

Université Mohamed Boudiaf – M’sila

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D’ELECTRONIQUE



Numéro de série :

Numéro d’inscription : DE/03/18

Thèse

Présentée pour l’obtention du diplôme de

DOCTORAT SCIENCES

Spécialité : Electronique

Option : Electronique

THEME

Commande d'une Machine Polyphasée en Modes Normal et Dégradé

Présenté par

FODIL MALIKA

Soutenue le 18/04/2024

Devant le jury composé de :

<u>Nom et Prénom</u>	<u>Grade</u>	<u>Etablissement</u>	<u>Qualité</u>
OUDIRA Hocine	Professeur	Univ. M’sila	Président
DJERIOUI Ali	Professeur	Univ. M’sila	Rapporteur
LADJEL Mohamed	Professeur	Univ. M’sila	Co-Rapporteur
KHEMILICHE Mabrouk	Professeur	Univ. Setif1	Examineur
SAOUDI Kamel	Professeur	Univ. Bouira	Examineur
LATRECHE Samia	Maître de conférences A	Univ. Setif1	Examineur

Année Universitaire : 2023 / 2024

Remerciement

*J'adresse mes vifs remerciements à mon directeur de thèse monsieur **JERIOUI Ali**, Professeur à l'Université de M'Sila, d'avoir m'encadré et me soutenu durant ces années de thèse, leur disponibilité, ses commentaires et ses suggestions qui ont considérablement amélioré le contenu et la présentation de cette thèse,*

*Je suis extrêmement reconnaissant à Monsieur **LADJEL Mohamed**, Professeur à l'université de Msila, pour avoir accepté d'être mon co-directeur de thèse. Pour son aide, son encouragement durant ces années de travail.*

*Toute ma reconnaissance et mes sincères remerciements vont à Monsieur **Hocine OUDIRA**, Professeur à l'université de Msila, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury.*

*J'exprime ma vive gratitude et mes remerciements à l'ensemble des membres : Monsieur **KHEMILICHE Mabrouk** professeur à université de setif1, **SAOUDI Kamel** professeur à université de Bouira et M^{me} **LATRECHE Samia** Maître de conférences A à université de setif1 pour avoir accepté de faire partie de ce jury en acceptant d'examiner et d'évaluer cette thèse.*

J'adresse aussi mes vifs remerciements à mes collègues de la Faculté de Technologie en particulier ceux de département d'électronique à l'Université de M'sila, pour leurs encouragements qu'ils n'ont cessé de continuer ce travail. Qu'ils trouvent ici l'expression de mon profond respect.

Dédicace

*Je dédie ce travail, tout d'abord à ma mère, le flambeau de ma
vie, à qu'elle a tout fait pour ma réussite, sa gentillesse, sa
présence et ses encouragements*

A mon époux Djamel

A mon fils Ahmed et ma fille Ines

À mes frères et sœurs

À mes beaux frères et mes belles sœurs

À tous mes collègues de travail

*A tous les enseignants du département d'électronique
je dédie ce modeste travail.*

SOMMAIRE

Remerciements	
Dédicace	
Sommaire	I
Liste des figures et des tableaux	V
Liste des abréviations	VII
Introduction Générale	1

Chapitre I: Etat de l'art sur la machine polyphasée et la commande tolérante aux défauts

<i>1.1 Introduction</i>	<i>07</i>
<i>1.2 Choix d'une machine polyphasée</i>	<i>08</i>
<i>1.3 Types des machines polyphasées</i>	<i>09</i>
<i>1.3.1. Machines Triphasées à Courants Indépendants</i>	<i>09</i>
<i>1.3.2. Machines type I hexaphasées et machines multi-étoiles</i>	<i>09</i>
<i>1.3.3. Machines type II pentaphasées et heptaphasées</i>	<i>11</i>
<i>1.4 Intérêt des machines polyphasées</i>	<i>13</i>
<i>1.4.1 Segmentation de puissance</i>	<i>13</i>
<i>1.4.2 Fiabilité et degré de liberté</i>	<i>14</i>
<i>1.4.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques</i>	<i>14</i>
<i>1.4.4 Augmentation du couple massive</i>	<i>15</i>
<i>1.5 Inconvénients des machines polyphasées</i>	<i>15</i>
<i>1.6 Défauts dans les chaînes d'entraînement des machines à courant alternatif</i>	<i>15</i>
<i>1.6.1 Classification des défauts dans une chaîne de commande d'un moteur à courant alternatif</i>	<i>16</i>
<i>1.6.2 Défauts des machines électriques tournantes</i>	<i>16</i>
<i>1.7 Différents types des défauts</i>	<i>17</i>
<i>1.7.1 Défaillances des roulements mécaniques</i>	<i>17</i>
<i>1.7.2 Défaillances rotoriques</i>	<i>18</i>
<i>1.7.2.1 Ruptures de barres et portion d'anneaux</i>	<i>18</i>
<i>1.7.2.2 Excentricité</i>	<i>18</i>
<i>1-7.3 Défaillances statoriques</i>	<i>19</i>
<i>1.8 Commande tolérante aux défauts</i>	<i>21</i>
<i>1.9 Classification des méthodes de commande tolérante aux défauts</i>	<i>21</i>
<i>1.9.1 Approche passive de la FTC</i>	<i>22</i>
<i>1.9.2 Approche active de la FTC</i>	<i>22</i>
<i>1.10 Commande adaptative tolérante aux défauts</i>	<i>24</i>
<i>1.11 Etat de l'art de la commande tolérante aux défauts des machines électriques</i>	<i>25</i>
<i>1.11 Conclusion</i>	<i>25</i>

Chapitre II: Modélisation et Association de la Machine Asynchrone Polyphasée avec Onduleur

II.1	Introduction	28
II.2	Types de machines considérées	28
II.3	Hypothèses simplificatrices	29
II.4	Modélisation de la machine asynchrone polyphasée dans la base naturelle	29
II.5	Modélisation de la machine asynchrone polyphasée dans la base propre	32
II.6	Modélisation de la machine asynchrone à 5-phases	37
II.6.1	Modèle dynamique de la machine dans la base naturelle	38
II.6.2	Modèle dynamique de la machine dans la base propre	38
II.7	Modèle général de la machine à 5 phases	41
II.8	Association Onduleur- Machine 5-phases	42
II.8.1	Modélisation de l'alimentation	42
II.9	Modélisation et commande MLI de l'onduleur	42
II.9.1	Configuration de l'onduleur	43
II.9.2	Tensions simples de l'onduleur	44
II.10	Commande MLI de tension	44
II.10.1	Avantages de la commande MLI	45
II.11	Résultats et discussion	45
II.12	Conclusion	47

Chapitre III : Commande vectorielle par orientation de flux rotorique de la machine polyphasée

III.1	Introduction	49
III.2	Principe du découplage	49
III.3	Commande vectorielle par orientation du flux	50
III.4	Types de la commande vectorielle par orientation du flux	52
III.4.1	Commande directe	52
III.4.1	Commande indirecte	52
III.5	Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté appliquée sur la machine asynchrone à 5-phases	53
III.5.1	Estimateur du flux et du couple	53
III.5.2	Découplage par compensation	54
III.6	Fonctionnement à toute vitesse	55
III.6.1	Bloc de défluxage	55
III.7	Calcul des paramètres des régulateurs PI	56
III.7.1	Régulateur de vitesse	56

III.7.2 Régulateur de Couple	56
III.7.3 Régulateur de Flux	57
III.8 Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté	58
III.9 Résultats et discussion	59
III.10 Conclusion	64

Chapitre IV : Commande de la machine pentaphasée en mode dégradé par les méthodes d'optimisation

IV.1 Introduction	66
IV.2 Optimisation du loup gris	67
IV.2.1 Fonction objectif	67
IV.2.2 Choix de la meilleure particule	68
IV.2.3 L'organigramme de l'algorithme GWO	69
IV.2.4. Paramètres du contrôleur PI à l'aide de l'algorithme GWO	70
IV.3 Optimisation par essaim de particule (PSO)	71
IV.3.1 L'organigramme de l'algorithme PSO	72
IV.3.2 Principe de l'algorithme PSO	73
IV.4 Amélioration des algorithmes PSO	75
IV.4.1 Coefficient d'inertie	75
IV.4.2 Confinement des particules	76
IV.5 Avantages et inconvénient de l'algorithme PSO	76
IV.5.1 Avantages	76
IV.5.2 Inconvénients	76
IV.6 Optimisation des gains du régulateur PI par les algorithmes GWO et PSO	77
IV.7 Résultats et discussion	77
IV.8 Comparaison entre les algorithmes d'optimisation classique et métaheuristique	81
IV.9 Conclusion	82
Conclusion générale	85
Références bibliographiques	87
Résumé	98

Chapitre I

Figure I.1	Enroulements de la machine asynchrone triphasée	09
Figure I.2	Enroulements de la machine asynchrone (a) hexaphasée , (b) tétraphasée	10
Figure I.3	Enroulements d'une machine asynchrone(a): pentaphasé,(b) : heptaphasée	12
Figure I.4	Représentation temporelle et fréquentielle des couples électromagnétiques pour les machines 3, 5 et 7 phases.	14
Figure I.5	Types d'excentricité : (a) machine saine ; (b) Excentricité statique ; (c) Excentricité dynamique.	19
Figure I.6	Les différents types du défaut court-circuit : (a) court-circuit entre spires, (b) court-circuit entre bobines, (c) court-circuit entre phase et neutre et (d) court-circuit entre phases.	20
Figure I.7	Classification des approches FTC	22
Figure I.8	Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive	22
Figure I.9	Schéma de principe d'une loi de commande FTC active	23
Figure I.10	Classifications des méthodes de la commande adaptative	25

Chapitre II

Figure II.1	Représentation schématique d'une machine asynchrone pentaphasée	38
Figure II.2	Repères de la machine	39
Figure II.3	Association convertisseur-machine asynchrone à 5 phases	42
Figure II.4	Schéma de principe de l'onduleur de tension à 5 phases.	43
Figure II.5.a	Résultats du comportement dynamique de MAS à 5 phases, (a) fonctionnement à vide	46
Figure II.5.b	Résultats du comportement dynamique de MAS à 5 phases, (a) fonctionnement en charge	46
Figure II.6	Comportement de la MAS à 5 phases associée à un onduleur de tension	46

Chapitre III

Figure III.1	Principe de la commande vectorielle	50
Figure III.2	Orientation du flux rotorique	51
Figure III.3	Estimateur de flux et du couple	53
Figure III.4	Schéma de la régulation de vitesse par les régulateurs PI.	55
Figure III.5	Schéma de la régulation de Couple par les régulateurs PI	57
Figure III.6	Schéma fonctionnel de la régulation de Flux par les régulateurs PI	58
Figure III.7	Commande vectorielle directe de la machine asynchrone à 5 phases alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux	59

Liste des figures et des tableaux

Figure III.8.a	L'allure de vitesse et du couple de la CVD avec un couple de charge de 10 N.m appliqué à l'instant 2s	60
Figure III.8.b	L'allure des courants statoriques principal et secondaire de la CVD avec un couple de charge de 10 N.m appliqué à l'instant 2s	60
Figure III.9.a	L'allure de vitesse et du couple de la CVD en mode sain	61
Figure III.9.b	L'allure des courants statoriques principal et secondaire de la CVD en mode sain	61
Figure III.10.a	L'allure de la vitesse et du couple lors d'une variation de R_s à $R_s/5$	62
Figure III.10.b	L'allure des courants statoriques lors d'une variation de la résistance de R_s à $R_s/5$	62
Figure III.11.a	L'allure de la vitesse et du couple lors d'une variation de R_s à $R_s/10$	63
Figure III.11.b	L'allure des courants statoriques lors d'une variation de la résistance de R_s à $R_s/10$	63
Figure III.12.a	L'allure de la vitesse et du couple lors d'une variation de R_s à $R_s/30$	64
Figure III.12.b	L'allure des courants statoriques lors d'une variation de la résistance de R_s à $R_s/30$	64

Chapitre IV

Figure IV.1	L'organigramme de l'algorithme GWO	70
Figure IV.2	L'organigramme de l'algorithme PSO	73
Figure IV.3	Déplacement d'une particule	74
Figure IV.4	Schéma de principe de l'optimisation du contrôleur PI appliqué à la machine asynchrone pentaphasée	77
Figure IV.5	Réponses du couple et de la vitesse en présence de défauts du stator avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO	78
Figure IV.6	Courant (i_{ds}) et erreur de poursuite relative en présence de défauts du stator avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO	79
Figure IV.7	Courant (i_{qs}) et erreur de poursuite relative en présence de défauts du stator avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO	79
Figure IV.8	Courant (i_{qp}) et erreur de poursuite relative en présence de défauts du stator avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO	80
Figure IV.9	Composantes des couples électromagnétiques (C_{emp} et C_{ems}) en présence de défauts du stator avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO	80
Figure IV.10	Étude comparative d'un PI utilisant GWO et d'un PI utilisant PSO	81

Liste des tableaux

Tableau 1	Machines polyphasées type I,	11
Tableau 2	Machines polyphasées type II	13
Tableau 3	Classification des défauts dans une chaîne de commande d'un moteur à courant alternatif.	16
Tableau 1	Paramètres de la machine pentaphasée	78
Tableau 2	Étude comparative avec un régulateur PI classique, un régulateur PI utilisant GWO et un régulateur PI utilisant PSO	81

Liste des abréviations

MASDE	<i>Machines asynchrones à doubles étoiles</i>
MAS à 5 phases	<i>Machine asynchrone à cinq phases</i>
MLI	<i>Modulation de Largeur d'Impulsions</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
PC	<i>Predictive Control</i>
SMC	<i>Sliding Mode Control</i>
FOC	<i>Flow Orientaion Control</i>
FTC	<i>Fault Tolerant Control</i>
PFTC	<i>Passive Fault Tolerant Control</i>
AFTC	<i>Active Fault Tolerant Control</i>
FDI	<i>Fault detection and isolation</i>
MRAC	<i>Model Reference Adaptive Control</i>
ASTC	<i>Adaptive Self-tuning Control</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
AFLC	<i>Adaptive fuzzy logic Control</i>
GA	<i>genetic algorithms</i>
ACO	<i>Ant Colony Optimization</i>
ABC	<i>Artificial Bee Colony</i>
GWO	<i>Grey wolf optimization</i>
PSO	<i>particle swarms optimization</i>
PI	<i>Régulateur proportionnel-intégral</i>
CVOF	<i>Commande vectorielle par orientation du flux</i>
N_p	<i>Nombre de phases</i>
α	<i>Décalage angulaire</i>
$N_{p\alpha}$	<i>Nombre équivalent de phases</i>
a, b, c, d, e	<i>Indice des phases statoriques et rotoriques</i>
s, r	<i>Indice relatif au stator et rotor respectivement</i>
α, β	<i>Indice des axes suivant le repère de Concordia</i>
d, q	<i>Indices des axes, direct et en quadrature respectivement</i>
ω_s	<i>Pulsation électrique statorique.</i>
n	<i>Nombre de phase</i>
ω_r	<i>Pulsation électrique rotorique.</i>
l_r	<i>Inductance propre d'un enroulement rotorique</i>
l_s	<i>Inductance propre d'un enroulement statorique</i>
$M_{si j}$	<i>Mutuelle inductance entre les phases i et j statoriques</i>
$[L_s]$	<i>Matrice inductance statorique.</i>

Liste des abréviations

$[L_r]$	Matrice inductance rotorique.
L_m	Inductance mutuelle maximale entre deux phases
θ	La position angulaire du rotor par rapport au stator
θ_{ij}	Angle de déphasage entre les phases i et j
T_r	Constante de temps rotorique
σ	Coefficient de dispersion
$[[M_{sr}]]$	Matrice mutuelle statorique/rotorique.
L_{fs}	Inductance de fuite de phase statorique
L_{fr}	Inductance de fuite de phase rotorique
$[R_s]$	Matrice résistance statorique.
$[R_r]$	Matrice résistance rotorique.
$[\psi_s], [\psi_r]$	Vecteur Flux statoriques et rotoriques des machine polyphasée
ψ_{ds}, ψ_{qs}	Flux statoriques de la machine principal dans la repère tournant
V_{ds}, V_{qs}	Les tensions statorique, suivant l'axe dq en [V]
$[V_s], [V_r]$	Vecteur de tension statorique et rotorique
V_{xs}, V_{ys}	Tension statorique des machine secondaires dans la base de Concordia
$[i_s], [i_r]$	Vecteurs du courant statorique, rotorique respectivement
C_r	Couple résistant.
Ω	Vitesse de rotation de la machine
f	Coefficient de frottements
J	Le moment d'inertie de la machine
C_{em}	Couple électromagnétique.
P	Nombre de paires de pôles
$[T]$	Matrice de Concordia.
$[P]$	Matrice de Park.
$[P_n]$	Matrice de rotation
f_p	Fréquence de la porteuse
$V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}, V_{dN}, V_{eN}$	Tensions simples à la sortie de l'onduleur
$V_{az}, V_{bz}, V_{cz}, V_{dz}, V_{ez}$	Tensions à la sortie de l'onduleur entre les phases (a, b, c, d, e) de la charge et le point milieu z de la source
K_p, K_i	Gains du régulateur PI
ω_0	Pulsation propre
ξ	Coefficient d'amortissement
e_{ds}, e_{qs}	Erreur provoquée par le découplage
ψ_r^*	Flux rotorique estimé
$H[n]$	Vecteur de la fonction objective d'optimisation
K_1, \dots, s	Gains constants
H_p	Vecteur de position de la solution optimale
D	Distance entre le i ème loup et le loup alpha
K	Itération en cours
r_1, r_2	Nombres aléatoires compris entre $[0, 1]$

Liste des abréviations

$D_{x\alpha}, D_{x\beta}, D_{x\delta}$	<i>Distance optimale des loups α, β, δ</i>
$(v_{x\alpha}, v_{x\beta}, v_{x\delta})$	<i>Variable de contrôle d'entrée intermédiaire</i>
v_{xref}	<i>Commande d'entrée réelle</i>
$v_{xref}(k + 1)$	<i>Future commande d'entrée</i>
w	<i>Coefficient d'inertie</i>
\vec{x}_{ij}	<i>Vecteur de la position de la particule i</i>
\vec{v}_{ij}	<i>Vecteur de la vitesse de la particule i</i>
N_p	<i>Nombre de particules de l'essaim</i>
k_{max}	<i>Nombre maximal d'itération</i>
p_{ij}	<i>Composante de la meilleure position de la particule</i>
g_j	<i>Composante de la meilleure position globale de l'essaim</i>
$wv_{ij}(k - 1)$	<i>Composante physique du déplacement</i>
c_1 et c_2	<i>Coefficients d'accélération</i>
* (exposant)	<i>Grandeur de référence</i>

Introduction générale

Introduction générale

La commande de la machine asynchrone est actuellement l'une des principaux intérêts des chercheurs dans le domaine en comparaison avec la machine à courant continu ; cette machine à beaucoup d'avantages en termes de performances dynamiques, de longévité et de capacité à résister aux surcharges, ce qui justifie son utilisation dans divers environnements industriels, y compris la traction électrique [1]. Cependant, la limitation du nombre de phase peut être un handicap dans certains domaines d'application, tels que la propulsion navale, l'aérospatiale, l'automobile et la traction ferroviaire [2]. En revanche, les propriétés des machines polyphasées sont très attrayantes, car l'augmentation du nombre de phase entraîne une diminution des ondulations du couple électromagnétique [3,4]. Peuvent fonctionner une ou plusieurs phases défectueuses grâce au fractionnement de la puissance qui se traduit par une réduction des contraintes de dimensionnement des composants d'électronique alimentant différentes phases [3]. Les applications qui doivent fournir une excellence continuité de service doivent tenir compte de cette question.

De nombreux travaux ont étudié le contrôle des machines polyphasées, tels que le contrôle par orientation de flux (FOC) [3], la commande par logique floue (FLC) [5], la commande directe du couple (DTC) [4], le contrôle prédictif (PC) [6] et le contrôle par mode glissant (SMC) [7]. La recherche vise à développer un système de contrôle pour la machine asynchrone polyphasée qui fonctionne à faible vitesse et à couple élevé afin de réduire l'apparition d'ondulation de couple périodique. Ces ondulations peuvent provoquer des oscillations de vitesse et potentiellement endommager la machine [8].

Les domaines de la théorie du contrôle et de la régulation ont été considérablement développés au cours des dernières décennies ; cependant, l'importance du contrôleur PID dans l'industrie reste inchangée. En raison de sa conception simple, qui est facile à comprendre et à utiliser, de sa résilience et de sa stabilité dans une large gamme [5].

Les régulateurs PI (proportionnel, intégral) sont largement utilisés dans les systèmes de contrôle pour réguler une variable de processus, telle que la vitesse ou la position d'un moteur. Le régulateur PI possède deux paramètres, le gain proportionnel (K_p) et le gain intégral (K_i), qui déterminent la réponse du régulateur. Les paramètres du régulateur PI peuvent être réglés à l'aide de plusieurs méthodes, y compris des algorithmes métaheuristiques [9]. Les algorithmes métaheuristiques sont des algorithmes d'optimisation qui peuvent être utilisés pour trouver des

solutions optimales à des problèmes complexes. Parmi Voici quelques exemples d'algorithmes métaheuristiques qui peuvent être utilisés pour ajuster les gains du régulateur PI. L'optimisation par essaim de particules (PSO) est un algorithme d'optimisation basé sur la population, inspirée du comportement social des volées d'oiseaux,. Dans PSO, une population de particules est utilisée pour rechercher la solution optimale en ajustant leurs positions en fonction de la meilleure solution [10]. L'algorithme génétique (GA) est un algorithme d'optimisation qui imite le processus de sélection naturelle. Il utilise un groupe d'individus pour explorer la solution optimale en appliquant des opérateurs génétiques, tels que le croisement et la mutation, pour produire de nouvelles solutions. [11-14]. L'algorithme d'optimisation connu sous le nom de Ant Colony Optimization (ACO) s'inspire du comportement des fourmis à la recherche de nourriture. Dans l'ACO, une population de fourmis est utilisée pour rechercher la solution optimale en déposant des phéromones sur les chemins qui mènent à de meilleures solutions [15-16]. L'algorithme ABC (Artificial Bee Colony) est un algorithme d'optimisation inspiré par le comportement de butinage des abeilles. L'algorithme ABC imite le comportement des vraies abeilles, où une population d'abeilles artificielles est employée pour explorer la solution optimale [17]. Grey wolf optimization (GWO) est un algorithme d'optimisation inspiré du comportement de chasse des loups gris dans la nature [18]. Dans l'optimisation du loup gris (GWO), une population de loups est employée pour rechercher la solution optimale en imitant le comportement de chasse d'une meute de loups. Grey wolf optimizer et Particle swarm optimization sont deux algorithmes d'optimisation métaheuristiques populaires utilisés pour résoudre des problèmes d'optimisation complexes. Ces deux algorithmes sont basés sur les principes de l'intelligence en essaim et s'inspirent du comportement des animaux dans la nature. Il existe toutefois quelques différences essentielles entre l'approche d'optimisation GWO et PSO : Le GWO est un algorithme d'optimisation basé sur la population, dans lequel un groupe de loups gris recherche la solution optimale à un problème. Le PSO, quant à elle, est basée sur le comportement d'un essaim de particules qui explorent l'espace des solutions. Représentation de la solution : la solution d'un problème dans le GWO est représentée par un vecteur de position des loups gris, tandis que dans le PSO, il est représenté par un vecteur de position des particules. Exploration vs exploitation : GWO met l'accent sur l'exploration de l'espace de recherche dans les premières étapes du processus d'optimisation et s'oriente progressivement vers l'exploitation dans les dernières étapes. PSO, quant à lui, maintient un équilibre entre l'exploration et l'exploitation tout au long du processus d'optimisation. Taux de convergence : Il a été démontré que la GWO a un taux de convergence plus rapide que le PSO pour certains problèmes d'optimisation. Cependant, PSO est connu pour être plus efficace dans le traitement des

problèmes de haute dimension. Initialisation : GWO nécessite une population initiale de loups gris pour commencer le processus d'optimisation, alors que PSO ne nécessite qu'un ensemble initial de particules. En résumé, le GWO et le PSO sont tous deux des algorithmes d'optimisation efficaces qui peuvent être utilisés pour résoudre un large éventail de problèmes. Le choix de l'un ou l'autre dépend du problème spécifique à résoudre et des exigences de performance de la solution [17-20]. Pour obtenir une surveillance précise de la vitesse de rotation avec une ondulation minimale dans les opérations à faible vitesse et à couple élevé de la machine asynchrone à cinq phases, l'algorithme règle avec précision les paramètres du contrôleur proportionnel-intégral (PI) [19-24]. Bien que les avantages mentionnés précédemment soient notables, les contrôleurs PID conventionnels nécessitent un modèle linéaire, qui ne peut pas garantir la robustesse contre les incertitudes en raison de la dynamique non linéaire significative de la machine à 5 phases.

En effet la recherche récente est consacrée sur les différents modèles de la machine asynchrone polyphasée, leurs problèmes liés à l'alimentation avec les onduleurs de tension, les algorithmes d'optimisation des gains des régulateurs PID et l'étude du comportement de la machine asynchrone polyphasée lors d'un défaut de court-circuit statorique.

L'optimisation des paramètres du contrôleur PI de la machine asynchrone à cinq phases dans les régimes sain et dégradé font l'objet de quatre chapitres qui structurent cette thèse.

Il nous apparaît nécessaire de consacrer le premier chapitre à l'état de l'art des machines polyphasées et la commande tolérante aux défauts, commençant de citer les différents types, ainsi que les avantages et les inconvénients. Une étude bibliographique sur les différents types de défauts (électriques, mécaniques,...) pouvant se produire dans les machines électriques est présentée ainsi que la commande tolérante aux défauts avec ces deux approches passive et active et plus précisément la commande adaptative utilisant les méthodes méta-heuristiques.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation mathématique de la machine asynchrone à 5 phases et leur association via un onduleur de tension commandé par la technique MLI.

Le troisième chapitre est dédié à la commande vectorielle, après avoir montré le principe du découplage de la machine asynchrone polyphasée, les méthodes directe et indirecte d'orientation du flux rotorique a été présenté. Pour l'alimentation en tension de la machine asynchrone à 5 phases, la commande vectorielle directe a été étudié.

Introduction générale

Dans le quatrième chapitre, les théories des deux algorithmes d'optimisation seront présentées la première méthode d'optimisation basée sur l'algorithme du loup gris (GWO) et la deuxième basée sur l'essaim de particule (PSO). Les deux algorithmes d'optimisation des gains du régulateurs PI seront testés par simulation en mode sain et en mode dégradé. Les résultats de simulation seront tous réalisées sur le logiciel *Matlab/Simulink*. Une analyse comparative des deux algorithmes proposés ainsi que du régulateur PI classique est mené pour la machine à 5 phases lors d'un court-circuit inter-spire, dans le but de déterminer la technologie la plus appropriée.

Une conclusion générale permettra de récapituler le travail réalisé, de présenter les principaux résultats obtenus et d'explorer les perspectives pour les futures recherches dans le cadre de cette thèse.

Chapitre I



Etat de l'art sur la machine polyphasée et la commande tolérante aux défauts

I.1 Introduction

Le développement des machines électriques joue un rôle crucial dans notre société moderne axée sur la technologie. Les machines électriques sont des dispositifs capables de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique (et vice versa) grâce à des interactions entre champs électromagnétiques et mécaniques. Ces machines sont omniprésentes dans notre quotidien, alimentant des domaines aussi variés que l'industrie, les transports, les systèmes de production d'énergie et même les appareils domestiques.

Les machines électriques ont été marquées par des avancées technologiques importantes au fil du temps. Depuis les premières découvertes des phénomènes électromagnétiques au 19^e siècle, des avancées significatives ont été accomplies dans le domaine de la conception, la fabrication et l'efficacité de ces machines. Les principales catégories de machines électriques comprennent les machines triphasées à courant alternatif qui sont largement utilisées dans des applications industrielles et domestiques depuis longtemps après une version de machines biphasées qui n'a pas prospéré. Néanmoins, la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil est la plus populaire, elle occupe plus de 80% dans le domaine de la conversion d'énergie électromécanique. Cela est dû à sa robustesse, sa simplicité de construction et de maintenance et de son faible coût d'acquisition.

La machine triphasée est reliée à une alimentation électrique grâce à un onduleur à trois branches. La défaillance dans l'un des éléments constitutifs de la chaîne de conversion d'énergie peut conduire à une perte partielle ou totale de la commande de la machine. Afin d'assurer une alimentation continue du moteur, il est nécessaire de segmenter la puissance transmise entre la source électrique et le dispositif récepteur en un ou plusieurs points spécifiques. Une approche couramment adoptée consiste à utiliser des machines à plusieurs phases ou à étoiles multiples, qui sont alimentées par un onduleur à n bras ou plusieurs convertisseurs [25-27].

Les progrès réalisés dans le domaine des machines polyphasées se distinguent par la fusion des techniques de modélisation avancées, d'une conception optimisée, de l'intégration des capteurs et des systèmes de contrôle sophistiqués. De plus, ces avancées trouvent des applications variées dans différents secteurs industriels. Ces développements contribuent à améliorer l'efficacité, la durabilité et la performance globale des machines manipulant plusieurs phases en défauts.

La progression rapide des nouvelles technologies et la complexité des systèmes de commande rendent de plus en plus indispensable les fonctions de surveillance qui assurent la sûreté de fonctionnement de ces systèmes. En effet, la disponibilité et la sécurité de tels systèmes représentent un enjeu essentiel pour leur viabilité fonctionnelle et leur conformité vis-à-vis des normes de sûreté de fonctionnement. A priori, il est possible d'accroître la fiabilité de ces systèmes en garantissant l'absence des pannes, mais néanmoins cette condition est loin d'être réalisable étant donné que les pannes peuvent être dues à plusieurs facteurs incontrôlables, à savoir : le vieillissement, l'usure des composants, les erreurs humaines lors de l'installation, la maintenance ou la construction. L'évolution permanente de la complexité des systèmes industriels modernes, ainsi que leur efficacité et leur fiabilité nécessite un développement continu des concepts de commande et de diagnostic des défaillances [28-32]. Une combinaison modérée de ces deux concepts est étudiée de manière intensive sous le nom de la commande tolérante aux défauts, en terme anglo-saxon Fault-Tolerant Control (CTD) [33,34]. La CTD est l'un des axes de recherche les plus importants qui sont à la base de la commande automatique moderne. Elle peut être également interprétée comme une combinaison améliorée de différentes techniques avancées de diagnostic des défauts et de commande [29]. Les ingénieurs ont longtemps étudié l'occurrence et l'impact des défauts, en raison de leur potentiel à causer des dommages importants aux machines et des risques pour la santé ou la vie humaine. Aujourd'hui, la recherche et les applications de la CTD s'étendent au-delà des systèmes à sûreté critiques tels que les réacteurs nucléaires, les usines chimiques ou les avions et s'appliquent à de nouveaux systèmes tels que les véhicules électriques, la traction ferroviaires rapides, la propulsion navale et les chaînes de production industrielles.

I.2. Choix d'une Machine Polyphasée

Les progrès technologiques des processeurs en temps réel, nous permettent de considérer le nombre de phase comme un paramètre additionnel à prendre en compte lors de la conception et de la régulation des machines électriques. Bien sûr, la modification du nombre de phases entraîne un recentrage sur les systèmes d'entraînement électriques alimentés par des convertisseurs statiques, plutôt que d'être directement connectés au réseau triphasé.

En outre, l'ajustement du nombre de phases est réalisable uniquement dans deux cas :

- Soit qu'elle offre un avantage par rapport à une configuration triphasée, ce qui peut améliorer la qualité de la combinaison convertisseur-machine.

- Soit qu'elle offre une solution qui serait difficile à atteindre avec une configuration triphasée. Cela peut résulter de contraintes inhérentes au domaine d'application et des solutions potentielles envisagées.

I.3 Types des machines polyphasées

Nous identifierons trois principales catégories des machines polyphasées qui ont été l'objet d'études [36,37]:

- Les machines triphasées à courants indépendants ;
- Les machines de type I (hexaphasées et les machines multi-étoiles);
- Les machines de type II (pentaphasées et heptaphasées)

Notre étude se concentre sur les machines de type II et plus précisément la machine pentaphasée.

I.3.1. Machines Triphasées à Courants Indépendants : Ces machines fonctionnent avec trois courants indépendants. Elles sont bien établies et couramment utilisées dans diverses applications industrielles.

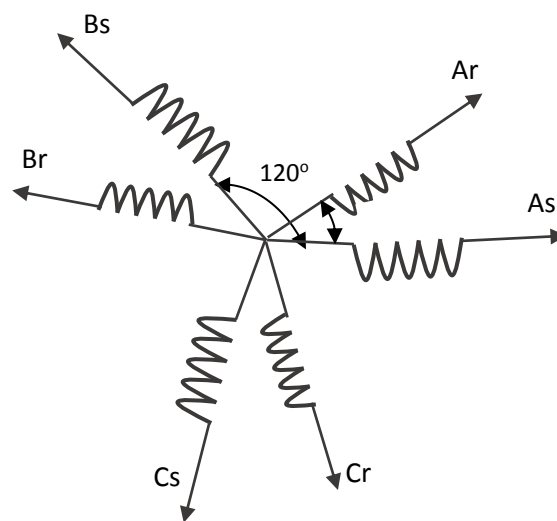


Figure I.1 : Enroulements de la machine asynchrone triphasée.

I.3.2. Les machines type I (hexaphasées et les machines multi-étoiles)

Les machines hexaphasées et les machines multi-étoiles font partie des systèmes multiphasés plus avancés et moins courants. Voici une explication de ces concepts :

- **Machines Hexaphasées :** Les machines hexaphasées utilisent six phases électriques Ce dispositif est appelé aussi des machines asynchrones à doubles étoiles (MASDE).

La partie statorique de ces machines est constituée de deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles sont décalées entre elles d'un angle de 30° . La partie rotorique de ces machines reste la même que celles des machines triphasées, comme montre la figure I.2 (a). Les machines hexaphasées offrent des avantages potentiels en termes de réduction des harmoniques, de couple plus régulier et de meilleures caractéristiques de contrôle. Cependant, les machines hexaphasées sont moins courantes en raison de leur complexité et de la nécessité de contrôler six phases distinctes. Elles pourraient être utilisées dans des applications nécessitant une performance optimale, un contrôle précis et des caractéristiques spécifiques de puissance.

- **Machines Multi-Étoiles :** Les machines multi-étoiles, également connues sous le nom des machines multi-enroulements, sont des machines multiphasées qui comportent plusieurs enroulements distincts sur le stator et/ou le rotor. Chaque enroulement est alimenté par une phase différente. Cette configuration peut permettre un meilleur contrôle des performances et des caractéristiques électromagnétiques de la machine. Les machines multi-étoiles peuvent être utilisées pour optimiser les caractéristiques de couple, de vitesse et de puissance en fonction des besoins spécifiques de l'application.

Comme un exemple des machines multi-étoiles la machine asynchrone tétraphasée qui possède trois groupes d'enroulement triphasés dont le décalage entre deux bobinages adjacents est de 20° , [37]. La figure I.2(b) présente le schéma d'une machine asynchrone à neuf phases(tétraphasée).

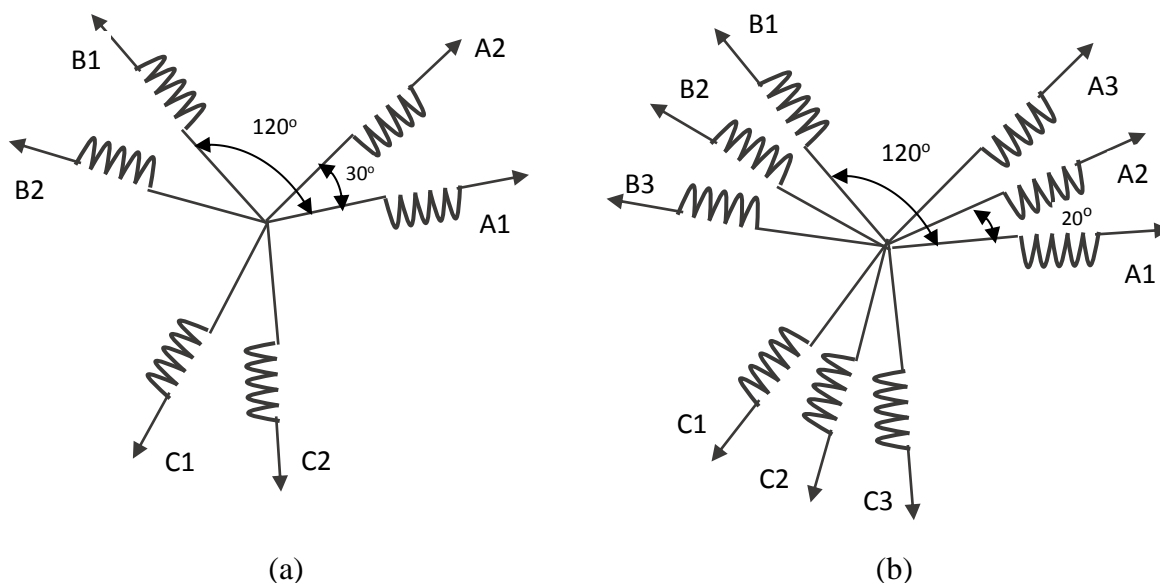


Figure I.2 : Enroulements de la machine asynchrone (a) hexaphasée , (b) tétraphasée [37].

Ce type des machines polyphasées sont classés dans la catégorie des machines de type I appelées souvent machines multi-étoile, la machine est dotée d'un nombre de phases qui est un multiple de trois, de sorte qu'elles puissent être regroupées en n étoiles triphasées :

$$N_p = 3n \text{ avec } n \in \mathbb{N}^*$$

Pour différencier les diverses configurations envisageables, le nombre équivalent de phase a été introduit, on le note $N_{p\alpha}$ il est décrit sous la forme suivante :

$$N_{p\alpha} = \frac{180^\circ}{\alpha}$$

Pour un nombre spécifique de phases, diverses configurations peuvent être distinguées en fonction du décalage angulaire α entre deux bobines des phases adjacentes, comme il est illustré dans le tableau 1.1 suivant :

Nombre de phases(N_p)	Nombre équivalent de phases ($N_{p\alpha}$)	Décalage angulaire (α) degré	Nom correspondant
3	1.5	120	Triphasé
3	3	60	Semi six-phasée
6	3	60	Six-phasée
6	6	30	Semi-12 phasée
9	4.5	40	Neuf-phasée
12	6	30	12 phases
9	9	20	Semi-18 phase
18	9	20	18 phases

Tableau 1.1 Machines polyphasées type I, [37-38].

Ces concepts des machines hexaphasées et des machines multi-étoiles montrent comment l'ingénierie électrique explore différentes configurations pour répondre à des besoins spécifiques et pour améliorer les performances des systèmes électromécaniques. Cependant, il est important de noter que ces concepts sont plus avancés et moins répandus que les configurations les plus courantes, comme les machines triphasées. Leur utilisation dépend des avantages qu'ils peuvent offrir par rapport à leur complexité et aux défis associés à leur conception et à leur contrôle.

I.3.3. Les machines type II (pentaphasées et heptaphasées)

Les machines pentaphasées et heptaphasées, utilisent respectivement cinq et sept phases électriques, sont des exemples de configurations plus rares et plus avancées des systèmes multiphasés. Ces configurations sont moins courantes que les systèmes triphasés classiques (trois phases) en raison de leur complexité et de la nécessité de contrôler un nombre plus élevé de phases. Cependant, elles peuvent offrir des avantages dans des applications spécifiques.

- **Machines Pentaphasées (Cinq Phases) :** Les machines asynchrone pentaphasées est composée de cinq enroulements statoriques décalés d'un angle de 72° figure.I.3(a). L'utilisation de cinq phases peut permettre un meilleur équilibrage de phases, réduisant ainsi les problèmes d'ondulation de couple et d'harmoniques dans certaines applications exigeantes. Cela peut également améliorer la stabilité de fonctionnement à basse vitesse. Cependant, les systèmes pentaphasés sont plus complexes à concevoir, à contrôler et à mettre en œuvre, ce qui peut limiter leur adoption.

- **Machines Heptaphasées (Sept Phases) :** Les machines heptaphasées utilisent sept phases électriques décalées d'un angle de 51.4° come montre la figure I.3(b). L'utilisation d'un nombre premier de phases comme sept peut avoir des avantages comme la réduction des harmoniques et l'amélioration du rendement de la machine. Cependant, les machines heptaphasées sont encore moins courantes que les systèmes pentaphasés en raison de la complexité accrue liée à la gestion de sept phases distinctes.

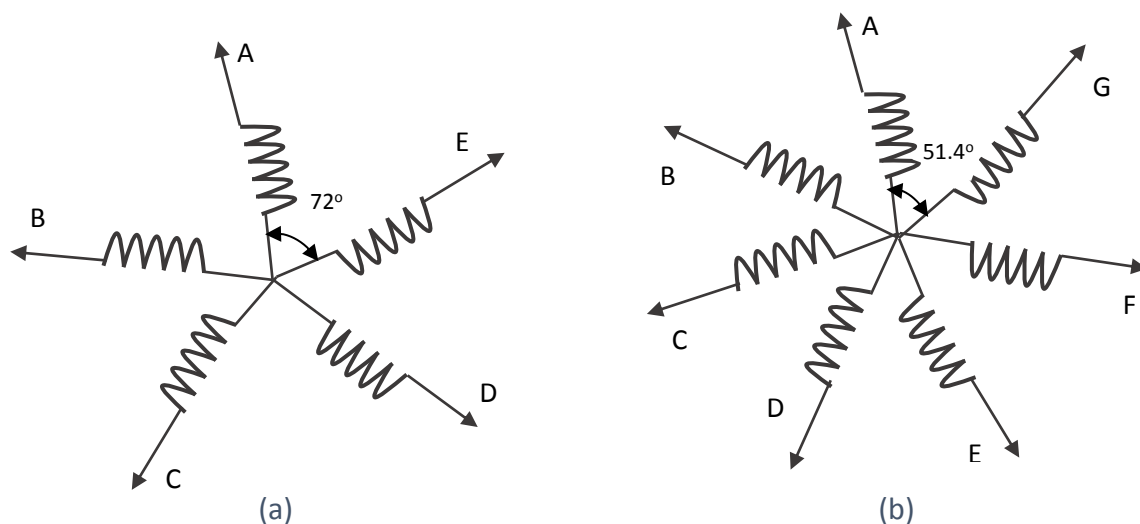


Figure I.3 : Enroulement d'une machine asynchrone(a): pentaphasé,(b) : heptaphasée [37].

Les machine de type II sont des machines dont le nombre de phases statoriques est non multiple de trois. Pour les machines ayant un nombre de phases impair, les phases sont décalées de

manière régulière avec un décalage de $2\pi/N_p = 2\alpha$. Ainsi le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases : $N_p = N_{p\alpha} = \pi/\alpha$.

Nombre de phases (N_p)	Nombre équivalent de phases ($N_{p\alpha}$)	Décalage angulaire (α) degré	Nom correspondant
2	2	90	Biphasé
4	2	90	Titra phasée
4	4	45	8-phases
8	4	45	Semi-8-phases
5	5	36	5-phases
7	7	25.71	7-phases
10	10	18	Semi-10 phases
11	11	16.36	10-phases

Tableau 1.2 Machines polyphasées type II,[37].

Les configurations des machines avec un nombre premier de phases, comme les machines pentaphasées et heptaphasées, montrent comment les ingénieurs explorent différentes possibilités, pour optimiser les performances électromécaniques dans des situations spécifiques. Les avantages qu'elles offrent doivent être soigneusement évalués par rapport à la complexité et aux coûts associés à la conception, au contrôle et à la mise en œuvre des systèmes multiphasés plus avancés.

I.4. Intérêts des machines polyphasées :

Pour un nombre de phases supérieur à trois, les machines polyphasées présentent divers avantages, parmi lesquels on peut mentionner [39,40]:

I.4.1. Segmentation de puissance :

Afin de minimiser les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentation, l'une des solutions consiste à augmenter le nombre de phases statoriques, cela entraîne une diminution de la puissance totale demandée par la machine, répartie entre chaque phase [37]. Cette puissance peut être fournie à la machine via un onduleur composé par des semiconducteurs de faible calibre, capables de fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cette approche permet de réduire les fluctuations des courants et du couple. La caractéristique prédominante des machines polyphasées est la segmentation de la puissance [39].

I.4.2. La fiabilité et le degré de liberté :

Lorsque le fonctionnement normal est altéré, soit par la défaillance d'une ou plusieurs phases, soit par un défaut au niveau des composants semi-conducteurs de l'onduleur alimentant la machine [37.38], cela entraîne une perte de contrôle de la machine et des ondulations de couple de forte amplitude. Une approche pour maintenir le contrôle de la machine dans cette situation implique la connexion du point neutre de la machine au point médian de la source de tension continue [37.40]. Dans le contexte des machines polyphasées, cette obligation peut être évitée tant que trois phases au moins demeurent actives. En fait, il est possible de gérer jusqu'à $(n_{ph}-3)$ phases en panne, sans que cela n'implique la nécessité de lier le neutre au point milieu de la source de tension continue.

I.4.3. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :

Souvent, la configuration triphasée présente des limitations en raison de l'ondulation importante du couple électromagnétique. Toutefois, dans le cas de la configuration supérieure à trois, le contenu spectral du couple est réduit [29].

Des tests de comparaison des harmoniques du couple électromagnétique sont faites entre une machine triphasée et une machine double étoile [38-41]. Et d'autres sur trois types de machine (3, 5 et 7 phases), alimentées par des créneaux de courant dont le fondamental à 50Hz et une vitesse de rotation supposé constante [25].

Les formes temporelles et fréquentielles des couples instantanés sont représentées sur Figure.I.4

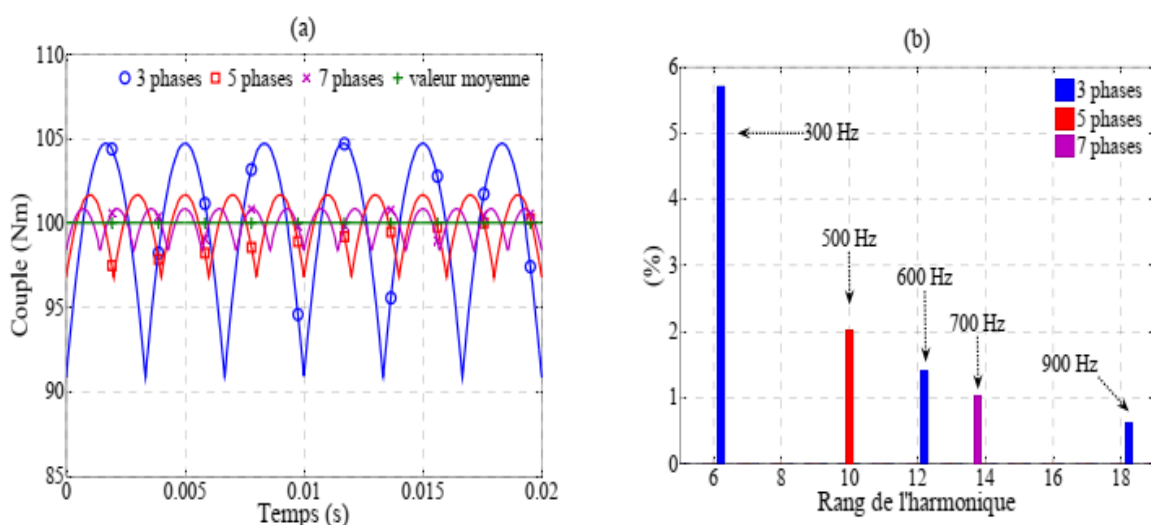


Figure I.4 : Représentation temporelle et fréquentielle des couples électromagnétiques pour les machines 3, 5 et 7 phases [25].

D'après la Figure.I.4, on peut dire que, plus le nombre de phases est grand, les amplitudes d'ondulation du couple électromagnétique sont plus faibles et leurs fréquences sont plus élevées. Ceci entraîne une amélioration des caractéristiques relatives au bruit et aux vibrations. De plus, il est à noter qu'une machine polyphasée présente généralement des pertes rotoriques moins élevées qu'une machine triphasée [37].

I.4.4. L'augmentation du couple massive

En se basant sur la proposition d'utiliser l'harmonique d'ordre trois de la force magnétomotrice pour accroître le couple, l'étude a été expérimentalement validée pour l'ensemble convertisseur-machine, montrant une augmentation de 40% du couple et de 21% de la densité de flux par rapport à une machine triphasée équivalente [37]

I.5. Inconvénients des machines polyphasées :

Cependant, il existe des inconvénients associés aux machines polyphasées [37]. Voici quelques-uns d'entre eux :

- Le principal inconvénient des machines polyphasées réside dans l'apparition de courants harmoniques lorsque l'alimentation est assurée par un onduleur de tension.
- Le nombre de composants semi-conducteurs augmente en fonction du nombre de phases, ce qui pourrait potentiellement entraîner une augmentation des coûts pour l'ensemble convertisseur-machine.
- L'accroissement non linéaire du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique complexifie considérablement la commande, en raison du couplage significatif entre le couple et le flux.

I.6 Les défauts dans les chaînes d'entraînement des machines à courant alternatif

L'exploration des défaillances dans les dispositifs électriques est devenue cruciale avec l'accroissement des exigences en matière de fiabilité, de sécurité et de disponibilité au sein des systèmes industriels. La continuité de service s'avère désormais une qualité essentielle et inévitable pour tout système afin de répondre aux exigences des utilisateurs. Les éléments constituant la chaîne d'entraînement des machines électriques sont interdépendants, et une panne dans un élément peut provoquer l'arrêt total du système, on prend comme exemple une panne importante dans les systèmes de navigation d'un avion en plein vol. Ou d'un navire de croisière en pleine mer avec quelques milliers de passagers.

Ainsi, le contrôle de ces machines est devenu impérative. Dans cette perspective, il est essentiel de familiariser et d'analyser les divers défauts susceptibles d'influencer chaque composant de la chaîne de commande de ces machines, dans la mesure du possible, afin d'anticiper les états défectueux du système. Ceci garantit la pérennité du service tout en préservant les composants sains de la chaîne.

I.6.1 Classification des défauts dans une chaîne de commande d'un moteur à courant alternatif

Dans une chaîne de commande d'une machine à courant alternatif, les défauts peuvent affecter la machine (l'actionneur), la commande (le système) ou l'ensemble capteurs, la source d'énergie et les convertisseurs statiques (les composants), le tableau I résume la classification des défauts qui peuvent toucher les trois principales parties de la chaîne de conversion [42-44].

Défauts moteur	Défauts électriques	Vieillessement, défaut d'isolation, déséquilibre d'enroulement et court-circuit
	Défauts mécaniques	Défaut des roulements, excentricité sur l'axe de rotation et cassures de barres
Défauts capteurs	Défauts capteurs électrique (tension et courant)	Offset positif ou négatif, défaut de gain
	Défauts capteurs mécanique (vitesse et position)	Perte d'alimentation, bruit de mesure
Défauts d'alimentation	Défauts de source d'alimentation	Perte de phases, déséquilibre de phase ou tension
	Défauts convertisseur	Circuit ouvert, court-circuit, vieillissement des composants

Tableau I.3 : Classification des défauts dans une chaîne de commande d'un moteur à courant alternatif.

I.6.2 Défauts des machines électriques tournantes

Un dysfonctionnement d'une machine électrique se manifeste par tout incident entraînant un comportement anormal de la machine, susceptible de causer des dommages à court ou à long terme [7]. Les causes de défaillance dans les machines tournantes électriques peuvent découler de la conception, de la tolérance de fabrication, de l'assemblage, de l'installation, de l'environnement de travail, de la nature de la charge et du calendrier de maintenance.

L'étude des défauts dans les dispositifs électriques est un domaine qui a pris une place importante depuis que les exigences de fiabilité, de sûreté et de disponibilité sont devenues

assez sévères dans les systèmes industriels. En effet, la continuité de service est une qualité importante et incontournable que doit avoir tout système de nos jours pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Les éléments d'un système sont interdépendants si bien qu'une panne dans un élément peut entraîner l'arrêt total du système et ce type de situations a un coût non négligeable dans certaines applications.

1.7 Différents types des défauts

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits d'une machine à courant alternatif, Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [46]:

- **Les initiateurs de défauts ou les générateurs de défauts :** surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), surtension transitoire, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixation et problème d'isolation électrique
- **Les amplificateurs de défauts :** Surcharge fréquente, température élevée et ventilation défaillante, environnement humide, vibrations mécaniques, vieillissement et mauvais graissage, ...
- **Les défauts de fabrication et les erreurs humaines :**

défauts de fabrication, dimensionnement incorrect de la machine, composants défectueux, absence de maintenance, dispositifs de protection inappropriés, [47]

L'étude statistique faite sur les machines asynchrones montre que les pannes proviennent principalement de roulements, et du bobinage statorique et rotorique.

I.7.1 Défaillances des roulements mécaniques

Ce type de défaillance est généralement associé à l'usure des roulements, en particulier à la dégradation des billes ou de la bande de roulement. Les causes possibles de ce phénomène incluent l'usure due au vieillissement, des températures de fonctionnement élevées, la perte de lubrification, la contamination de l'huile, des erreurs de montage, ainsi que des courants d'arbres [48-50].

En général, les défauts de roulements provoquent divers effets mécaniques dans les machines, tels que les fluctuations (oscillations) dans le couple de charge, l'apparition de vibrations résultant des déplacements du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine et une augmentation du niveau sonore [51,53]. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du rotor.

I.7.2 Défaillances rotoriques

Les défauts localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme une rupture de barres ou rupture d'une portion d'anneau de court-circuit et une excentricité statique et dynamique. Ces défaillances sont essentiellement dues à un problème [54-56]: soit thermique (surcharge,...), électromagnétique (force en $B^2(t)$...), résiduel (déformation,...), dynamique (arbre de transmission,...) ou environnemental (agression,...).

I.7.2.1 Ruptures de barres et portion d'anneaux

La rupture d'une barre peut se produire soit au niveau de l'encoche de la barre, soit à son extrémité où elle est reliée à l'anneau de court-circuit. La détérioration des barres entraîne une réduction de la valeur moyenne du couple électromagnétique et une augmentation de l'amplitude des oscillations. Ces oscillations, à leur tour, provoquent des fluctuations dans la vitesse de rotation, générant des vibrations mécaniques et, par conséquent, entraînant un fonctionnement anormal de la machine.

La présence d'une défaillance conduisant à la rupture d'une barre ne nécessite pas l'arrêt immédiat de la machine. Cela s'explique par la redistribution du courant sur les barres adjacentes à la barre cassée [57]. Ces barres supplémentaires sont alors soumises à une surcharge, entraînant des contraintes thermiques et électromécaniques susceptibles de provoquer leur rupture. Ce processus peut se répéter jusqu'à ce qu'un nombre suffisamment élevé de barres se rompent, entraînant finalement l'arrêt de la machine.

Les ruptures d'anneaux résultent de la présence de bulles de coulée ou de variations de dilatation entre les barres et les anneaux, en particulier compte tenu du fait que les portions d'anneaux de court-circuit transportent des courants plus importants que ceux des barres rotoriques [57]. Il est à noter qu'une dimension inappropriée des anneaux peut entraîner une détérioration des conditions de fonctionnement ou une surcharge de couple, ce qui peut, par conséquent, conduire à des courants susceptibles de provoquer leur rupture [58, 61].

I.7.2.2 Excentricité

Par un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, un défaut au niveau des roulements (usure), une charge inadéquate, ou encore un défaut de fabrication (usinage) [62], la machine électrique peut être soumise à des oscillations de couple due aux décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor .le phénomène excentricité produit par le décentrement induit dans l'entrefer des forces électromagnétiques élevées agissant directement

sur l'armature statorique ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation.

Trois cas d'excentricité [63-65] sont généralement distingués :

- l'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe La cause de ce défaut est le centrage des flasques.
- l'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe. La cause de ce type d'excentricité est la déformation du cylindre rotorique, la déformation du cylindre statorique ou la détérioration des roulements à billes.
- l'excentricité qu'on pourrait qualifier de 'mixte', associant les deux cas précédemment cités.

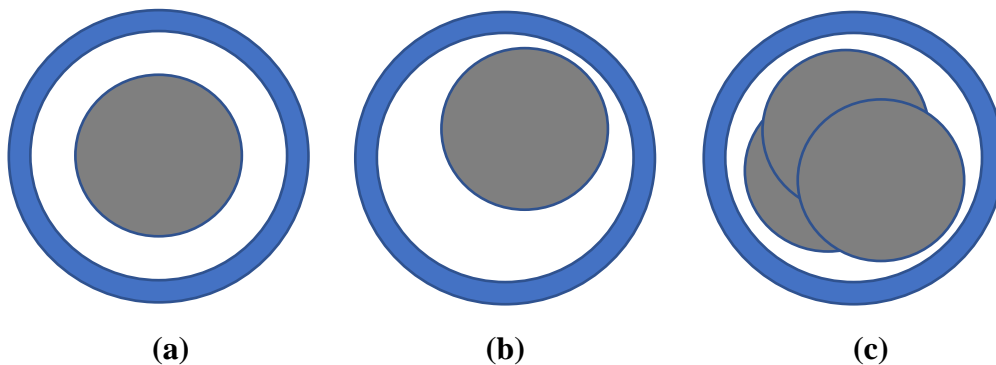


Figure I.5 : Types d'excentricité : (a) machine saine ; (b) Excentricité statique ; (c) Excentricité dynamique.

I-7.3 Défaillances statoriques

Les défauts statoriques sont généralement d'origine électrique comme les courts-circuits entre spires, entre phases ou les courts-circuits entre une phase et la carcasse de la machine ainsi que les défauts qui sont dues à la détérioration ou le vieillissement des isolants, ou encore les défauts dans le circuit magnétique [66] comme montre la figure I.6

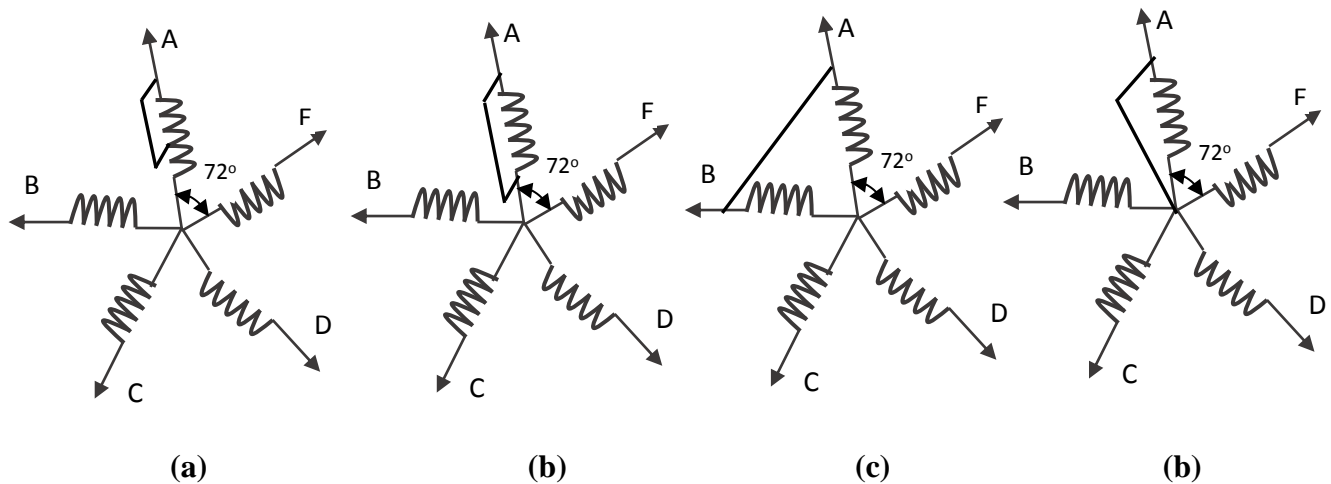


Figure I.6 : Les différents types du défaut court-circuit : (a) court-circuit entre spires, (b) court-circuit entre bobines, (c) court-circuit entre phase et neutre et (d) court-circuit entre phases.

Les causes les plus importantes, les techniques de détection et les approches tolérantes concernant les CC du stator sont affichées dans la figure 11 et sont examinées ci-après.

Les différentes causes d'un défaut de court-circuit dans l'enroulement sont :

- Dégradation de l'isolant à la fabrication.
- Tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- Courant important dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge. Ceci entraîne une élévation de la température dégradant prématurément le matériau d'isolation.
- Vibrations mécaniques.
- Vieillesse naturelle des isolats. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation 'normale', l'isolant finit naturellement par se dégrader le fonctionnement dans un environnement sévère.

Le court-circuit entre spires de la même phase est un défaut le plus gênant au niveau du stator [67-74], il engendre une augmentation des courants statoriques dans la phase concernée ce qui résulte une réduction du nombre effectif de spires dans l'enroulement. Une légère fluctuation d'amplitude sur les autres phases entraîne des modifications du facteur de puissance et une amplification des courants dans le circuit rotorique, notamment dans le contexte des machines asynchrones [53,75]. Cette situation entraîne une élévation de la température au niveau du bobinage, accélérant ainsi la dégradation des isolants. En conséquence, cela peut déclencher une défaillance en cascade, avec l'apparition d'un deuxième court-circuit.

Un court-circuit entre phases peut se produire à n'importe quel endroit du bobinage, ces défauts phase-phase peuvent survenir entre les bornes de deux phases, entre les bobines de différentes phases à l'intérieur d'une certaine rainure du stator (principalement pour les enroulements à deux couches ou plus) ou entre les enroulements d'extrémité (s'ils se chevauchent) [70,76], mais ceux les plus courants se manifestent généralement au niveau des têtes de bobines, car c'est là que les conducteurs de phases différentes se trouvent en proximité. La gravité de ce type de défaut sur le fonctionnement de la machine dépend de la localisation du défaut (de la partie affectée). Si le court-circuit est proche du neutre entre deux phases, il produit un déséquilibre des courants de phases avec un risque de fusion des conducteurs. Mais si le court-circuit est proche de l'alimentation entre phases, il induit des courants très élevés qui conduisent à une fusion importante des conducteurs d'alimentation ce qui provoque un arrêt total de la machine. L'apparition de ce type de défaut dans le cas des machines asynchrones, provoque une augmentation des courants dans les barres ainsi que dans les anneaux du rotor à cage et la détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases.

I.8 Commande tolérante aux défauts

Dans la chaîne de conversion d'énergie, les incidents tels que les défaillances des capteurs, actionneurs et composants sont des occurrences inévitables susceptibles de survenir à tout moment. Une fois ces défauts manifestes, le système de contrôle peut subir une détérioration des performances, voire même une instabilité. Donc, il est crucial d'étudier (FTC) ainsi que les problèmes qui y sont associés [77].

L'objectif de la commande (FTC) a été de renforcer la sécurité des technologies industrielles modernes en préservant la stabilité du système et en garantissant une performance de contrôle acceptable en cas de défaillance [78]. Il vise également à éviter une interruption immédiate du système et à permettre son fonctionnement en cas de dégradation. La FTC, ou commande tolérante aux fautes, trouve son utilité dans une variété d'applications de supervision, notamment dans des systèmes cruciaux pour la sécurité tels que les réacteurs nucléaires, les avions, et les systèmes de guidage de missiles. Elle est également appliquée dans des systèmes à coût élevé, comme les grandes structures spatiales, les véhicules spatiaux et les véhicules sous-marins autonomes etc..

La tolérance aux défauts a été le sujet de recherche de nombreux auteurs pendant ces deux dernières décennies, [79-89].

I.9 Classification des méthodes de commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts est divisée en deux catégories distinctes, suivant les références, [79,82] : la commande tolérante active (AFTC) et la commande tolérante passive

(PFTC). La figure I.7 donne un aperçu général de la manière dont la FTC est réalisée dans les systèmes de variation de vitesse des machines à courant alternatif.

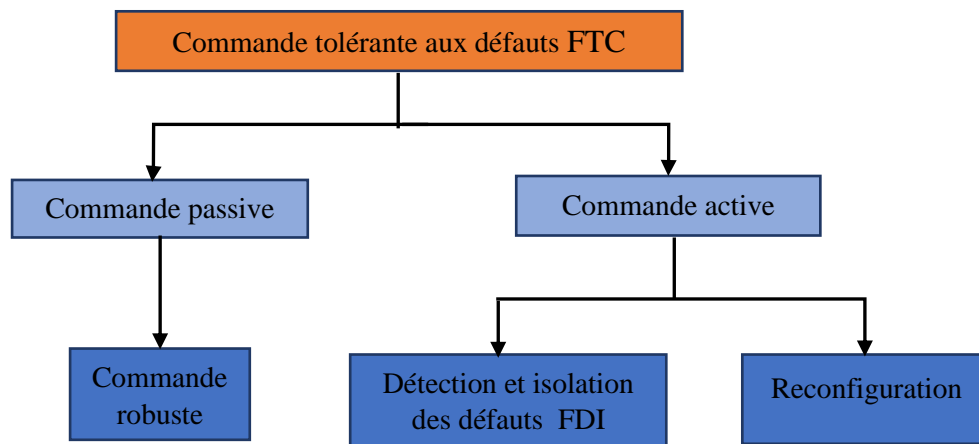


Figure I.7 : Classification des approches FTC.

I.9.1 Approche passive de la FTC

Les systèmes qui adoptent la méthode PFTC reposent sur une commande dotée d'une structure fixe, élaborée de manière à assurer que la réponse en boucle fermée du système demeure robuste en présence de certaines classes d'incertitudes ainsi que de quelques défauts spécifiquement définis comme le montre la figure suivante. La commande tolérante passive (PFTC) n'exige ni informations sur l'état du système ni mécanisme de détection et d'isolation des défauts, ni une configuration spécifique de loi de commande, ce qui limite sa capacité de tolérance à quelques défauts. En général, bien que cette approche soit simple à mettre en œuvre, son utilisation effective demeure très restreinte [91-95].

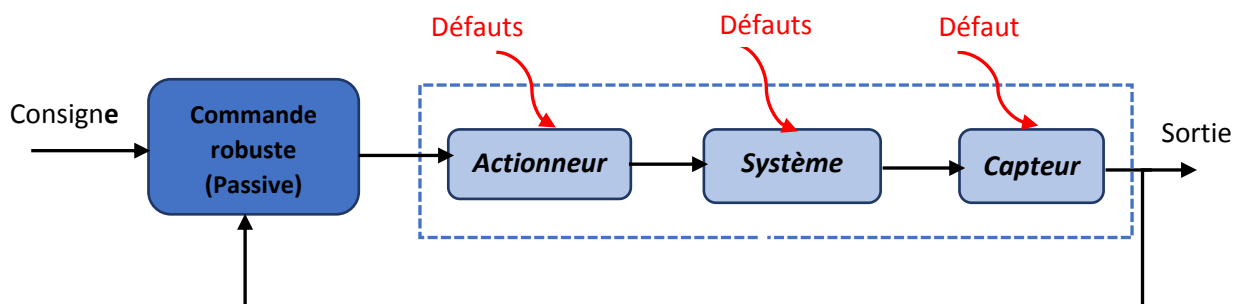


Figure I.8 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive.

I.9.2 Approche active de la FTC

Comme le montre la figure I.9, la commande FTC active (AFTC) est formé de trois sous-systèmes : Le premier est le contrôleur reconfigurable, le deuxième est le bloc de détection et l'isolation de défauts, le troisième est le mécanisme de reconfiguration. En exploitant les

données détaillées sur les défauts provenant d'un mécanisme de détection et d'isolation des défauts (FDI), le contrôleur reconfigurable est activé par le biais d'un mécanisme de reconfiguration afin de compenser les effets du défaut. Cette méthode nous permet d'atteindre des performances acceptables tout en préservant la stabilité, la sécurité et la productivité des processus industriels, même en cas de défaillances au niveau des capteurs et des actionneurs [96-102].

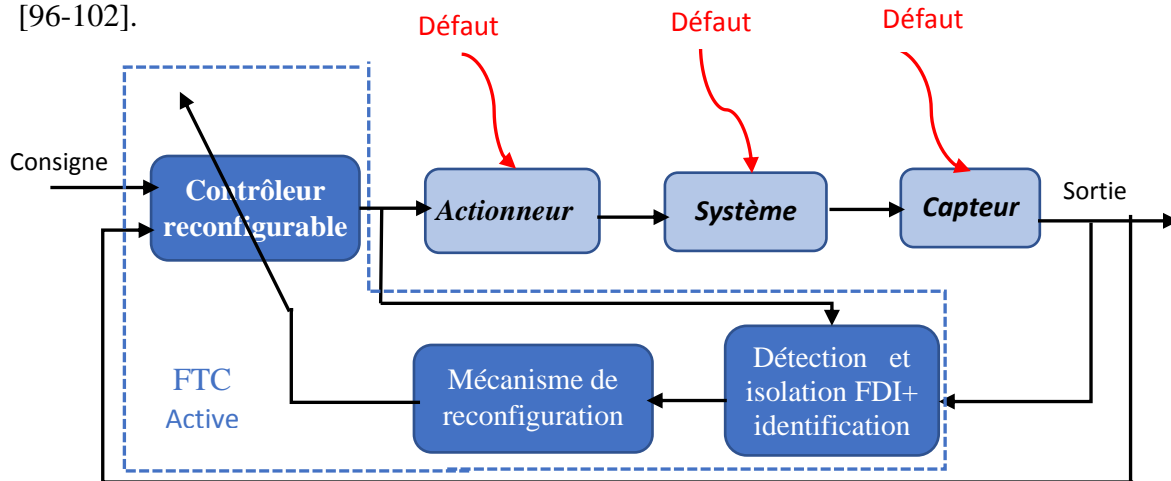


Figure I.9 Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

I.10 La commande adaptative tolérante aux défauts

La commande adaptative, dans le domaine de l'automatique et du contrôle, constitue une approche innovante visant à conférer aux systèmes de contrôle la faculté d'ajuster automatiquement leurs paramètres en réponse aux variations ou aux incertitudes présentes dans le système ou son environnement. Cette approche découle de la nécessité de développer des systèmes capables de maintenir une performance optimale malgré des changements dynamiques, des perturbations inattendues ou des variations dans les caractéristiques du système.

L'objectif fondamental de la commande adaptative est de garantir une réponse efficace et robuste du système, même face à des conditions changeantes, sans nécessiter une connaissance préalable complète du modèle dynamique du système. En d'autres termes, elle cherche à s'adapter de manière autonome aux évolutions du système, offrant ainsi une flexibilité accrue et une meilleure capacité d'adaptation.

Au fil des décennies, la commande adaptative a évolué pour devenir une discipline de recherche et d'application majeure, couvrant divers domaines tels que l'ingénierie des systèmes, l'aérospatiale, l'électrotechnique et bien d'autres. Son application est particulièrement pertinente

dans des environnements dynamiques où la connaissance précise des paramètres du système n'est pas toujours possible ou réalisable.

Dans la recherche constante d'amélioration de l'efficacité et de la résilience, la commande adaptative a ouvert la voie à des innovations telles que la commande adaptative avec modèle vise à concevoir des contrôleurs capables de s'ajuster automatiquement aux variations ou aux incertitudes du système en utilisant des modèles dynamiques. Exemple commande adaptative par modèle de référence MRAC (Model Reference Adaptive Control), ou le contrôleur adaptatif ajuste ses paramètres afin minimiser l'écart entre le système réel et un modèle de référence. Commande adaptative par auto-ajustement ASTC (Adaptive Self-tuning Control), Les algorithmes d'auto-ajustement utilisent des mécanismes intégrés pour ajuster automatiquement les paramètres du contrôleur en fonction des variations du système, sans nécessiter une identification explicite des paramètres. Contrôle Prédictif basé sur un Modèle MPC (Model Predictive Control), Le MPC utilise un modèle du système pour prédire son comportement futur. Il optimise ensuite une fonction de coût en ajustant les commandes de manière à minimiser cette fonction, en tenant compte des contraintes du système.

Commande adaptative sans modèle basée sur la connaissance de l'expertise connu sous le nom de la commande par logique floue AFLC (Adaptive fuzzy logic Control), La logique floue permet de modéliser des systèmes complexes et de gérer l'incertitude. Le contrôleur adaptatif peut utiliser des règles floues pour ajuster ses paramètres en fonction des conditions du système. Et d'autre commande basée sur les algorithmes d'optimisation méta-heuristique représentant une convergence novatrice entre le domaine de la commande automatique et celui de l'optimisation. Cette approche combine les principes de la commande adaptative, qui vise à ajuster automatiquement les paramètres du contrôleur en réponse aux variations du système, avec les capacités des méta-heuristiques, des algorithmes d'optimisation puissants inspirés de phénomènes naturels, de comportements sociaux ou de processus mécaniques.

Les algorithmes d'optimisation méta-heuristique introduisent une dimension supplémentaire en apportant des techniques robustes de recherche dans l'espace des solutions. Ces méthodes, telles que les algorithmes génétiques GA (genetic algorithms), les loup gris GWO (Grey wolf optimization) et les essaims particuliers PSO (particle swarms optimization), les algorithmes d'essaim, permettent d'explorer efficacement des espaces de recherche étendus, souvent non linéaires, afin de trouver des solutions de qualité optimale.

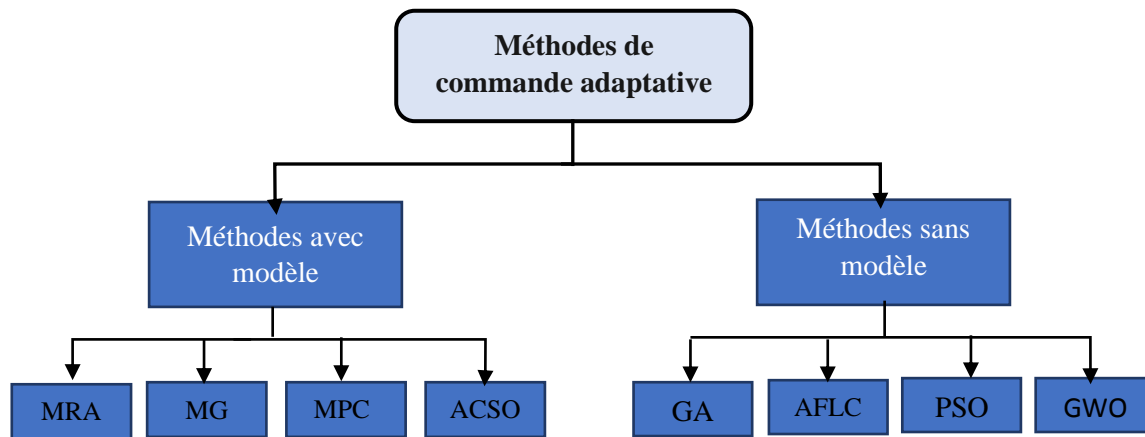


Figure.10 : Classifications des méthodes de la commande adaptative

I.11 Etat de l'art de la commande tolérante aux défauts des machines électriques

Les premières investigations sur les systèmes de commandes tolérants aux défauts ont émergé dans le secteur de l'aviation dans le but d'améliorer la fiabilité et la sécurité des aéronefs. Un système de commande tolérant aux défauts est conçu pour maintenir un niveau de performance acceptable, même en cas de défaillance, en garantissant ainsi une certaine robustesse opérationnelle. Donc il est évident que l'objectif principal pour garantir l'efficacité de la commande tolérante aux défauts consiste à développer un système de contrôle capable de maintenir la stabilité globale dans des conditions normales tout en garantissant la continuité du service en cas de défaillance.

Grâce aux développements de l'électronique de puissance et l'automatisation des systèmes industriels, la commande tolérante aux défauts des variateurs de vitesse des moteurs électriques à courant alternatif attire l'attention des chercheurs ces dernières années, Plusieurs études ont été publiées, proposant différentes commandes tolérantes soient actives ou passives, [89,103-111].

I.14. Conclusion

L'état de l'art des machines polyphasées démontre une évolution continue et passionnante dans le domaine de l'ingénierie électrique. Au fil des années, des progrès significatifs ont été réalisés dans la compréhension, la conception et l'application de ces machines à plusieurs phases. Les avancées dans la modélisation, la simulation et la technologie des matériaux ont permis d'optimiser leur efficacité, leur performance et leur durabilité. L'intégration de capteurs et de

systèmes de contrôle avancés a ouvert la voie à une adaptabilité en temps réel, améliorant la stabilité et le temps de réponse des machines face aux variations opérationnelles.

L'utilisation croissante des machines électriques polyphasées dans divers secteurs industriels, tels que l'énergie, l'automobile, l'industrie pétrolière et gazière, démontre leur pertinence et leur potentiel. Les systèmes polyphasés offrent des avantages tels que des performances accrues, une meilleure gestion de l'énergie et une réduction de l'empreinte environnementale. De plus, l'évolution vers des machines à plusieurs phases a ouvert la voie à des solutions innovantes pour faire face aux défis complexes liés aux défauts qui peuvent survenir dans les chaînes de commande des machines tournantes à courant alternatif, à la stabilité du système et à l'optimisation des performances. Dans cet axe on aborde la commande tolérante aux défauts avec ces deux approches passive et active, enfin nous avons présenté les méthodes adaptatives avec et sans modèle puis une synthèse sur l'état de l'art de la commande tolérante aux défauts des entraînements à courant alternatif.

Chapitre II



Modélisation et association de la Machine Asynchrone Polyphasée avec onduleur

II.1. Introduction

Les machines électriques triphasées à courant alternatif occupent une position prédominante dans le domaine des machines électriques plus particulièrement la machine asynchrone qui trouve un intérêt important en raison de sa grande variété d'application, son faible coût, ses performances et sa facilité d'entretien. Cependant, depuis une vingtaine d'années les chercheurs et les industriels sont orientés vers les machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées « machines à grands nombres de phases » ou « machines polyphasées ». Ces dernières offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. Ces machines autorisent un fractionnement de la puissance, qui permettent pour un courant donné de réduire les tensions commutées, diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques, réduire le contenu harmonique du courant de bus continu lors d'une alimentation par onduleurs. En outre, l'augmentation du nombre de phases accroît la fiabilité en autorisant le fonctionnement d'une ou plusieurs phases en défaut. [112]

Le but de ce chapitre consiste à élaborer un modèle mathématique universel et généralisé applicable sur toutes les machines asynchrones polyphasées. Cette étape est très importante surtout dans la conception, la commande, la détection des défauts ou le diagnostic, de la surveillance à la prévention.

Pour atteindre cet objectif, la machine sera d'abord modélisée dans sa base naturelle, permettant ainsi la représentation des contraintes de couplage. Ensuite, une modélisation sera réalisée dans les bases propres, incluant Concordia et Park généralisées, afin d'éliminer les contraintes de couplage.

Ensuite, en deuxième partie, on va présenter, d'abord la technique de Modulation de largeur d'impulsion (MLI) utilisée pour la commande des onduleurs de tensions polyphasés puis nous associons la machine à 5-phases avec un onduleur de tension.

II.2. Catégories des machines prises en compte

La machine examinée dans cette thèse est la machine asynchrone polyphasée de type II. Le stator de la machine est constitué de n enroulements fixes, répartis de manière équidistante à intervalles de $2\pi/n$ dans l'espace. De même, le rotor est représenté par n enroulements identiques, également répartis dans l'espace avec un décalage de $2\pi/n$. Tous ces enroulements sont en court-circuit, ce qui se traduit par une tension nulle à leurs bornes.

II.3. Hypothèses simplificatrices

Pour élaborer le modèle électrique équivalent de la machine, certaines hypothèses doivent être prises en compte :

- * L'épaisseur de l'entrefer est uniforme ;
- * La saturation du circuit magnétique et les courants de Foucault sont négligeables ;
- * Les résistances des enroulements restent constantes indépendamment de la température ;
- * L'effet de peau et l'effet d'encoche sont négligeables ;
- * Une répartition sinusoïdale pour la force magnétomotrice.

II.4. Modélisation de la machine asynchrone polyphasée dans la base naturelle

La représentation du modèle mathématique dans la base naturelle est un concept clé dans de nombreuses branches des mathématiques et des sciences. Elle consiste à décrire un modèle mathématique complexe en termes de ses composantes fondamentales, généralement en utilisant une base canonique ou naturelle appropriée. Cette approche simplifie la compréhension, l'analyse et la manipulation des modèles mathématiques, en les décomposant en éléments plus simples et plus familiers.

➤ Équations électriques

La loi de Farady appliquée sur les enroulements statoriques et rotoriques de la machine asynchrone et avec les enroulements du rotor est en court-circuit, nous obtenons les équations vectorielles de tension sous la forme suivante :

$$\begin{cases} [V_s]_{n,1} = [R_s]_{nx1} [i_s]_{n,1} + \frac{d}{dt} [\psi_s]_{n,1} \\ [V_r]_{n,1} = \vec{0} = [R_r]_{nx1} [i_r]_{n,1} + \frac{d}{dt} [\psi_r]_{n,1} \end{cases}, \quad \text{II.1}$$

$[V_s]_{n,1}, [V_r]_{n,1}$ Sont respectivement, le vecteur de tension statorique et rotorique de dimension (nx1).

$[i_s]_{n,1}, [i_r]_{n,1}$ Sont les vecteurs du courant statorique, rotorique respectivement de dimension (nx1).

$[\psi_s]_{n,1}, [\psi_r]_{n,1}$ représente le vecteur de flux statorique et rotorique respectivement de dimension (nx1).

$[R_s]$ et $[R_r]$ c'est les matrices de résistance statorique et rotorique avec des éléments diagonaux égaux en raison de l'identité des phases de la machine..

$$\begin{aligned}
 [V_s]_{n,1} &= \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ \vdots \\ V_{ns} \end{bmatrix} & [i_s]_{n,1} &= \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \vdots \\ i_{ns} \end{bmatrix} & [\psi_s]_{n,1} &= \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \\ \vdots \\ \psi_{ns} \end{bmatrix} & [R_s]_{n,n} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r_s & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_s \end{bmatrix} \\
 [V_r]_{n,1} &= \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \\ \vdots \\ V_{nr} \end{bmatrix} & [i_r]_{n,1} &= \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \\ \vdots \\ i_{nr} \end{bmatrix} & [\psi_r]_{n,1} &= \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \\ \vdots \\ \psi_{nr} \end{bmatrix} & [R_r]_{n,n} &= \begin{bmatrix} r_r & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r_r & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_r \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

➤ Équations magnétiques

Les suppositions que nous avons exposées auparavant entraînent des relations linéaires entre les vecteurs de flux et des courants :

$$\begin{cases} [\psi_s]_{1,n} = [L_s]_{n,n}[i_s]_{1,n} + [M_{sr}]_{n,n}[i_r]_{1,n} \\ [\psi_r]_{1,n} = [L_r]_{n,n}[i_r]_{1,n} + [M_{rs}]_{n,n}[i_s]_{1,n} \end{cases} \quad \text{II.2}$$

En examinant l'enroulement polyphasé composé de "n" phases distribuées de manière régulière, notre objectif est de dériver la matrice de transformation nécessaire pour diagonaliser la matrice d'inductance du modèle physique. Pour obtenir cette matrice de diagonalisation, nous employons l'approche vectorielle décrite dans [113,114]. À cet effet, supposons une répartition uniforme des enroulements dans le stator, ce qui aboutit à l'obtention des matrices d'inductance à la fois symétriques et circulantes.

La matrice inductance d'un enroulement polyphasé uniformément répartie, se met sous la forme suivante :

$$[L_s]_{n,n} = \begin{bmatrix} l_s & M_{s12} & \cdots & M_{s1n} \\ M_{s21} & l_s & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{sn1} & \cdots & \cdots & l_s \end{bmatrix}, \quad [L_r]_{n,n} = \begin{bmatrix} l_r & M_{r12} & \cdots & M_{r1n} \\ M_{r21} & l_r & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{rn1} & \cdots & \cdots & l_r \end{bmatrix} \quad \text{II.3}$$

Où l_s : Inductance propre d'un enroulement statorique ;

l_r : Inductance propre d'un enroulement rotorique ;

$M_{sij} = L_m \cos(\theta_{ij})$: La mutuelle inductance entre les phases i et j ;

L_m : Inductance mutuelle maximale entre deux phases ;

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

$$[L_s]_{n,n} = \begin{bmatrix} L_{m+L_{fs}} & L_m \cos(\alpha) & L_m \cos(2\alpha) & \cdots & L_m \cos((n-1)\alpha) \\ L_m \cos((n-1)\alpha) & L_{m+L_{fs}} & L_m \cos(\alpha) & \cdots & L_m \cos((n-2)\alpha) \\ L_m \cos((n-2)\alpha) & L_m \cos((n-1)\alpha) & L_{m+L_{fs}} & \cdots & L_m \cos((n-1)\alpha) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_m \cos(\alpha) & L_m \cos(2\alpha) & L_m \cos(3\alpha) & \cdots & L_{m+L_{fs}} \end{bmatrix} \quad \text{II.4}$$

$$[L_r]_{n,n} = \begin{bmatrix} L_{m+L_{fr}} & L_m \cos(\alpha) & L_m \cos(2\alpha) & \cdots & L_m \cos((n-1)\alpha) \\ L_m \cos((n-1)\alpha) & L_{m+L_{fr}} & L_m \cos(\alpha) & \cdots & L_m \cos((n-2)\alpha) \\ L_m \cos((n-2)\alpha) & L_m \cos((n-1)\alpha) & L_{m+L_{fr}} & \cdots & L_m \cos((n-1)\alpha) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_m \cos(\alpha) & L_m \cos(2\alpha) & L_m \cos(3\alpha) & \cdots & L_{m+L_{fr}} \end{bmatrix} \quad \text{II.5}$$

L'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est exprimée par

$$[M_{sr}]_{n,n} = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cdots & \cos(\theta - (n-1)\alpha) \\ \cos(\theta - (n-1)\alpha) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \alpha) & \cdots & \cos(\theta - (n-2)\alpha) \\ \cos(\theta - (n-2)\alpha) & \cos(\theta - (n-2)\alpha) & \cos(\theta) & \cdots & \cos(\theta - (n-3)\alpha) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - 3\alpha) & \cdots & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{II.6}$$

Par substitution, nous obtenons le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s]_{1,n} = [R_s][i_s]_{1,n} + \frac{d}{dt} [[L_s][i_s]_{1,n}] + \frac{d}{dt} [[M_{sr}][i_r]_{1,n}] \\ [V_r]_{1,n} = [R_r][i_r]_{1,n} + \frac{d}{dt} [[L_r][i_r]_{1,n}] + \frac{d}{dt} [[M_{rs}][i_s]_{1,n}] \end{cases} \quad \text{II.7}$$

 $[L_s][i_s]_{1,n}$: Le flux dû aux courants statoriques ;

 $[M_{sr}][i_r]_{1,n}$: Le flux statorique dû au rotor ;

 $[L_r][i_r]_{1,n}$: Le flux dû aux courants rotoriques ;

 $[M_{rs}][i_s]_{1,n}$: Le flux rotorique dû au stator ;

➤ Equation mécanique

Pour élaborer le modèle exhaustif, il est impératif d'ajouter l'équation mécanique, avec le couple électromagnétique produit par la machine est dérivé à partir de la coénergie de la manière suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix}^T \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \right) \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} \quad \text{II.8}$$

Avec une largeur constante de l'entrefer de la machine, les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ varient en fonction de θ . L'expression du couple exprime par :

$$C_{em} = [i_s]^T \frac{\partial [M_{sr}]}{\partial \theta} [i_r] \quad \text{II.9}$$

Le modèle est complété par les équations suivantes :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad \text{II.10}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = P\Omega$$

Où

Ω : la vitesse de rotation ;

C_{em} : le couple électromagnétique ;

J : Le moment d'inertie de la machine ;

f : le coefficient de frottement ;

C_r : le couple de charge ;

P : le nombre de paires de pôles ;

II.5. Modélisation de la machine asynchrone polyphasée dans la base propre

La modélisation de la machine dans la base propre, connue sous le nom de la modélisation en coordonnées de Park, représente une approche mathématique avancée visant à simplifier l'analyse des machines asynchrones polyphasées. Elle consiste à transformer les équations du système depuis les coordonnées classiques (abc) vers un système de coordonnées tournantes (dq) aligné sur le champ magnétique. Cette transformation facilite la description des phénomènes électromagnétiques et simplifie les équations, rendant ainsi l'analyse plus aisée.

La complexité de la modélisation d'une machine polyphasée dans la base naturelle pose des défis lors du développement du système de contrôle, en raison de deux facteurs : le couplage magnétique entre les phases statoriques et la gestion de consignes variables dans le temps, qui devient de plus en plus complexe à mesure que la fréquence de fonctionnement augmente, comme détaillé dans [113,114]. Pour résoudre ce problème, il devient intéressant d'appliquer le concept classique de multi-machines. Ce concept considère la machine MSAP à n-phases comme équivalente à plusieurs machines fictives, à la fois diphasées et monophasées, tout en notant que

ces machines fictives sont magnétiquement découplées et mécaniquement couplées sur le même arbre. [115,116].

La transformation de Concordia généralisée permet la conversion de la base naturelle à la base de découplage, ou la machine asynchrone polyphasée est équivalente à n machines fictives. Cette transformation possède la particularité de maintenir la puissance instantanée constante quel que soit le cadre dans lequel le modèle de la machine est formulé. Ce passage est effectué en respectant les deux conditions spécifiées [43].

Les caractéristiques physiques des machines électriques garantissent la symétrie de la matrice d'inductance. En outre, la circularité de cette matrice est établie prenant en compte la régularité spatiale lors de la création des phases avec l'effet réluctant négligeable. De plus, la circularité de cette matrice est établie en se basant sur l'hypothèse de régularité spatiale lors de la construction des phases et en supposant l'absence d'effet réluctant. En combinant la symétrie et la circularité, cette propriété garantit l'existence d'un ensemble de valeurs propres doubles, dont les vecteurs propres correspondants sont des plans. En effet, la matrice de transformation de Concordia généralisée est définie conformément à [117,118]:

Pour rappel, dans l'espace euclidien représentant les grandeurs réelles de la machine, nous avons identifié deux matrices de transition en fonction de la parité du nombre de phases.

❖ *Cas de n impair :*

$$[T]_{n,n} = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \dots & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \dots & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)^2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \dots & \dots & \sin\left(\frac{(n-1)^2\pi}{n}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.11}$$

❖ Cas de n pair :

$$[T]_{n,n} = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{2(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(n-2)2\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{2(n-2)2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(n-2)(n-1)2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{(n-2)2\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{2(n-2)2\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{(n-2)(n-1)2\pi}{n}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.12}$$

Par l'utilisation de la matrice de transformation de Concordia, le modèle de la MASP à n phases est décrit comme suit :

$$[T]_{n,n}[V_s]_{n,1} = [T]_{n,n}[R_s]_{n,n}[i_s]_{n,1} + \frac{d}{dt}([T]_{n,n}[L_s]_{n,n}[i_s]_{n,1} + [T]_{n,n}[M_{sr}]_{n,n}[i_r]_{n,1})$$

$$\begin{aligned} \left[V_{s\alpha\beta\gamma\dots xy\left(\frac{n-3}{2}\right)} \right] &= [T]_{n,n}[R_s]_{n,n}[T]_{n,n}^t \left[i_{s\alpha\beta\gamma\dots xy\left(\frac{n-3}{2}\right)} \right] + \\ &+ \frac{d}{dt}([T]_{n,n}[L_s]_{n,n}[T]_{n,n}^t \left[i_{s\alpha\beta\gamma\dots xy\left(\frac{n-3}{2}\right)} \right] + [T]_{n,n}[M_{sr}]_{n,n}[T]_{n,n}^t \left[i_{s\alpha\beta\gamma\dots xy\left(\frac{n-3}{2}\right)} \right]) \end{aligned} \quad \text{II.13}$$

$$\text{Avec } [T]_{n,n}[R_s]_{n,n}[T]_{n,n}^t = r_s$$

$$[T]_{n,n}[L_s]_{n,n}[T]_{n,n}^t = \begin{bmatrix} l_{sf} + \frac{n}{2}l_m & 0 & \dots & 0 \\ 0 & l_{sf} + \frac{n}{2}l_m & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & l_{sf} + \frac{n}{2}l_m \end{bmatrix} \quad \text{II.14}$$

$$[T]_{n,n}[M_{sr}]_{n,n}[T]_{n,n}^t = \frac{n}{2}m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & \dots & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad \text{II.15}$$

➤ Les équations des tensions statoriques deviennent ;

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{\alpha s} = r_s i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \left[\left(l_{fs} + \frac{n}{2} l_m \right) i_{\alpha s} + \frac{n}{2} m_{sr} (\cos(\theta) i_{\alpha r} - \sin(\theta) i_{\beta r}) \right] \\ V_{\beta s} = r_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \left[\left(l_{fs} + \frac{n}{2} l_m \right) i_{\beta s} + \frac{n}{2} m_{sr} (\sin(\theta) i_{\alpha r} + \cos(\theta) i_{\beta r}) \right] \\ V_{xs} = r_s i_{xs} + \frac{d}{dt} (l_{fs} i_{xs}) \\ V_{ys} = r_s i_{ys} + \frac{d}{dt} (l_{fs} i_{ys}) \\ V_{xs(\frac{n-3}{2})} = r_s i_{xs(\frac{n-3}{2})} + \frac{d}{dt} (l_{fs} i_{xs(\frac{n-3}{2})}) \\ V_{ys(\frac{n-3}{2})} = r_s i_{ys(\frac{n-3}{2})} + \frac{d}{dt} (l_{fs} i_{ys(\frac{n-3}{2})}) \end{array} \right. \quad \text{II.16}$$

➤ Les équations des tensions rotoriques

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{\alpha r} = r_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \left[\left(l_{fr} + \frac{n}{2} l_m \right) i_{\alpha r} + \frac{n}{2} m_{sr} (\cos(\theta) i_{\alpha s} - \sin(\theta) i_{\beta s}) \right] \\ V_{\beta r} = r_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \left[\left(l_{fr} + \frac{n}{2} l_m \right) i_{\beta r} + \frac{n}{2} m_{sr} (\sin(\theta) i_{\alpha s} + \cos(\theta) i_{\beta s}) \right] \\ V_{xr} = r_r i_{xr} + \frac{d}{dt} (l_{fr} i_{xr}) \\ V_{yr} = r_r i_{yr} + \frac{d}{dt} (l_{fr} i_{yr}) \\ \vdots \\ V_{xr(\frac{n-3}{2})} = r_r i_{xr(\frac{n-3}{2})} + \frac{d}{dt} (l_{fr} i_{xr(\frac{n-3}{2})}) \\ V_{yr(\frac{n-3}{2})} = r_r i_{yr(\frac{n-3}{2})} + \frac{d}{dt} (l_{fr} i_{yr(\frac{n-3}{2})}) \end{array} \right. \quad \text{II.17}$$

Les équations de flux statoriques et rotoriques deviennent

$$\text{Statoriques} \quad \left\{ \begin{array}{l} \psi_{\alpha s} = (L_{fs} + \frac{n}{2} L_m) i_{\alpha s} + \frac{n}{2} m_{sr} (\cos(\theta) i_{\alpha r} - \sin(\theta) i_{\beta r}) \\ \psi_{\beta s} = (L_{fs} + \frac{n}{2} L_m) i_{\beta s} + \frac{n}{2} m_{sr} (\sin(\theta) i_{\alpha r} + \cos(\theta) i_{\beta r}) \\ \psi_{xs} = L_{fs} i_{xs} \\ \psi_{ys} = L_{fs} i_{ys} \\ \vdots \\ \psi_{xs(\frac{n-3}{2})} = L_{fs} i_{xs(\frac{n-3}{2})} \\ \psi_{ys(\frac{n-3}{2})} = L_{fs} i_{ys(\frac{n-3}{2})} \end{array} \right. \quad \text{II.18}$$

$$\text{Rotoriques} \quad \left\{ \begin{array}{l} \psi_{\alpha r} = (L_{fr} + \frac{n}{2} L_m) i_{\alpha r} + \frac{n}{2} m_{rs} (\cos(\theta) i_{\alpha s} - \sin(\theta) i_{\beta s}) \\ \psi_{\beta r} = (L_{fr} + \frac{n}{2} L_m) i_{\beta r} + \frac{n}{2} m_{rs} (\sin(\theta) i_{\alpha s} + \cos(\theta) i_{\beta s}) \\ \psi_{xr} = L_{fr} i_{xr} \\ \psi_{yr} = L_{fr} i_{yr} \\ \vdots \\ \psi_{xr(\frac{n-3}{2})} = L_{fr} i_{xr(\frac{n-3}{2})} \\ \psi_{yr(\frac{n-3}{2})} = L_{fr} i_{yr(\frac{n-3}{2})} \end{array} \right. \quad \text{II.19}$$

La transformation de Concordia n'assure pas la simplification de l'ensemble des équations liées à la machine ; la modification de la matrice d'inductance mutuelle entre le rotor et le stator reste toujours dépendante de la position angulaire θ , ce qui rend le modèle difficile à étudié. [39,48].

Pour simplifier d'avantage notre modèle, nous allons appliquer une rotation du repère d'un angle φ , décalé par rapport au stator sur les matrices d'inductances diagonalisées. Ce repère tournant est obtenu en fusionnant une matrice de Concordia avec une matrice rotative $[P_n]$ [119,120].

$$[P_n(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{II.20}$$

La nouvelle matrice dite matrice de Park $[P]$ obtenue par la combinaison de deux matrices, matrice de Concordia $[T]$ et celle du repère rotatif $[P_n]$:

$$[P] = [P_n(\theta)][T] \quad \text{II.21}$$

En introduisant la matrice $[P_n(\theta)]$ de Concordia dans le modèle de la machine ; les équations de la machine subissent une transformation comme suit : de la machine deviennent :

➤ Les équations des tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_s \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \\ V_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_s \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \\ V_{xs} = r_s i_{xs} + \frac{d}{dt} \psi_{xs} \\ V_{ys} = r_s i_{ys} + \frac{d}{dt} \psi_{ys} \\ \vdots \\ V_{xs(\frac{n-3}{2})} = r_s i_{xs(\frac{n-3}{2})} + \frac{d}{dt} \psi_{xs(\frac{n-3}{2})} \\ V_{ys(\frac{n-3}{2})} = r_s i_{ys(\frac{n-3}{2})} + \frac{d}{dt} \psi_{ys(\frac{n-3}{2})} \end{cases} \quad \text{II.22}$$

➤ Les équations des tensions rotoriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dr} = r_r i_{dr} - \omega_s \psi_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} \\ V_{qr} = r_r i_{qr} + \omega_s \psi_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} \\ V_{xr} = r_r i_{xr} + \frac{d}{dt} \psi_{xr} \\ V_{yr} = r_r i_{yr} + \frac{d}{dt} \psi_{yr} \\ \vdots \\ V_{xr(\frac{n-3}{2})} = r_r i_{xr(\frac{n-3}{2})} + \frac{d}{dt} \psi_{xr(\frac{n-3}{2})} \\ V_{yr(\frac{n-3}{2})} = r_r i_{yr(\frac{n-3}{2})} + \frac{d}{dt} \psi_{yr(\frac{n-3}{2})} \end{array} \right. \quad \text{II.23}$$

➤ Les équations du flux statoriques:

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{ds} = (L_m + L_{fs}) i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qs} = (L_m + L_{fs}) i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \psi_{xs} = L_{fs} i_{xs} \\ \psi_{ys} = L_{fs} i_{ys} \\ \vdots \\ \psi_{xs(\frac{n-3}{2})} = L_{fs} i_{xs(\frac{n-3}{2})} \\ \psi_{ys(\frac{n-3}{2})} = L_{fs} i_{ys(\frac{n-3}{2})} \end{array} \right. \quad \text{II.24}$$

➤ Les équations du flux rotoriques:

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{dr} = (L_m + L_{fr}) i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \psi_{qr} = (L_m + L_{fr}) i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \psi_{xr} = L_{fr} i_{xr} \\ \psi_{yr} = L_{fr} i_{yr} \\ \vdots \\ \psi_{xr(\frac{n-3}{2})} = L_{fr} i_{xr(\frac{n-3}{2})} \\ \psi_{yr(\frac{n-3}{2})} = L_{fr} i_{yr(\frac{n-3}{2})} \end{array} \right. \quad \text{II.25}$$

➤ Equation du couple

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad \text{II.26}$$

II.6. Modélisation de la machine asynchrone à 5-phases

La machine examinée dans cette étude est la machine asynchrone à 5 phases à cage d'écureuil (type II), le stator est composé de 5 enroulements fixes décalés de $2\pi/5$ dans l'espace. De manière similaire, le rotor peut être représenté par 5 enroulements identiques, également décalés

de $2\pi/5$ dans l'espace, les enroulements du rotor sont en court-circuit avec une tension nulle à leurs bornes.

La figure ci-dessous montre la machine asynchrone à 5 phases proposée :

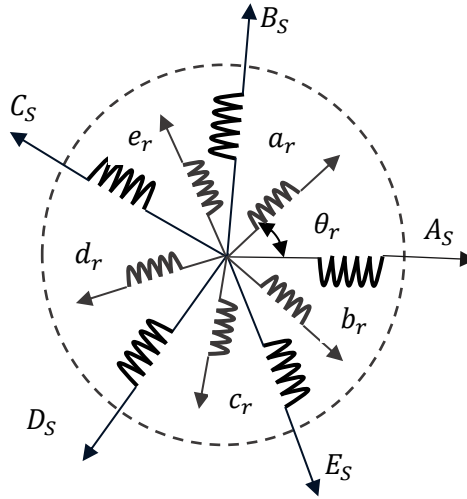


Figure II.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone à 5 phases.

Dans cette partie, nous présentons un modèle mathématique simple permettant de simuler la machine à 5 phases et d'observer en particulier les grandeurs caractérisées ; vitesse de rotation, couple, courant et flux en régime transitoire et permanent.

I.6.1. Modèle dynamique de la machine asynchrone à 5 phases dans la base naturelle

Les équations de tension statorique et rotorique du moteur à induction à cinq phases sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} [V_s]_{abcde} = [R_s]_{5,5} [i_r]_{abcde} + \frac{d}{dt} [\psi_s]_{abcde} \\ [V_r]_{abcde} = [R_r]_{5,5} [i_r]_{abcde} + \frac{d}{dt} [\psi_r]_{abcde} \end{cases} \quad \text{II.27}$$

Avec i_s , i_r sont respectivement, le vecteur courant statorique et rotorique suivant les cinq phases (abcde),

ψ_s , ψ_r le vecteur de flux statorique et rotorique suivant les cinq phases(abcde),

$[R_s]_{5,5}$ et $[R_r]_{5,5}$ sont les matrices des résistances statorique et rotorique respectivement.

Les différentes phases statoriques (rotoriques) sont magnétiquement couplées entre elles et même couplées avec les circuits rotoriques(statoriques), d'où les équations des flux statoriques (rotoriques) dépendent des courants de boucles statoriques(rotoriques) respectivement.

$$\begin{cases} [\psi_s]_{abcde} = [L_s]_{5.5}[i_s]_{abcde} + [M_{sr}]_{5.5}[i_r]_{abcde} \\ [\psi_r]_{abcde} = [L_r]_{5.5}[i_r]_{abcde} + [M_{rs}]_{5.5}[i_s]_{abcde} \end{cases} \quad \text{II.28}$$

Avec $[M_{sr}]_{5.5} = [M_{rs}]_{5.5}^t$ matrices des inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

$[L_s]_{5.5}$ et $[L_r]_{5.5}$ sont les matrices des inductances statorique et rotoriques respectivement.

$$\begin{cases} [V_s]_{abcde} = [R_s][i_s]_{abcde} + \frac{d}{dt} [[L_s][i_s]_{abcde}] + \frac{d}{dt} [[M_{sr}][i_r]_{abcde}] \\ [V_r]_{abcde} = [R_r][i_r]_{abcde} + \frac{d}{dt} [[L_r][i_r]_{abcde}] + \frac{d}{dt} [[M_{rs}][i_s]_{abcde}] \end{cases} \quad \text{II.29}$$

La matrice des inductances statoriques est donnée comme suit :

$$[L_s]_{5.5} = \begin{bmatrix} L_m + L_{fs} & L_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ L_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & L_m + L_{fs} & L_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{6\pi}{5}) \\ L_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & L_m + L_{fs} & L_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{4\pi}{5}) \\ L_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & L_m + L_{fs} & L_m \cos(\frac{2\pi}{5}) \\ L_m \cos(\frac{2\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{4\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{6\pi}{5}) & L_m \cos(\frac{8\pi}{5}) & L_m + L_{fs} \end{bmatrix} \quad \text{II.30}$$

La matrice des inductances mutuelles $[M_{sr}]$ est exprimée de la manière suivante :

$$[M_{sr}]_{5.5} = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) \\ \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) \\ \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{II.31}$$

1.6.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone à 5 phases dans la base propre

Le passage d'un repère fixe de Concordia vers un repère tournant est obtenue par la transformation de Park. Cette opération, concerne les grandeurs physiques, est obtenue par la combinaison de la matrice de Concordia et la matrice de repère rotatif. [119,120]

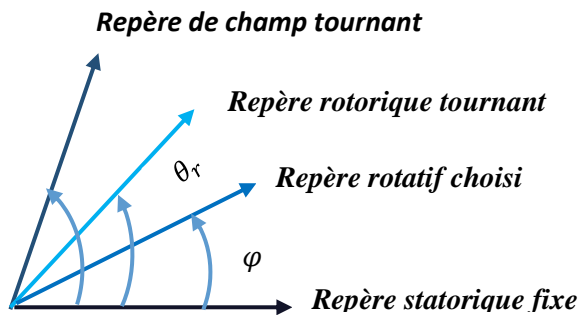


Figure II.2: Repères de la machine

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.32}$$

$$[P_n] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 & \dots & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad \text{II.33}$$

En multipliant la matrice $[P_n]$ par la matrice de Concordia $[T]$, on obtient la matrice de passage $[P]$ qui est un repère rotatif décalé par l'angle φ . Cet est connu sous le nom de matrice de Park [119,120].

$$[P] = [P_n][T] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.34}$$

$[P_n]$: Matrice rotative

$[T]$: Matrice de Concordia généralisée.

$[P]$: Matrice de Park généralisée

Après avoir appliqué la matrice de transformation de Park aux équations du stator et du rotor, le système à cinq phases peut être décomposé en système de coordonnées dq plus un système de coordonnées xy supplémentaire

Les équations des tensions statoriques et rotoriques du moteur à induction à 5 phases sont écrites dans l'axe dq comme suit [119,120]

Tensions statoriques	Tensions rotoriques	
$\begin{cases} V_{ds} = r_s i_{ds} - \omega_s \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \\ V_{qs} = r_s i_{qs} + \omega_s \psi_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \\ V_{xs} = r_s i_{xs} + \frac{d}{dt} \psi_{xs} \\ V_{ys} = r_s i_{ys} + \frac{d}{dt} \psi_{ys} \end{cases}$	$\begin{cases} V_{dr} = r_r i_{dr} - \omega_s \psi_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \\ V_{qr} = r_r i_{qr} + \omega_s \psi_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} \\ V_{xr} = r_r i_{xr} + \frac{d}{dt} \psi_{xr} \\ V_{yr} = r_r i_{yr} + \frac{d}{dt} \psi_{yr} \end{cases}$	II.35

Les équations de flux deviennent :

$$\begin{cases} \psi_{ds} = (L_m + L_{fs})i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \psi_{qs} = (L_m + L_{fs})i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \psi_{xs} = L_{fs} i_{xs} \\ \psi_{ys} = L_{fs} i_{ys} \end{cases} \quad \text{II.36}$$

Le modèle de la machine asynchrone à 5-phases peut être complété par l'expression du couple électromagnétique C_{em} donné comme suit :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad \text{II.37}$$

Pour étudier le comportement dynamique, l'équation de mouvement suivante a été ajoutée :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad \text{II.38}$$

II.7. Modèle général de la machine asynchrone à 5 phases

Pour simplifier le modèle, on prend les variables d'états suivant l'axe dq, les courants statoriques, les flux rotoriques et la vitesse mécanique ($i_{ds}, i_{qs}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \Omega$) et les variables de commande, les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}). Le repère choisi c'est le repère lié au champ tournant. La représentation du modèle de la machine alimentée en tension est la suivante :

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} = -(r_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} r_r) i_{ds} + \sigma \omega_s L_s i_{qs} + \frac{L_m}{T_r L_r} \psi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{qr} + V_{ds} \\ \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} = -(r_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} r_r) i_{qs} + \sigma \omega_s L_s i_{ds} + \frac{L_m}{T_r L_r} \psi_{qr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{dr} + V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \psi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{qr} - \frac{1}{T_r} \psi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \psi_{qr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{dr} - \frac{1}{T_r} \psi_{qr} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \end{cases} \quad \text{II.39}$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{r_r}$: La constante du temps rotorique ;

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: Le coefficient de dispersion ;

II.8. Association Onduleur- Machine asynchrone à 5-phases

Le contrôle de la vitesse des machines asynchrones est efficacement assuré grâce aux progrès réalisés dans le développement des convertisseurs statiques. Cette avancée significative repose sur l'évolution des composants électroniques ainsi sur l'adoption universelle des méthodes de commande.

La configuration à structure de puissance segmentée des machines polyphasées permet l'utilisation des composants de faible calibre pour des fréquences plus élevées [121]. Les onduleurs de tension associés à ces machines connaissent actuellement une utilisation très répandue dans les systèmes d'entraînement industriels. En général, ces onduleurs sont des véritables sources de tension dont l'amplitude et la forme peuvent être considérées comme indépendantes de la charge. Les temps de commutation sont en effet négligeables devant les constantes de temps électrique [121,122].

II.8.1 Modélisation de l'alimentation

La machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique MLI, avec l'alimentation continue de l'onduleur provient du secteur (220/380v) via un redresseur à diodes et un filtre LC dont le schéma est illustré à la figure II.3 [122].

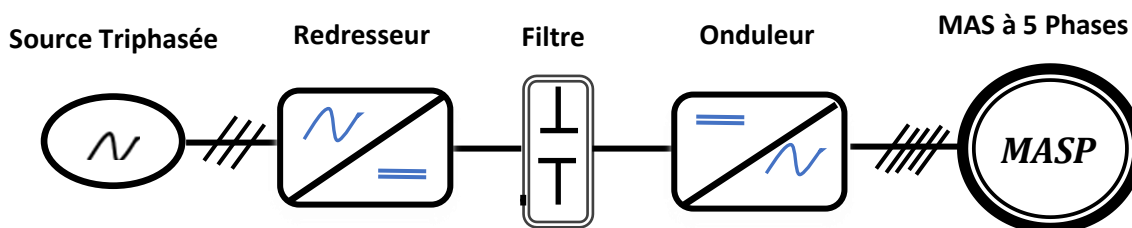


Figure II.3. Association convertisseur-machine asynchrone à 5 phases

L'association de la machine avec un onduleur commandé par la technique MLI a pour but d'améliorer les performances de l'actionneur électrique, tel que la réduction maximale de l'ondulation du couple, la variation de vitesse sur une plage étendue, ainsi qu'une constante de temps électrique et mécanique minimale.

II.9. Modélisation et commande de l'onduleur à MLI

Pendant ces deux dernières décennies les recherches sont orientées vers les techniques de modulation de largeur d'impulsion, en raison de plusieurs avantages tel que, la réduction des harmoniques, responsables de l'échauffement de la machine et l'apparition des pulsation

important du couple, ce qui leur permet de remplacer progressivement les onduleurs de tension à forme d'onde rectangulaire.

II.9.1. Configuration de l'onduleur

Les onduleurs de tension sont composés par des semi-conducteurs à base de transistors ou de thyristors, permettant de fournir des tensions d'amplitudes et de fréquences variables à partir d'une tension continue générée par un redresseur. [121].

Pour alimenter la machine pentaphasée, on utilise un onduleur composé de cinq bras identiques, chaque bras comprend deux interrupteurs placés en série commandés complémentaires. Pour prévenir les courts-circuits et garantir la continuité du courant dans la charge, chaque transistor est connecté à une diode montée en tête-bêche. La figure II.4 illustre le schéma de l'onduleur pentaphasé.

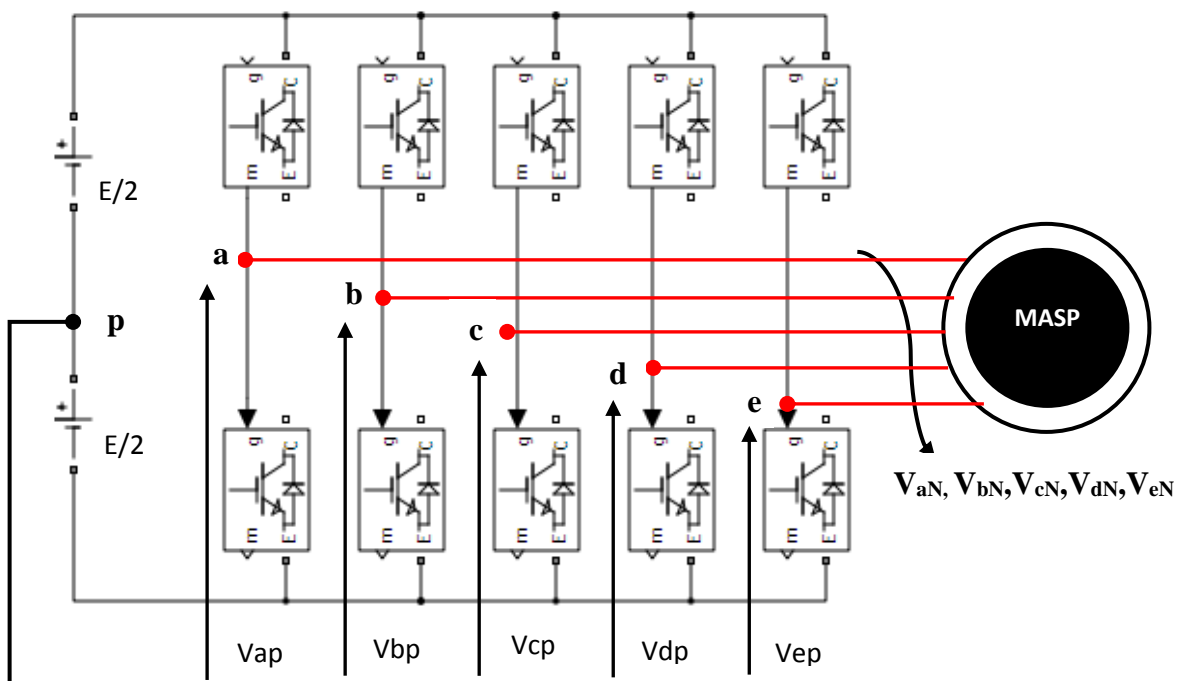


Figure II.4. Schéma de principe de l'onduleur de tension à 5 phases.

Avec l'état d'ouverture ou de fermeture de l'interrupteur de l'onduleur est défini par la fonction suivante :

$$f_k = 1 \text{ si } U_k \text{ est OF } U'_k \text{ est ON}$$

$$f_k = 0 \text{ si } U_k \text{ est OF } U'_k \text{ est ON}$$

k est le numéro du bras de l'onduleur (k=5 bras (1.2.3.4.5))

II.9.2. Tensions simples de l'onduleur

Sachant que U_{dc} est la tension d'entrée de l'onduleur. Cela implique que

$$\begin{cases} V_{ap} = V_{aN} + V_{Np} = f_1 \cdot U_s \\ V_{bp} = V_{bN} + V_{Np} = f_2 \cdot U_s \\ V_{cp} = V_{cN} + V_{Np} = f_3 \cdot U_s \\ V_{dp} = V_{dN} + V_{Np} = f_4 \cdot U_s \\ V_{ep} = V_{eN} + V_{Np} = f_5 \cdot U_s \end{cases} \quad \text{II.40}$$

$V_{aN} \cdot V_{bN} \cdot V_{cN} \cdot V_{dN} \cdot V_{eN}$: Tensions simples de la machine.

V_{Np} : Tension par rapport au point fictif Z.

Sachant que U_s est la tension d'entrée de l'onduleur. Cela implique que :

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{ap} - V_{Np} \\ V_{bN} = V_{bp} - V_{Np} \\ V_{cN} = V_{cp} - V_{Np} \\ V_{dN} = V_{dp} - V_{Np} \\ V_{eN} = V_{ep} - V_{Np} \end{cases} \quad \text{II.41}$$

Nous devons le faire : $V_{aN} \cdot V_{bN} \cdot V_{cN} \cdot V_{dN} \cdot V_{eN}$ en forment un système équilibré a cinq phases, en d'autres termes nous avons la relation algébrique suivante :

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} + V_{dN} + V_{eN} = 0 \quad \text{II.42}$$

On aura donc :

$$V_{Np} = \frac{V_{ap} + V_{bp} + V_{cp} + V_{dp} + V_{ep}}{5} \quad \text{II.43}$$

En remplaçant (II.42) dans (II.43) on obtient :

$$\begin{cases} V_{aN} = \frac{4V_{ap} - V_{bp} - V_{cp} - V_{dp} - V_{ep}}{5} \\ V_{bN} = \frac{-V_{ap} + 4V_{bp} - V_{cp} - V_{dp} - V_{ep}}{5} \\ V_{cN} = \frac{-V_{ap} - V_{bp} + 4V_{cp} - V_{dp} - V_{ep}}{5} \\ V_{dN} = \frac{-V_{ap} - V_{bp} - V_{cp} + 4V_{dp} - V_{ep}}{5} \\ V_{eN} = \frac{-V_{ap} - V_{bp} - V_{cp} - V_{dp} + 4V_{ep}}{5} \end{cases} \quad \text{II.44}$$

Les tensions simples pour un onduleur pentaphasé peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \\ V_{dN} \\ V_{eN} \end{bmatrix} = \frac{U_s}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} \quad \text{II.45}$$

II.10. Commande en tension « modulation de largeur d'impulsion » MLI

La commande en tension par modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation - PWM) est une technique couramment utilisée dans le contrôle des systèmes électriques et électroniques. Elle permet de réguler la tension d'alimentation appliquée à un dispositif, tel qu'un moteur électrique, en modulant la largeur des impulsions du signal de commande.

La commande par modulation de largeur d'impulsion MLI tient compte de la variation du rapport cyclique, représentant le rapport entre la durée de l'impulsion active et la période du signal. En ajustant le rapport cyclique, on peut contrôler la moyenne de tension appliquée au dispositif de manière efficace.

La commande en tension PWM présente plusieurs avantages. Elle permet de réguler la vitesse et le couple de sortie des moteurs électriques de manière précise et efficace. De plus, elle offre un contrôle flexible et une grande stabilité pour différents types de charges et de conditions de fonctionnement. En ajustant la fréquence de modulation et le rapport cyclique, on peut obtenir une réponse dynamique rapide et réduire les pertes d'énergie.

II.10.1. Avantages de la commande MLI

Les avantages de la commande MLI incluent :

- ❖ Une neutralisation efficace des harmoniques par rapport aux onduleurs à onde carrée.
- ❖ Permet de repousser les harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences élevées, simplifiant ainsi le processus de filtrage. .
- ❖ Permet de modifier la valeur fondamentale de la tension de sortie.
- ❖ Facilite l'alimentation de l'ensemble onduleur-machine asynchrone à partir d'une même source continue.
- ❖ réduction de l'ondulation du courant de charge.

II.11. Résultats et discussion

D'après les figures (II.5.a, II.5.b) trouvés par Matlab, on remarque qu'au démarrage, la vitesse oscille légèrement et cela est dû à l'inertie des masses tournantes ensuite elle atteint son régime permanent après un temps de 0.18s. La courbe du couple (C_{em}) présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes, ce couple pulsant est transmis à la partie mécanique avant qu'il se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilation. Après

avoir atteint le régime permanent, la machine est sollicitée par une charge perturbatrice de 10Nm à l'instant $t= 2$ s. on constate, que, la vitesse présente une décroissance qui se traduit par un glissement alors le couple électromagnétique augmente pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée, et une augmentation du courant statorique.

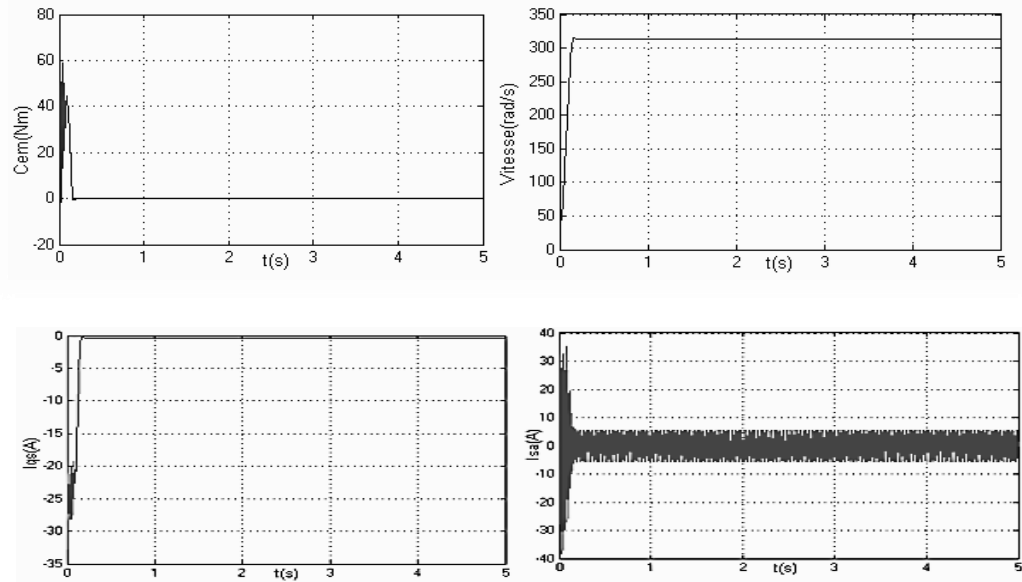


Figure II.5.a. Résultats du comportement dynamique de MAS à 5 phases, (a) fonctionnement à vide

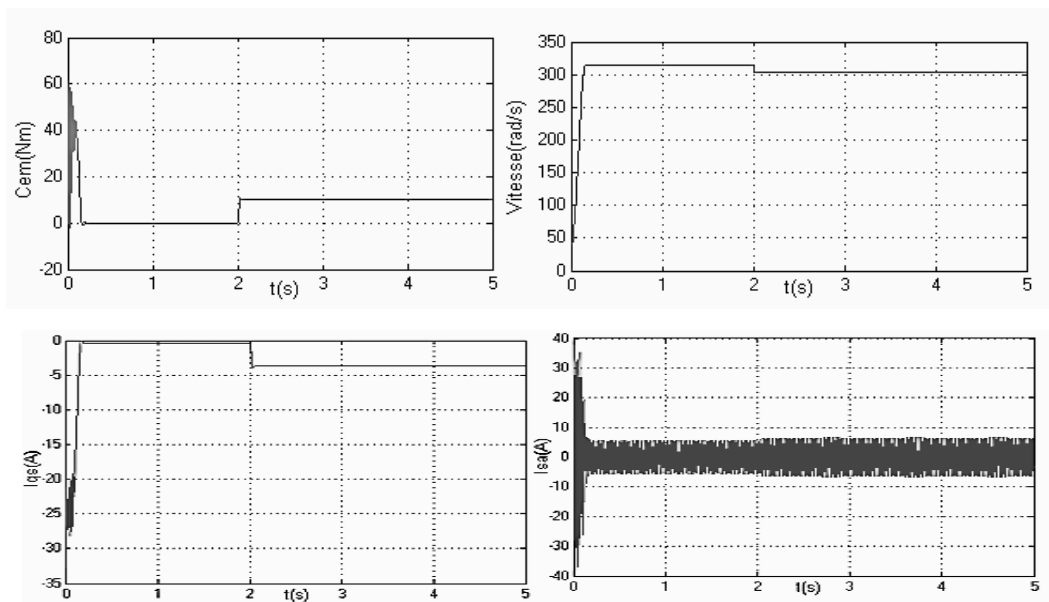


Figure II.5.b. Résultats du comportement dynamique de MAS à 5 phases, (b) fonctionnement en charge

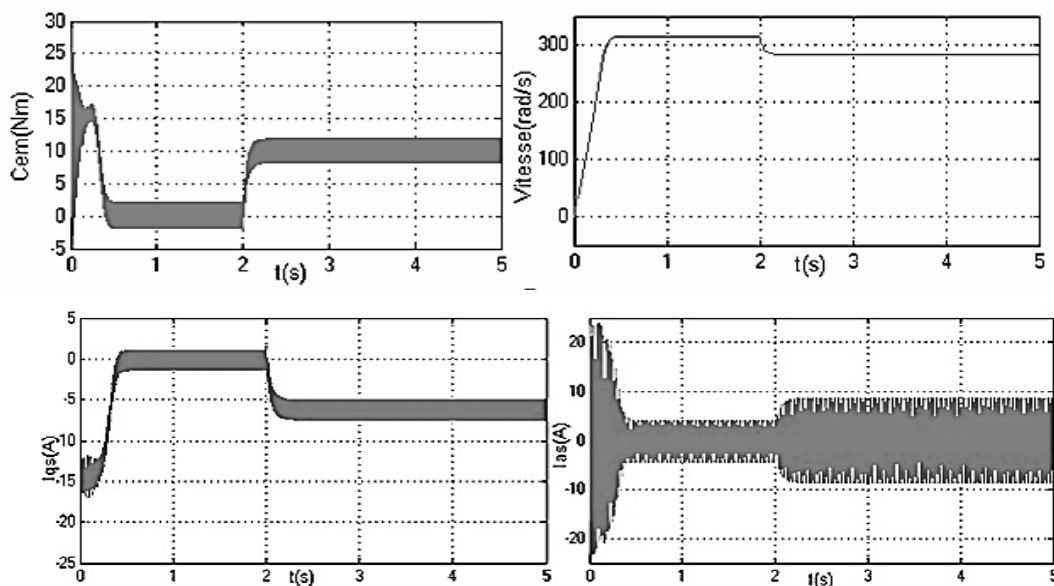


Figure II.6. Comportement de la MAS à 5 phases associée à un onduleur de tension

La figure II.6 montre le comportement de la machine asynchrone à 5 phases alimentée par un onduleur de tension avec l'application d'un couple de charge de valeur 10N.m, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire mais présente des ondulations. Les allures des courants statorique sont semblables à celles obtenu pour la machine alimentée sous pleine tension, mais avec des amplitudes plus importantes.

II.112. Conclusion

Ce chapitre est dédié à la modélisation des machines polyphasées, abordés à travers deux modèles mathématiques distincts. Le premier est formulé dans la base naturelle, tandis que le second est élaboré dans la base propre de Park. La première modélisation de la machine peut s'avérer complexe. Pour simplifier le modèle, nous avons exploité la circularité et la symétrie des matrices d'inductances, ce qui nous a conduit à représenter la machine dans la base de découplage. Ensuite, nous avons exposé le modèle choisi pour notre étude, décrivant la machine asynchrone à 5 phases.

Afin d'atteindre un fonctionnement à vitesse variable, nous avons intégré à la machine un onduleur à trois niveaux, doté de cinq bras utilisant la stratégie de commande MLI. La modélisation de cet onduleur a été réalisée en excluant les effets liés à la commutation ainsi que les pertes de tension aux bornes des interrupteurs actifs. Vers la fin, nous avons simulé l'ensemble Onduleur-Moteur, et nous avons constaté que l'alimentation par un onduleur à n niveaux, contrôlé en tension permet de réduire les ondulations du couple injectées par lui-même.

Chapitre III



Contrôle vectorielle par orientation de flux rotorique de la machine polyphasée

III.1. Introduction

Grâce au développement significatif de l'électronique de puissance, caractérisé par l'introduction de convertisseurs statiques, tels que les onduleurs de tension, qui exploitent des composants tels que les IGBT (Transistors Bipolaires à Porte Isolée) capables de commuter à des fréquences extrêmement élevées et de produire des tensions de sortie variables en termes d'amplitude et de fréquence. La machine asynchrone suscite un intérêt considérable parmi les chercheurs en raison de son utilisation répandue dans diverses applications industrielles. Cela s'explique par sa robustesse électromécanique, son coût faible et sa standardisation élevée. Malgré ses nombreux atouts, la commande de la machine asynchrone demeure l'une des plus complexes par rapport à celle de la machine à courant continu. Cette complexité découle du fait que le modèle mathématique de la machine asynchrone est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de ce qui contraste avec sa simplicité structurelle. Cependant, au cours des dernières décennies, des techniques de contrôle ont été développées pour permettre un contrôle découplé de la machine asynchrone en utilisant des repères appropriés [125].

Au cours des décennies récentes, tant la recherche académique que l'industrie se sont engagées dans des efforts visant à atteindre un niveau de contrôle équivalent pour les variateurs asynchrones à celui des moteurs à courant continu. Dans ce mode de contrôle, deux variables essentielles, à savoir le flux et le couple, sont découplées et commandées de manière indépendante. Cette notion a été conceptualisée pour la première fois en 1971 par BLASCHKE sous le nom de "commande vectorielle".

III.2. Principe du découplage

La complexité de la commande de la machine asynchrone provient de la non-linéarité du modèle et de l'interdépendance entre les grandeurs électriques du stator et celles du rotor [125, 126]. Cependant, grâce aux avancées en électronique de puissance, il est maintenant envisageable d'appliquer des techniques de commande découplée aux machines asynchrones. L'objectif de ces approches de commande est d'atteindre les performances remarquables associées aux machines à courant continu, tout en évitant les inconvénients liés à la commutation mécanique [125].

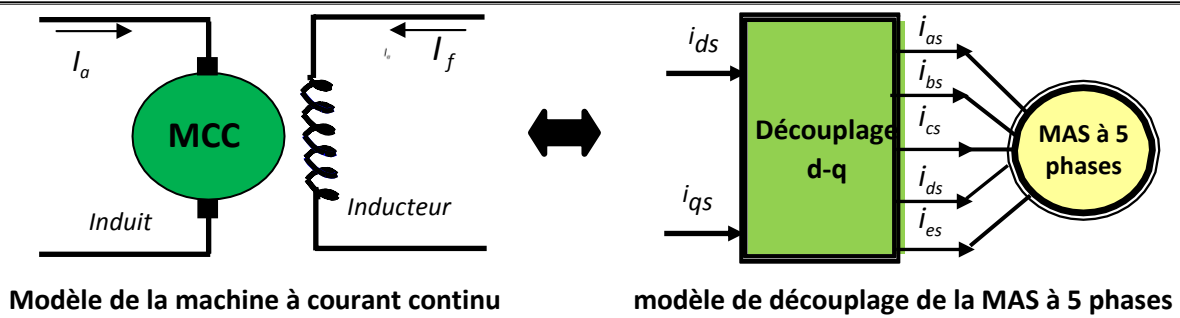


Figure. III.1 : Principe de la commande vectorielle

Le couple électromagnétique de la machine à courant continu est donné par :

$$C_{em} = k\psi_a I_a \quad \text{III.1}$$

$$\psi_a = k_f I_f \quad \text{III.2}$$

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est donné par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\psi_{dr} I_{qs} - \psi_{qr} I_{ds}) \quad \text{III.3}$$

En effet, dans une machine à courant continu, le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant d'inducteur I_f contrôle le flux. Et pour la MAS, le contrôle du couple se fait par le courant I_{qs} et le contrôle de flux par le courant I_{ds} .

Les deux composantes du courant statorique I_{ds} et I_{qs} sont fortement couplés. Sans découplage, tout changement dans l'un de ces deux courants produira une perturbation dans l'autre et détériora ainsi le control du couple.

III.3. Commande vectorielle par orientation du flux (CVOF)

Le fort couplage entre les grandeurs de la machine asynchrone est démontré par l'analyse de l'expression du couple produit par la machine résultant de la différence des produits de deux composantes en quadrature tel que, les flux rotoriques et les courants statoriques.[125]. La commande par orientation du flux a pour but de découpler les variables liées à la magnétisation de celles associées à la génération du couple. Sur le plan mathématique, cette méthode implique l'établissement d'une série de transformation visant à passer d'un système caractérisé par une double non-linéarité structurelle à un système linéaire. Cella garantit une dissociation entre la génération du flux et la production du couple, similaire au fonctionnement d'une machine à courant continu à excitation séparée.[125].

Le principe de la commande par orientation du flux réside dans le réglage indépendant du flux et du couple grâce à deux composantes de courant distincts. Pour y parvenir, il est essentiel de sélectionner un repère lié au champ tournant en optant judicieusement pour l'angle d'orientation

« d,q ». Ce choix aligne l'axe « d » avec la résultante du flux, éliminant ainsi la composante transversale du flux, qu'elle soit statorique, rotorique ou d'entrefer :

- Flux statorique $\psi_s = \psi_{ds}, \psi_{qs} = 0$ III.4

- Flux rotorique $\psi_r = \psi_{dr}, \psi_{qr} = 0$ III.5

- Flux d'entrefer $\psi_g = \psi_{dg}, \psi_{qg} = 0$ III.6

Dans notre travail on applique l'orientation de flux suivant l'axe rotorique comme l'indique sur la figure (III.2) [25].

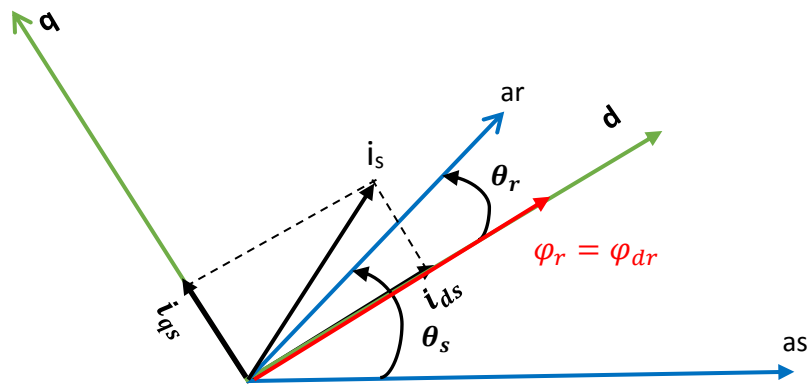


Figure III.2. Orientation du flux rotorique,

L'expression du couple rotorique par l'application de la commande par orientation de flux rotorique devient :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs}) = k \psi_r i_{qs} \quad \text{III.7}$$

Ainsi que, l'expression de la tension rotorique direct :

$$V_{dr} = 0 = r_r i_{dr} - \omega_s \psi_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} \quad \text{III.8}$$

$$\text{Avec } \psi_{dr} = (L_m + L_{fr}) i_{dr} + L_m i_{ds}, \quad L_r = L_m + L_{fr}$$

$$\text{Donc } i_{dr} = \frac{1}{L_r} \psi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad \text{III.9}$$

Remplaçant cette dernière dans l'expression de la tension rotorique direct :

$$\frac{r_r}{L_r} \psi_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} = \frac{r_r L_m}{L_r} i_{ds} \quad \text{III.10}$$

Les équations III.7 et III.10, nous montre que le couple dépend uniquement de la composante en quadrature i_{qs} et que l'amplitude du flux rotorique est déterminée par la seule composante directe i_{ds} , ainsi, le courant fractionné en deux termes distincts, chacun correspondant respectivement au flux et au couple. Cela nous permet d'obtenir une structure équivalente à celle d'une machine à courant continu.

III.4. Types de la commande vectorielle par orientation du flux

Pour mettre en œuvre la commande par orientation du flux rotorique, il est crucial d'avoir une compréhension précise de la position du flux à tout instant. Cela garantit son alignement avec l'axe direct, assurant ainsi un découplage optimal entre le flux et le couple, quelles que soient les conditions de fonctionnement. Deux approches couramment utilisées pour déterminer la phase du flux rotorique sont l'approche directe et l'approche indirecte. [124, 126]:

III.4.1. Approche vectorielle directe

Pour obtenir simultanément la position et l'amplitude du flux indépendamment du mode de fonctionnement, il est indispensable d'installer des capteurs à effet Hall sur les dents du stator. Néanmoins, cette approche présente plusieurs limitations. Tout d'abord, elle requiert une conception spécifique des moteurs pour intégrer ces capteurs, ce qui peut s'avérer contraignant. De plus, les capteurs à effet Hall sont sensibles aux chocs mécaniques et ne sont pas adaptés à des conditions rigoureuses, telles que des vibrations excessives ou des températures élevées. De plus, leur fréquence de fonctionnement varie en fonction de la vitesse, ce qui impose l'utilisation de filtres ajustables.

Cette méthode de contrôle assure un découplage précis entre le flux et le couple, indépendamment du point de fonctionnement. Bien que la méthode directe présente l'avantage de minimiser l'impact des variations des paramètres de la machine [125,128], mais elle présente quelques inconvénients :

- L'incertitude dans la mesure du flux,
- Les difficultés liées à la filtration du signal mesuré,
- Une précision médiocre dans la mesure, dû à l'échauffement de la machine et à la saturation,
- Des coûts de fabrication élevés des capteurs et des filtres.

III.4.2. Approche vectorielle indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas considérer l'amplitude du flux, mais plutôt sa position.[126], dans cette approche, le flux est commandé en boucle ouverte. Étant donné que la vitesse est mesurée, il est envisageable de réguler la vitesse en utilisant un régulateur PI avec une boucle de contre-réaction. La méthode indirecte est plus facile à mettre en œuvre, mais elle est notablement affectée par les fluctuations des paramètres de la machines en raison de la saturation magnétique et des variations de température, en particulier la constante de temps rotorique T_r [125], de plus, elle nécessite l'utilisation d'un circuit de commande considérablement complexe.

Dans la suite, nous mettons en œuvre la commande vectorielle directe sur une machine asynchrone à 5 phases alimentée en tension à l'aide d'un onduleur à cinq bras.

III.5. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté appliquée sur la MAS à 5 phases

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante

$$\begin{cases} \psi_{dr} = \psi_r^* \\ \psi_{qr} = 0 \\ \frac{d}{dt} \psi_r^* = 0 \end{cases} \quad \text{III.11}$$

Pour simplifier le modèle de la machine on remplace les conditions de la commande vectorielle dans l'équation II.39 du chapitre II on trouve le modèle de la MAS à 5 phases comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = (r_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} r_r) i_{ds} - \sigma \omega_s L_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} - \frac{L_m}{T_r L_r} \psi_r \\ V_{qs} = (r_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} r_r) i_{qs} - \sigma \omega_s L_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_r \\ \frac{d}{dt} \psi_r = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \psi_r \\ (\omega_s - \omega_r) = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\psi_r} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{T_r} \psi_r i_{qs} \end{cases} \quad \text{III.12}$$

III.5.1. Estimateur du flux et du couple

La commande vectorielle directe connue sous le nom de la régulation de flux, nécessite la mesure ou l'estimation de celui-ci. Le flux du rotor ainsi que le couple électromagnétique peuvent être estimés en utilisant les courants i_{ds} et i_{qs} qui sont des grandeurs statoriques

accessibles par le biais de la mesure effective des courants réels du stator, à condition que la transformation de Park soit correctement réalisée [125].

$$\begin{cases} \psi_r^* = \frac{L_s}{1+sT_r} i_{ds} \\ C_{em}^* = p \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \psi_r^* \\ \omega_s^* - \omega_r = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \psi_r^*} \\ \theta^* = \int \omega_s^* dt = \int \left(P\Omega + \frac{L_m i_{qs}}{T_r \psi_r^*} \right) dt \end{cases} \quad \text{III.13}$$

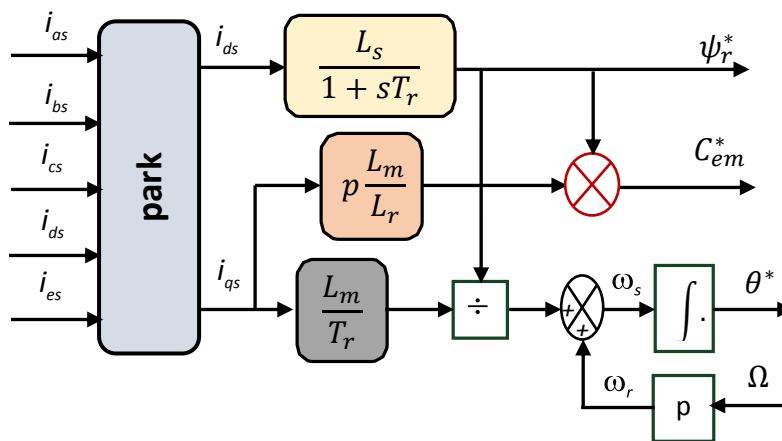


Figure III.3. Estimateur de flux et du couple

III.5.2. Découplage par compensation

Les tensions au niveau du stator obtenues par l'application de la commande vectorielle à flux orienté montrent leurs relations avec les courants statoriques directes et en quadrature du flux rotorique (i_{ds}, i_{qs}, ψ_r) et par conséquent, avec le couple électromagnétique. Ainsi, il est impératif d'effectuer un découplage entre ces grandeurs, pour ce faire, un découplage par compensation est essentiel, nécessitant l'introduction de nouvelles variables (V_{ds1}, V_{qs1}) agissant respectivement sur (i_{ds}, i_{qs}) [129].

Afin de rectifier l'erreur provoquée par le découplage, les tensions statoriques de la référence à flux constant sont formulées comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - e_{ds} \\ V_{qs} = V_{qs1} - e_{qs} \end{cases} \quad \text{III.14}$$

$$\begin{cases} V_{ds1} = (r_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} r_r) i_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} \\ V_{qs1} = (r_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} r_r) i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} \end{cases} \quad \text{III.15}$$

$$\begin{cases} e_{ds} = \sigma \omega_s L_s i_{qs} + \frac{L_m}{T_r L_r} \psi_r \\ e_{qs} = \sigma \omega_s L_s i_{ds} + \frac{L_m}{T_r L_r} \psi_r \end{cases} \quad \text{III.16}$$

III.6. Fonctionnement à toute vitesse

La variation de la fréquence statorique est effectuée au moyen de dispositifs électriques spécifiques appelés convertisseurs de fréquence. Ces convertisseurs sont habituellement alimentés en amont par le réseau électrique conventionnel, fournissant une tension et une fréquence fixes (220/380V, 50Hz). Ils sont ensuite chargés d'alimenter la machine, en ajustant les fréquences et les tensions selon les besoins.

Une commande astucieuse du flux rend le contrôle de la fréquence statorique plus avantageux, permettant ainsi d'utiliser la machine sur une plage de vitesse aussi étendue que possible tout en optimisant les rendements. Ce mode de fonctionnement est appelé opération à toute vitesse.

- La plage de sous vitesse, correspondant au fonctionnement hypo-synchrone englobe les vitesses situées en dessous de la vitesse nominale de la machine. Dans cette situation, la régulation doit maintenir le couple constant et par conséquent le flux maintient une valeur nominale constante.
- La plage de survitesse, correspondant au fonctionnement hyper-synchrone englobe les vitesses au-delà de la valeur nominale. Dans cette situation, le couple est inversement proportionnel à la vitesse, ce qui correspond à un fonctionnement à puissance constante.

III.6.1. Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage facilite l'utilisation optimale des capacités magnétiques de la machine. Ils autorisent un fonctionnement à couple constant lorsque la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part, il permet de réduire le flux de manière inversement proportionnelle à la vitesse pour maintenir un fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse dépasse la valeur nominale. Il est décrit par la fonction non linéaire suivante :[128]

$$\psi_r^* = \begin{cases} \psi_n & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\psi_n \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad \text{III.17}$$

III.7. Identification des paramètres des régulateurs PI

III.7.1. Régulateur de Vitesse

Le régulateur de vitesse a pour fonction de générer le couple de référence nécessaire pour maintenir la vitesse désirée et compenser la constante de temps mécanique. La régulation de la vitesse peut être effectuée à l'aide d'un régulateur proportionnel-intégral (PI), dont les valeurs des paramètres peuvent être déterminées à partir de la figure III.4.

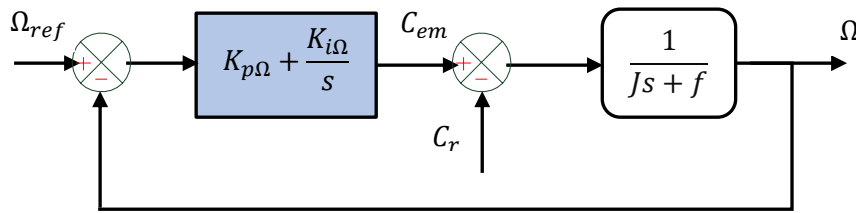


Figure. III.4. Schéma de la régulation de vitesse par les régulateurs PI.

Le régulateur PI a pour fonction de transfert donnée par :

$$C(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad \text{III.18}$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\Omega = \frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{Js^2 + (K_{p\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (K_{p\Omega} + f)s + K_{i\Omega}} C_r \quad \text{III.19}$$

En identifiant avec l'équation caractéristique fondamentale de second ordre, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \end{cases} \quad \text{III.20}$$

Après résolution on trouve les deux gains sous la forme suivante ;

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = J\omega_0^2 \\ K_{p\Omega} = J2\xi\omega_0 - f \end{cases} \quad \text{III.21}$$

ω_0 : la pulsation propre

ξ : le coefficient d'amortissement

III.7.2. Régulateur du couple

D'après les équations de découplage trouvées III.13 et III.15, l'expression du couple est exprimée comme suit :

$$C_{em} = P \frac{PL_m}{\sigma L_s L_r} \psi_r^* \frac{1}{s + \beta} = \frac{K}{s + \beta} \quad \text{III.22}$$

$$\text{Avec } \beta = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \quad \text{et} \quad K = \frac{PL_m}{\sigma L_s L_r} \psi_r^*$$

Les paramètres du régulateur seront donc dépendants de la consigne de flux ψ_r^* .
La figure suivante donne un schéma de contrôle du couple en utilisant un régulateur de type PI.

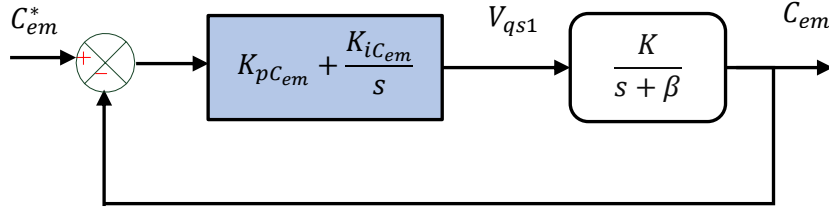


Figure. III.5. Schéma de la régulation de Couple par les régulateurs PI

La fonction de transfert du régulateur PI peut réécrite par la forme suivante :

$$K_{pC_{em}} + \frac{K_{iC_{em}}}{s} = K_{pC_{em}} \frac{(s + \frac{K_{iC_{em}}}{K_{pC_{em}}})}{s} \quad \text{III.23}$$

Compensons le pôle $(s + \beta)$, par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, la condition se traduit par

$$\beta = \frac{K_{iC_{em}}}{K_{pC_{em}}} \quad \text{III.24}$$

Le couple électromagnétique en fonction du couple de référence est donné par :

$$C_{em} = \frac{K_{pC_{em}} K}{s} C_{em}^* \quad \text{III.25}$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{KK_{pC_{em}}}{s + KK_{pC_{em}}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{KK_{pC_{em}}}\right)s + 1} \quad \text{III.26}$$

C'est une réponse de type premier ordre de constante de temps $\tau_{C_{em}} = 1 / KK_{pC_{em}}$

Donc les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$\begin{cases} K_{pC_{em}} = \frac{\sigma L_s L_r}{PL_m \psi_r^* \tau} \\ K_{iC_{em}} = \beta K_{pC_{em}} \end{cases} \quad \text{III.27}$$

III.7.3. Régulateur de flux

Le découplage proposé par les d'équations III.13 et III.15 permet d'écrire :

$$\psi_r = \frac{K_1}{(s + \beta)(s + \frac{1}{T_r})} V_{ds1} \quad \text{III.28}$$

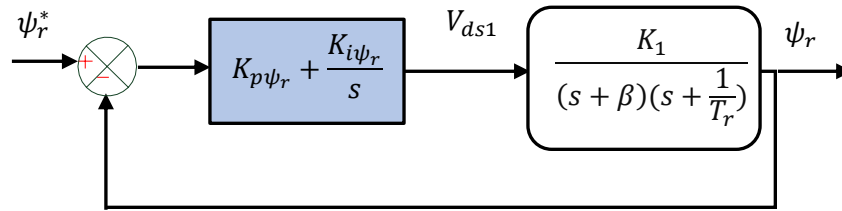


Figure. III.6. Schéma fonctionnel de la régulation de Flux par les régulateurs PI

Avec $\beta = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}$ et $K_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r}$

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de notre régulateur par la compensation de pole de la fonction de transfert, la condition se traduit par :

$$\frac{K_i \psi_r}{K_p \psi_r} = \frac{1}{T_r} \tag{III.29}$$

La fonction de transfert en boucle fermé est de deuxième ordre de la forme suivante :

$$\frac{\psi_r}{\psi_r^*} = \frac{1}{\left(1/K_1 K_p \psi_r\right) s^2 + \left(\beta/K_1 K_p \psi_r\right) s + 1} \tag{III.30}$$

En comparant avec la forme de second ordre, les gains du régulateurs PI sont donnés par :

$$\begin{cases} K_p \psi_r = \frac{\beta^2}{K_1 (2\xi)^2} \\ K_i \psi_r = \frac{K_p \psi_r}{T_r} \end{cases} \tag{III.31}$$

III.8. Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone à 5 phases, on utilise trois régulateurs classiques de même type, ces régulateurs sont le régulateur de vitesse, le régulateur de flux et le régulateur du couple. Les sorties des deux derniers régulateurs sont les tensions statoriques de référence suivant l'axe q et d (V_{qs} , V_{ds}), et après la transformation inverse de Park on aboutit aux cinq tensions réels statorique qui donnent la vitesse réelle de la machine.

la représentation intégrale de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à 5 phases alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux, est illustrée dans la figure III.5 :

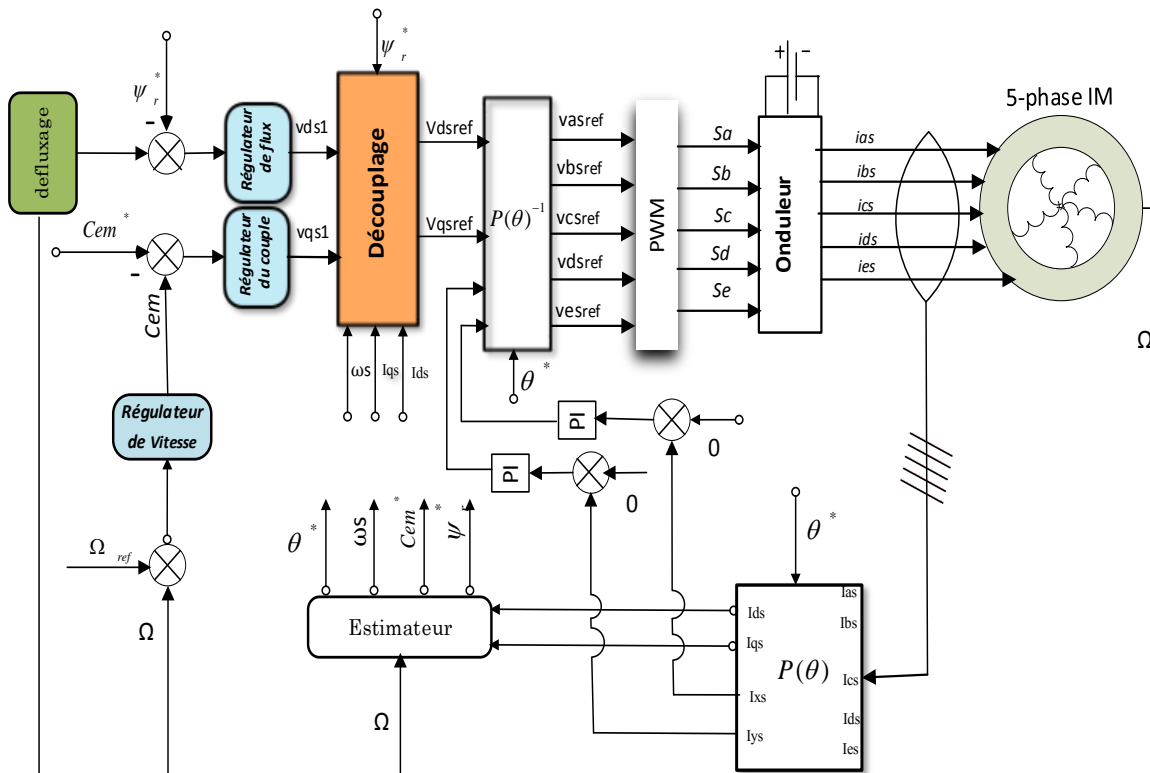


Figure. III.7. Commande vectorielle directe de la machine asynchrone à 5 phases alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux

III.9. Résultats et discussion

Les figures (8.a, 8.b) représentent un démarrage à vide suivi d'une application du couple de charge de 10 N.m à l'instant $t = 2$ sec. En analysant ces résultats, il est évident que la vitesse suit parfaitement sa référence., et le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes, direct et quadrature des courants statoriques principal et secondaire.

Les figures (9,10,11,12), illustrent le réglage de vitesse lors du démarrage pour une consigne de 314 rad/s avec un court-circuit appliqué sur la machine à l'instant $t= 0$ seconde, qui se traduit par une variation de la résistance statorique, on prend comme exemple (R_s , $R_s/5$, $R_s/10$ et $R_s/30$).

D'après les résultats trouvés, on remarque que chaque fois la résistance statorique diminue les allures de la vitesse, du couple et des courants statoriques principal et secondaire présentent des oscillations importantes.

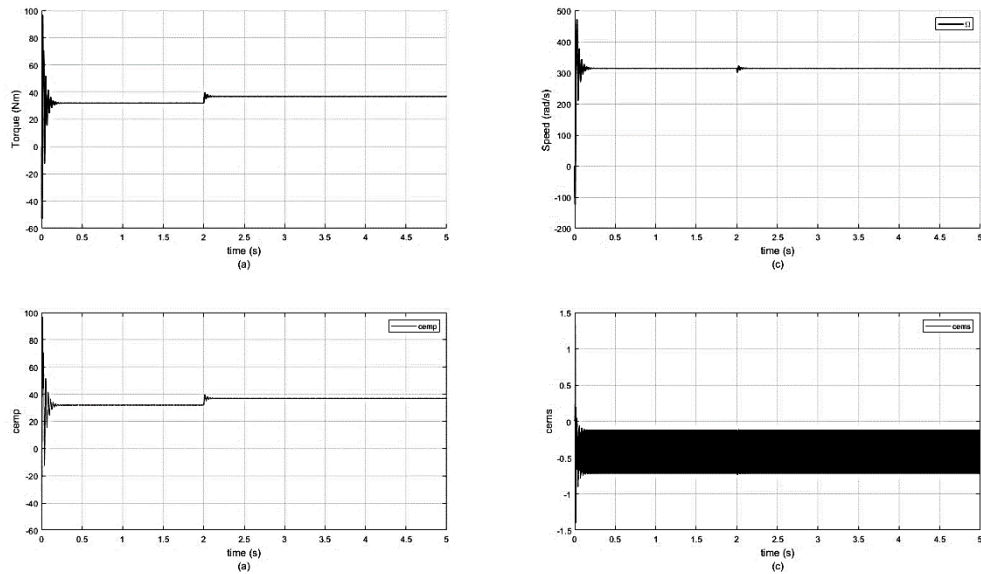


Figure. III.8.a. L'allure de vitesse et du couple de la CVD avec un couple de charge de 10 N.m appliqué à l'instant 2s

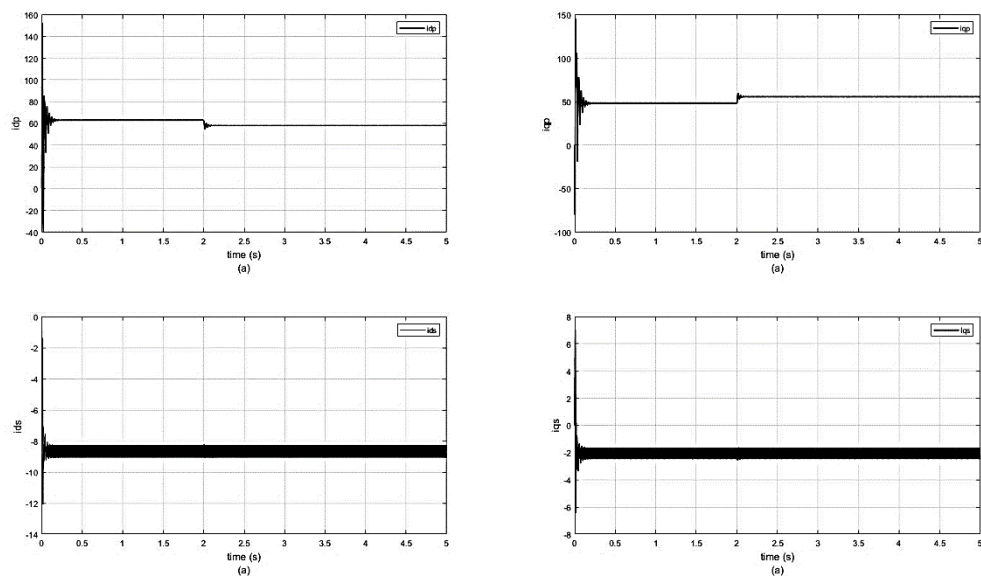


Figure. III.8.b. L'allure des courants statoriques principal et secondaire de la CVD avec un couple de charge de 10 N.m appliqué à l'instant 2s

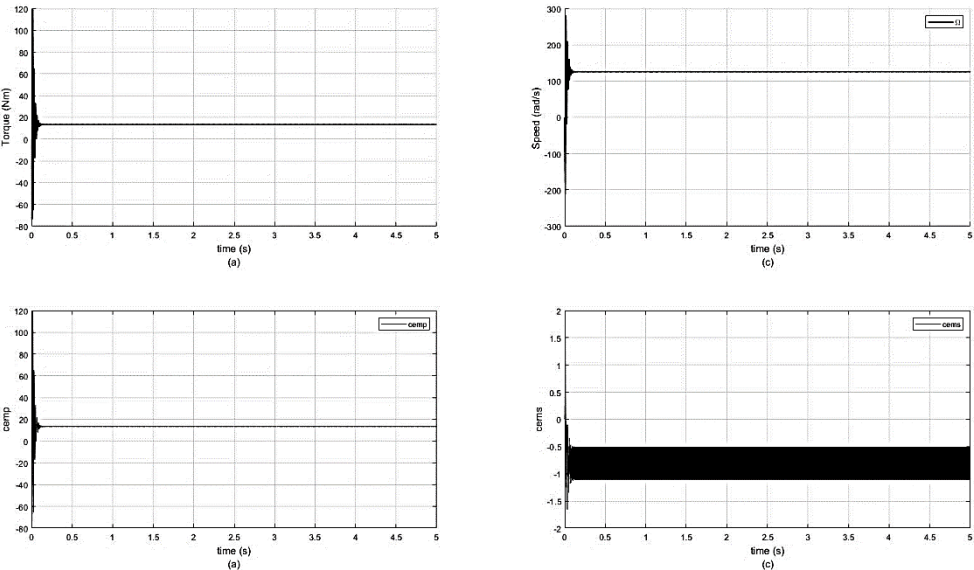


Figure. III.9.a. L'allure de vitesse et du couple de la CVD en mode sain

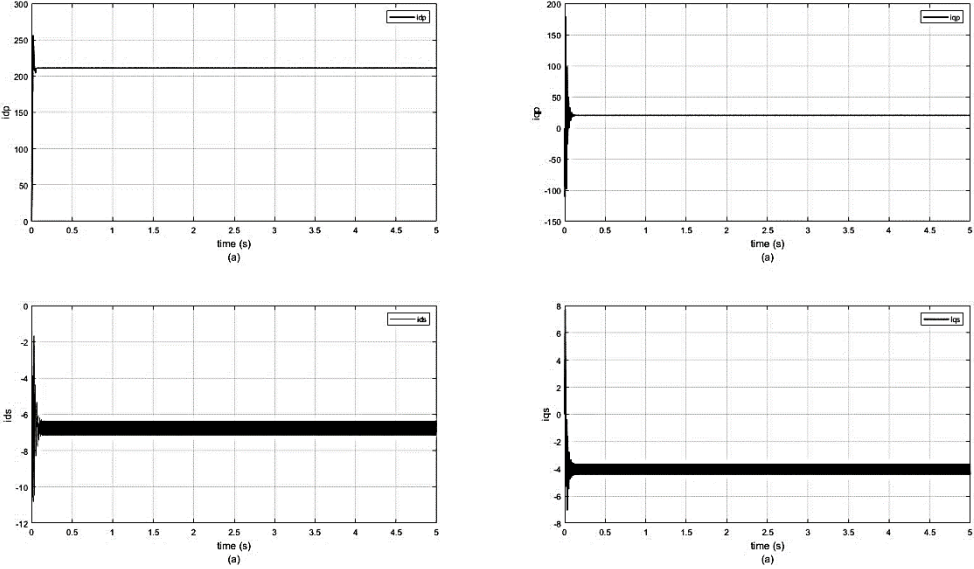


Figure. III.9.b. L'allure des courants statoriques principal et secondaire de la CVD en mode sain

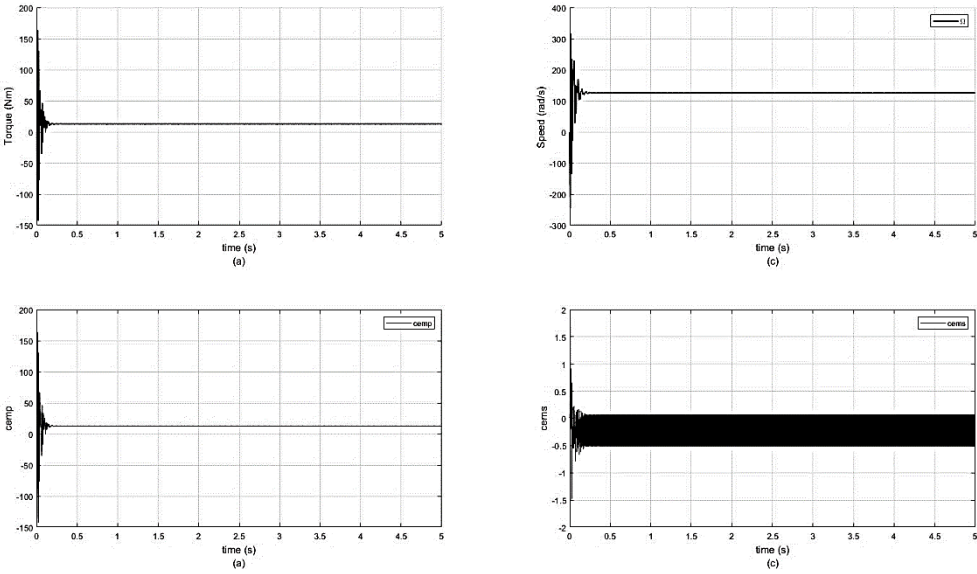


Figure. III.10.a. L’allure de la vitesse et du couple lors d’une variation de R_s à $R_s/5$

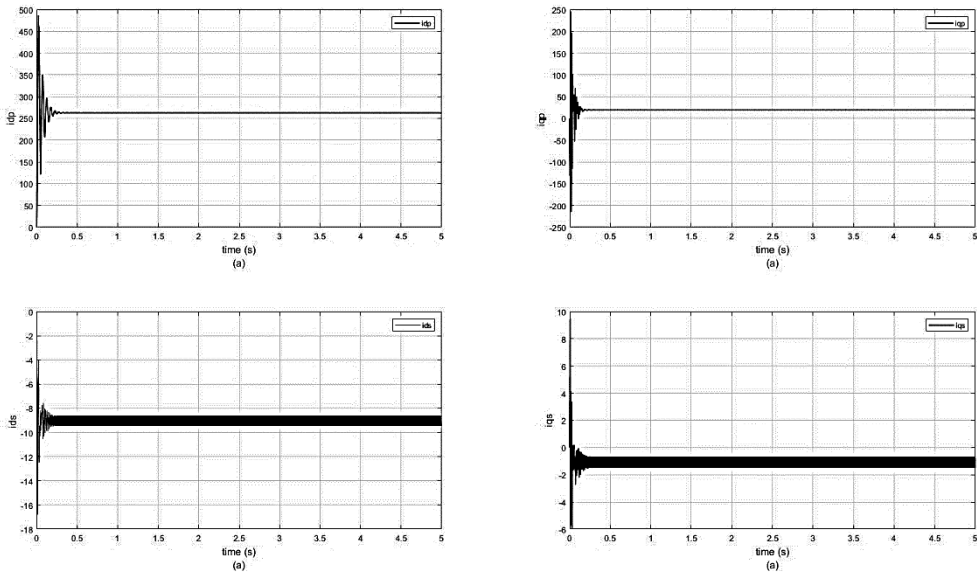


Figure. III.10.b. L’allure des courants statoriques lors d’une variation de la résistance de R_s à $R_s/5$

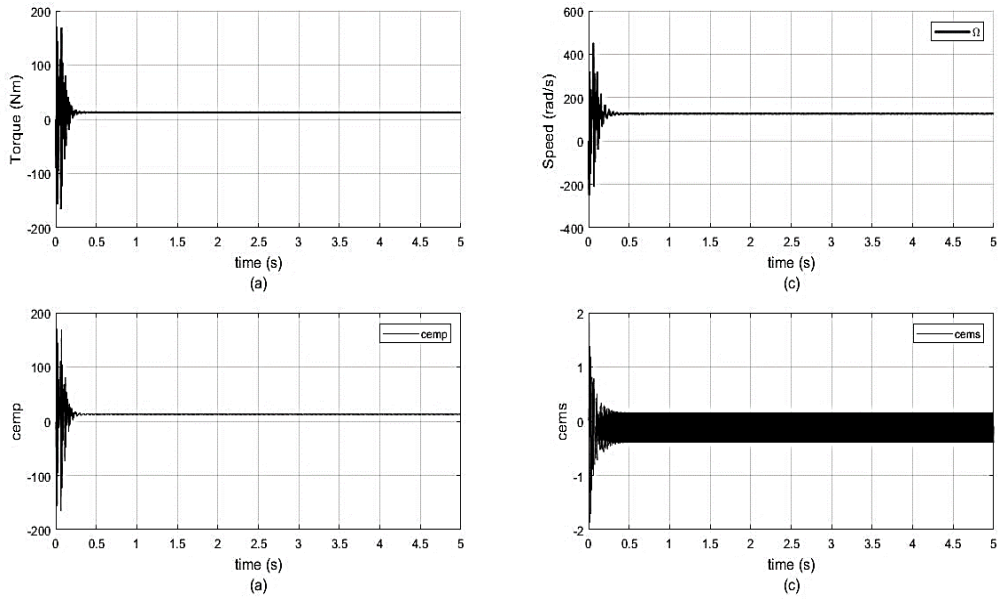


Figure. III.11.a. L'allure de la vitesse et du couple lors d'une variation de R_s à $R_s/10$

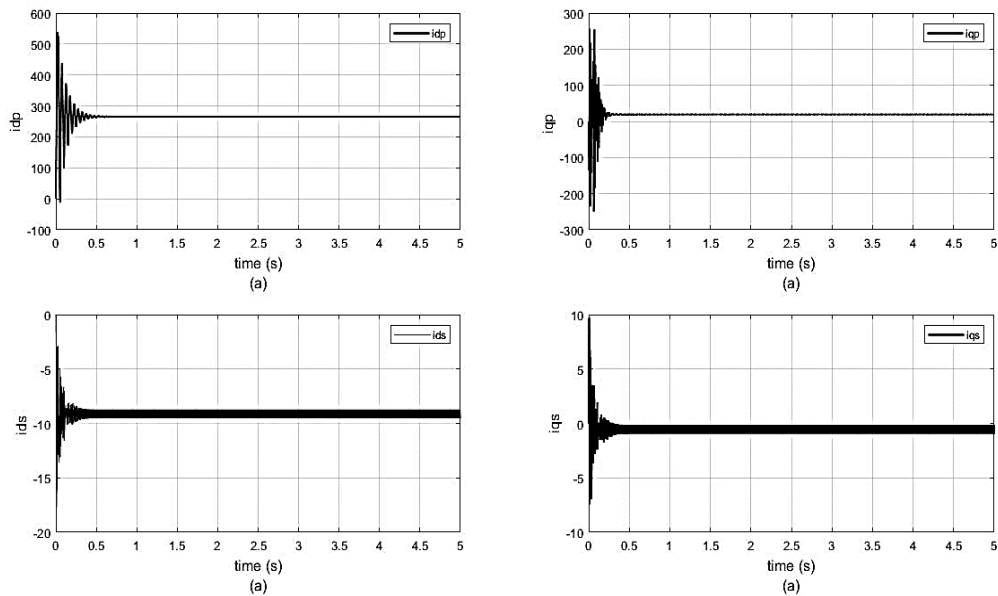


Figure. III.11.b. L'allure des courants statoriques lors d'une variation de la résistance de R_s à $R_s/10$

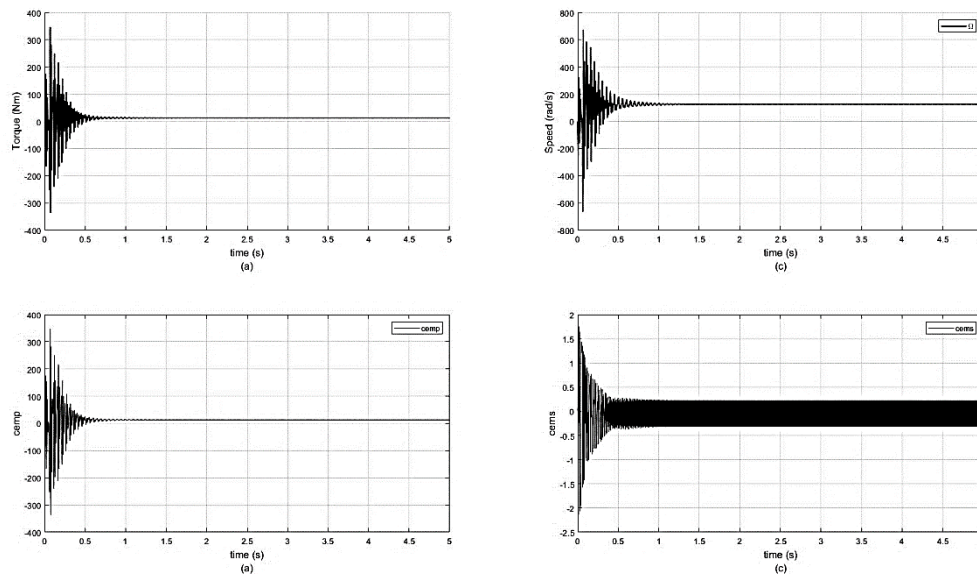


Figure. III.12.a. L'allure de la vitesse et du couple lors d'une variation de R_s à $R_s/30$

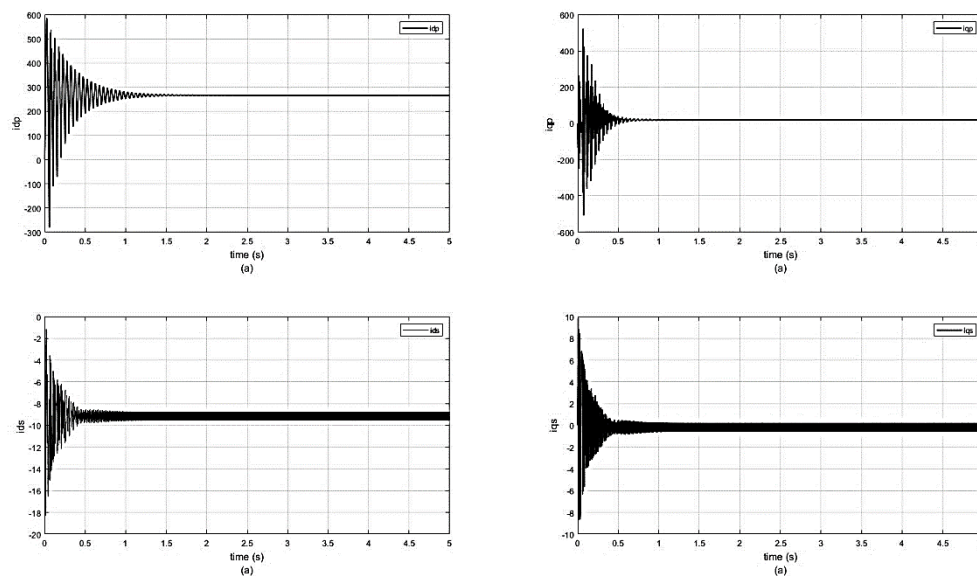


Figure. III.12.b. L'allure des courants statoriques lors d'une variation de la résistance de R_s à $R_s/30$

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté sur la machine asynchrone à 5 phases. L'objectif était de découpler le couple et le flux, permettant ainsi de traiter la machine de manière similaire à une machine à courant continu. Les résultats de simulation présentés montrent clairement la réussite du découplage. En plus, avec un choix judicieux des paramètres du contrôleur proportionnel-intégral, on peut obtenir de bonnes performances de la machine.

Chapitre IV



Commande de la machine pentaphasée en mode dégradé par les méthodes d'optimisation

IV.1 Introduction

Les techniques d'optimisation métaheuristiques sont des techniques d'optimisation puissantes et flexibles qui s'inspirent de phénomènes naturels et de comportements collectifs pour résoudre des problèmes complexes. Elles sont utilisées pour trouver des solutions de haute qualité dans des espaces de recherche de grande dimension et souvent non linéaires. L'une des applications prometteuses de ces méthodes est la commande des machines asynchrones, qui sont largement utilisées dans de nombreux domaines industriels. Parmi les différentes méthodes d'optimisation, on cite deux exemples populaires tels que l'optimisation par essaim de particules (Particle Swarm Optimization - PSO) et la méthode d'optimisation par le loup gris (Grey Wolf Optimization - GWO).

Le PSO est une technique d'optimisation qui s'inspire du comportement collectif des essaims d'oiseaux ou de poissons. L'idée fondamentale consiste à représenter un ensemble de solutions candidates sous forme d'un essaim de particules évoluant à travers une zone de recherche. Chaque particule modifie sa position en se basant sur son expérience personnelle (meilleure solution trouvée) et de l'expérience de ses voisins. Ces interactions favorisent l'exploration efficace des zones prometteuses de la zone de recherche, conduisant ainsi à une convergence vers des solutions optimales.

Le GWO s'inspire du comportement social des loups dans une meute. Les loups coopèrent et collaborent pour chasser leur proie. L'algorithme GWO utilise une approche similaire en modélisant une meute de loups. Les loups sont classés en alpha, beta, gamma et delta, représentant respectivement les meilleures solutions trouvées jusqu'à présent. Les emplacements des loups évoluent en se basant sur la position du loup alpha et la recherche de nouvelles solutions potentielles dans la zone de recherche.

Ces deux approches métaheuristiques ont été efficacement utilisées dans le contrôle des machines asynchrone pentaphasée, présentant des avantages significatifs par rapport aux approches conventionnelles. Elles sont utilisées pour optimiser les paramètres de commande, tels que les coefficients du régulateur PID, afin de maximiser les performances du moteur asynchrone, tels que le rendement énergétique, la réponse dynamique et la réduction des pertes. Les méthodes PSO et GWO permettent d'explorer efficacement l'espace des paramètres pour trouver des solutions optimales, tout en évitant les pièges des optima locaux.

IV.2 Optimisation du loup gris

L'optimisation du loup gris (Grey Wolf Optimization -GWO) est un algorithme d'optimisation métaheuristique inspiré du comportement de chasse des loups gris dans la nature [12]. L'algorithme a été proposé par Seyedali Mirjalili, Shima Saremi et Seyed Mohammad Mirjalili en 2014. Cet algorithme s'applique à la machine comme l'indique Ali DJERIOUI dans l'article [18]. GWO imite la hiérarchie sociale et le comportement de chasse des loups gris. Un groupe de loups, composé de loups alpha, bêta, delta et oméga, opère dans cet algorithme. Le loup alpha est le chef de meute et les autres loups suivent son exemple. Les loups bêta, delta et oméga ont un rang inférieur dans la meute et servent de subordonnés au loup alpha. L'algorithme GWO commence par initialiser de manière aléatoire les positions des loups alpha, bêta, delta et oméga dans l'espace de recherche. Ensuite, la fonction d'aptitude est évaluée pour chaque loup et la position du loup alpha est mise à jour sur la base de la meilleure valeur d'aptitude obtenue jusqu'à présent. Les positions des autres loups sont mises à jour à l'aide d'une formule qui dépend des positions des loups alpha (α), bêta (β), delta (δ) et oméga (ω). L'algorithme GWO a été efficacement utilisé pour résoudre divers problèmes d'optimisation, notamment l'optimisation de fonctions, la sélection de caractéristiques et la classification. L'un des avantages du GWO est sa simplicité et sa facilité de mise en œuvre. Cependant, comme d'autres algorithmes métaheuristiques, le GWO ne garantit pas la recherche de l'optimum global pour tous les problèmes d'optimisation [12].

IV.2.1 Fonction objectif

La fonction objectif est une fonction mathématique qui prend une ou plusieurs variables d'entrée et produit une seule valeur de sortie. Le processus d'optimisation consiste à rechercher les valeurs d'entrée qui aboutissent à la valeur de sortie la plus élevée ou la plus faible possible, en fonction du problème spécifique traité. Il s'agit d'un outil fondamental pour la prise de décision et la résolution de problèmes, qui permet aux chercheurs et aux praticiens de trouver les meilleures solutions à des problèmes complexes.

Pour minimiser l'erreur entre le couple et le flux estimés et leurs références, des régulateurs PI traditionnels sont utilisés, ou l'algorithme GWO est employé pour obtenir des gains optimaux. L'algorithme GWO présente plusieurs avantages, notamment une convergence rapide, une robustesse et un ajustement minimal des gains. Les fonctions objectives candidates suivantes peuvent être optimisées par GWO :

$$H[n] = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_3 & K_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & K_5 & K_6 \end{bmatrix} T[n] \quad \text{IV.1}$$

Où n est l'itération actuelle, $K_1 \dots K_6$ sont les gains constants, et $H[n]$ est le vecteur de la fonction objective avec deux fonctions objectives le long de l'axe (d, q) .

La première fonction objective d'optimisation peut être appliquée pour optimiser le flux d'une machine. La fonction objective dans ce cas serait une fonction qui quantifie la performance ou l'efficacité de la machine en termes de flux ψ_d avec une seule entrée de contrôle V_d , et la seconde est celle du couple C_{emq} avec une seule entrée de contrôle V_q .

$$T[k] = [T_d[k], T_q[k]]^T \quad \text{IV.2}$$

$$\text{Avec } T_d[k] = [\psi^{ref}[k] - \psi^*[k], \psi^{ref}[k-1] - \psi^*[k-1]] \quad \text{IV.3}$$

$$T_q[k] = [\Omega^{ref}[k] - \Omega[k], \Omega^{ref}[k-1] - \Omega[k-1], C_{em}^{ref}[k] - C_{em}^*[k], C_{em}^{ref}[k-1] - C_{em}^*[k-1]] \quad \text{IV.4}$$

IV.2.2 Choix de la meilleure particule

L'algorithme GWO est basé sur un ensemble d'équations mathématiques utilisées pour simuler le comportement de chasse des loups gris. Voici l'équation générale utilisée dans l'algorithme GWO [12] :

$$\begin{cases} H[k+1] = H_p[k] - P * D \\ D = |C * H_p[k] - H[k]| \end{cases} \quad \text{IV.5}$$

Ici, k représente l'itération en cours, H_p représente le vecteur de position de la solution optimale, et H représente une fonction objective ainsi que le vecteur de position d'un agent de recherche. D indique la distance entre la proie et le loup alpha. P est un nombre aléatoire compris entre 0 et 2, qui reflète le comportement d'encerclement des loups. Les valeurs de P et de C sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} P = 2a * r_1 - a \\ C = 2a * r_2 \end{cases} \quad \text{IV.6}$$

Où r_1 et r_2 sont des nombres aléatoires compris entre $[0, 1]$. L'algorithme GWO comprend également des équations pour la mise à jour des positions des loups bêta et delta, ainsi que des équations pour l'ajustement de l'espace de recherche et le contrôle du compromis exploration-exploitation. Cependant, l'équation générale présentée ci-dessus est l'équation clé utilisée dans le comportement d'encerclement des loups dans GWO. La chasse est guidée par le leader alpha

qui est le candidat à la meilleure solution, beta et delta ont une compréhension plus précise de l'emplacement potentiel de la proie.

$$\begin{cases} D_{x\alpha} = C_{x1}v_{x\alpha}(k) - H_x(k) \\ D_{x\beta} = C_{x2}v_{x\beta}(k) - H_x(k) \\ D_{x\delta} = C_{x3}v_{x\delta}(k) - H_x(k) \end{cases} \quad \text{IV.7}$$

Nous utilisons le vecteur de distance optimal $(D_{x\alpha}, D_{x\beta}, D_{x\delta})$ pour formuler une variable de contrôle d'entrée intermédiaire $(v_{x\alpha}, v_{x\beta}, v_{x\delta})$ définie par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{x1}(k+1) = v_{x\alpha}(k) - P_{x1} * D_{x\alpha}(k) \\ v_{x2}(k+1) = v_{x\beta}(k) - P_{x2} * D_{x\beta}(k) \\ v_{x3}(k+1) = v_{x\delta}(k) - P_{x3} * D_{x\delta}(k) \end{cases} \quad \text{IV.8}$$

Où $C_{xi} = 2a_{xi}r_{xi}$ $P_{xi} = 2a_{xi}r_{xi} - a_{xi}$ $i \in (1,2,3)$ et $x = (d, q)$

L'équation suivante est utilisée pour calculer la commande d'entrée dq candidate, qui correspond aux tensions de l'onduleur... :

$$v_{xref}(k+1) = \sum_{i=1}^{i=n} \frac{v_{xi}(k+1)}{3} \quad \text{IV.9}$$

Suite à l'étape précédente, la recherche de la position spécifique pour une chasse idéale est basée sur le contrôle de la distance particulière de chaque loup. Pour cela, la référence de tension est choisie comme suit :

$$\begin{cases} u_{xref} = v_{xref}(k+1) & \text{if } (|P_{xi}| < 1) \\ u_{xref} = v_{xref}(k) & \text{if } (|P_{xi}| > 1) \end{cases} \quad \text{IV.10}$$

Où v_{xref} est la commande d'entrée réelle, $v_{xref}(k+1)$ est le futur commande d'entrée u_{xref} est la commande d'entrée.

IV.2.3 L'organigramme de l'algorithme GWO

L'algorithme d'optimisation du loup gris (GWO) est un algorithme d'optimisation métaheuristique inspiré du comportement social de chasse des loups gris. L'organigramme de l'algorithme GWO est le suivant :

- Initialiser la population de loups gris, qui est un ensemble de solutions candidates.
- Calculer la fonction objective de chaque loup gris de la population.
- Attribuer aux meilleurs, aux deuxièmes et aux troisièmes loups gris les fonctions alpha, bêta et delta, respectivement.
- Ajuster la position de chaque loup en utilisant l'équation (5).
- Ajuster la fonction objective de chaque loup de la nouvelle population.

- Vérifier si l'un des loups gris mis à jour a une meilleure aptitude que alpha, beta ou delta. Si c'est le cas, mettre à jour la position d'alpha, de bêta ou de delta en conséquence.
- Répétez les étapes 4 à 6 jusqu'à ce que les critères d'arrêt soient remplis, tels qu'un nombre maximal d'itérations ou un niveau de convergence souhaité.

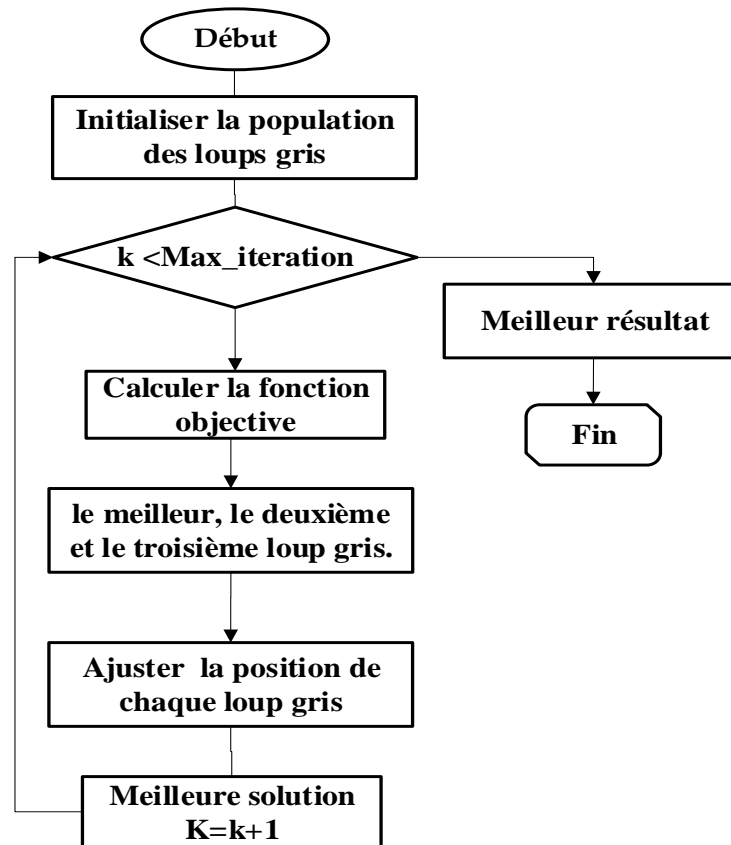


Figure IV.1. L'organigramme de l'algorithme GWO

IV.2.4. Paramètres du contrôleur PI à l'aide de l'algorithme GWO

Les étapes suivantes peuvent être suivies pour optimiser les paramètres du contrôleur PI pour un moteur asynchrone à cinq phases à l'aide de l'algorithme GWO :

1. Définir le problème : Tout d'abord, vous devez définir clairement le problème et identifier les variables qui doivent être contrôlées. Dans cette situation, l'objectif est d'optimiser les paramètres du régulateur PI afin de commander la vitesse d'un moteur asynchrone pentaphasé.
2. Choisir le contrôleur PI : Un contrôleur proportionnel-intégral (PI) est fréquemment employé dans les systèmes de contrôle pour ajuster une variable de processus. C'est une

forme de régulateur à rétroaction qui utilise l'écart entre la variable de la consigne et la variable de processus mesurée pour modifier le signal de commande.

3. Déterminer les paramètres du contrôleur : Le régulateur PI a deux paramètres qui doivent être réglés : le gain proportionnel (K_p) et le gain intégral (K_i). Ces paramètres déterminent la réponse du régulateur et peuvent être ajustés pour optimiser les performances du moteur asynchrone à cinq phases.

4. Utiliser l'algorithme GWO pour l'optimisation : Grey Wolf Optimization (GWO) est un algorithme d'optimisation basé sur la population qui s'inspire du comportement de chasse des loups gris. Ce métaheuristique offre une approche pour trouver des solutions optimales à des problèmes complexes. Il peut être efficacement employé pour ajuster les paramètres du contrôleur PI.

5. Définir la fonction objective : La fonction d'aptitude est utilisée pour évaluer les performances du contrôleur PI. Dans ce cas, la fonction d'aptitude doit mesurer la capacité du contrôleur à réguler la vitesse du moteur asynchrone à cinq phases.

6. Configurer l'algorithme GWO : L'algorithme GWO nécessite la spécification de certains paramètres, notamment la taille de la population, le nombre maximal d'itérations et la plage de recherche pour chaque paramètre. Ce dernier peut être adapté spécifiquement pour l'optimisation des paramètres du régulateur PI.

7. Exécuter l'optimisation : Une fois l'algorithme GWO configuré, il peut servir à déterminer les valeurs optimales de K_p et K_i pour le contrôleur PI. L'algorithme GWO itère à travers la population et ajuste les valeurs de K_p et K_i jusqu'à ce que la fonction d'aptitude soit optimisée.

8. Évaluer les résultats :

IV.3 Optimisation par essaim de particules (PSO)

L'optimisation par essaim de particules (Particle Swarm Optimization PSO) est un algorithme qui s'inspire des processus évolutifs naturels, en particulier du comportement social observé chez les animaux se déplaçant en groupe, tels que les bancs de poissons et les vols groupés d'oiseaux. Pour obtenir une solution optimale au problèmes complexe, en manipulant une population de solutions candidates au cours du temps. Elle a été développée par Kennedy et Eberhart en 1995.

L'essaim de particules se compose d'une population d'agents simples appelés particules. Chaque particule représente une solution du problème avec une position définie par un vecteur solution et une vitesse associée. En outre, chaque particule dispose d'une mémoire qui lui permet de conserver en mémoire sa meilleure performance en termes de position et de valeur, ainsi que la meilleure performance atteinte par les particules voisines. [3]

IV.3.1 L'organigramme de l'algorithme PSO

Le PSO utilise une population de particules qui se déplacent dans un espace de recherche multidimensionnel. Chaque particule représente une solution potentielle du problème d'optimisation. Les particules se déplacent dans l'espace de recherche en ajustant leur position et leur vitesse en fonction de leur expérience personnelle et de l'expérience collective du groupe.

L'algorithme PSO se déroule comme suit :

1. Initialisation : Une population de particules est créée de manière aléatoire dans l'espace de recherche, attribuant à chaque particule une position et une vitesse initiales.
2. Évaluation : Chaque particule est évaluée en utilisant une fonction objective qui mesure sa qualité ou son aptitude (fitness). Cette fonction est spécifique au problème d'optimisation que l'on souhaite résoudre.
3. Actualisation de la meilleure position individuelle : chaque particule ajuste sa meilleure position personnelle en se basant sur sa position actuelle, sa meilleure position antérieure, en tenant compte de sa performance.
4. Actualisation de la meilleure position globale : La meilleure position globale parmi toutes les particules est mise à jour en prenant en compte la meilleure position personnelle de chaque particule.
5. Actualisation de la vitesse et de la position : chaque particule modifie sa vitesse et sa position en appliquant des formules qui intègrent sa vitesse actuelle, sa meilleure position individuelle et la meilleure position globale. Ces équations dirigent les particules vers les régions potentielles de l'espace de recherche.
6. Répétition des étapes 2 à 5 : Les étapes d'évaluation, la mise à jour de la position personnelle optimale, de la position globale optimale, ainsi que de la vitesse et de la position répétée jusqu'à ce qu'un critère d'arrêt soit satisfait. On peut définir ce critère comme un nombre prédéterminé d'itérations, une valeur de fitness suffisamment bonne, ou une limite de temps.

7. Résultats :

Lorsque le critère d'arrêt est satisfait, la position optimale identifiée est alors considérée comme la solution optimale du problème d'optimisation.

Le PSO est fréquemment employé pour résoudre des problèmes d'optimisation caractérisés par la continuité, le non-linéaires et la multi-variabilité. Il est largement utilisé dans de nombreux domaines, tels que l'ingénierie, l'informatique, la finance et l'apprentissage automatique, pour trouver des solutions efficaces à des problèmes complexes.

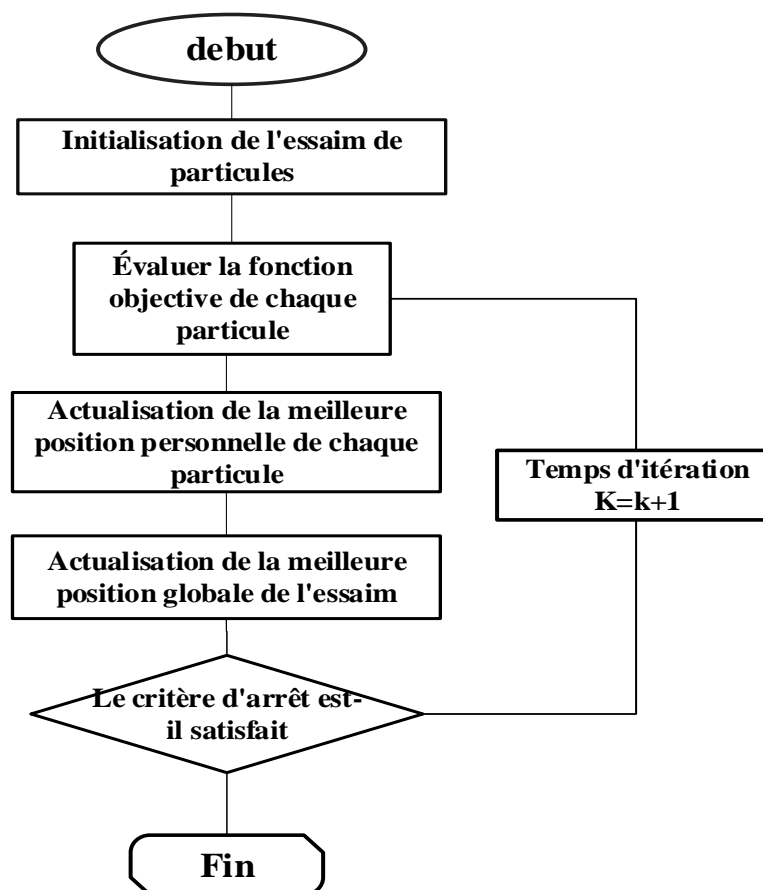


Figure IV.2. L'organigramme de l'algorithme PSO

IV.3.2 Principes de l'algorithme PSO

L'algorithme d'optimisation PSO repose sur un groupe d'individus, initialement repartis de manière aléatoire, appelées particules et qui se déplace dans l'espace de recherche. On attribue à chaque particule le rôle d'une solution potentielle du problème, déterminée par sa position et sa vitesse. De plus, chaque particule mémorise sa meilleure position atteinte individuellement ainsi que celle de son voisinage. Le développement des équations de l'algorithme est défini de la manière suivante :

- Le vecteur vitesse est calculé à partir de l'équation IV.1 suivante

$$v_{ij}(k) = wv_{ij}(k-1) + c_1r_1(p_{ij}(k-1) - x_{ij}(k-1)) + c_2r_2(g_j(k-1) - x_{ij}(k-1)) \quad \text{IV.11}$$

- La position à l'itération k de la particule i est alors définie par l'équation

$$x_{ij}(k) = x_{ij}(k-1) + v_{ij}(k) \quad \text{IV.12}$$

Avec w représente le coefficient d'inertie, C_1 et C_2 des constantes déterminées en respectant la condition $C_1 + C_2 \leq 4$ de plus r_1 et r_2 des nombres positifs aléatoires distribués uniformément sur l'intervalle $[0,1]$ [5].

Le déplacement d'une particule est influencé par les trois éléments suivantes [43]:

- **Une composante d'inertie** : la particule a la possibilité de suivre sa trajectoire actuelle de déplacement.
- **Une composante cognitive** : La particule se dirige vers le meilleur emplacement qu'elle a déjà traversé, se basant sur sa propre expérience.
- **Une composante sociale** : La particule s'appuie sur l'expérience de ses congénères, dirigeant vers le meilleur emplacement déjà atteint par l'ensemble de l'essaim.

Le vecteur de la position et de la vitesse de la particule i de l'essaim sont représentés respectivement dans l'espace de recherche de dimension D comme suit ;

$$\vec{x}_{ij} = (x_{i1} \ x_{i2} \ \dots \ x_{iD})^T, \quad \vec{v}_{ij} = (v_{i1} \ v_{i2} \ \dots \ v_{iD})^T$$

La qualité de sa position est définie par la valeur de la fonction objective à cet endroit. Cette particule conserve en mémoire la meilleure position qu'elle a déjà traversée, notée

$\vec{p}_{ij} = (p_{i1} \ p_{i2} \ \dots \ p_{iD})^T$ et on note la meilleure position atteinte par les particules voisines :

$$\vec{g}_i = (g_1 \ g_2 \ \dots \ g_D)^T$$

La figure IV.3 résume le principe de la méthode d'essaim de particules.

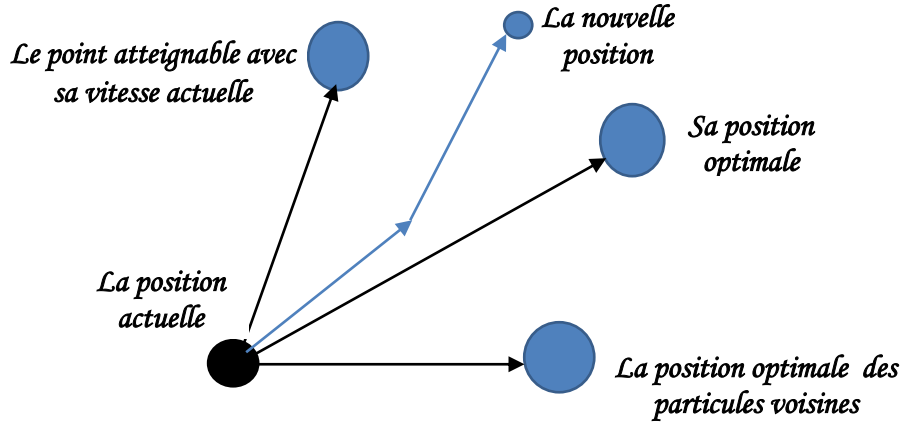


Figure.IV.3 Déplacement d'une particule

avec $i = 1, 2, 3, \dots, N_p$ $j = 1, 2, 3, \dots, N_d$ $k = 1, 2, 3, \dots, k_{max}$

N_p : Nombre de particules de l'essaim.

N_d : Nombre de variables du problème (c-à-d la dimension d'une particule);

k_{max} : Nombre maximal d'itération ;

$v_{ij}(k)$: Composante de vitesse de la particule de l'essaim,

p_{ij} : Composante de la meilleure position de la particule

g_j : Composante de la meilleure position globale de l'essaim ;

w : Coefficient d'inertie,

$wv_{ij}(k - 1)$: La composante physique du déplacement.

$c_1 r_1 (p_{ij}(k - 1) - x_{ij}(k - 1))$: La composante cognitive du déplacement

$c_2 r_2 (g_j(k - 1) - x_{ij}(k - 1))$: la composante sociale du déplacement,

Les gammes appropriées de valeur pour c_1 et c_2 sont de 1 à 2, mais 2 est le plus utilisé dans beaucoup de cas [46].

IV.4 Amélioration des algorithmes PSO

Bien que l'algorithme PSO soit simple et facile à utiliser, il comporte le risque de divergence ou de convergence rapide, ce qui peut entraîner une stagnation dans un optimum local. Par conséquent, plusieurs améliorations ont été apportées à l'algorithme de base.

IV.4.1 Coefficient d'inertie

Le coefficient d'inertie, initialement proposé par Y. Shi et Eberhart [48], régule l'impact de la direction de la particule sur ses déplacements ultérieurs. Ce coefficient joue un rôle important dans le processus de recherche.

Elle assure un équilibre entre l'exploration locale et l'exploration globale. Une sélection judicieuse de cette fonction améliore l'efficacité de la méthode pour parvenir à une solution globale. Le coefficient d'inertie dynamique varie en fonction du temps. Commençant par une valeur proche de 0,9 et descend linéairement jusqu'à atteindre 0,4. Le coefficient d'inertie w décroît de manière linéaire avec le temps selon la formule suivante :

$$w = w_{max} - \left(\frac{w_{max} - w_{min}}{k_{max}} \right) * k \quad \text{IV.14}$$

k_{max} : Nombre maximum des itérations.

, k : Nombre d'itération courante

w_{max} et w_{min} représentent les coefficients d'inertie maximum et minimum respectivement.

IV.4.2 Confinement des particules

Le mécanisme de confinement (ou mécanisme de confinement de particules) dans le contexte du PSO (Optimisation par Essaim de Particules) fait référence à une stratégie utilisée pour restreindre les positions que les particules peuvent prendre pendant le processus d'optimisation.

Le mécanisme de confinement permet de maintenir la convergence de l'algorithme, en gardant les particules dans des régions significatives de la région de recherche et en évitant une exploration inutile de régions non pertinentes. Cela aide le PSO à trouver plus efficacement des solutions de meilleure qualité pour les problèmes d'optimisation donnés.

Il existe différentes façons de mettre en œuvre le mécanisme de confinement dans le PSO. Par exemple, on peut définir des bornes pour chaque dimension de l'espace de recherche pour que les particules ne puissent pas sortir de ces limites. Une autre approche consiste à appliquer une réflexion lorsque les particules atteignent les limites, les empêchant ainsi de quitter l'espace de recherche défini.

IV.5 Avantages et inconvénient de l'algorithme PSO :

IV.5.1 Avantages

- convergence rapide vers les solutions efficace.
- mises en œuvre simples, avec un nombre réduit de paramètres.
- capable de résoudre divers problèmes.

IV.5.2 Inconvénients

- Convergence rapide en milieu optimum.

- Convergence lente indiquant une capacité limitée pour l'exploration locale.
- La sélection des paramètres d'optimisation est généralement spécifique à chaque type de problème.

IV.6 Optimisation des gains du régulateur PI par les algorithmes GWO et PSO

Pour améliorer les performances de la MI à 5 phases en présence des défauts statorique, on optimise les gains PI des trois régulateurs de vitesse, du couple et de flux par les méthodes métaheuristiques tels que le GWO et PSO comme illustre la figure suivante.

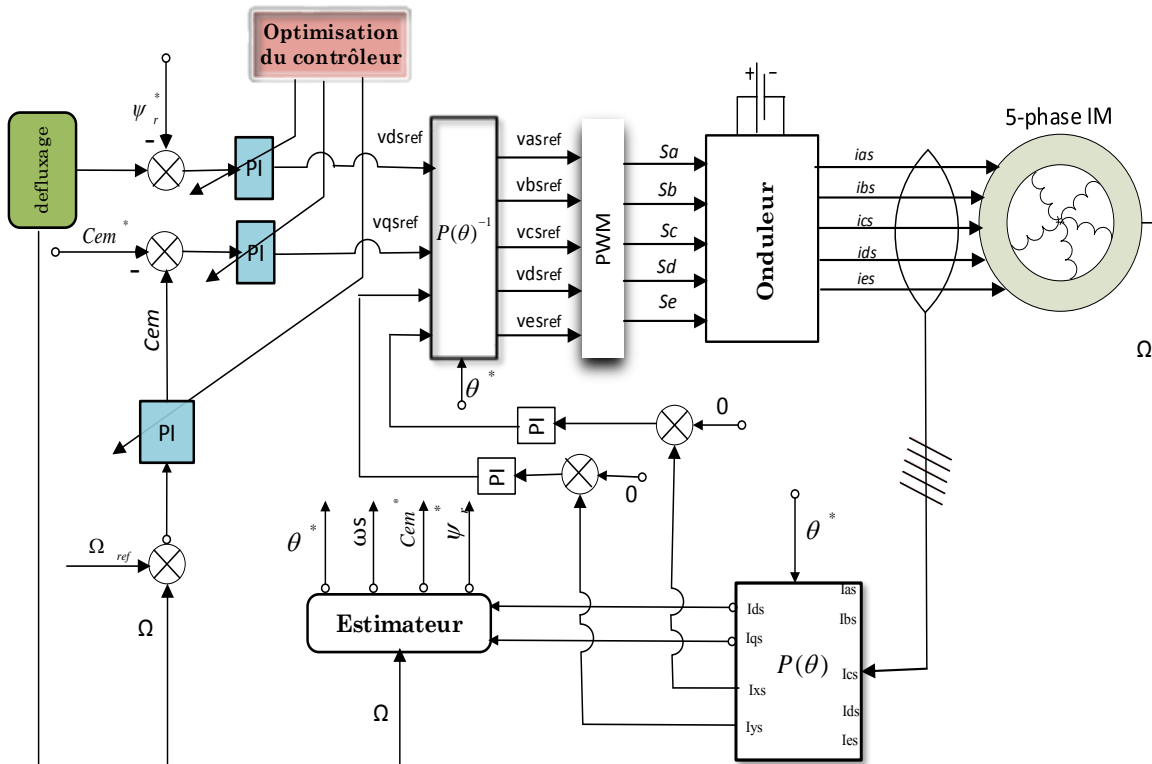


Figure IV.4 : Schéma de principe de l'optimisation du contrôleur PI appliqué à l'IM à 5 phases

IV.7 Résultats et discussion

Pour valider les performances du schéma proposé dans la figure 1, nous présentons les simulations pour un moniteur de phase avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par les algorithmes GWO et PSO dont les valeurs nominales et les paramètres électriques et mécaniques nominaux sont indiqués dans le tableau 1. Nous avons obtenu les valeurs des gains du contrôleur PI en utilisant :

Algorithme PSO : Les gains des contrôleurs sont : $K_{pi} = 21.7200$, $K_{ii} = 47700$, $K_{pi} = 11.7200$, $K_{ii} = 25700$, $K_{p\omega} = 0.025375$ et $K_{i\omega} = 3.0290$

Algorithme GWO : Les gains des contrôleurs sont : $K_{pi} = 22.1200$, $K_{ii} = 43400$, $K_{pi} = 21.9200$, $K_{ii} = 42300$, $K_{p\omega} = 0.032365$ et $K_{i\omega} = 2.0230$.

Tableau 1. Les paramètres de la machine pentatphasée

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
R_s	4.85 Ω	L_s	0.024 H
R_r	3.805 Ω	L_r	0.024H
P	2	L_m	0.258H
K	0.0005	J	0.085

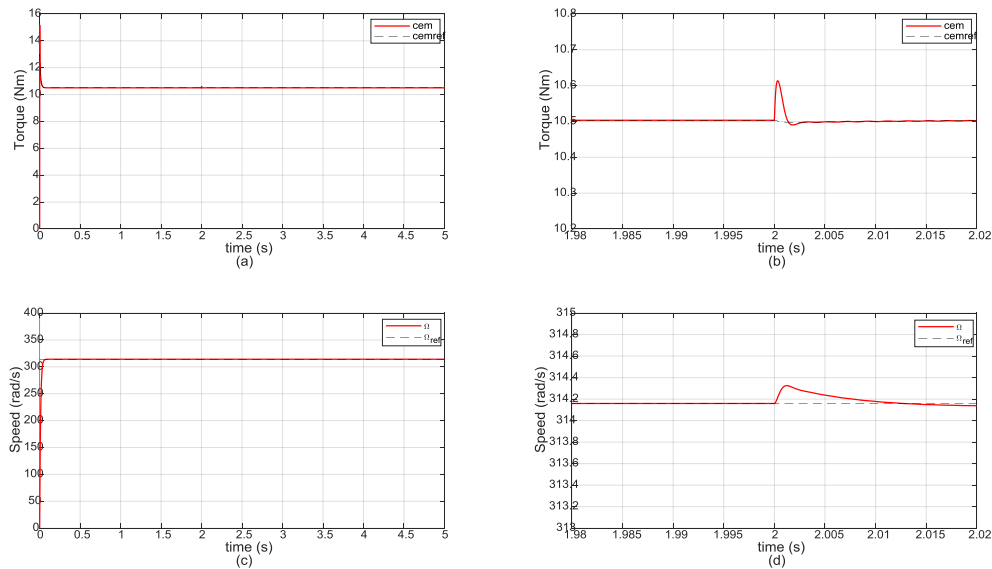


Figure IV.5. Réponses du couple et de la vitesse en présence de défauts du stator avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO.

Les figures (5 (a), (c), (b) et (d)) confirment le bon comportement dynamique de la vitesse et du couple avec l'optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO. Lorsque la vitesse et le couple du rotor sont en régime permanent, la résistance du stator passe de (r_s à $r_s/2$) (défauts du stator). Le contrôle PI est une stratégie de contrôle couramment utilisée pour les moteurs à induction car il fournit un moyen simple et efficace de réguler la vitesse et le couple du moteur. Dans cette stratégie de contrôle, la vitesse et le couple du moteur sont contrôlés en ajustant l'amplitude et la phase du courant du stator. La vitesse atteint 314V donné comme Ω_{ref} à 0,05 sec.

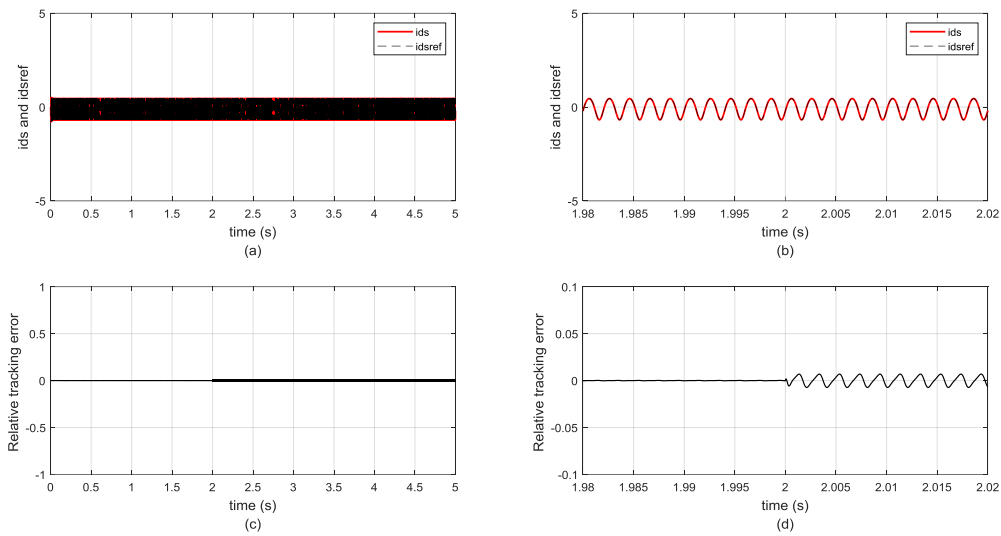


Figure IV.6. Courant (i_{ds}) et erreur de poursuite relative en présence de défauts du stator avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO

Figure (6 (a) , (c), (b) et (d)) le courant (i_{ds}) et l'erreur de poursuite relative en présence de défauts du stator avec l'optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO. Le courant du stator (i_{ds}) est montré dans la figure 6 (a) avec les transitoires de départ du défaut du stator au fur et à mesure qu'il se développe, l'erreur de poursuite relative est clairement affichée dans la figure 6 (d). Lorsque l'erreur de poursuite relative est à l'état stable, la résistance du stator est modifiée de (r_s à $r_s/2$) pour montrer les harmoniques du courant

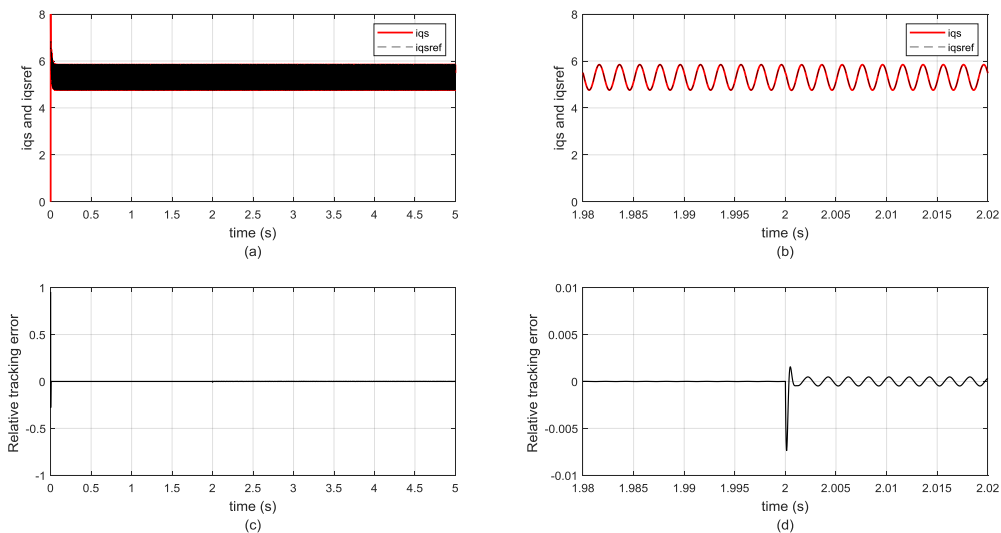


Figure IV.7 Courant (i_{qs}) et erreur de poursuite relative en présence de défauts du stator avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO.

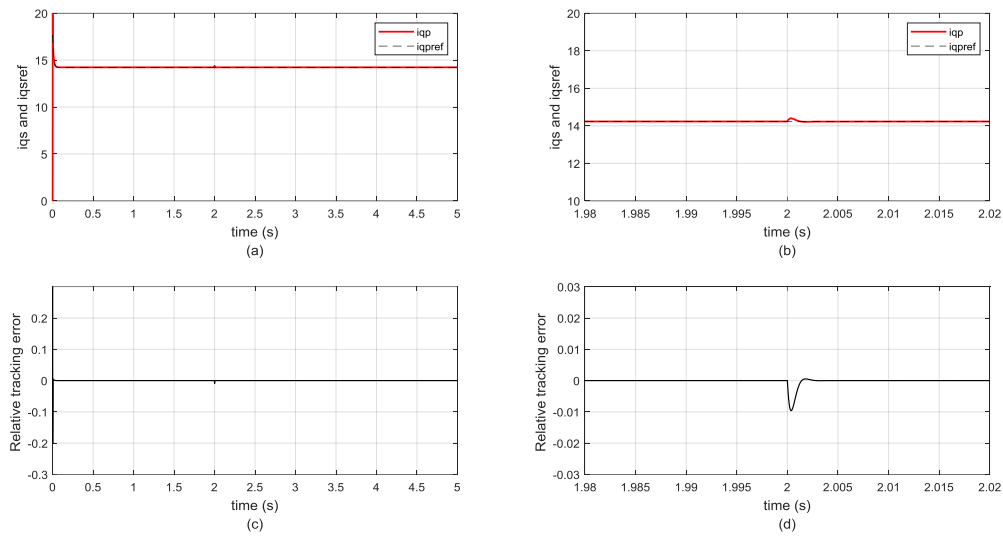


Figure IV.8. Courant (i_{qp}) et erreur de poursuite relative en présence de défauts du stator avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO.

Les figures (7,8) montrent la composante du courant i_{qs} et la composante courant i_{qp} en présence de défauts du stator avec l'optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO, respectivement. Le courant (i_{qs}) est illustré à la figure 7 (a) avec les transitoires de départ du défaut du stator, alors qu'il se développe, l'erreur de poursuite relative est clairement affichée à la figure 8 (d). Idem pour l' i_{qp} .

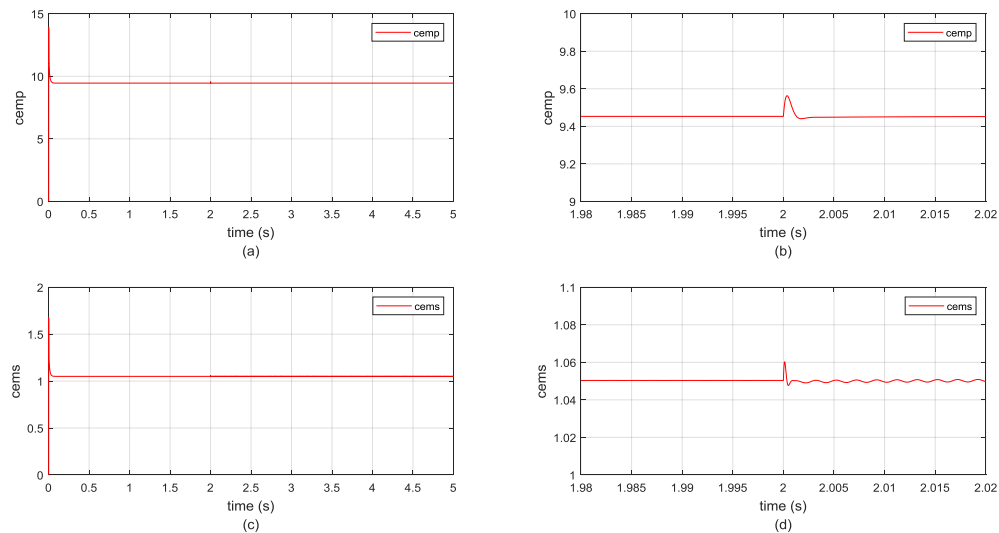


Figure IV.9 Les composantes des couples électromagnétiques (C_{emp} et C_{ems}) en présence de défauts du stator avec optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO.

La figure (9 (a), (b), (c) et (d)) montre les composantes du couple électromagnétique (C_{emp} et C_{ems}) avec l'optimisation des paramètres du contrôleur PI par l'algorithme GWO, tout en

soumettant la résistance du stator à un changement progressif de sa valeur nominale à un quart de la valeur nominale, la référence de vitesse étant maintenue à un niveau constant. Les composantes du couple électromagnétique pour une machine à cinq phases peuvent être exprimées dans le cadre de référence P-S. Le couple électromagnétique total est le résultat de l'application de l'algorithme GWO. Le couple électromagnétique total est la somme des deux composantes du couple.

La commande proposée utilisant GWO a un temps d'exécution de 35,3 μ s dans Matlab, avec 21,5 μ s utilisés pour la mise en œuvre de la commande. En comparaison, en utilisant PSO, le temps d'exécution est de 56,3 μ s, avec 39,5 μ s utilisés pour la mise en œuvre du contrôle. En outre, la méthode proposée a un impact minimal sur le temps de traitement et l'utilisation de l'unité centrale

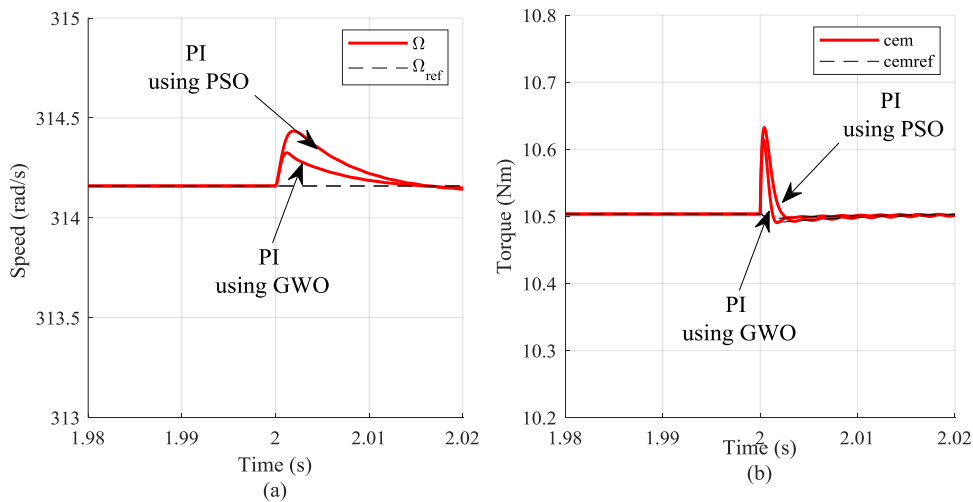


Figure IV.10. Étude comparative d'un PI utilisant GWO et d'un PI utilisant PSO

L'analyse de la figure 10 montre que la vitesse du rotor reste stable. Cependant, à 2 secondes, la résistance du stator passe de $(r_s \text{ à } r_s/2)$ en raison de défauts du stator. La mise en œuvre d'un contrôleur PI avec le contrôle GWO est plus robuste et permet d'obtenir de meilleures performances qu'un contrôleur PI utilisant PSO.

IV.8 Comparaison entre les algorithmes d'optimisation classique et métaheuristique

Pour démontrer la capacité d'adaptation des algorithmes métaheuristiques GWO et PSO par rapport aux algorithmes classiques pour le réglage de la vitesse d'un MI à 5 phases, nous introduisons des variations sur la résistance du stator comme illustre le tableau suivant.

Tableau 2. Étude comparative avec un régulateur PI classique, un régulateur PI utilisant GWO et un régulateur PI utilisant PSO

Résistance du stator	Rs/2			Rs/4			Rs/10		
	PI	PI utilisant GWO	PI utilisant PSO	PI	PI utilisant GWO	PI utilisant PSO	PI	PI utilisant GWO	PI utilisant PSO
Methode vitesse									
Temps de réponse	0.2	0.04	0.09	0.24	0.07	0.101	0.32	0.078	0.103
Dépassement maximal de pic	1%	0.02 %	0.056%	2.5%	0.05 %	0.076%	3.5%	0.066 %	0.098%
Erreur relative de poursuite	6e-2	1e-5	4e-4	13e-2	2e-5	6.7e-4	5	2.5e-5	6.7e-4

D'après le tableau 1, la vitesse du rotor est stable et la résistance du stator passe de Rs à Rs/2, Rs/4 et Rs/10 (défauts du stator) à 2 secondes. On peut affirmer que l'utilisation du PI avec le contrôle GWO produit un système de contrôle de haute performance qui est plus résistant qu'un contrôleur PI conventionnel et que le PI utilisant PSO (temps de réglage (TSe) et dépassement de crête maximal (MPO)). Pour résumer l'amélioration dans des conditions de faible vitesse, la vitesse du rotor et le couple électromagnétique d'un moteur à induction à 5 phases avec contrôle PI dépendent de divers facteurs tels que les conditions de fonctionnement, les paramètres du moteur et la stratégie de contrôle utilisée. Lorsqu'il est combiné, le moteur à induction à 5 phases avec commande PI et optimisation GWO peut fournir un contrôle précis de la vitesse et un fonctionnement efficace du moteur, ce qui le rend adapté à une large gamme d'applications.

IV.9 Conclusion

Dans ce travail, nous pouvons évaluer les performances du contrôleur PI optimisé en analysant les données de sortie et en les comparant au point de consigne souhaité. Si la vitesse du moteur asynchrone à cinq phases est régulée dans une plage acceptable et que les ondulations sont minimisées, les paramètres du contrôleur PI peuvent être considérés comme optimisés pour cette application. Si ce n'est pas le cas, vous devrez peut-être ajuster la fonction objective. Les approches proposées exploitent le processus d'optimisation rapide de la technique GWO et PSO dans des conditions de travail en temps réel pour trouver le vecteur de tension optimal qui assure le suivi de la vitesse souhaitée à un couple élevé et avec moins d'ondulations. Le principe mathématique des contrôleurs GWO et PSO proposés sont détaillés et les résultats de la simulation montrent que les deux algorithmes offrent une meilleure convergence vers des solutions optimales avec une meilleure qualité. En outre, l'algorithme GWO présente un bon

équilibre entre l'exploration et l'exploitation, ce qui en fait un meilleur algorithme pour résoudre les problèmes complexes de technique d'optimisation. Pour mieux comprendre l'efficacité du contrôleur PI utilisant l'algorithme GWO dans des conditions de travail en temps réel, il serait utile d'effectuer des comparaisons supplémentaires avec des méthodes de contrôle avancées telles que les algorithmes basés sur l'intelligence. En outre, l'algorithme GWO pourrait être étendu pour résoudre les tâches de suivi de la vitesse ou du couple dans d'autres entraînements IM à 5 phases où les harmoniques de bas ordre ne sont pas souhaitées et où les algorithmes de contrôle traditionnels sont inefficaces.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans cette étude, nous avons focalisé notre attention sur l'optimisation des paramètres des régulateurs PI utilisant des techniques métaheuristiques, on prend comme exemple populaires, l'optimisation par essaim de particules (Particle Swarm Optimization - PSO) et l'algorithme de l'optimisation par le loup gris (Grey Wolf Optimization – GWO). Leurs buts sont obtenus par une suivie précise de la vitesse de rotation avec des ondulations réduites pour une faible vitesse et couple élevé de la machine asynchrone polyphasée, alimenté par un onduleur MLI à trois niveaux contrôlés en tension en présence d'un défaut de court-circuit statorique. Cette étude a été menée par des simulations numériques pour un machine pentaphasé à cinq phases comme un exemple d'application.

Le premier chapitre expose un état de l'art des machines polyphasées et la commande tolérante aux défauts, tout d'abord en abordant les diverses configurations envisageables ainsi les avantages et les inconvénients de ces différentes structures, l'objectif est d'approfondir notre compréhension de l'origine et l'intérêt des machines polyphasées dans le domaine à haute puissance. Nous avons opté les machines polyphasées en raison de leurs avantages comparatifs par rapport aux machines triphasées conventionnelles, notamment dans les applications critiques en matière de sécurité ou les pertes de phases. Dans le but d'augmenter la robustesse et minimiser les ondulations du couple dues aux variations paramétriques, la conception de la stratégie de commande tolérante aux défauts dédiée aux machines électriques devient indispensable.

Pour le deuxième chapitre, dans la première partie, nous avons formulé deux modèles mathématiques généraux applicables à toutes les machines asynchrones polyphasées, l'un est exprimé dans la base naturelle, tandis que l'autre est formulé dans la base de découplage. Et dans la deuxième partie nous avons étudié un onduleur pentaphasé à cinq phases commandées par la technique MLI à trois niveaux, contrôlé en tension. Par l'utilisation du logiciel MATLAB, nous avons simulé l'ensemble Onduleur-machine pentaphasé, et les résultats trouvés sont satisfaisants.

Le troisième chapitre se focalise sur la commande vectorielle à flux rotorique orienté, une méthode qui permet le découplage de flux et du couple de manière presque similaire à celle utilisée sur les machines à courant continu. Grace à ses qualités technico-économiques attractives, cette faisabilité la positionne sans aucun doute comme un substitut potentiel à la

machine à courant continu. La qualité des performances en régime statique ou dynamique est garantie dans ce type de commande. Les résultats trouvés montrent que le régime transitoire présente moins d'oscillations. De plus, l'utilisation d'un régulateur classique de type PI permet d'atténuer les variations brusques de la charge, d'éviter les pics du couple et d'améliorer significativement le régime transitoire des composantes du flux. Toutefois, il est à noter que la réponse de l'ensemble du système reste relativement lente, bien que cela soit jugé acceptable.

Le dernier chapitre de ce manuscrit est consacré à l'optimisation des paramètres du contrôleur PI utilisant les algorithmes GWO et PSO. Après avoir donné le principe mathématique des contrôleurs GWO et PSO en détail, on applique ces deux approches sur la machine asynchrone à cinq phases afin de trouver le vecteur de tension optimal qui assure le suivi de la vitesse souhaitée à un couple élevé et avec moins d'ondulations en mode dégradé. Les résultats de la simulation trouvés montrent que les deux algorithmes offrent une meilleure convergence vers des solutions optimales avec une meilleure qualité.

Pour mieux comprendre l'efficacité du contrôleur PI utilisant l'algorithme GWO et PSO dans des conditions de travail en temps réel, il serait utile d'effectuer des comparaisons supplémentaires avec des méthodes de contrôle classique. D'après les résultats trouvés, on peut dire que l'utilisation du PI avec le contrôle GWO produit un système de contrôle de haute performance et plus résistant qu'un contrôleur PI utilisant PSO et le PI conventionnel.

Pour les perspectives, nous envisageons d'élargir les travaux sur plusieurs axes, notamment :

- De valider les algorithmes métaheuristiques par des tests expérimentaux ;
- Élaboration d'un modèle général des machines asynchrones polyphasées dans la base naturelle avec possibilité d'analyser le comportement de ces dernières lors d'un déséquilibre, ou d'un défaut d'ouverture de phases (on line) ou avec la prise en compte de l'effet de saturation et des pertes fer ;
- D'étudier les machines polyphasées en régimes dégradés.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

1. **Barrero, F.; Duran, M.J.** Recent advances in the design modeling and control of multiphase machines. Part I. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2015, 63, 449–458.
2. **Duran, M.J.; Barrero, F.** Recent advances in the design modeling and control of multiphase machines. Part II. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2016, 63, 459–468.
3. **Xu, H.; Toliyat, H.A.;** Petersen, L.J. Resilient current control of five-phase induction motor under asymmetrical fault conditions. In Proceedings of the 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335), Dallas, TX, USA, 10–14 March 2002; pp. 64–71
4. **Bermudez, M.; Gonzalez-Prieto, I.; Barrero, F.; Guzman, H.; Duran, M.J.; Kestelyn, X.** Open-Phase Fault-Tolerant Direct Torque Control Technique for Five-Phase Induction Motor Drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2017, 64, 902–911.
5. **Iffouzar, K.; Taraft, S.; Aouzellag, H.; Ghedamsi, K.; Aouzellag, D.** DRFOC of Polyphase Induction Motor based on fuzzy logic controller speed. In Proceedings of the 2015 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE), Boumerdes, Algeria, 13–15 December 2015; Volume 978, pp. 4673–6673.
6. **Wu, X.; Song, W.; Xue, C.** Low-Complexity Model Predictive Torque Control Method Without Weighting Factor for Five-Phase PMSM Based on Hysteresis Comparators. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* 2018, 6, 1650–1661.
7. **Bogado, B.; Prieto, I.G.; Rahal, M.R.** Comparative study of predictive and resonant controllers in fault tolerant five-phase induction motor drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2016, 63, 606–617.
8. **Ali, E.** Speed Control of Induction Motor Supplied by Wind Turbine via Imperialist Competitive Algorithm. *Energy* 2015, 89, 593–600.
9. **Djerioui, A.; Houari, A.; Ait-Ahmed, M.; Benkhoris, M.F.; Chouder, A.; Machmoum, M.** Grey Wolf based control for speed ripple reduction at low speed operation of PMSM drives. *ISA Trans.* 2018, 74, 111–119.
10. **Dogruer, T.** Grey Wolf Optimizer-Based Optimal Controller Tuning Method for Unstable Cascade Processes with Time Delay. *Symmetry* 2023, 15, 54.

11. **Gong, R.; Li, X.** A Short-Term Load Forecasting Model Based on Crisscross Grey Wolf Optimizer and Dual-Stage Attention Mechanism. *Energies* 2023, *16*, 2878.
12. **Mirjalili, S.; Mohammad, S.; Lewis, A.** Advances in Engineering Software Grey Wolf Optimizer. *Adv. Eng. Softw.* 2014, *69*, 46–61.
13. **Garg, H.** A hybrid PSO-GA algorithm for constrained optimization problems. *Appl. Math. Comput.* 2016, *274*, 1292–1305.
14. **Gacem, A.; Benattous, D.** Hybrid GA–PSO for optimal placement of static VAR compensators in power system. *Int. J. Syst. Assur. Eng. Manag.* 2017, *8*, 247–254.
15. **Pramanik, P.K.D.; Pal, S.; Mukhopadhyay, M.; Singh, S.P.** Big Data classification: Techniques and tools. In *Applications of Big Data in Healthcare Theory and Practice*; Academic Press: Cambridge, MA, USA, 2021; pp. 1–43.
16. **Oshaba, A.S.; Ali, E.S.; Abd Elazim, S.M.** ACO Based Speed Control of SRM Fed by Photovoltaic System. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 2015, *67*, 529–536.
17. **Ullah, K.; Jiang, Q.; Geng, G.; Rahim, S.; Khan, R.A.** Optimal Power Sharing in Microgrids Using the Artificial Bee Colony Algorithm. *Energies* 2022, *15*, 1067.
18. **Djerioui, A.; Houari, A.; Machmoum, M.; Ghanes, M.** Grey Wolf Optimizer-Based Predictive Torque Control for Electric Buses Applications. *Energies* 2020, *13*, 5013.
19. **Deng, W.; Zhao, H.; Zou, L.; Li, G.; Yang, X.; Wu, D.** A novel collaborative optimization algorithm in solving complex optimization problems. *Soft Comput.* 2017, *21*, 4387–4398.
20. **Qais, M.; Hasanien, H.M.; Turky, R.A.; Alghuwainem, S.; Tostado-Véliz, M.; Jurado, F.** Circle Search Algorithm: A Geometry-Based Metaheuristic Optimization Algorithm. *Mathematics* 2022, *10*, 1626.
21. **Sivamani, D.; Harikrishnan, R.; Essakiraj, R.** Genetic algorithm-based PI controller for DC-DC converter applied to renewable energy applications. *Int. J. Pure Appl. Math.* 2018, *118*, 1053–1071.
22. **Ali, E.S.** Optimization of power system stabilizers using BAT search algorithm. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 2014, *61*, 683–690.
23. **Bekakra, Y.; Ben Attous, D.** Optimizing of IP speed controller using particle swarm optimization for FOC of an induction motor. *Int. J. Syst. Assur. Eng. Manag.* 2015, *8*, 361–659.
24. **Bharti, O.P.; Saket, R.K.; Nagar, S.K.** Controller design for doubly fed induction generator using particle swarm optimization technique. *Renew. Energy* 2017, *114*, 1394–1406.
25. **Locment F.** Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants

Références bibliographiques

permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé. Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille. Déc. 2006.

26. Semail, E. Outils et Méthodologie d'Étude des Systèmes Électriques Polyphasés- Généralisation de la Méthode des Vecteurs d'Espace », Thèse de Doctorat de l'université de Lille I, France, 2000.

27. Klingshirn, E.A. High phase order induction motors _ Part I and II « IEEE Trans. Power Apparatus Syst 1983, 102, 47-59.

28. Blankem M., Kinnaertm M., Lunzem J. Staroswiecki M. Diagnosis and Fault-Tolerant Control. 1st ed. *Springer Berlin Heidelberg* 2003.

29. Blankem M., Kinnaertm M., m J. Staroswieckim M. Diagnosis and Fault-Tolerant Control. 2nd ed. *Springer Berlin Heidelberg* 2006.

30. Witzakm M. Modelling and Estimation Strategies for Fault Diagnosis of Non-Linear Systems. *Springer Berlin Heidelberg* 2007, 354.

31. Sermannm R. Fault-Diagnosis Applications. *Springer Berlin Heidelberg* 2011.

32. Blankem M., Kinnaertm M., Lunzem J., Staroswieckim M. Diagnosis and Fault-Tolerant Control. *Springer Berlin Heidelberg* 2016.

33. Witzakm M. Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control Strategies for Non-Linear Systems. Cham: Springer International Publishing 2014, 266

34. Gao, Z.; Cecati, C.; Ding, S.X. A Survey of Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Techniques—Part I: Fault Diagnosis with Model Based and Signal-Based Approaches. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2015, 62, 3757–3767.

35. Singh, G K. Multi-phase induction machine drive research a survey. *Electric Power System Research.*, Vol. 61, 139-47, 2002

36. Levi, E.; Bojoi, R.; Profumo, F.; Toliyat,H.A.; Williamson, S. Multiphase induction motor drives – a technology status review”, *IET Electr. Power Appl.*, 2007, 1, (4), 489–516.

37. Hadiouche, D. Contribution à l'Étude de la Machine Asynchrone Double- Etoile : Modélisation, Alimentation et Structure. Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy I, 2001.

- 38. Benalia, L.** Commande en tension des moteurs à induction double alimentes
Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie, 2010.
- 39. Xavier, K.** Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés », Thèse de doctorat, Université de Lille1, France, 2003.
- 40. Maouche, Y.** Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile. Application a la sureté de fonctionnement. Thèse de Doctorat, Université frères Mentouri, constantine, Algerie 2015.
- 41. Merabet, E.** Amélioration des performances de régulation d'une machine double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle, Thèse de Doctorat, Université de Batna, Algérie. 2013.
- 42. Loron, L.** Défauts dans les entraînements électriques, Diagnostic et commande des machines électriques. IREENA, Inter Gdr See, 2007.
- 43. Dieng, A.** Modélisation dynamique et commande d'un ensemble 'génératrice synchrone pentaphasée à FEM non sinusoidale-convertisseur AC/DC' tolérant aux défauts, Thèse de Doctorat de l'université de Nantes, France, 2015.
- 44. Iffouzar, K.** Etude et contrôle des machines asynchrones polyphasées en modes normal et dégradé. Application dans un système embarqué, Thèse de Doctorat de l'université de Bejaia, 2016.
- 46. O'Donnell, P.** Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1. *IEEE Transaction on Industry Applications* 1985, 21(4), 853 – 864.
- 47. Rodrigues, M.** Diagnostic et Commande Active Tolérante aux Défauts appliqués aux Systèmes décrits par des Multi-Modèles Linéaires. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré - Nancy I, 2005.
- 48. Salles, G.** Surveillance et diagnostic des défauts de la charge d'un entraînement par machine asynchrone. Thèse de doctorat de l'Université Claude Bernard Lyon1, 1997.
- 49. Thomson, W.T.** A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel-cage induction motors: Past, present and future. Proc. IEEE SDEMPED 1999 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines, *Power Electronics and Drives*, 1999. 3-18.
- 50. Cabanas, M. F.; Melero, M. G.; Aleixandre J.G.; Solares J.,** Shaft misalignment diagnosis of induction motors using current spectral analysis: A theoretical approach Proc. *International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 1996, 384-390.

Références bibliographiques

- 51. Nandi, S.; Toliyat, H.** A Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines – a review" *IEEE Industry Applications Conference*.Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, USA, 1999,197-204.
- 52. Zhang P, Du Y, Habetler T.G, Lu B.** A Survey of Condition Monitoring and Protection Methods for Medium-Voltage Induction Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(1), 34- 46,.
- 53. Bonnett, A. H.; Soukup, G. C.** Cause and analysis of stator and rotor failures in three phase squirrel cage induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1992,28(4), 921-937.
- 54. Nandi, S.; Toliyat. H.A.; Li X.** Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 2005,20(4), 719–729.
- 55. Benbouzid, M.H.; Kliman, G.B.** What stator current processing- based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2003, 18(2),238–244.
- 56. Bessous, N.** Contribution au Diagnostic des Défaits dans les Machines asynchrones : comparaison entre l’analyse vibratoire et l’analyse du courant d’alimentation. Thèse de Doctorat Université de Biskra 2017,
- 57. Campos-Delgado, DU. ; Espinoza-Trejo, DR. ; Palacios, E.** Fault-tolerant control in variable speed drives : a survey. *IET Electr Power Appl* 2008, 2:121–34.
- 58. Yahoui, H.; Seetohul, J.; Grellet G., Jammal A.** Detection of broken bar or end-ring fault in asynchronous machines by spectrum analysis of the observed electromagnetic torque through supply cable. *Revue Européenne de Diagnostic et Sûreté de Fonctionnement*, 1995, 5, no.4,
- 59. Naït-Saïd, M.S., Benbouzid, M.E.H.; Benchaid, A.** Detection of broken bars induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation. *IEEE Transactions on energy conversion*, 2000V, 15(1), 66-70.
- 60. Talhaoui, H.; Menacer, A.; Kessal, A.; Tarek, A.** Experimental diagnosis of broken rotor bars fault in induction machine based on Hilbert and discrete wavelet transforms. *Int J Adv Manuf Technol* 2018; 95:1399–408.
- 61. Ameid, T.; Menacer, A.; Talhaoui, H.; Harzelli, I.** Broken rotor bar fault diagnosis using

Références bibliographiques

fast Fourier transform applied to field-oriented control induction machine: simulation and experimental study. *Int J Adv Manuf Technol* 2017, 92:917–28.

62. Andriamalala, R. N., Razik, H., Baghli, L., Sargos, F-M. "Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual-Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2008, 55, 4238 – 4251,..

63. Ebrahimi, B.M.; Faiz, J.; Roshtkhari, M.J. Static-, dynamic-, and mixed-eccentricity fault diagnoses in permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(11): 4727–4739,

64. Dionysios, V.S.; Epaminondas, D.M. A review on the faults of electric machines used in electric ships. *Advances in Power Electronics*, 2013, 1-8.

65. Sobczyk, T. J., Izvorski, A. Recognition of rotor eccentricity of induction motor based on the fourier spectra of phase currents. *Proc. ICEM'98*, 1998, 408 – 413,

66. Bastos, R.R.; de Souza, T.S.; de Carvalho, M.M.; Silva, L.A.R.; Filho, B.J.C. Assessment of a nine-phase induction motor drive for metal industry applications. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2020**, 56, 7217–7226.

67. Mecrow, B.C.; Jack, A.G.; Haylock, J.A.; Coles, J. Fault-tolerant permanent magnet machine drives. *IEE Proc. Electr. Power Appl.* **1996**, 143, 437–442.

68. Wang, B.; Hu, J.; Hua, W. Design process of a triple redundant fault tolerant PMA Syn RM. *IEEE Access* **2019**, 7, 76241–76249.

69. Guo, H.; Guo, S.; Xu, J.; Tian, X. Power switch open-circuit fault diagnosis of six-phase fault tolerant permanent magnet synchronous motor system under normal and fault-tolerant operation conditions using the average current Park's vector approach. *IEEE Trans. Power Electron.* **2021**, 36, 2641–2660.

70. Wang, B.; Wang, J.; Griffo, A.; Shi, Y. Investigation into fault-tolerant capability of a triple redundant PMA SynRM drive. *IEEE Trans. Power Electron.* **2019**, 34, 1611–1621.

71. Haylock, J.A.; Mecrow, B.C.; Jack, A.G.; Atkinson, D.J. Operation of a fault tolerant PM drive for an aerospace fuel pump application. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.* **1998**, 145, 441–448.

- 72. Wu, F.; EL-Refaie, A.M.; Zheng, P.** Diagnosis and remediation of single-turn short circuit in a multiphase FSCW PM machine based on T-type equivalent circuit. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2020, *56*, 158–169.
- 73. Haylock, J.; Mecrow, B.; Jack, A.; Atkinson, D.** Operation of fault tolerant machines with winding failures. *IEEE Trans. Energy Convers.* 1999, *14*, 1490–1495.
- 74. Sahraoui, M., Ghoggal, A.; Zouzou, S. E.; Aboubou, A.; Razik, H.** Modelling and Detection of Inter-Turn Short Circuits in Stator windings of Induction Motor. *IEEE Industrial Electronics, IEEE IECON conf* 2006.
- 75. Xiangheng, W.; Songlin, C.; Weijian, W.; Yuguang, S.; Xu, L.** A study of armature winding internal faults and protection schemes for turbo generators. *In IEEE Industry Applications Conf* 2000.
- 76. Li, W.; Cheng, M.** Investigation of influence of winding structure on reliability of permanent magnet machines. *CES Trans. Electr. Mach. Syst.* 2020, *4*, 87–95.
- 77. Benbouzid M.H, Diallo D, Zeraoulia M.** Advanced fault tolerant control of induction-motor drives for EV/HEV traction applications: From conventional to modern and intelligent control techniques. *IEEE Transaction on Vehicular Technology* 2007, *56*(2): 519–528,.
- 78. Bonivento C, Isidori A, Marconi L, Paoli A.** Implicit fault tolerant control: application to induction motors. *Automatica*, 2004, *40*: 355-371,.
- 79. Zhang Y.M, Jiang J.** Bibliographic review on reconfigurable fault-tolerant control systems. *Annual Reviews in Control*, 2008, *32*(2): 229–252.
- 80. Noura H, Theilliol D, Ponsart J.C, Chamseddine A.** Fault -tolerant Control Systems Design and Practical Applications. *Springer-Verlag London*, 2009.
- 81. Blanke M, Kinnaert M, Lunze J, Staroswiecki M.** Diagnosis and Fault-Tolerant Control. *Springer-Verlag New York, USA*, 2010.
- 82. Alwi H, Edwards C, Tan C.P.** Fault Detection and Fault-Tolerant Control Using Sliding Modes. *Springer-Verlag, London*, 2011.
- 83. Jiang J, Xiang Y.** Fault-tolerant control systems: A comparative study between active and passive approaches. *Annual Reviews in Control*, 2012, *36*(1): 60–72.

- 84. Prashant, M; Jinfeng, L; Panagiotis, D.C.** Fault-Tolerant Process Control Methods and Applications. *Springer-Verlag London*, 2013.
- 85. Gouichiche, A; Boucherit, S.M; Tadjine, M; Safa, A; Messlem, Y.** An improved stator winding fault tolerance architecture for vector control of induction motor: Theory and experiment. *Electric Power Systems Research* 2013,104: 129–137.
- 86. Djeghali, N; Ghanes, M; Djennoune, S; Barbot, J.P.** Sensorless fault tolerant control for induction motors. *International Journal of Control Automation Systems*, 2013, 11(3): 563–76.
- 87. Raisemche, A, Boukhnifer M, Larouci C, Diallo D.** Two Active Fault-Tolerant Control Schemes of 8Induction-Motor Drive in EV or HEV. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(1):19-29.
- 88. Lan J, Patton R.J.** A new strategy for integration of fault estimation within fault-tolerant control. *Automatica*, 2016,69: 48–59.
- 89. Mohammad pour, A.; Parsa, L.** Global fault-tolerant control technique for multiphase permanent-magnet machines. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2015, 51, 178–186.
- 90. Patton R.J.** Fault Tolerant Control Systems: The 1997 Situation. In *Proceedings of the IFAC Safe process, Hull-United Kingdom*, 1997, 1033-1055.
- 91. Liang Qiao and Ying Yang.** Fault-Tolerant Control for T-S Fuzzy Systems with Sensor Faults: Application to a Ship Propulsion System. *Journal of the Franklin Institute*, 2018.
- 92. Khatibi, M.; Haeri, M.** A unified framework for passive-active fault tolerant control systems considering actuator saturation and LI disturbances. *International Journal of Control*, 2017.
- 93. Ichalal, D; Marx, B; Ragot, J; Mammar, S; Maquin, D.** Sensor fault tolerant control of nonlinear Takagi-Sugeno systems. application to vehicle lateral dynamics. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2016, 26(7) :1376-1394.
- 94. Ichalal, D; Marx, B; Ragot, J; Maquin, D.** Observer based actuator fault tolerant control for nonlinear Takagi-Sugeno systems : an LMI approach. In *Control & Automation (MED), 2010 18th Mediterranean Conference on*, pages 2010,1278-1283.
- 95. Bosche, J; El Hajjaji, A; Rabhi, A.** Actuator fault-tolerant control for vehicle dynamics. *IFAC Proceedings* 2009,42(8) :1103-1108.

- 96. Hassan, N; et al.** Fault-tolerant control in dynamic systems: Application to a winding machine. In : *IEEE control systems magazine* 2000, 20.1 ,33-49.
- 97. Zhang, Y; Jiang, J.** Issues on integration of fault diagnosis and reconfigurable control in active fault-tolerant control systems. In : *IFAC Proceedings* 2006, 39(13), 1437-1448.
- 98. Rodrigues, M.** Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré-Nancy I, France, 2005.
- 99. Cieslak, J.** Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts-application a un système aéronautique. Thèse de doctorat Université Sciences et Technologies-Bordeaux I, 2007.
- 100. Tabbache B, Rizoug N, Benbouzid M, Kheloui A.A.** Control Reconfiguration Strategy for Post-Sensor FTC in Induction Motor Based EVs. *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, 2013, 62(3): 965–971.
- 101. Qian H, Peng Y, Yang G.** Reduced-order observer-based fault estimation and fault-tolerant control for a class of discrete Lipschitz nonlinear systems. *Optimal Control Applications and Methods*, 2016, 37(6): 1236–1262.
- 102. Zeglache, S ; Benslimane, T ; Bouguerra, A.** Active fault tolerant control based on interval type-2 fuzzy sliding mode controller and nonlinear adaptive observer for 3-DOF laboratory helicopter. In: *ISA transactions* 2017, 71, 280-303.
- 103. Mossa, M.A.; Echeikh, H.; Iqbal, A.; Duc Do, T.; Al-Sumaiti, A.S.** A novel sensorless control for multiphase induction motor drives based on singularly perturbed sliding mode observer-experimental validation. *Appl. Sci.* 2020, 10, 2776.
- 104. Wang, T.; Wang, A.; Sun, J.; Jin, Y.** Research on phase failure fault-tolerant control of six phase permanent magnet synchronous motor based on model predictive current control. *Micromotor* 2020, 53, 73–77+104.
- 105. Cao, Z.** Design Analysis and Fault Tolerant Control of Five Phase Induction Motor. Master's Thesis, Harbin University of Technology, Harbin, China, 2021.
- 106. Bianchi, N.; Bolognani, S.; Pre, M.D.** Strategies for the fault-tolerant current control of a five-phase permanent-magnet motor. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2007, 43, 960–970.
- 107. Chen, C.; Zhou, H.; Wang, G.; Liu, G.** Unified decoupling vector control of five-phase

- permanent-magnet motor with double-phase faults. *IEEE Access* 2020, 8, 152646–152658.
- 108. Zhou, H.; Xu, J.; Chen, C.; Tian, X.; Liu, G.** Disturbance-observer-based direct torque control of five-phase permanent magnet motor under open-circuit and short-circuit faults. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2021, 68, 11907–11917.
- 109. Zhou, H.; Liu, G.; Zhao, W.; Yu, X.; Gao, M.** Dynamic performance improvement of five-phase permanent-magnet motor with short-circuit fault. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2018, 65, 145–155.
- 110. Khadar, S.; Abu-Rub, H.; Kouzou, A.** Sensorless field-oriented control for open-end winding five-phase induction motor with parameters estimation. *IEEE Open J. Ind. Electron. Soc.* 2021, 2, 266–279.
- 111. Yang S-C, Chen G-R, Jian D-R.** On-Line Stator Open-Phase Fault Detection and Tolerant Control for Permanent Magnet Machines Using the Neutral Point Voltage. *IEEE Access* 2017, 5:1073–82.
- 112. Ward, E.E.; Harer, H.** Preliminary investigation of an inverter fed five-phase induction motor, *Proc. IEE* 1969, 116 (6): 980- 984.
- 113. Robert-dehault, E.** Modélisation Dynamique, Commande et Conception de Machines Pentaphasées Alimentées par des Onduleurs MLI », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Nantes. Juin. 2005.
- 114. Semail, É.** Outils et Méthodologie d'Étude des Systèmes Électriques Polyphasés-Généralisation de la Méthode des Vecteurs d'Espace. Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille I. 2000.
- 115. Xu, H.; Toliyat, H.; Petersen, L.** Five Phase Induction Motor Drives with DSP - Based Control System. *IEEE transactions on power electronics*, 2002,17.
- 116. Kestelyn, X.** Modélisation Vectorielle Multimachines pour la Commande des Ensembles Convertisseurs-Machines Polyphasés. Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille I. Déc. 2003.
- 117. GATARIC, S.A** Polyphase Cartesian Approach to Control of Polyphase AC Machines. *IEEE-IAS*. 2000.
- 118. Levi, E.; Jones, M.; Vukosavic, S.N.** Even-Phase Multi-Motor Vector Controlled drive with Single Inverter Supply and Series Connection of Stator Windings. *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*

2003.

119. Levi, E.; Jones, M.; Vukosavic, S.N.; Toliyat H.A. A Novel Concept of a Multiphase, Multimotor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*.2004.

120. Levi, E.; Jones, M.; Vukosavic, S.N.; Toliyat H.A A Five-Phase Two Machine Vector Controlled Induction Motor Drive Supplied from a Single Inverter., *EPE*.2004.

121. Madani, N. Commande a structure Variable d'une Machine Asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs MLI, Modélisation dynamique, alimentation et validation expérimentale. Thèse de doctorat de l'université de Nantes, France, 2004.

122. Merabtene, M. Modélisation dynamique et commande d'une machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs MLI. Fonctionnement en Mode Normal et en Mode dégradé, Thèse de Doctorat de l'université de Nantes, France, 2005.

123. Kestelyn, X. Modélisation Vectorielle Multimachines pour la Commande des Ensembles Convertisseurs-Machines Polyphasés. these de doctorat université de Lille 1. 2004

124. Boussiala, B. Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux « Application sur la Machine Heptaphasée » “, Mémoire de Magister de l'Ecole National Polytechnique, Algérie, 2010.

125. VAS, P. Vector Control of AC Machines. *Claredon Press Oxford*. 1990.

126. Mahmoudi, M. O. Sur la Commande de la MAS Alimentée en Tension. Etude de l'Étage d'Alimentation de la MAS : Commande par Mode de Glissement avec Orientation du Champ », Thèse de Doctorat d'état en Génie Électrique, ENP, 1999.

127. Iffouzar, K.; Taraft, S.; Aouzellag, H.; Ghedamsi, K.; Aouzellag D. DRFOC of Polyphase Induction Motor based on fuzzy logic controller speed“, International Conference of Electrical Engineering, ICEE15, pp 1-7, Algeria, 2015.

128. Hanene, T. Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone. Mémoire de Magister. Université de Batna. Mai. 2006

Commande d'une Machine Polyphasée en Modes Normal et Dégradé

Résumé : Le fonctionnement à faible vitesse et à couple élevé peut conduire à la génération de fortes ondulations de la vitesse, ce qui peut détériorer le système. Pour réduire les oscillations de vitesse lors du fonctionnement à faible vitesse de la machine asynchrone à cinq phases. Nous proposons dans ce travail une méthode de contrôle basée sur les algorithmes d'optimisation métaheuristiques tels que le Loup gris (GWO) et l'essaim de particule (PSO), pour ajuster les paramètres des contrôleurs proportionnels-intégraux (PI). Les régulateurs proportionnels-intégraux sont couramment utilisés dans les systèmes de contrôle pour réguler la vitesse et le courant de la machine. Les paramètres du contrôleur, tels que le gain intégral et le gain proportionnel, peuvent être ajustés pour améliorer les performances du contrôle. En particulier, la réduction du gain intégral peut contribuer à réduire les oscillations à faible vitesse. Le contrôleur proportionnel-intégral est insensible aux variations paramétriques, mais par l'utilisation des stratégies d'optimisation métaheuristiques, nous pouvons choisir judicieusement les gains du contrôleur PI, et le système devient plus fiable. Les résultats obtenus montrent que le contrôle hybride de la machine asynchrone à cinq phases offre des performances élevées dans les états permanents et transitoires. En outre, avec les stratégies de contrôle proposées, les perturbations n'affectent pas les performances de la machine.

Mots-clés : Contrôleur PI ; machine asynchrone à cinq phases ; optimisation Grey Wolf, oscillations de vitesse.

Abstract: Operation at low speed and high torque can lead to the generation of strong ripples in the speed, which can deteriorate the system. To reduce the speed oscillations when operating at the low speed of a five-phase asynchronous motor. In this work, we propose a control method based on metaheuristic optimization algorithms such as Grey Wolf (GWO) and Particle Swarm Optimization (PSO), to adjust the parameters of proportional-integral (PI) controllers. Proportional-integral controllers are commonly used in control systems to regulate the speed and current of a motor. The controller parameters, such as the integral gain and proportional gain, can be adjusted to improve the control performance. Specifically, reducing the integral gain can help reduce the oscillations at low speeds. The proportional-integral controller is insensitive to parametric variations, but by the use of meta-heuristic optimization strategies, we may choose gains wisely, and the system becomes more reliable. The obtained results show that the hybrid control of the five phases IM offers high performance in the permanent and transient states. In addition, with this proposed strategy controller, disturbances do not affect machine performance.

Keywords: PI- controller; five-phase asynchronous machine; Grey Wolf optimization, speed oscillations

ملخص: يمكن أن يؤدي التشغيل بسرعة منخفضة وعزم دوران مرتفع إلى توليد تموجات كبيرة السرعة، مما قد يؤدي إلى تدهور النظام. لتقليل تذبذبات السرعة أثناء التشغيل منخفض السرعة لمحرك غير متزامن خمسي الطور، في هذا العمل، نقترح طريقة تحكم تعتمد على خوارزميات التحسين المتغيرة مثل الذئب الرمادي (GWO) وسرب الجسيمات (PSO)، لضبط معالم وحدات التحكم التناسبية – التكاملات PI. تُستخدم المنظمات التناسبية المتكاملة بشكل شائع في أنظمة التحكم لتنظيم سرعة المحرك وتياره. يمكن تعديل معالم وحدة التحكم، مثل الكسب المتكامل والكسب النسبي، لتحسين أداء التحكم. على وجه الخصوص، يمكن أن يساعد تقليل الكسب المتكامل في تقليل التذبذبات منخفضة السرعة. وحدة التحكم التناسبية المتكاملة غير حساسة للتغيرات البارامترية، ولكن باستخدام استراتيجيات التحسين التعريفية مثل (Grey Wolf (GWO) يمكننا اختيار مكاسب وحدة تحكم PI بحكمة، ويصبح النظام أكثر موثوقية. أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها أن التحكم الهجين للمحرك غير المتزامن ذو خمس مراحل يوفر أداءً عاليًا في كل من الحالة المستقرة والحالة العابرة. علاوة على ذلك، مع استراتيجية التحكم المقترحة، لا تؤثر الاضطرابات على أداء المحرك غير المتزامن.

الكلمات الرئيسية: جهاز تحكم PI؛ محرك غير متزامن خمس مراحل. تحسين الذئب الرمادي، تذبذبات السرعة.