithme ANFIS établit la relation entre les variables d'entrée et de sortie comme suit :

Règle	Conditions	Expression
1ère règle	Si x est D_1 et y est C_1	$g_1 = \alpha_1 \cdot x + \beta_1 \cdot y + \gamma_1$
2ème règle	Si x est D_2 et y est C_2	$g_2 = \alpha_2 \cdot x + \beta_2 \cdot y + \gamma_2$
Remarque : α_1, β_1, γ_1, α_2, β_2, γ_2 sont les paramètres de conséquence, et D_1, D_2, C_1, C_2 sont les fonctions d'appartenance (membership functions, MFs).		

Les valeurs initiales des paramètres caractéristiques électriques (ECPs) utilisées dans l'optimisation par FSOLVE sont estimées en régime permanent en appliquant l'algorithme génétique (GA) de la boîte à outils MATLAB. L'optimisation est réalisée sur la base de la racine carrée de l'erreur quadratique moyenne (RMSE), calculée à partir de l'écart entre le rendement nominal et le rendement estimé.

Des contraintes liées aux pertes sont intégrées au processus d'optimisation par GA. Les ECPs ainsi identifiés, conjointement aux données d'entrée variables en temps réel (RT), sont ensuite utilisés pour le calcul des pertes et, par conséquent, du rendement du moteur.

Le tableau 28 présente les expressions des différentes pertes du moteur asynchrone en fonction des grandeurs mesurées. Chaque type de perte est formulé à partir des variables électriques, mécaniques et thermiques accessibles expérimentalement, telles que la tension efficace, le courant efficace, la vitesse angulaire et la température. Cette formulation permet une estimation indirecte et réaliste des pertes, constituant une base essentielle pour l'évaluation du rendement et l'intégration du moteur dans une approche de jumeau numérique dédiée à la surveillance et à la maintenance prédictive.

Tableau 28:Expression des pertes en fonction des grandeurs mesurées

Type de perte	Expression
PjS	f (Vrms, Irms, T)
Pc	f (Vrms, Irms, T)
Pr	f (Vrms, Irms, ω, T)
Pm	f (Pin)
Pstray	f (Irms, T, ω)

À partir des expressions analytiques des pertes établies au Tableau 28, les paramètres du modèle ANFIS sont ensuite définis afin d'identifier et d'estimer chaque composante de perte à partir des grandeurs mesurées, comme présenté au Tableau 29.

Tableau 29:Spécifications des paramètres du modèle ANFIS utilisé

Spécification	PjS	Pc	Pr	Pm	Pstray
Type	Sugeno	Sugeno	Sugeno	Sugeno	Sugeno
Entrée/Sortie	3/1	3/1	4/1	1/1	3/1
Type de MF d'entrée	Gaussmf	Gaussmf	Gaussmf	Gaussmf	Gaussmf
Type de MF de sortie	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire
Nb de règles floues	36	36	108	4	36
Nb de paramètres non linéaires	20	20	26	8	20
Nb de paramètres linéaires	144	144	540	8	144
Nb d'époques	58	56	37	2	29
RMSE entraînement min	4.70e-04	1.21e-04	1.25e-04	6.75e-05	3.38e-05
RMSE test min	0.1451	0.5653	1.4353	6.58e-05	1.7345
MAE entraînement min	3.6e-04	7.5e-05	7.5e-05	6.25e-05	1.25e-05
MAE test min	0.0727	0.2841	0.7684	8.25e-05	0.01264

Afin d'évaluer la pertinence et la précision du modèle développé, les courbes suivantes présentent une comparaison entre les pertes prédites par le modèle et les pertes mesurées expérimentalement pour les données d'entraînement. Cette confrontation permet de valider la capacité du modèle à reproduire fidèlement le comportement énergétique réel du moteur et à capturer les tendances des pertes en fonction des conditions de fonctionnement considérées.

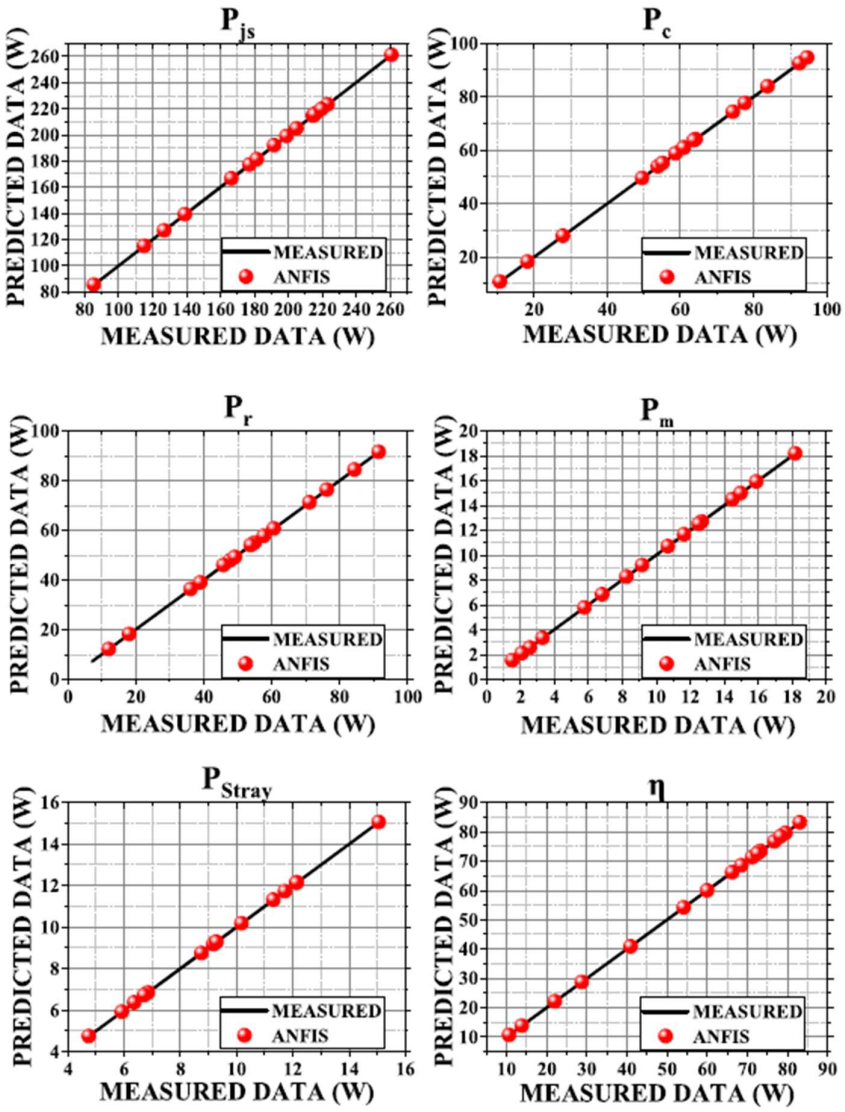


Figure 82:Pertes prédites par rapport aux pertes expérimentales pour les données d'entraînement.

Tous les graphes de la figure 82 montrent Les résultats d'entraînement montrent que les modèles ANFIS développés pour l'estimation des différentes composantes de pertes présentent une excellente précision. Les valeurs très faibles de RMSE et de MAE obtenues pour l'ensemble des sorties traduisent une forte concordance entre les pertes prédites et les pertes expérimentales durant la phase d'apprentissage.

Cette performance est confirmée par les graphiques de corrélation, où les points issus des données d'entraînement sont étroitement alignés autour de la droite idéale, indiquant l'absence de biais significatif et une bonne capture des non-linéarités du système.

Ainsi, les faibles erreurs d'apprentissage et la convergence rapide du modèle valident la capacité du modèle ANFIS à représenter fidèlement le comportement énergétique du moteur, condition essentielle pour son intégration dans une approche de jumeau numérique dédiée à la surveillance des pertes et à la prédiction de défauts.

Afin de compléter la phase de validation, les courbes suivantes présentent la comparaison entre les pertes prédites par le modèle et les pertes expérimentales pour les données de test, permettant d'évaluer la capacité de généralisation du modèle en dehors de l'ensemble d'entraînement.

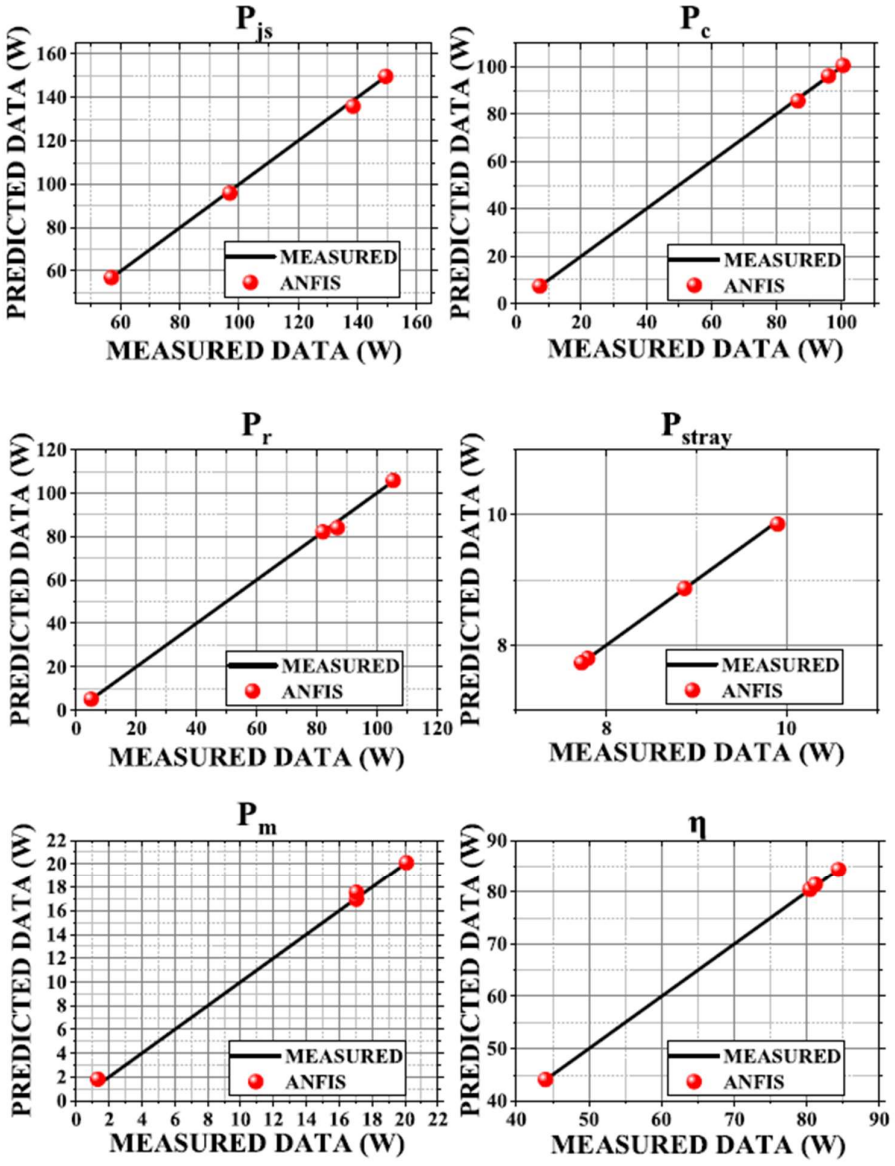


Figure 83:Pertes prédites par rapport aux pertes expérimentales pour les données de test.

D'après la Figure 83, les pertes prédites par le modèle ANFIS pour les données de test présentent une bonne concordance globale avec les pertes expérimentales pour l'ensemble des composantes considérées (P_{js}, P_c, P_r, $P_m$et P_{stray}). Les points restent majoritairement proches de la droite idéale, ce qui indique une capacité de généralisation satisfaisante du modèle sur des données non vues lors de l'apprentissage.

De légers écarts apparaissent pour certaines composantes, traduisant l'influence des non-linéarités résiduelles et des incertitudes expérimentales. Néanmoins, les niveaux d'erreurs observés restent compatibles avec une estimation fiable des pertes, confirmant la robustesse du modèle ANFIS en phase de test.

Les résultats obtenus sur les données d'entraînement et de test montrent que le modèle ANFIS assure à la fois une précision élevée et une bonne capacité de généralisation. Cette double performance valide son utilisation comme outil pertinent d'estimation des pertes et comme composant clé du jumeau numérique dédié à la surveillance énergétique et à la prédiction de défauts du moteur.

Pour la suite, le modèle développé est appliqué au cas d'une charge linéaire afin d'évaluer ses performances dans des conditions de fonctionnement simples et bien définies. Cette application permet d'analyser le comportement du moteur et la précision des prédictions du modèle lorsque la charge varie de manière proportionnelle, constituant ainsi une base de référence pour les études ultérieures sur des charges plus complexes. La suite de cette section est consacrée à la présentation et à l'analyse des résultats obtenus à partir du modèle proposé. Les performances du modèle sont évaluées successivement sous charge linéaire puis sous charge non linéaire, afin de mettre en évidence son comportement, sa précision de prédiction et sa robustesse face à différentes conditions de fonctionnement du moteur.

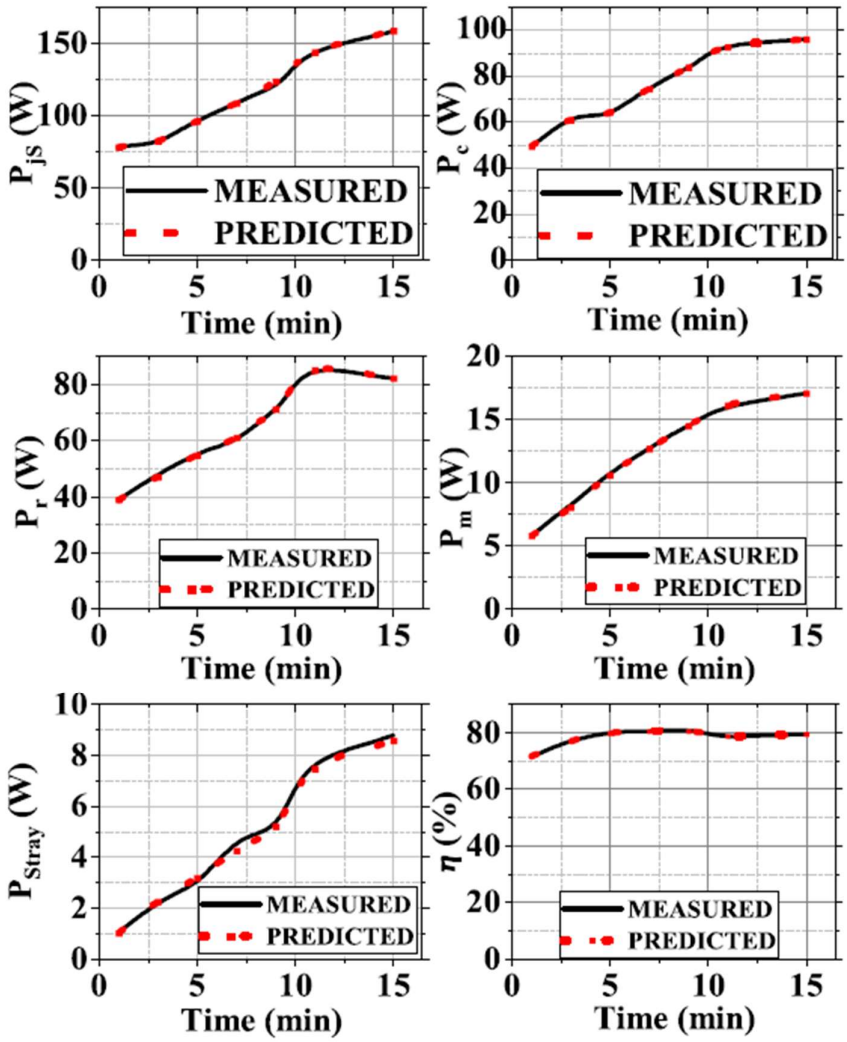


Figure 84:Application charge linéaire

La Figure 84 illustre l'évolution temporelle des pertes du moteur et du rendement sous charge linéaire, en comparant les valeurs mesurées et prédites par le modèle développé. Pour l'ensemble des composantes de pertes (P_{js}, P_c, P_r, $P_m$et P_{stray}), les courbes prédites suivent étroitement les courbes expérimentales sur toute la durée de fonctionnement. Cette superposition quasi parfaite traduit une excellente précision du modèle dans des conditions de charge proportionnelle.

L'augmentation progressive des pertes avec le temps reflète le comportement physique attendu du moteur soumis à une charge croissante, confirmant que le modèle capture correctement les effets électromagnétiques et mécaniques dominants. Les écarts observés restent faibles et sans dérive cumulative, ce qui indique une bonne stabilité temporelle des prédictions.

Par ailleurs, l'évolution du rendement montre une cohérence remarquable entre les valeurs mesurées et estimées, soulignant la capacité du modèle à restituer fidèlement l'impact des pertes sur la performance énergétique globale.

Ces résultats valident ainsi l'aptitude du modèle à prédire avec fiabilité le comportement énergétique du moteur sous charge linéaire, constituant une base de référence solide avant l'analyse sous charges non linéaires.

Le modèle est ensuite appliqué au cas d'une charge non linéaire afin d'évaluer sa robustesse et sa capacité à prédire correctement le comportement du moteur dans des conditions de fonctionnement plus complexes. Cette analyse permet de mettre en évidence l'adaptabilité du modèle face aux variations non proportionnelles de la charge et aux dynamiques fortement non linéaires.

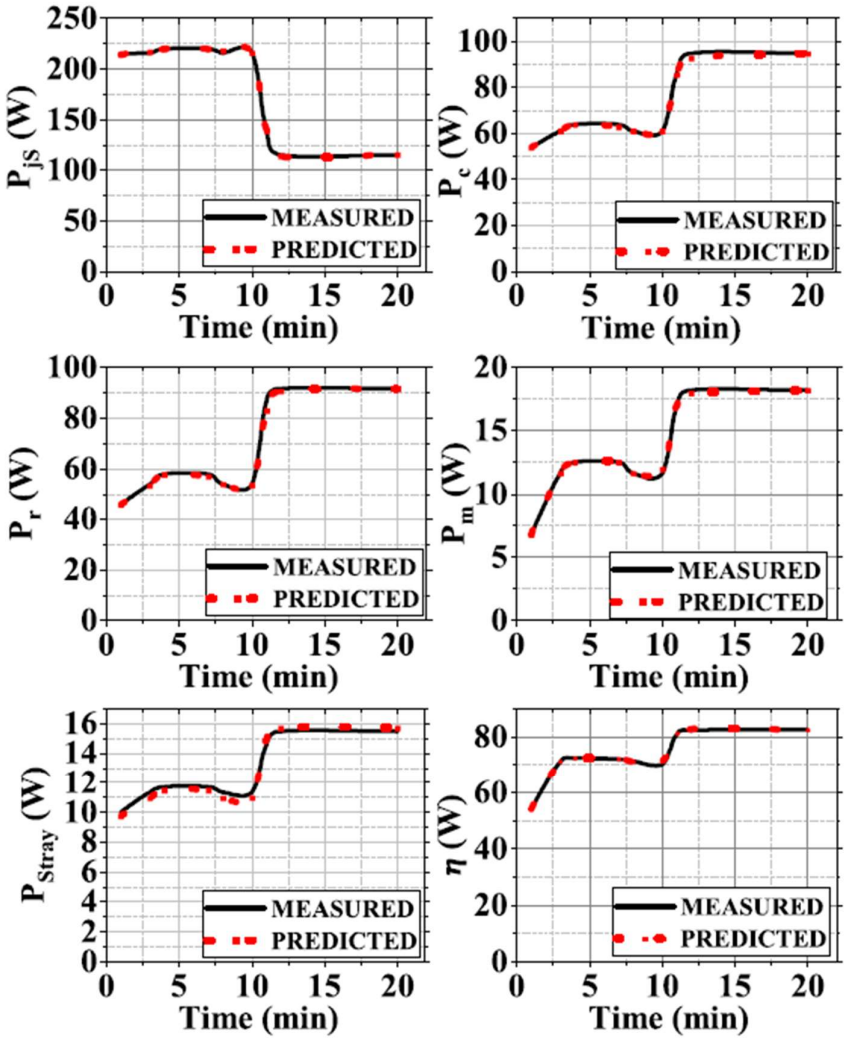


Figure 85:Charge non linéaire

La Figure 85 présente l'évolution des différentes composantes de pertes du moteur et du rendement sous charge non linéaire, caractérisée par des variations brusques et non proportionnelles. Les résultats montrent que les courbes prédites par le modèle suivent fidèlement les courbes mesurées, y compris lors des transitions rapides de charge, ce qui met en évidence une bonne capacité de suivi dynamique.

Les variations observées sur P_{js}, P_c, P_r, $P_m$et P_{stray}sont correctement reproduites par le modèle, sans instabilité ni retard significatif. Les écarts restent faibles et localisés principalement aux instants de changement de régime, traduisant une robustesse du modèle face aux non-linéarités et aux perturbations de fonctionnement.

De plus, la cohérence observée sur l'évolution du rendement confirme que le modèle parvient à restituer de manière fiable l'impact combiné des pertes sous des conditions de charge plus sévères. Ces résultats démontrent que le modèle conserve une précision élevée même en présence de comportements non linéaires, condition essentielle pour une application réaliste dans un cadre industriel.

MATLAB a été utilisé pour simuler le comportement des pertes et du rendement à travers des profils de charge linéaires et non linéaires. Les résultats de simulation montrent une forte corrélation entre les pertes et le rendement estimés et les valeurs réelles obtenues à partir du moteur testé. La précision de l'approche proposée a été confirmée par les valeurs de l'erreur quadratique moyenne (RMSE) et de l'erreur absolue moyenne (MAE) pour le rendement estimé, qui sont respectivement de 7,98e-04 et 5,67e-04 pour le profil de charge linéaire. En outre, l'efficacité mesurée comparée à l'efficacité calculée donne un RMSE de 0,0014 et une MAE de 0,0011, ce qui indique la fiabilité de la méthode proposée. Enfin, les courbes du couple et du courant ont été tracées en fonction de la vitesse, et l'erreur associée a été calculée afin d'évaluer efficacement les performances de la technique proposée.

L'analyse des résultats sous charges linéaire et non linéaire montre que le modèle proposé assure une prédiction précise et stable des différentes composantes de pertes ainsi que du rendement du moteur. La bonne concordance entre les valeurs mesurées et prédites, y compris lors de variations brusques de charge, confirme la robustesse et la capacité de généralisation du modèle. Ces performances valident son intégration dans une approche de jumeau numérique dédiée à la surveillance énergétique et à la prédiction de défauts en conditions de fonctionnement réalistes.

5.4. Prédiction de défaillances des moteurs asynchrones

La méthode proposée utilise le rendement comme principal indicateur de détection des défauts, tandis que les pertes sont exploitées comme indicateurs d'état pour le diagnostic, en s'appuyant sur les paramètres du moteur mesurés en temps réel ainsi que sur les différentes sources de pertes. Un graphique de liaisons (bond graph) est introduit en tant que réseau de diagnostic, reliant de manière cohérente les sources de pertes, les paramètres du moteur et les défauts. Cette approche interconnectée constitue l'élément central de la méthode de diagnostic proposée, conçue pour être utilisée comme une méthode générale de détection des défauts.

Une étude de cas portant sur une barre de rotor rompue permet de valider la méthode proposée à l'aide d'un jeu de données comprenant cinq moteurs asynchrones. Parmi ceux-ci, un moteur fonctionne en régime sain, tandis que les quatre autres présentent des défauts de barres de rotor classés en niveaux 1, 2, 3 et 4. La méthode proposée atteint une précision de 99,99 % dans l'identification d'une à quatre barres de rotor défectueuses.

Par ailleurs, il est reconnu que les deux principaux types de défaillances observés dans les moteurs asynchrones sont les défaillances mécaniques, représentant environ 45 à 55 % des cas, et les défaillances électriques, qui constituent 35 à 40 % des défaillances. Le tableau 30 dresse une typologie complète des défauts d'un moteur asynchrone en distinguant les défauts électriques et mécaniques, ainsi que leurs sous-catégories et manifestations associées, constituant une base essentielle pour le diagnostic et la surveillance conditionnelle des machines.

Tableau 30:Défauts d'un moteur asynchrone

Catégorie de défaut	Sous-catégorie	Types de défauts
Défauts électriques	Défauts du stator	Court-circuit spire à spire Court-circuit entre bobines Court-circuit entre phases Court-circuit phase-masse
Défauts électriques	Défauts du rotor	Barre de rotor cassée Anneau d'extrémité cassé
Défauts électriques	Défauts d'alimentation électrique	Déséquilibre de phase Perte d'une phase
Défauts mécaniques	Défauts de roulements	Défaut de la bague extérieure Défaut de la bague intérieure Défaut de l'élément roulant Défaut de cage/chemin de roulement
Défauts mécaniques	Défauts du rotor	Rotor déséquilibré Rotor cintré Rotor mal aligné

Cette recherche introduit une nouvelle approche intégrant le circuit équivalent électrique et des techniques basées sur l'ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System), comme plus haut, afin d'évaluer les pertes et le rendement. Ces métriques servent d'indicateurs de santé pour identifier les caractéristiques clés permettant de détecter les défauts de type barre de rotor cassée (BRB). L'efficacité de la méthodologie proposée permet l'utilisation d'un algorithme conditionnel pour l'identification et la catégorisation des problèmes de type BRB.

5.4.1. Détection de défauts basée sur le rendement

La méthodologie proposée exploite le concept de jumeau numérique dans le contexte de l'Industrie 4.0, afin de mettre en place une détection et un diagnostic des défauts basés sur le rendement pour les moteurs asynchrones (IM). Cela se fait par le suivi en temps réel des pertes et du rendement d'un moteur asynchrone via une ombre numérique basée sur un modèle d'efficacité. L'objectif principal de cette approche est de détecter les défaillances et de diagnostiquer leur type.

L'utilisation de l'ombre numérique est établie selon la Figure 86 comme suit :

1. Un modèle de moteur à double cage avec résistance fer est utilisé pour modéliser le moteur en termes de rendement.

2. Le modèle d'efficacité du moteur est établi en considérant des modèles de pertes non intrusifs tels que les pertes joules dans le stator, les pertes dans le fer, les pertes dans le rotor, les pertes mécaniques et les pertes parasites, en utilisant le circuit à double cage.

3. Les paramètres du moteur sont identifiés à l'aide de 60 données de plaques signalétiques de différents moteurs asynchrones à cage d'écureuil (SCIM) pour la première méthode, et à partir de données opérationnelles d'un SCIM pour la méthode améliorée. Ces données sont utilisées comme ensemble d'apprentissage pour entraîner les modèles ANFIS proposés.

4. Comme les paramètres doivent être estimés en temps réel pour calculer les pertes et le rendement, l'algorithme de Newton-Raphson est utilisé, bien qu'il soit coûteux en termes de calcul. C'est pourquoi l'algorithme ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) est préféré.

5. L'algorithme ANFIS est entraîné et testé pour apprendre le comportement du modèle à double cage et pour estimer les paramètres du moteur en temps réel dans une application réelle.

Dans la suite, la méthode prédictive proposée est appliquée à un moteur asynchrone fonctionnant à la fois en régime normal et en présence de défauts, afin d'évaluer sa capacité à discriminer efficacement les états de fonctionnement sain et dégradé. Cette analyse permet de démontrer la robustesse de l'approche et sa pertinence pour la détection précoce des anomalies.

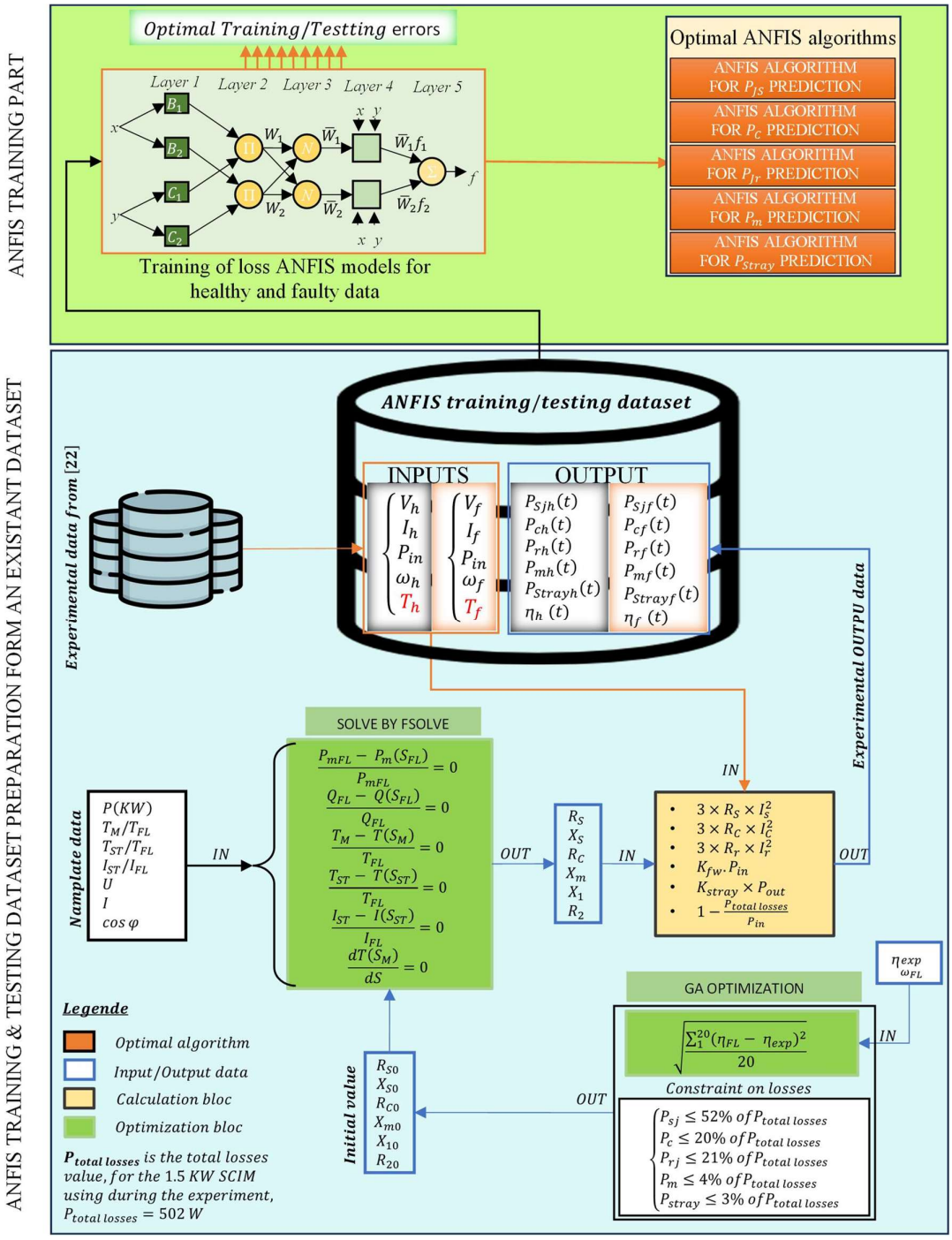


Figure 86:Méthode prédictive pour un moteur avec faute et normale

Les courbes suivantes présentent une analyse comparative des pertes dans le moteur asynchrone en fonction du nombre de barres de rotor cassées. Elles permettent de mettre en évidence l'évolution des différentes composantes de pertes à mesure que le niveau de défaut augmente, et d'illustrer l'impact progressif des barres rompues sur le comportement énergétique du moteur. Cette représentation graphique constitue un outil pertinent pour évaluer la sensibilité du modèle aux défauts rotorique et pour appuyer le diagnostic prédictif.

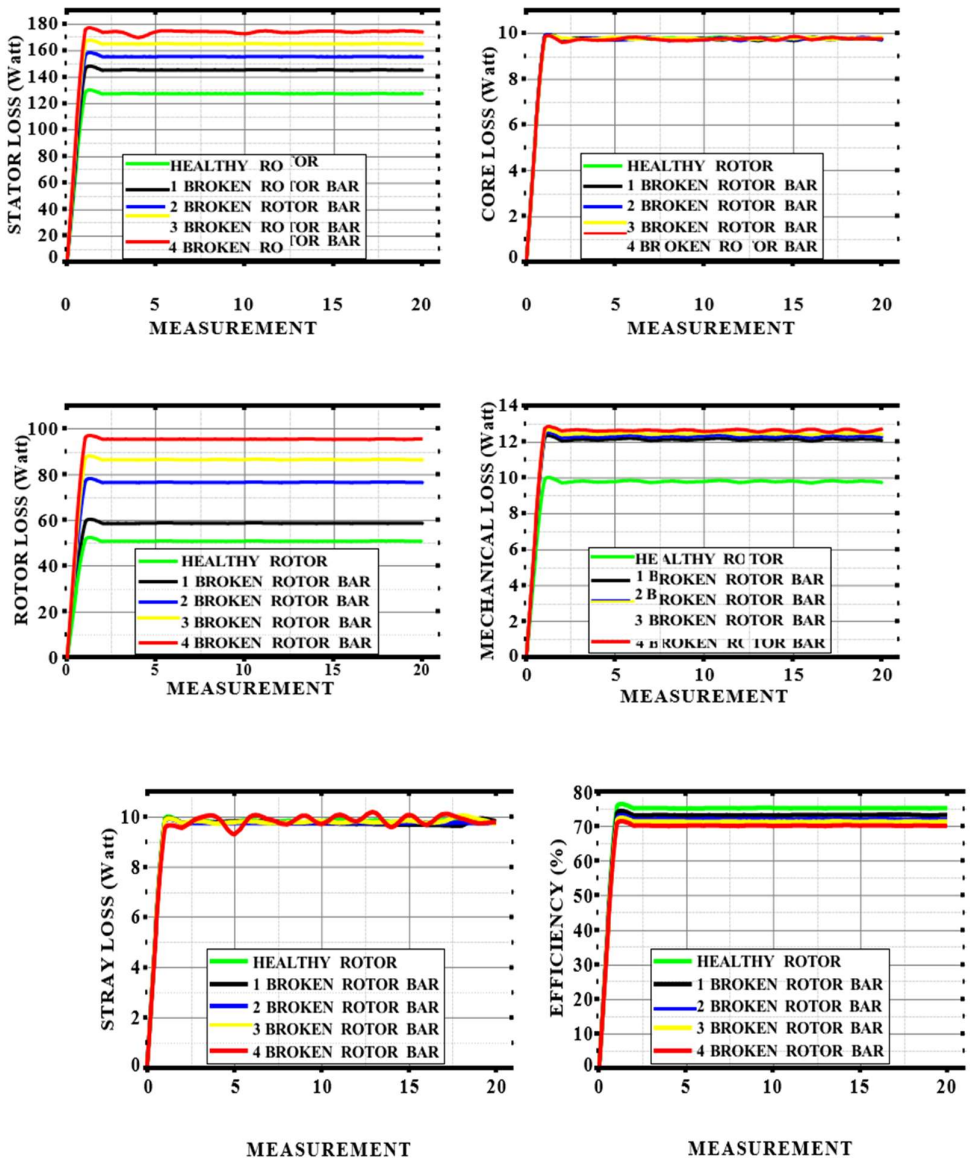


Figure 87:analyse comparative des pertes dans un moteur asynchrone, en fonction du nombre de barres cassées dans le rotor

Les résultats de la figure 87 montrent une augmentation progressive et monotone des pertes du moteur asynchrone avec le nombre de barres de rotor cassées, confirmant la forte sensibilité des indicateurs énergétiques aux défauts rotoriques.

Les pertes Joule statoriques augmentent de manière significative lorsque le niveau de défaut s'accroît, traduisant une redistribution non uniforme des courants et une surcharge locale du circuit statorique. De même, les pertes dans le rotor présentent une hausse marquée en fonction du nombre de barres rompues, ce qui constitue un indicateur direct et pertinent du défaut BRB.

Les pertes dans le fer et les pertes mécaniques montrent également une tendance croissante, bien que moins prononcée, reflétant l'apparition d'asymétries magnétiques et de perturbations mécaniques induites par le défaut rotorique. Les pertes parasites suivent une évolution similaire, soulignant l'impact global du défaut sur le comportement énergétique du moteur.

En conséquence, le rendement décroît progressivement à mesure que le nombre de barres cassées augmente, ce qui confirme que le rendement constitue un indicateur global de santé efficace pour la détection précoce des défaillances. La séparation claire entre les courbes correspondant aux états sain, faiblement dégradé et fortement dégradé démontre la capacité de la méthode proposée à discriminer et à quantifier le niveau de défaut.

Le tableau 31 présente une analyse des pertes dans un moteur asynchrone en fonction du nombre de barres cassées dans le rotor (défaut de type 'broken rotor bar').

Tableau 31:pertes dans un moteur asynchrone en fonction du nombre de barres cassées dans le rotor

Variable analysée	Effet du défaut (nombre de barres cassées)	Remarques
Pertes statoriques (Stator Loss)	Augmentation légère	Effet indirect par surintensité statorique
Pertes dans le fer (Core Loss)	Quasi inchangé	Non affecté – pas utile pour le diagnostic
Pertes rotorique (Rotor Loss)	Forte augmentation	Indicateur le plus sensible au défaut
Pertes mécaniques (Mechanical Loss)	Augmentation modérée	Effet probable de déséquilibres ou vibrations

Le nombre de barres cassées dans le rotor influence fortement :

- Les pertes rotorique (de façon quasi linéaire),
- Et dans une moindre mesure, les pertes statoriques et mécaniques.

Les pertes dans le cœur (noyau magnétique) restent inchangées, ce qui suggère que ce paramètre ne doit pas être utilisé comme indicateur de diagnostic.

La Figure 88 présente le réseau de diagnostic de défauts proposé reliant de manière cohérente les défauts du moteur, les paramètres électriques et mécaniques, ainsi que les différentes composantes de pertes. Ce réseau constitue le cœur de la méthodologie de diagnostic, en assurant une interconnexion logique entre les phénomènes physiques mesurables et les états de santé du moteur asynchrone.

Les nœuds d'entrée du réseau représentent les principales catégories de défauts, incluant les défauts statoriques, rotoriques, d'alimentation électrique et de roulements. Ces défauts influencent directement les paramètres internes du moteur (résistances, réactances, courants, vitesse), estimés en temps réel à l'aide du modèle ANFIS. Les variations de ces paramètres se traduisent ensuite par des modifications spécifiques des pertes (pertes Joule statoriques, pertes fer, pertes rotoriques, pertes mécaniques et pertes parasites), qui constituent les indicateurs d'état utilisés pour le diagnostic.

La structure interconnectée du réseau permet de propager l'effet d'un défaut depuis sa source physique jusqu'à son impact énergétique global, offrant ainsi une vision causale et interprétable du processus de dégradation. Cette approche facilite non seulement la détection précoce des défauts, mais également leur localisation et leur catégorisation, ce qui en fait un outil

particulièrement adapté aux applications de jumeau numérique et de maintenance prédictive dans un contexte industriel.

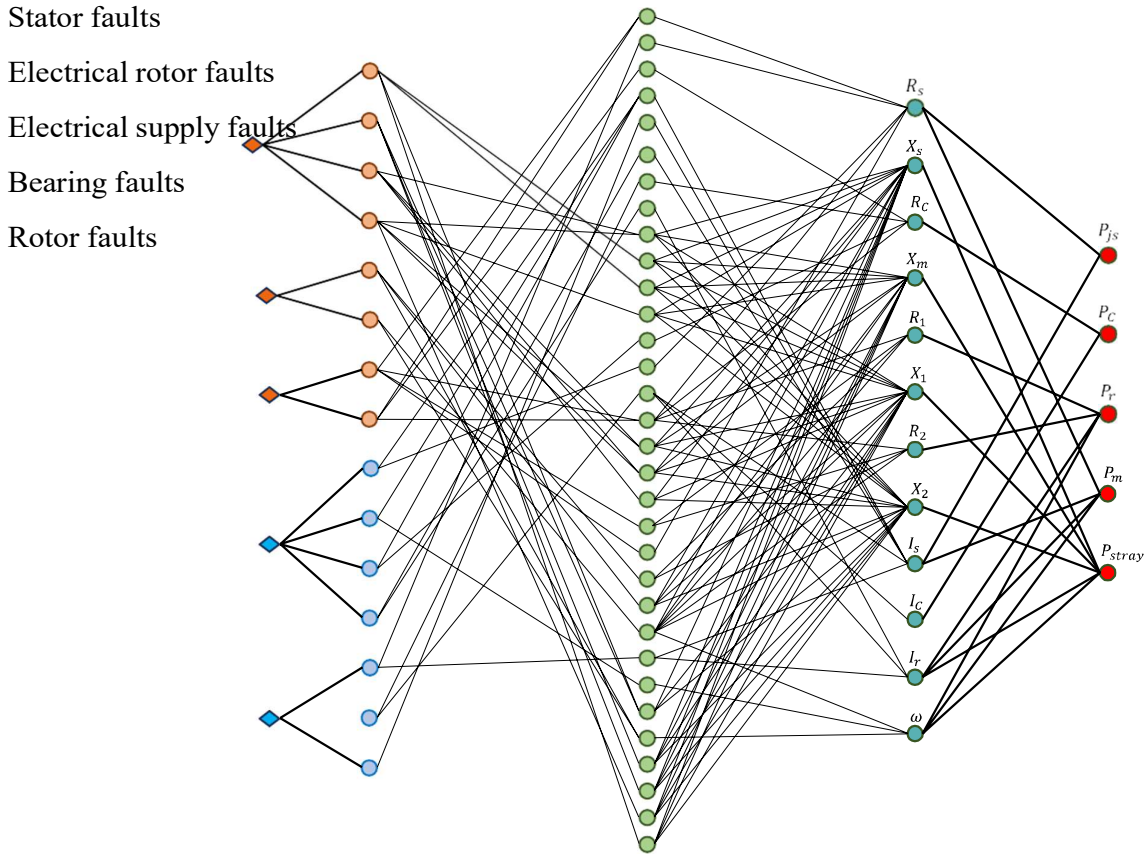


Figure 88:Réseau proposé de diagnostic de défauts basé sur les pertes dans les moteurs asynchrones

5.5. Conclusion

En conclusion, l'application des jumeaux numériques aux moteurs asynchrones constitue une approche robuste et performante pour la surveillance, le diagnostic et la maintenance prédictive des machines électriques. En combinant des modèles électriques équivalents, la méthode des éléments finis et des données opérationnelles en temps réel, le jumeau numérique permet une représentation fidèle et évolutive du comportement du moteur, aussi bien en fonctionnement sain qu'en présence de défauts.

Les résultats obtenus montrent que cette approche est particulièrement adaptée à des systèmes industriels critiques, tels que les lignes de production automatisées, les convoyeurs industriels, les pompes et compresseurs, les systèmes de ventilation et de climatisation (HVAC), les entraîneurs de broyeurs et de laminoirs, ainsi que les machines tournantes du secteur de l'énergie et des transports. Dans ces applications, le jumeau numérique permet d'anticiper les défaillances, d'optimiser le rendement énergétique et de réduire les arrêts non planifiés. Ainsi, les jumeaux numériques s'imposent comme un levier technologique majeur pour améliorer la fiabilité, la disponibilité et l'efficacité énergétique des systèmes industriels, en adéquation avec les exigences de l'Industrie 4.0.

Chapitre 6 : Conclusion générale et perspectives

6.1. Conclusion générale

Cette thèse a permis d'aborder de manière intégrée deux problématiques majeures liées aux moteurs asynchrones : l'amélioration des performances de commande et la fiabilité industrielle par la prédiction de défauts, dans une vision cohérente avec les exigences de l'Industrie 4.0.

La comparaison approfondie entre la commande vectorielle classique, la commande logique floue et la commande floue quantique a mis en évidence les limites des approches conventionnelles face aux incertitudes paramétriques, aux non-linéarités et aux variations de charge. Les résultats obtenus montrent clairement que la commande floue quantique constitue la stratégie la plus performante, offrant un excellent compromis entre rapidité, précision, robustesse et qualité du courant, comme en témoignent la réduction significative du THD, la stabilité dynamique et la limitation des efforts électromagnétiques. Ces performances confirment l'intérêt de l'intégration de concepts issus de l'informatique quantique pour le contrôle avancé des machines électriques.

Par ailleurs, cette thèse a volontairement dissocié la problématique de la performance de commande de celle de la fiabilité industrielle, en exploitant le jumeau numérique non pas comme une extension des lois de commande, mais comme un outil de surveillance énergétique et de diagnostic prédictif. Les résultats obtenus montrent que l'estimation précise des pertes et du rendement à l'aide de modèles ANFIS, couplée à un réseau de diagnostic basé sur les relations physiques entre paramètres, pertes et défauts, permet une détection et une catégorisation fiables des défauts, notamment ceux liés aux barres de rotor cassées, avec un très haut niveau de précision. Cette approche démontre la pertinence du jumeau numérique comme brique centrale de la maintenance prédictive, capable de détecter les dégradations bien avant l'apparition de défaillances critiques.

Ainsi, cette thèse contribue à la fois à l'avancement des stratégies de commande intelligentes et au développement de méthodologies de diagnostic prédictif, offrant une vision globale et complémentaire du pilotage et de la surveillance des moteurs asynchrones.

6.2. Perspectives de recherches

Les travaux réalisés ouvrent plusieurs perspectives de recherche prometteuses.

La première perspective concerne la conception et l'optimisation des cellules radiatives utilisées comme sources énergétiques complémentaires. Les travaux pionniers menés par Jeremy Munday ,professeur à l'université de maryland, ont démontré la faisabilité du concept, mais ont été limités par la faible puissance générée, principalement en raison du choix restreint des matériaux semi-conducteurs. Une perspective majeure de cette thèse consiste à explorer de nouveaux matériaux à faible bande interdite, mieux adaptés au rayonnement thermique nocturne, tels que les alliages InAs, InSb, HgCdTe, GaSb, ou encore des structures avancées à base de matériaux bidimensionnels et hétérostructures quantiques. L'optimisation conjointe du matériau, de l'architecture de la cellule et des conditions thermiques pourrait permettre d'augmenter significativement la densité de puissance des cellules radiatives et de lever l'une des principales limitations actuelles de cette technologie.

La seconde perspective porte sur le déploiement opérationnel du jumeau numérique en environnement industriel. Il s'agit de concevoir un logiciel d'interface temps réel assurant la communication entre les systèmes d'acquisition de données (capteurs, variateurs, PLC) et les environnements de calcul et de simulation tels que MATLAB/Simulink. Cette interface permettra au jumeau numérique de recevoir en continu les données réelles du moteur et d'actualiser dynamiquement les algorithmes de diagnostic et de prédiction. Ce travail a déjà été amorcé au laboratoire LGÉT, en collaboration avec le doctorant Modou Diop, et est actuellement en phase de validation. Son aboutissement constituera une étape clé vers une implémentation industrielle complète du jumeau numérique proposé.

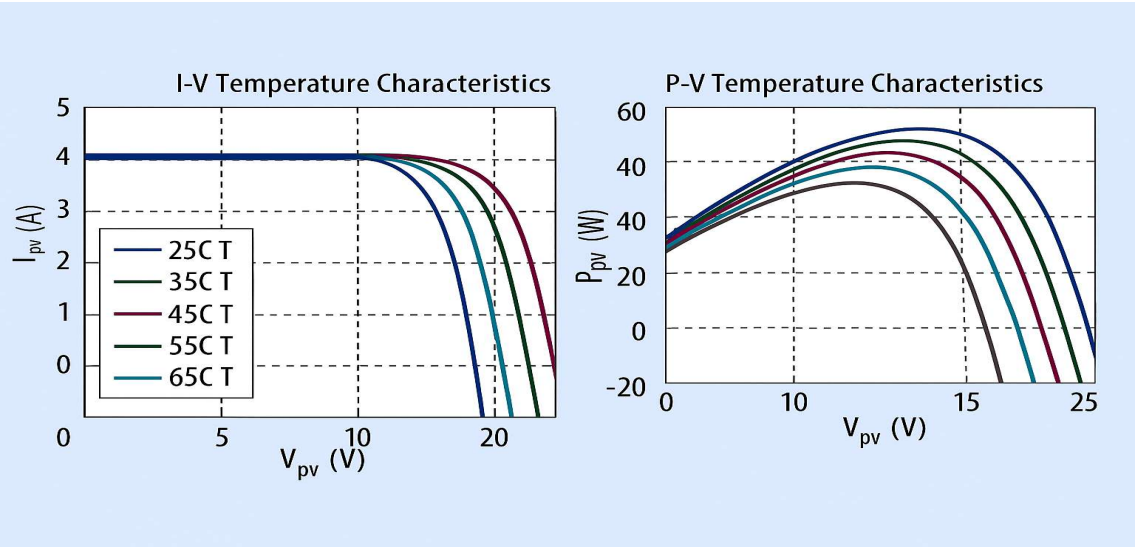
En définitive, ces perspectives renforcent la portée scientifique et applicative de cette thèse, en ouvrant la voie à des systèmes énergétiques plus intelligents, plus fiables et plus autonomes, capables d'allier performance de commande, efficacité énergétique et maintenance prédictive avancée.

6.3. Annexes

6.3.1. Caractéristique cellule solaire

a) Influence de la Température (cellule solaire)

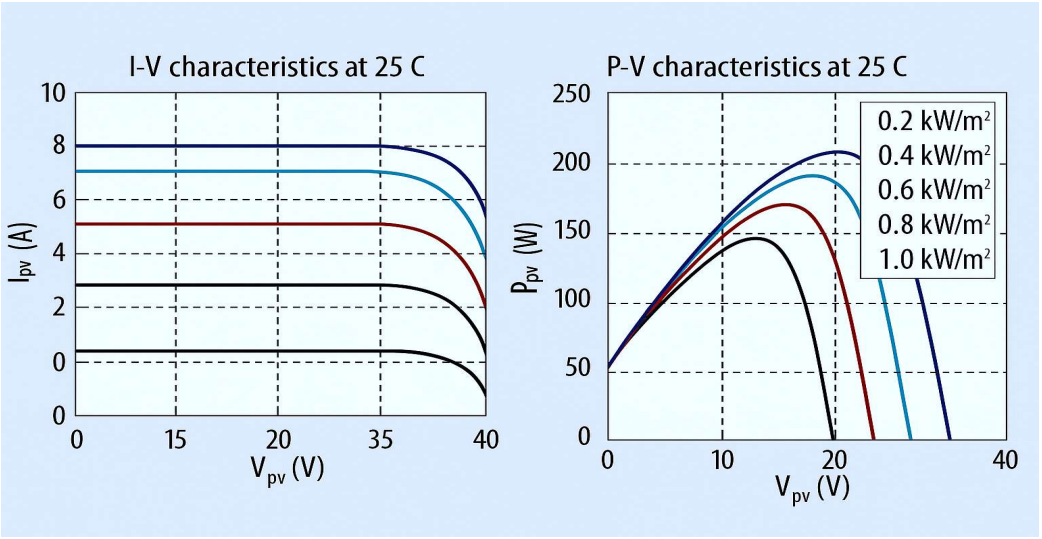
La température est un paramètre important dans le comportement des cellules. La figure montre que l'augmentation de la température entraine une diminution nette de la tension de circuit ouvert et une faible augmentation du courant de court-circuit, ainsi qu'une diminution de la puissance maximale



b) Influence de l'ensoleillement

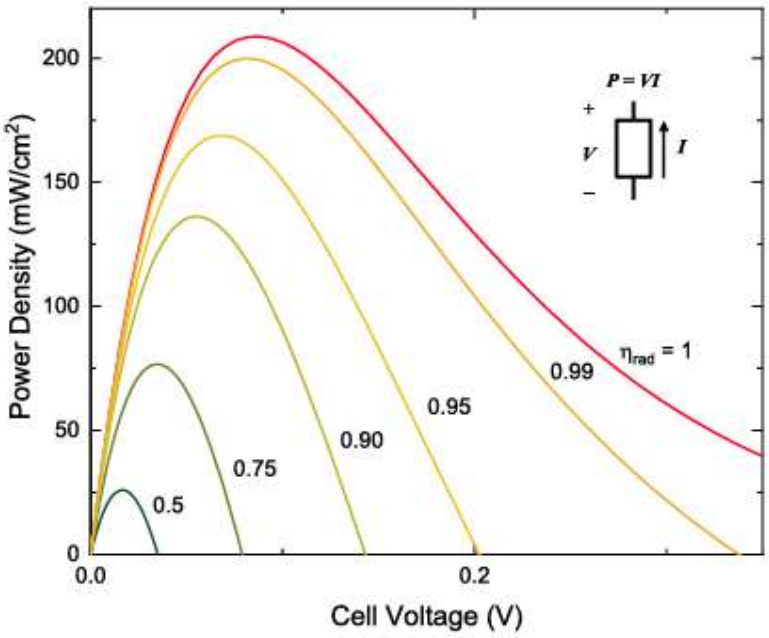
L'augmentation de l'ensoleillement voire figure suivante se traduit par un déplacement de la caractéristique I=f(V) suivant l'axe des courants. L'accroissement du courant de court-circuit est beaucoup plus important que celui de la tension à circuit ouvert étant donné que le courant de court-circuit est une fonction linéaire de l'éclairement, alors que celle de la tension à circuit ouvert est logarithmique.

La puissance maximale Pm augmente avec l'augmentation de l'éclairement. Mais, les points de tension qui correspondent à la puissance maximale varient peu voire figures.



6.3.2. Caractéristique cellule radiative

C) Analyse de la densité de puissance d'une cellule thermo radiative



Densité de puissance en fonction de la tension pour une cellule thermo-radiative avec différents rendements radiatifs, montrant l'impact significatif des processus non radiatifs sur la dégradation de la génération de puissance électrique. La cellule possède une énergie de bande interdite de 0,3 eV, une température de cellule de Tc = 1000 K, et une température ambiante de Ta = 300 K.

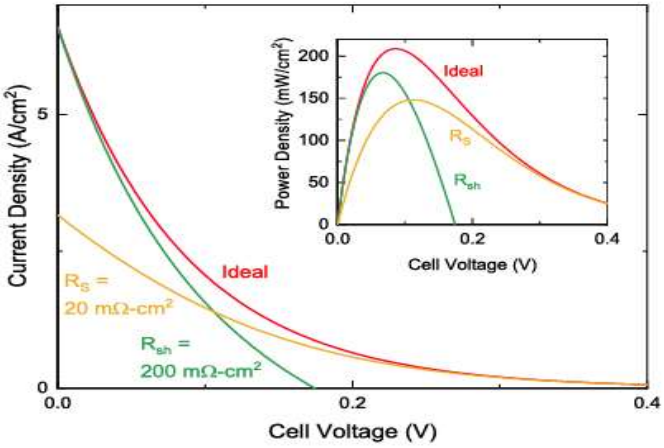
Ce graphique montre la densité de puissance (en mW/cm²) en fonction de la tension de cellule (en V) pour une cellule thermo-radiative fonctionnant avec différents rendements radiatifs (η_rad allant de 0.5 à 1.0).

• La courbe rouge correspond à η_rad = 1, représentant un cas idéal sans perte non radiative. Elle atteint une densité maximale d'environ 200 mW/cm².
• À mesure que le rendement radiatif diminue (η_rad = 0.99, 0.95, 0.90, 0.75, 0.5), la puissance générée chute considérablement.
• Le point de puissance maximale (MPP) se situe toujours à une tension inférieure à 0.3 V, cohérent avec une bande interdite de 0.3 eV.
• L'impact négatif des processus non radiatifs (comme la recombinaison Auger ou les défauts de surface) est clairement mis en évidence.

• Bande interdite : E_g = 0.3 eV
• Température de la cellule : T_c = 1000 K
• Température ambiante : T_a = 300 K
• Formule de puissance utilisée : P = V × I

Cette étude montre que l'optimisation du rendement radiatif est essentielle pour maximiser la performance d'une cellule thermo-radiative. Un η_rad proche de 1 est crucial pour obtenir une densité de puissance significative dans des conditions thermiques réalistes.

D) Analyse de l'impact des résistances parasites sur une cellule thermo-radiative



Effet des résistances série et de shunt sur la densité de courant et, en encadré, sur la densité de puissance en fonction de la tension.

Impact des résistances parasites sur la densité de courant et, en encadré, sur la densité de puissance en fonction de la tension dans les cellules thermo-radiatives. La cellule possède une énergie de bande interdite de 0,3 eV, une température de cellule de Tc = 1000 K et une température ambiante de Ta = 300 K.

Cette figure montre l'effet de deux types de résistances parasites : la résistance série (Rs) et la résistance de shunt (Rsh).
• Courbe rouge (Ideal) : représente le comportement idéal sans résistance parasite. Elle affiche

la plus grande densité de courant et de puissance.
• Courbe orange (Rs = 20 mΩ·cm²) : illustre les pertes ohmiques internes. La courbe est aplatie à haute tension, traduisant une baisse de la puissance maximale.
• Courbe verte (Rsh = 200 mΩ·cm²) : reflète l'effet d'une fuite de courant par des chemins alternatifs. Cela réduit significativement le courant généré, surtout à basse tension.

La résistance série provoque une chute de tension dans les couches conductrices, tandis que la résistance de shunt reflète un mauvais isolement du dispositif. Ces deux effets nuisent considérablement à la performance électrique d'une cellule thermo-radiative.

Pour maintenir une haute efficacité, il est crucial de minimiser Rs et de maximiser Rsh. Cela garantit que le courant et la puissance générés ne soient pas significativement dégradés par les pertes internes ou les fuites électriques.

3.3.3. Résultats simulation onduleur 3 niveaux

Afin d'évaluer rigoureusement les performances de l'onduleur à trois niveaux, une analyse comparative est menée avec un onduleur conventionnel à deux niveaux, en se focalisant principalement sur la distorsion harmonique totale (THD) des grandeurs électriques. Cette comparaison permet de quantifier l'apport réel de la structure multiniveaux en termes de qualité de l'énergie délivrée, notamment par la réduction des harmoniques de courant et de tension injectées dans la machine. L'onduleur à trois niveaux, grâce à la multiplication des niveaux de tension et à une meilleure approximation de la forme d'onde sinusoïdale, est théoriquement attendu pour présenter un THD significativement inférieur à celui de l'onduleur à deux niveaux. Ainsi, l'analyse du THD constitue un indicateur pertinent et objectif pour mettre en évidence les avantages du convertisseur multiniveaux, tant du point de vue de la performance énergétique que de la réduction des contraintes électromagnétiques sur la machine électrique.

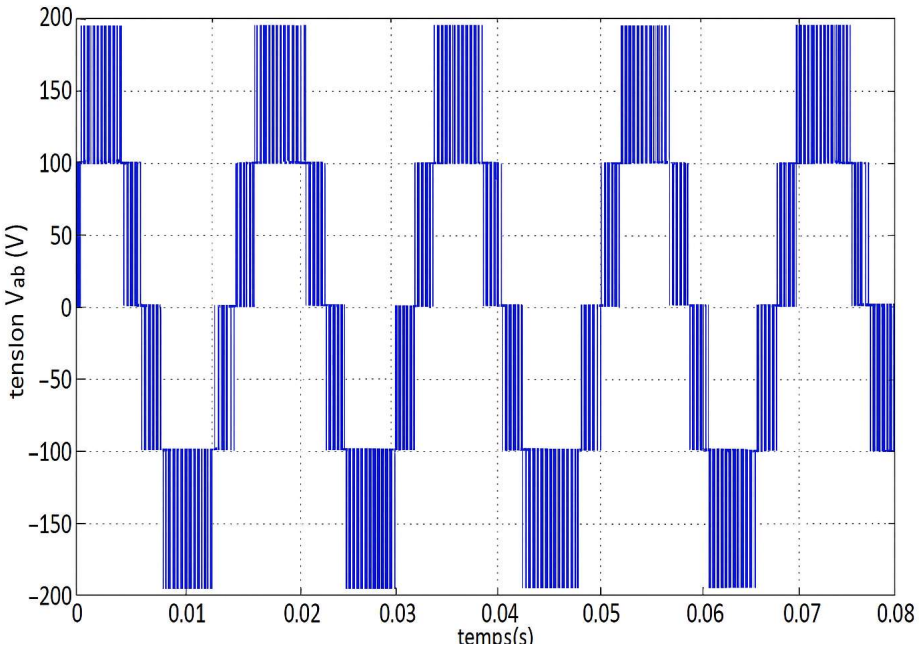


Figure 89:Tension de sortie de l'onduleur Vab onduleur 3 niveaux

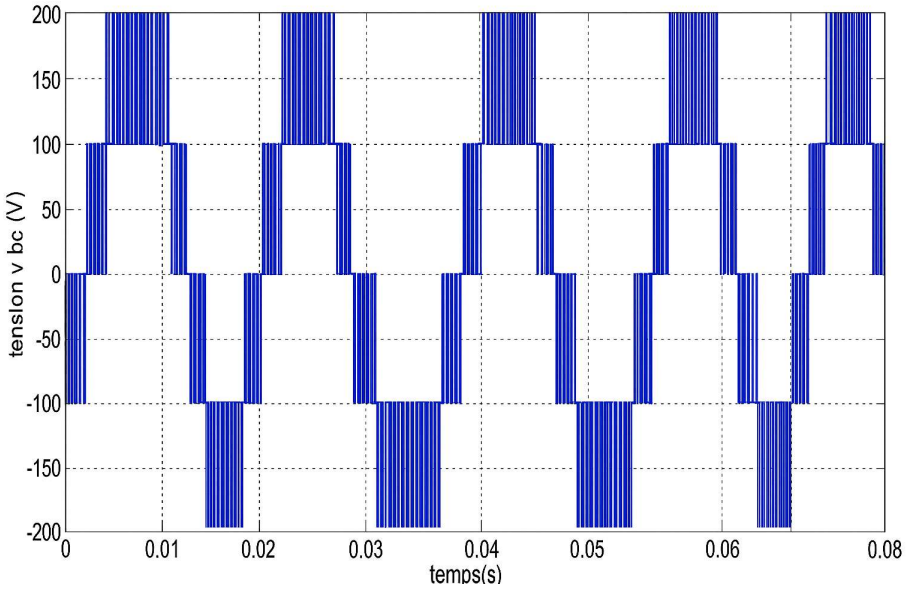


Figure 90:Tension de sortie de l'onduleur Vbc onduleur 3 niveaux

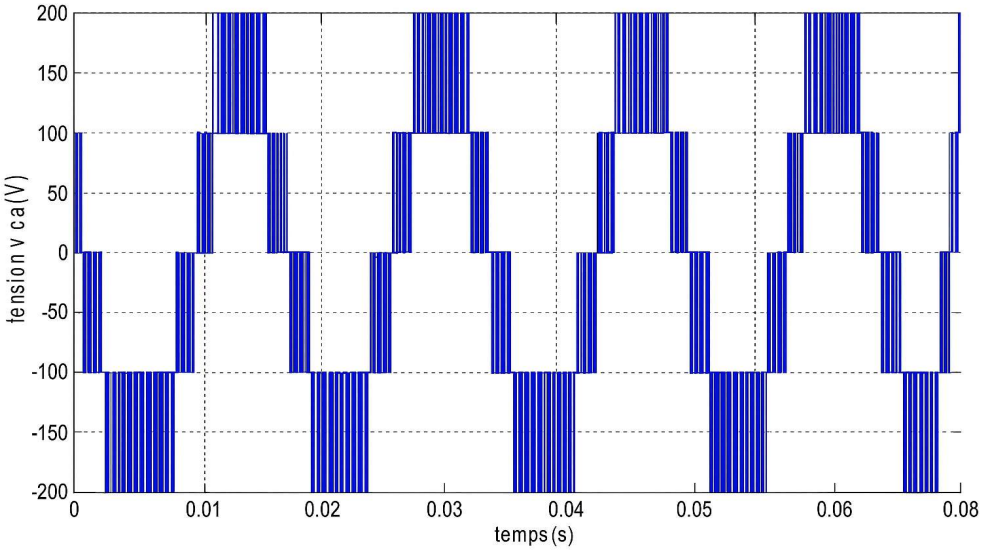


Figure 91:Tension de sortie de l'onduleur Vac onduleur 3 niveaux

Le THD a été évalué à partir d'une analyse fréquentielle basée sur la reconstruction du signal PWM et les caractéristiques spectrales classiques des onduleurs multiniveaux. Cette approche permet d'obtenir une estimation fiable de la distorsion harmonique et d'illustrer l'amélioration significative apportée par la structure à trois niveaux.

- Calcul de V_1(fondamentale RMS)
- Calcul de l'énergie harmonique totale :

$$V_H = \sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max}} V_h^2}$$

$$\text{THD} = \frac{V_H}{V_1}$$

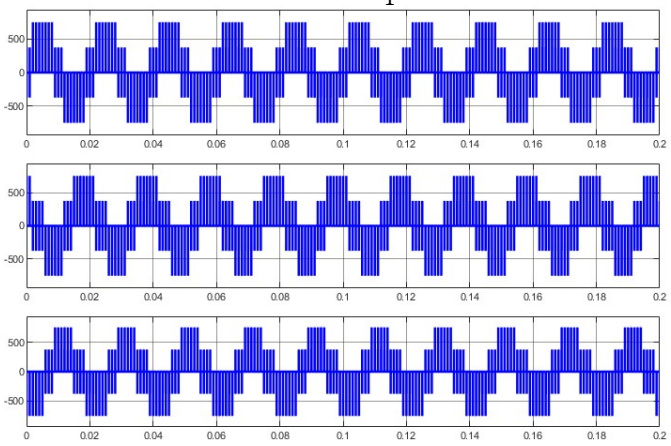


Figure 92:Tensions de sortie de l'onduleur Va, Vb et Vc onduleur 2 niveaux mémoire Diop2021

Onduleur 2 niveaux (figure 92)

- Calcul sur V_a

$$\boxed{\text{THD}_{2L}(V_a) \approx 33.6\%}$$

B) Onduleur 3 niveaux (NPC) figures (89,90,91)

Calcul sur les tensions composées, au fondamental $f_1 \approx 50$ Hz:

- $\text{THD}(V_{ab}) \approx 13.8\%$
- $\text{THD}(V_{bc}) \approx 16.7\%$
- $\text{THD}(V_{ca}) \approx 16.3\%$

Moyenne :

$$\boxed{\text{THD}_{3L}(\text{ligne-ligne}) \approx 15.6\%}$$

L'analyse fréquentielle des tensions de sortie met en évidence l'intérêt du convertisseur multiniveau. À partir des formes d'onde simulées, l'onduleur 2 niveaux présente un THD d'environ 33.6% sur la tension de phase V_a, tandis que l'onduleur 3 niveaux (NPC) affiche un THD moyen d'environ 15.6% sur les tensions composées (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}). Cette réduction s'explique par la présence de niveaux intermédiaires qui diminuent l'amplitude des sauts de commutation, améliorent l'approximation sinusoïdale et réduisent le dv/dt. En conséquence, l'onduleur 3 niveaux contribue à abaisser les contraintes d'isolement, les perturbations électromagnétiques et les pertes harmoniques, ce qui se traduit par une amélioration du rendement et de la qualité de puissance au niveau de la machine.

Conclusion

L'utilisation d'un onduleur à trois niveaux dans un système d'alimentation hybride associant cellules photovoltaïques, cellules radiatives et éoliennes permet d'améliorer significativement la qualité de l'énergie délivrée au moteur, notamment par une réduction du THD et des contraintes électriques. Cette amélioration constitue un levier essentiel pour garantir le bon fonctionnement de stratégies de commande avancées. Dans ce contexte, la commande vectorielle floue et la commande floue quantique apparaissent comme des solutions pertinentes pour assurer un découplage flux–couple robuste et une meilleure adaptation face aux fluctuations et aux non-linéarités inhérentes aux sources renouvelables hybrides. L'association

du convertisseur multiniveaux et des commandes intelligentes permet ainsi de renforcer la performance, la stabilité et l'efficacité globale du système d'entraînement électrique.

6.3.4. Résultats simulation du moteur asynchrone MAS sous Simulink

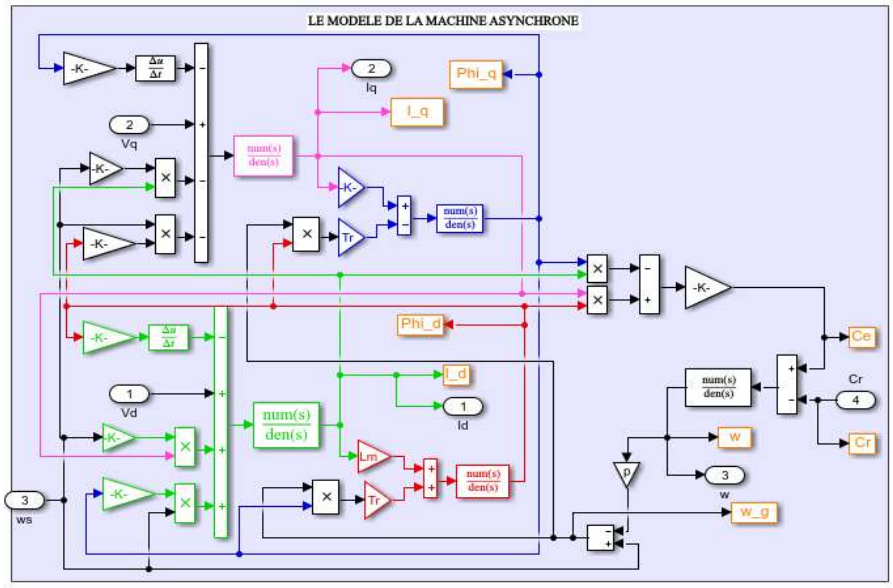


Figure 93:Schéma bloc du MAS sous simulink

Les paramètres du moteur asynchrone utilisés pour la simulation sont dans l'annexe.

Après la simulation, nous obtenons les résultats suivants :

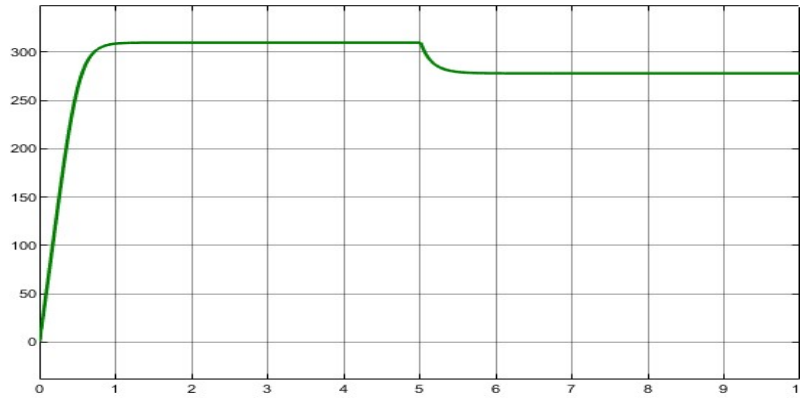


Figure 94:La vitesse de la MAS avec une charge

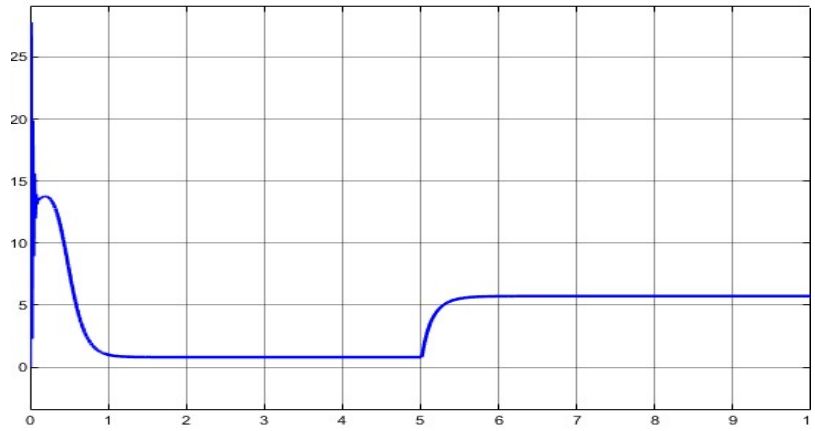


Figure 95:Le couple électromagnétique

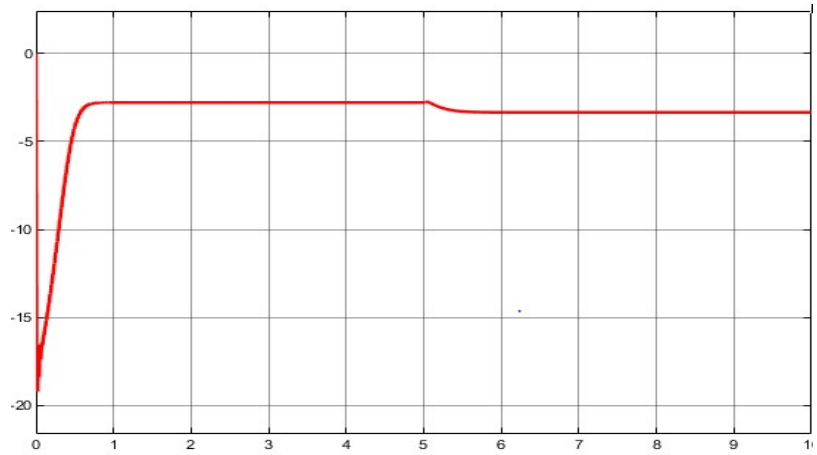


Figure 96:Variation du courant id du MAS

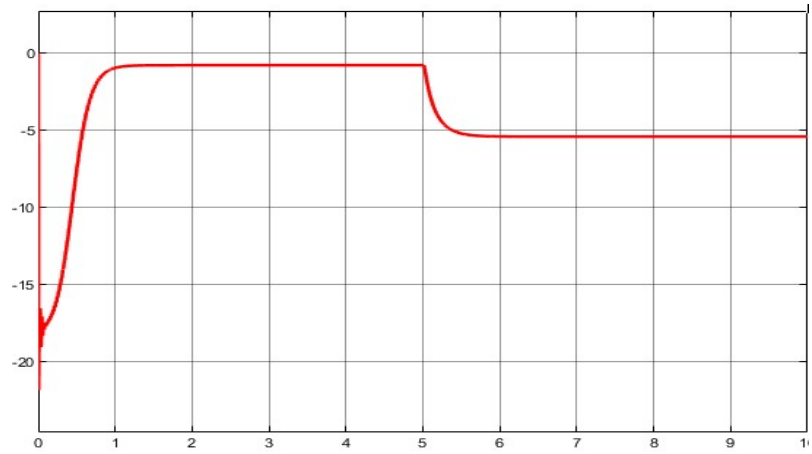


Figure 97:Variation du courant iq du MAS

La Figure 94 présente l'évolution de la vitesse de la machine asynchrone soumise à une charge. On observe une montée rapide de la vitesse depuis l'état de repos jusqu'à la valeur de régime permanent, ce qui traduit une bonne dynamique d'accélération du moteur. La vitesse atteint sa valeur nominale sans oscillations excessives, indiquant une stabilité satisfaisante du système. À l'instant correspondant à l'application de la charge (environ 5 s), une légère chute de vitesse est observée, suivie d'un rétablissement rapide vers un nouveau régime stable. Ce

comportement met en évidence la capacité du moteur à maintenir son fonctionnement malgré la perturbation de charge.

La Figure 95 illustre l'évolution du couple électromagnétique. Au démarrage, un couple élevé apparaît afin de vaincre l'inertie mécanique et permettre l'accélération rapide du rotor. Une fois la vitesse stabilisée, le couple diminue et se maintient à une valeur proche de zéro en régime à vide. Lors de l'application de la charge, le couple augmente de manière nette pour équilibrer le couple résistant, puis se stabilise, confirmant la cohérence entre la dynamique du couple et celle de la vitesse.

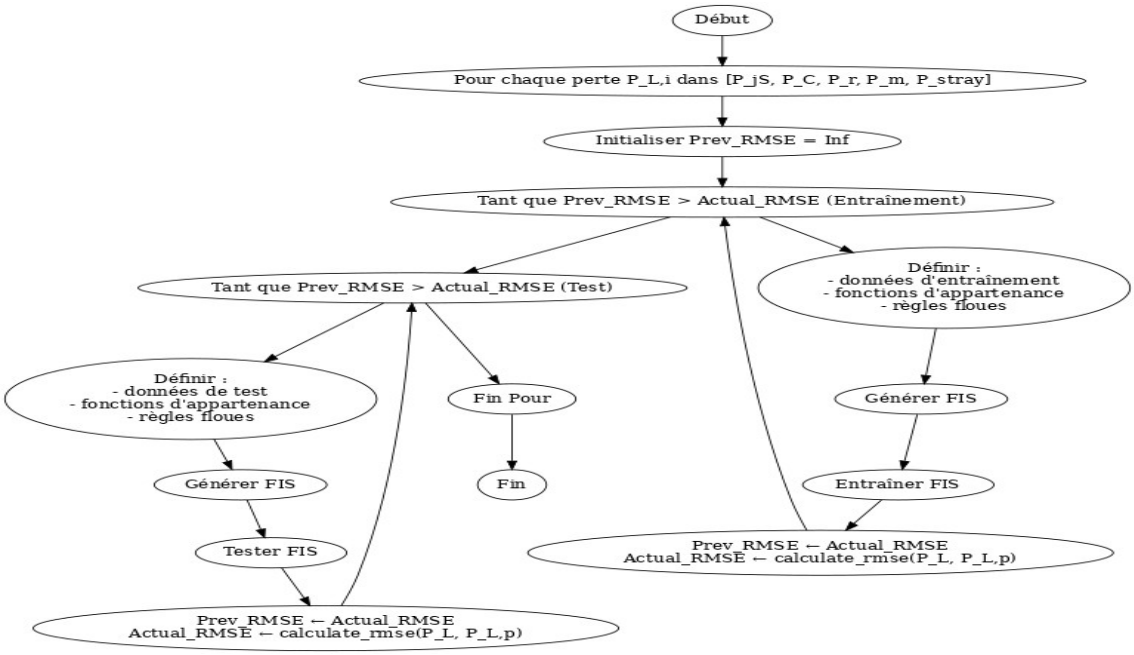
Les Figures 96 et 97 montrent respectivement les variations des courants i_d et i_q du moteur. Le courant i_d, associé à la production du flux, présente un transitoire au démarrage avant de se stabiliser à une valeur quasi constante, ce qui indique une bonne régulation du flux rotorique. Lors de l'application de la charge, une légère variation de i_d est observée, traduisant l'adaptation du flux aux nouvelles conditions de fonctionnement. Le courant i_q, directement lié à la production du couple électromagnétique, montre un comportement cohérent : faible en régime à vide et augmentant sensiblement lors de l'application de la charge, afin de fournir le couple requis. Cette évolution confirme le découplage fonctionnel entre les composantes flux et couple, caractéristique d'une modélisation correcte de la machine asynchrone.

Conclusion

Les résultats de simulation démontrent la validité de la modélisation du moteur asynchrone, tant du point de vue dynamique que statique. La machine présente un démarrage rapide, une bonne stabilité en régime permanent et une réponse adéquate aux variations de charge. La cohérence observée entre la vitesse, le couple électromagnétique et les courants i_d et $i_q$confirme le bon comportement électromécanique du modèle ainsi que le respect des principes physiques de la MAS. Ces performances constituent une base solide pour l'intégration ultérieure de stratégies de commande avancées, telles que la commande vectorielle floue et la commande floue quantique, ainsi que pour l'étude de systèmes d'alimentation hybrides dans un cadre plus global.

6.3.5. Logigramme Complet : Algorithme ANFIS

Ce logigramme présente toutes les étapes clés de l'algorithme ANFIS pour l'entraînement et le test sur des données de pertes mesurées dans un moteur. Il illustre le double processus de calibration (entraînement) et de validation (test), chacun basé sur la minimisation de l'erreur RMSE.




```
function [Pjss, Pcs, Pjrs, Pm, Pstray, Trq, r] = EE_Model(X, CF, Pin, Is, wr, T)
%
%  Pk = 132; % Motor power in KW
  m = 0.95 ; % Stray loss parameter for stator part & 2 poles pairs motor
  n = 0.34; % Stray loss parameter for rotor part & 2 poles pairs motor
  p = 4; % number of pole pairs
  f = 50; % frequency in Hz
  Kfw = 1.2/100;
  pf = 0.85;
  ws = 2.*pi.*f./p;  % synchronouse seed (rev.s-1)
  s = (ws - wr)/ws;
  kc = 234.5; % is the 100% IACS conductivity copper based on a volume conductivity of 62%
  ka =  225; % is the 100% IACS conductivity aluminum based on a volume conductivity of 62%
  Tco = 22.8; % is test refernce temperature


            Rs0 = X(1);% is the copper winding resistance from stator @ reference temperature
            Xs = X(2);
            Rc0 = X(3); % is the iron resistance @ reference temperature
            Xm = X(4);
            R10 = X(5); % is the 1st cage rotor resistance @ reference temperature
            X1d = X(6);
            R20 = X(7); %is the 2nd cage rotor resistance @ reference temperature
            X2d = X(8);


       Rs = Rs0*(T + kc)/(Tco + kc); % stator winding resistance @ T

       Rc = Rc0*(T + kc)/(Tco + kc); % Iron resistance @ T

       R1 = R10*(T + ka)/(Tco + ka); % 1st Rotor cage resistance @ T

       R2 = R20*(T + ka)/(Tco + ka); % 2nd Rotor cage resistance @ T



Zm = 1./(1./(1i.*Xm) + 1./Rc);
```

```
Pjs = CF(1).*(Rs.*(Is.^2)); %Stator loss
Pjss = Pjs(1) + Pjs(2) + Pjs(3);


Pc = CF(2).*(3.*Rc.*(Ic.^2)); %Iron loss
Pcs = Pc(1) + Pc(2) + Pc(3);

P1jr = 3.*R1.*(I1.^2); %rotor 1st cage loss


P2jr = 3.*R2.*(I2.^2); %rotor 1st cage loss
```

```
Pjr = CF(3).*(P1jr + P2jr); % rotor joule loss
Pjrs = Pjr(1) + Pjr(2) + Pjr(3);


%Pbearing = 3*B*(Is*wr); %Bearing loss


Pfw = Kfw.*Pin; %Windage and friction losses per phase


Pm = CF(4).*Pfw;% + Pbearing; % Mechanical losses

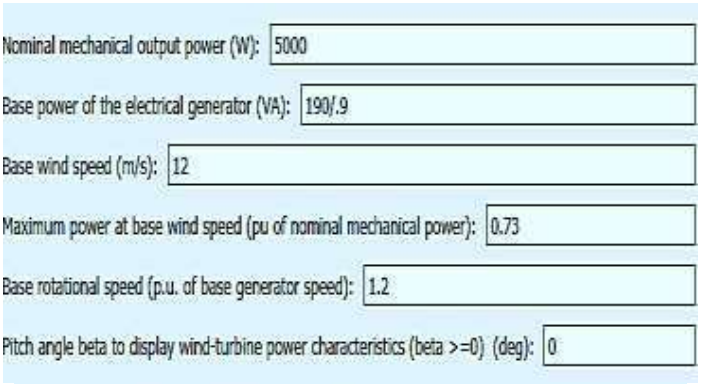

Pstray = CF(5).*(((Xs./(p.*Xm)).^m).*((Xr.*ws./(p.*Xm.*wr)).^n)); %Stray loss

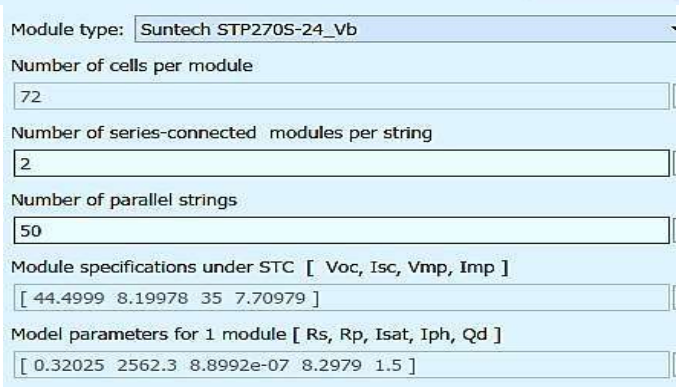

Ploss = Pjss + Pcs + Pjrs + Pm + Pstray;
Trq = (Pin - Ploss - (0.1860.*Pin))/wr;
r = 1 - 0.1860 - Ploss/(Pin+0.0000001);
% if r>0.9
%     r=0.9;
% end
% if wr>139
%     r = 1-0.41 - Ploss/(Pin+0.0000001);
% end
```

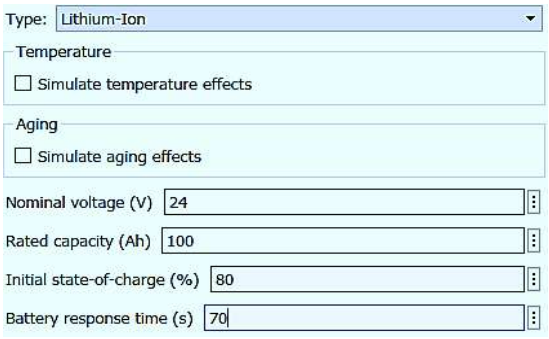
```
%Stability for t = 12.04, ee = 0.787


%interpolation speed
%  function EEm = EEm(w)
% C = [-0.00408  1.685  -232.1 1.065e+04];
% EEm = 100*(C(1)*w^3 + C(2)*w^2 + C(3)*w + C(4));
% if w<136.23
%     ws = 136.23;
%     EEm = 100*(C(1)*ws^3 + C(2)*ws^2 + C(3)*ws + C(4));
% end
%Stability for w = 136.23, ee = 0.788
```

5.6.6. Paramètres







- **LES PARAMETRES DU MOTEUR ASYNCHRONE UTILISEES**

  Rs=2.475; Résistance statorique

  Rr=4.446; Résistance rotorique

  Ls=270.315e-3; Inductance statorique

  Lr=270.315e-3; Inductance rotorique

  Lm=259.836e-3; Inductance mutuelle

  p=1; Nombre de Paire de pôles

  J=0.023; Moment d'inertie

  fr=26e-4; Coefficient de frottement

- **LES CONSTANTES**

  sigma=1-((Lm*Lm)/(Lr*Ls));

Lss=Ls*sigma;

Tr=Lr/Rr;

- **LES REFERENCES**

Ts=10e-4; Période de commutation de la SVM

Phi_n = 1; Flux nominal

wref = 314; Vitesse de référence

Vdc = 565; Tension du bus continu

- **SYNTHESE DES CORRECTEURS POUR LA IFOC**

Les coefficients

xi =1 ; Coefficient d'amortissement

Tr_w =0.005 ;Temps de réponse à 5% de la vitesse

wn_Tr_w =2000;

wn =15 ; Pulsation propre

Tr_i = 0.00001; Temps de réponse du courant

wnTrep=4.75;

- **Les paramètres pour la vitesse**

```
Ki_w = wn^2*J;

Kp_w = ((2*xi*Ki_w)/wn)-fr;
```

- **Les paramètres pour les courants**

```
Ki_i = Rs/Tr_i;

Kp_i = Lss/Tr_i;
```

6.4. Références

[1]Wu, S.-L., et al. (2019). Application of Super-Capacitor in Photovoltaic Power Generation System. 2019 IEEE International Conference of Intelligent Applied Systems on Engineering (ICIASE), IEEE.IF = 1.8

[2]Heydari, E. and A. Y. Varjani (2018). Combined modified P&O algorithm with improved direct power control method applied to single-stage three-phase grid-connected PV system. 2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC), IEEE. IF = 1.8

[3]Soltanian, F. (2019). A Stable Power Reserve Control Method in Photovoltaic Systems Using IV Curve Characteristics. 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), IEEE. IF = 1.8

[4]Attayah, B. T., et al. (2021). Enhancing the Photovoltaic System Output Performance Through the Use of Maximum Power Point Tracking and Fuzzy Logic Control. 2021 IEEE International Conference in Power Engineering Application (ICPEA), IEEE. IF = 1.8

[5]Lin, C., et al. (2017). "Performance comparison between photovoltaic and thermoradiative devices." Journal of Applied Physics **122**(24): 243103. IF = 0.93

[6]Liao, T., et al. (2019). "Thermoradiative–photovoltaic cells." IEEE Transactions on Electron Devices **66**(3): 1386-1389. IF = 1.8

[7]Lin, B. and T. Liao (2020). "Thermoradiative-thermionic hybrid energy electron devices." IEEE Transactions on Electron Devices **67**(3): 1132-1135. IF = 1.4

[8]Deng, W. and S. Zuo (2018). "Comparative study of sideband electromagnetic force in internal and external rotor PMSMs with SVPWM technique." IEEE Transactions on Industrial Electronics **66**(2): 956-966. IF = 1.2

[9]Mirić, S. M., et al. (2019). "Enhanced complex space vector modeling and control system design of multiphase magnetically levitated rotary–linear machines." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics **8**(2): 1833-1849. IF = 0.98

[10]Sala, G., et al. (2019). "Post-fault operation of bearingless multisector SPM machines by space vector control." IEEE Transactions on Power Electronics **35**(4): 4168-4177 IF = 1

[11]قديري, et al. (2019). "Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone."

[12]فوزي, et al. (2020). "Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone alimenté en Courant et en Tension."

[13]Arcos-Aviles, D., et al. (2021). "An energy management system design using fuzzy logic control: Smoothing the grid power profile of a residential electro-thermal microgrid." IEEE Access **9**: 25172-25188 IF = 1.2.

[14] Ali, M. N., et al. (2021). "An efficient fuzzy-logic based variable-step incremental conductance MPPT method for grid-connected PV systems." IEEE Access **9**: 26420-26430 IF= 1.8.

[15] Goutam, S. and S. Unnikrishnan (2019). Algorithm for handover decision in IEEE 802.11 WLAN Environment based on Fuzzy Logic. 2019 IEEE International WIE Conference on Electrical and Computer Engineering (WIECON-ECE), IEEE IF= 1.8.

[16] Bang, S., et al. (2019). Fuzzy logic based crop yield prediction using temperature and rainfall parameters predicted through ARMA, SARIMA, and ARMAX models. 2019 Twelfth International Conference on Contemporary Computing (IC3), IEEE IF=1.8.

[17]Starczewski, J. T., et al. (2020). "Triangular fuzzy-rough set based fuzzification of fuzzy rule-based systems." Journal of Artificial Intelligence and Soft Computing Research **10**(4): 271-285 IF= 1.1.

[18]Ruiz-García, G., et al. (2019). "Toward a fuzzy logic system based on general forms of interval type-2 fuzzy sets." IEEE Transactions on Fuzzy Systems **27**(12): 2381-2395 IF= 1.5.

[19]Nawel, B. Z. e. S. (2017). Etude comparative entre la commande vectorielle et la logique floue de la MAS

[20]Atiyah, A. and B. Sulc (2021). Exploitability of Information Obtainable from Asynchronous Motor in a Wheel-set Drive to Traction Optimizing. 2021 22nd International Carpathian Control Conference (ICCC), IEEE IF= 1.8.

[21] ABEDELKADER, B. W. E. H. (2017). ETUDE ET SIMULATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN ONDULEUR DE TENSION A COMMANDE MLI

[22]Ali, M. N., et al. (2021). "An efficient fuzzy-logic based variable-step incremental conductance MPPT method for grid-connected PV systems." IEEE Access **9**: 26420-26430.

[23]Arcos-Aviles, D., et al. (2021). "An energy management system design using fuzzy logic control: Smoothing the grid power profile of a residential electro-thermal microgrid." IEEE Access **9**: 25172-25188.

[24]Ashofteh, H. and A. Behzadi Forough (2022). "Renewable Energy's Potential Scrutiny by PVSYST and RETSCREEN softwares Case study: Khoy Province." Renewable Energy Research and Applications.

[25]Atiyah, A. and B. Sulc (2021). Exploitability of Information Obtainable from Asynchronous Motor in a Wheel-set Drive to Traction Optimizing. 2021 22nd International Carpathian Control Conference (ICCC), IEEE.

[26]Attayah, B. T., et al. (2021). Enhancing the Photovoltaic System Output Performance Through the Use of Maximum Power Point Tracking and Fuzzy Logic Control. 2021 IEEE International Conference in Power Engineering Application (ICPEA), IEEE.

[27]Bang, S., et al. (2019). Fuzzy logic based crop yield prediction using temperature and rainfall parameters predicted through ARMA, SARIMA, and ARMAX models. 2019 Twelfth International Conference on Contemporary Computing (IC3), IEEE.

[28]Deng, W. and S. Zuo (2018). "Comparative study of sideband electromagnetic force in internal and external rotor PMSMs with SVPWM technique." IEEE Transactions on Industrial Electronics **66**(2): 956-966.

[29]DIOP, M. (2018). CONCEPTION ET COMMANDE DE CONVERTISSEURS STATIQUES POUR MOULINS À MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASÉS.

[30]Diop, M. M., et al. (2021). "Management and Control of a DC Bus Powered by Renewable Energies." Journal of Applied Mathematics and Physics **9**(7): 1652-1672.

[31]Goutam, S. and S. Unnikrishnan (2019). Algorithm for handover decision in IEEE 802.11 WLAN Environment based on Fuzzy Logic. 2019 IEEE International WIE Conference on Electrical and Computer Engineering (WIECON-ECE), IEEE.

[32]Gupta, S., et al. (2022). "A Fuzzy Logic Approach for Predicting Efficient LoRa Communication." International Journal of Fuzzy Systems: 1-9.

[33]Heydari, E. and A. Y. Varjani (2018). Combined modified P&O algorithm with improved direct power control method applied to single-stage three-phase grid-connected PV system.

2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC), IEEE.

[34]Liao, T., et al. (2019). "Thermoradiative–photovoltaic cells." IEEE Transactions on Electron Devices **66**(3): 1386-1389.

[35]Lin, B. and T. Liao (2020). "Thermoradiative-thermionic hybrid energy electron devices." IEEE Transactions on Electron Devices **67**(3): 1132-1135.

[36]Lin, C., et al. (2017). "Performance comparison between photovoltaic and thermoradiative devices." Journal of Applied Physics **122**(24): 243103.

[37]Mirić, S. M., et al. (2019). "Enhanced complex space vector modeling and control system design of multiphase magnetically levitated rotary–linear machines." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics **8**(2): 1833-1849.

[38]Nawel, B. Z. e. S. (2017). Etude comparative entre la commande vectorielle et la logique floue de la MAS

[39]Phillips, J. D. (2020). "Thermoradiative cell equivalent circuit model." IEEE Transactions on Electron Devices **68**(2): 928-930.

[40]Reddy, M. S., et al. (2021). Performance analysis of Fuzzy and Neural controller implementation in permanent magnet synchronous motor. 2021 5th International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS), IEEE.

[41]Ruiz-García, G., et al. (2019). "Toward a fuzzy logic system based on general forms of interval type-2 fuzzy sets." IEEE Transactions on Fuzzy Systems **27**(12): 2381-2395.

[42]Sala, G., et al. (2019). "Post-fault operation of bearingless multisector SPM machines by space vector control." IEEE Transactions on Power Electronics **35**(4): 4168-4177.

[43]Soltanian, F. (2019). A Stable Power Reserve Control Method in Photovoltaic Systems Using IV Curve Characteristics. 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), IEEE.

[44]Starczewski, J. T., et al. (2020). "Triangular fuzzy-rough set based fuzzification of fuzzy rule-based systems." Journal of Artificial Intelligence and Soft Computing Research **10**(4): 271-285.

[45]Wu, S.-L., et al. (2019). Application of Super-Capacitor in Photovoltaic Power Generation System. 2019 IEEE International Conference of Intelligent Applied Systems on Engineering (ICIASE), IEEE.

[46]al. (2020). "Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone alimenté en Courant et en Tension."

[47], et al. (2019). "Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone."

[48]Nikbakhsh, A. ; Izadfar, HR ; Jazaeri, M. Classification et comparaison des méthodes d'estimation de la température du rotor pour les moteurs à induction à

[49]. Jiménez Molina, MS Analyse multiphysique d'un moteur à induction à fortes pertes. Balk. J. Electr. Comput. Eng. 2024, 12, 20–26.

[50].Diachenko, GG ; Aziukovskyi, OO. Revue des méthodes d'amélioration de l'efficacité énergétique des machines à induction. Natsional'nyi

[51].. Waide, P.; Brunner, CU Opportunités de politiques d'efficacité énergétique pour les systèmes à moteur électrique; OCDE: Paris, France, 2011.

[52].Mzungu, HM; Sebitosi, AB; Khan, MA Comparaison des normes pour déterminer les pertes et l'efficacité des systèmes triphasés Moteurs à induction. Actes de la conférence et exposition 2007 de l'IEEE Power Engineering Society en Afrique — PowerAfrica, Johannesburg, Afrique du Sud, 16–20 juillet 2007 ; pp. 1–6.

[53].Goroshko, A.; Zembytska, M.; Paiuk, V. Vibrations des moteurs à induction causées par l'excentricité mécanique et magnétique du rotor. J. Sciences ing. 2024, 11, D66–D77. [CrossRef]

[54].. Malyar, V. Modélisation mathématique, en coordonnées de phase, des modes de démarrage et des caractéristiques statiques d'un moteur à induction à rotor bobiné. Przegl˛ad Elektrotechniczny 2023, 1, 116–121. [CrossRef] Université Hirnychyi de Nauk. Visnyk 2020, 1, 80-88. [Référence croisée]

[55] Siddique, M. A. B., Zhao, D., Rehman, A. U., Ouahada, K., & Hamam, H. (2024). An adapted model predictive control MPPT for validation of optimum GMPP tracking under partial shading conditions. *Scientific reports*, *14*(1), 9462.

[56] Naima, B., Belkacem, B., Ahmed, T., Benbouhenni, H., Riyadh, B., Samira, H., ... & Mohammed, S. A. (2025). Enhancing MPPT optimization with hybrid predictive control and adaptive P&O for better efficiency and power quality in PV systems. *Scientific reports*, *15*(1), 24559.

[57] Abdelmalek, F., Afghoul, H., Krim, F., Zabia, D. E., Trabelsi, H., Bajaj, M., ... & Blazek, V. (2024). Experimental validation of effective zebra optimization algorithm-based MPPT under partial shading conditions in photovoltaic systems. *Scientific Reports*, *14*(1), 26047.

[58] *E. J. Barbosa, M. C. Cavalcanti, G. M. S. Azevedo, R. C. Neto, E. A. O. Barbosa and F. Bradaschia, "Hybrid GMPPT Technique for Photovoltaic Series Based on Fractional Characteristic Curve," in IEEE Journal of Photovoltaics, vol. 14, no. 1, pp. 170-177, Jan. 2024*

[59] *M. A. B. Siddique, M. A. Khan, A. Asad, A. U. Rehman, R. M. Asif and S. U. Rehman, "Maximum Power Point Tracking with Modified Incremental Conductance Technique in Grid-Connected PV Array," 2020*

[60] *.Claude Bertin Nzoundja Fapi, Wira, P., Kamta, M., Tchakounté, H. & Colicchio, B. Simulation and dSPACE hardware implementation of an improved fractional short-circuit current MPPT algorithm for photovoltaic system. Appl. Sol. Energy (English Transl. Geliotekhnika) 57, 93–106 (2021).*

[61] *.Ngo, S., Ngo, T. D., Nguyen, C. T. & Chiu, C. S. A novel approach based incremental conductance method for MPPT strategy of PV systems considering partial shading conditions. Electr. Power Components Syst. 49, 1348–1362 (2021).*

[62] *Verma, P., Garg, R. & Mahajan, P. Asymmetrical fuzzy logic control-based MPPT algorithm for stand-alone photovoltaic systems under partially shaded conditions. Sci. Iran. 27, 3162–3174 (2020).*

[63] *Olabi, A. G. et al. Artificial neural networks applications in partially shaded PV systems. Therm. Sci. Eng. Prog. 37, 101612 (2023)*

[64] *Huang, Y. P., Huang, M. Y. & Ye, C. E. A fusion firefly algorithm with simplified propagation for photovoltaic MPPT under partial shading conditions. IEEE Trans. Sustain. Energy 11, 2641–2652 (2020).*

[65] *Badis, A., Mansouri, M. N. & Boujmil, M. H. A genetic algorithm optimized MPPT controller for a PV system with DC-DC boost converter. Proc. - 2017 Int. Conf. Eng. MIS, ICEMIS 2017 2018-January, 1–6 (2017).*

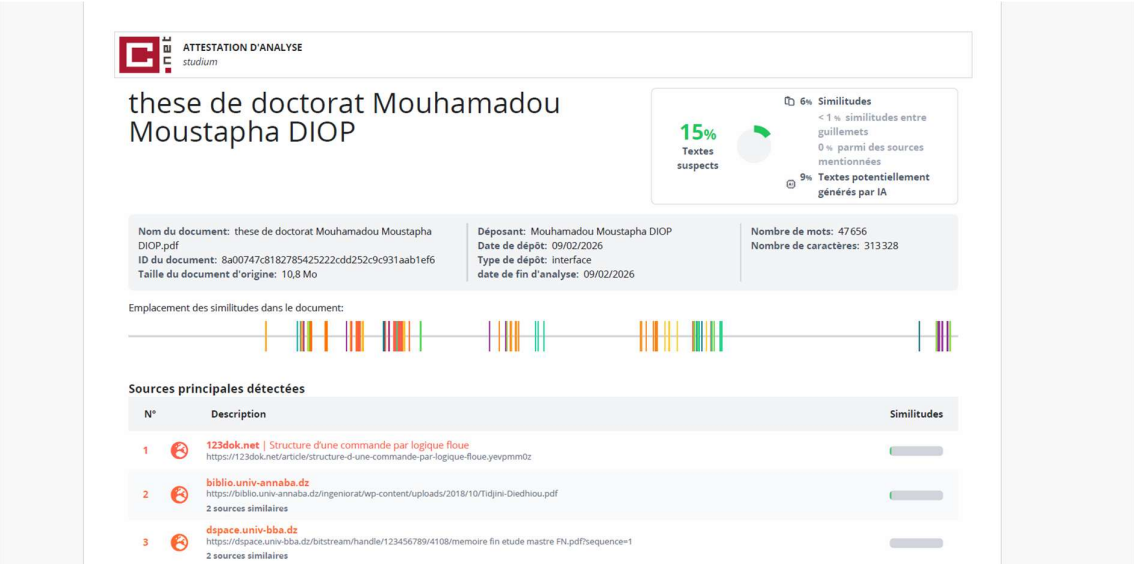
[66] *Hu, K., Cao, S., Li, W. & Zhu, F. An improved particle swarm optimization algorithm suitable for photovoltaic power tracking under partial shading conditions. IEEE Access 7, 143217–143232 (2019).*

[67] *Li, H., Yang, D., Su, W., Lu, J. & Yu, X. An overall distribution particle swarm optimization MPPT algorithm for photovoltaic system under partial shading. IEEE Trans. Ind. Electron. 66, 265–275 (2019).*

[68] *Ahmed, M., Harbi, I., Kennel, R., Rodríguez, J. & Abdelrahem, M. Maximum power point tracking-based model predictive control for photovoltaic systems: Investigation and new perspective. Sensors (Basel). 22 (2022).*

[69] *Kakosimos, P. E. & Kladas, A. G. Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique. Renew. Energy 36, 2508–2514 (2011).*

[70] *Zhao, L. & Yin, L. Multi-step depth model predictive control for photovoltaic maximum power point tracking under partial shading conditions. Int. J. Electr. Power Energy Syst. 151, 109196 (2023).*



ATTESTATION D'ANALYSE
studium

these de doctorat Mouhamadou Moustapha DIOP

15% Textes suspects

6% Similitudes
< 1 % similitudes entre guillemets
0 % parmi des sources mentionnées
9% Textes potentiellement générés par IA

Nom du document: these de doctorat Mouhamadou Moustapha DIOP.pdf
ID du document: 8a00747c8182785425222cdd252c9c931aab1ef6
Taille du document d'origine: 10,8 Mo

Déposant: Mouhamadou Moustapha DIOP
Date de dépôt: 09/02/2026
Type de dépôt: interface
date de fin d'analyse: 09/02/2026

Nombre de mots: 47656
Nombre de caractères: 313328

Emplacement des similitudes dans le document:

Sources principales détectées

N°	Description	Similitudes
1	**123dok.net** | Structure d'une commande par logique floue https://123dok.net/article/structure-d-une-commande-par-logique-floue.yevpmm0z	
2	**biblio.univ-annaba.dz** https://biblio.univ-annaba.dz/ingeniorat/wp-content/uploads/2018/10/Tidjini-Diedhiou.pdf 2 sources similaires	
3	**dspace.univ-bba.dz** https://dspace.univ-bba.dz/bitstream/handle/123456789/4108/memoire fin etude mastre FN.pdf?sequence=1 2 sources similaires	

4	**dspace.univ-ouargla.dz** http://dspace.univ-ouargla.dz/jspui/bitstream/123456789/9778/1/AIACHI_Mouloud_CHERADE_Keltoum.pdf **1 source similaire**	
5	**tel.archives-ouvertes.fr** | Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00357487/file/These_cedric_cabal.pdf **1 source similaire**	

Sources avec similitudes accidentelles

N°	Description	Similitudes
1	**scholar.google.com** | DIEGO GUSTAVO ARCOS AVILES - Google Académico https://scholar.google.com/citations?user=QqyMZCQAAAAJ&hl=es	
2	**docplayer.fr** | Etude d un système de pompage photovoltaïque avec stockage - PDF Free Download https://docplayer.fr/210155052-Etude-d-un-systeme-de-pompage-photovoltaique-avec-stockage.html	
3	**bibdspace.univ-tiaret.dz** http://bibdspace.univ-tiaret.dz/bitstream/123456789/11560/4/15chapitre2.pdf	
4	**dspace.univ-tiaret.dz** http://dspace.univ-tiaret.dz/bitstream/123456789/11546/5/Chapitre3.pdf	
5	**acris.aalto.fi** https://acris.aalto.fi/ws/portalfiles/portal/56238816/ELEC_Ali_etal_An_Efficient_Fuzzy_IEEEAccess_9_2021_finalpublishedversion.pdf	