

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبو بكر بلقايد
- تلمسان -

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : ELECTROTECHNIQUE

Spécialité : Commande Machine

Par : BENS AHLI Ilyes

ET BOUANANI Linda

Sujet

Optimisation des performances d'une commande vectorielle pour moteur asynchrone par des techniques métaheuristiques

Soutenu publiquement, le / / , devant le jury composé de :

Mme HANDOUZI W	Doctorant	Université de Tlemcen	Président
M MELIANI S-M	Professeur	Université de Tlemcen	Examinateur
M MECHERNENE A	Maitre de conférences	Université de Tlemcen	Encadreur
M Mourad LOUCIF	Maitre de conférences	Université de Tlemcen	Co-Encadreur

Remerciement

Tout d'abord, louange à Allah le tout puissant de nous avoir donné la force et le courage. Sans sa miséricorde, ce travail n'aura pas abouti.

Nous adressons notre plus haut respect et notre sincère gratitude à notre encadreur Monsieur **MECHERNENE Abdelkader** et Monsieur **LOUCIF Mourad**, pour leurs aides immenses, pour leurs simplicités et leurs valeurs uniques qui nous ont toujours soutenues dans les moments les plus difficiles. Et pour nous avoir assisté tout au cours de l'achèvement de ce travail.

Nous sincère gratitude aux membres du jury Madame **HANDOUZI Wahida** et Monsieur **MELIANI Sidi Mohammed** de nous avoir honoré d'évaluer notre travaille.

Enfin, nous remercions toute personne qui a de près ou loin contribué à l'accomplissement de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce mémoire à **mes parents**, qui nous ont soutenus tout au long de nos études, à mon frère Smail et ma soeur Ines qui nous encouragent encore et encore quand cela devient difficile, à nos camarades qui ont toujours contribué à notre travail.

- A mon partenaire L.Bouanani
- À tous les employés de Sonatrach de Ain amenas pour leur aide
- À mes amis : B.Fethallah , B.Islam , Hadi , BE.Anes , B.Anes , S.Mohamed , T.Mortada

I.BENSAHLI

Dédicace

Avec l'aide de Dieu tout puissant, nous avons achevé ce modeste travail que
je dédie :

- À mes chers parents
 - Papa, dans ta détermination, ta force, ton honnêteté
 - Maman, dans ta bonté, ta patience et ton dévouement pour nous
- À mon partenaire I.BENSAHLI
- À mes grands-parents et mon oncle Mohamed rebi yarehamehom
- À mes frères Issam et Khaled,
- À ma Sœur Asma et son mari et ses enfants Bahaa Eddine, Ishak et Maram,
- À mes chères tantes Latifa et Leila ainsi que son mari Adda et ses enfants Omar et Fatma,
- À tous mes tantes, mes oncles, mes cousins et surtout Imane pour son encouragement
- À tous mes amies : Sarra, Hind, Lounzia, Khadîdja, Imane
- À monsieur MEDJAHDI Mohammed

L.BOUANANI

Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique :

Symboles	Significations	Unités
g	Glissement	
N	Vitesse mécanique	tr/min
n_s	Vitesse de synchronisme	tr/s
n	Vitesse mécanique	tr/s
ϕ, φ	Flux	Wb
R_R	Resistance de l'enroulement rotorique	Ω
R_S	Resistance de l'enroulement statorique	Ω
L_S	Inductance cyclique statorique par phase	H
L_R	Inductance cyclique rotorique par phase	H
v	Tension	V
I	Courant statorique	A
M_{SR}	Inductance mutuelle cyclique	H
m_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	H
m_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques	H
θ	Position angulaire relative entre le rotor et l'axe d	rad
θ_c	Position angulaire entre a et d	rad
θ_r	Position angulaire du rotor	rad
p	Nombre de paires de pôles	
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Couple résistant (Couple de charge)	N.m
f_v	Coefficient de frottement visqueux	N.s/rad
ω_s	Pulsation statorique	rad /s
ω_r	Pulsation rotorique	rad/s
Ω	Pulsation (vitesse) mécanique	rad/s
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	

Symboles	Significations	Unités
J	Moment d'inertie	kg.m ²
τ_r	Constante de temps rotorique	s
τ_m	Temps de monte	s
U	Tension statorique entre phases	V
e	Erreur	
U_{cc}	Tension a courant continue appliquée à l'onduleur	V
de , dU	dérivée de l'Erreur, absolue et normalisée	rad/s ²
K_i, K_p	Coefficients intégral et proportionnel du régulateur	
$P(\theta)$	Matrice de rotation dans le plan	
v_{AO}, v_{BO}, v_{CO}	Tension entre phases et neutre fictif	V
u_{AB}, u_{BC}, u_{CA}	Tension entre phases en sortie de l'onduleur	V
S_A, S_B, S_C	Signaux de commande des bras de l'onduleur	
T	Période de commutation de l'onduleur	s
D	Dépassement	%
ξ	Amortissement	

Glossaire

Acronyme	Signification
MAS	Moteur Asynchrone
MI	Machine a Induction
MLI	Modulation De Largeur D'impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
MCC	Moteur à Courant Continu
DRFO	Commande Vectorielle Directe par Orientation du Flux Ootorique
IRFO	Commande Vectorielle Indirecte par Orientation du Flux Rotorique
PI	Proportionnel et Intégral
IP	Intégral et Proportionnel
PSO	Particule Sawram Optimization (Optimisation par Essaims Particules)
IAE	Intégrale de la valeur Absolue de L'erreur
ISE	Intégrale du Carré de l'erreur
ITAE	Intégrale de la valeur Absolue de l'erreur Pondérée par le Temps
ACO	L'optimisation par colonie de fourmis (Ant Colony Optimization)
TSP	Traveling Salesman Problem (Application au voyageur de commerce)
ABC	Optimisation de colonie d'abeilles artificielle (Artificial Bee Colony)
VBA	Virtual BEE Algorithm
BCO	Optimisation par colonie d'abeilles (Bee Colony Optimization)
DBO	Optimisation par la danse d'abeille (Danse Bee Optimization)
MBO	L'optimisation par mariage (Marriage in Honey Bees Optimization)

Table des matières

Remerciement	1
Dédicace	2
Dédicace	3
Nomenclature	4
Glossaire	6
Introduction Générale	13
1 Modélisation du moteur asynchrone et de son alimentation	15
1.1 Introduction	16
1.2 Constitution et principe de fonctionnement du moteur asynchrone	16
1.2.1 Constitution du moteur asynchrone	16
1.2.2 Fonctionnement du moteur asynchrone	18
1.3 Modélisation dynamique de la machine asynchrone	19
1.3.1 Hypothèses simplificatrices	19
1.3.2 Equations du moteur asynchrone dans le référentiel triphasé	19
1.3.3 Equations électriques	20
1.3.4 Equations magnétiques	21
1.3.5 Equation du couple électromagnétique	22
1.4 Equations du moteur asynchrone dans le référentiel (d, q)	22
1.4.1 Transformation de Park initiale	22
1.4.2 Transformation de Park modifiée	23
1.4.3 Application de la transformation de Park	24
1.4.4 Modèle mathématique dans le référentiel de Park	27
1.4.5 Schéma équivalent du moteur asynchrone dans le référentiel de Park	28
1.5 Définition des référentiels d'observation	28
1.5.1 Référentiel fixe par rapport au stator	28
1.5.2 Référentiel fixe par rapport au rotor	29
1.5.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant	29
1.6 Représentation d'état dans le référentiel de Park	30
1.6.1 Modèle d'état dans le référentiel de Park	30
1.6.2 Modèle Matlab-Simulink du moteur asynchrone	31
1.7 Modélisation du convertisseur continu-alternatif et de sa commande	32
1.7.1 Structure de la chaîne de puissance	32
1.7.2 Modèle du convertisseur continu – alternatif (Onduleur)	33

1.7.3	Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	35
1.7.4	Caractéristiques de la MLI sinus-triangle	36
1.7.5	Modèle de la MLI sinus-triangle triphasé	37
1.8	Résultats de simulation et expérimentaux de l'association alimentation-moteur asynchrone	37
1.8.1	Résultats de simulation de l'association [Onduleur-MAS] a vide	39
1.8.2	Résultats de simulation de l'association [Onduleur-MAS] en charge	40
1.9	Conclusion :	41
2	Commande vectorielle par orientation du flux rotorique	42
2.1	Introduction	43
2.2	Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	44
2.2.1	Objectifs du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique	44
2.2.2	Principe de l'orientation du flux rotorique	44
2.2.3	Découplage par compensation des commandes des axes d et q	45
2.2.4	Commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique (DRFO)	47
2.2.5	Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO)	48
2.2.6	Synthèse des régulateurs dans une commande IRFO	48
2.2.7	Structure de la commande vectorielle indirecte	52
2.3	Avantages et limites de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	53
2.3.1	Avantages et limites de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	53
2.3.2	Inconvénients de la commande vectorielle	53
2.4	Résultats de simulation et expérimentaux de la commande vectorielle IRFO	53
2.4.1	Contrôle de la vitesse par régulation PI : Dimensionnement	53
2.4.2	Profils de poursuite et de régulation	54
2.4.3	Résultats de simulation	55
2.4.4	Interprétations :	60
2.5	Conclusion :	60
3	Optimisation de la régulation par essaim de particules (PSO)	61
3.1	Introduction	62
3.2	Méthodes méta-heuristiques	62
3.3	Principe de L'optimisation par essaim particulaire	64
3.4	Formulation mathématique de l'algorithme PSO de base	65
3.4.1	Details de l'algorithme PSO standard	66
3.5	Modifications de l'algorithme de base	68
3.5.1	Confinement des particules	68
3.5.2	Coefficient d'inertie	68
3.5.3	Facteur de constriction	69
3.5.4	Topologie de voisinage	69
3.5.5	Avantages et inconvénients de la technique PSO	71
3.6	Exemple d'application :	71
3.7	Indices de performance	73
3.7.1	Intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE)	73
3.7.2	Intégrale du carré de l'erreur (ISE)	73
3.7.3	Intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps (ITAE)	73

3.7.4	Dépassement, temps de réponse et temps de montée :	74
3.8	Optimisation des paramètres d'un régulateur PID par PSO	75
3.8.1	Fonction objectif (Fitness Function)	75
3.8.2	Régulateur PI-PSO Proposé	76
3.9	Application à la commande IRFOC du moteur asynchrone	77
3.9.1	Résultats de simulation et expérimentaux de la commande IRFO- PSO du moteur asynchrone	77
3.10	Interprétation :	81
3.11	Conclusion	81
4	Optimisation de la régulation par colonie de fourmis (ACO)	82
4.1	Introduction	83
4.2	Comportement des fourmis	83
4.2.1	Expérience du pont binaire de Deneubourg	83
4.2.2	Expérience du double pont binaire	84
4.2.3	Effet de la coupure d'une piste de phéromone	85
4.3	Intelligence collective des fourmis	86
4.3.1	Communication dans une colonie des fourmis	86
4.3.2	Principes de la stigmergie	87
4.3.3	Le fourragement	87
4.4	Optimisation par colonie des fourmis	88
4.4.1	Principe de l'algorithme ACO	88
4.4.2	Algorithme ACO [29]	89
4.5	Application au voyageur de commerce (Traveling Salesman Problem)	89
4.6	Optimisation des paramètres d'un régulateur PID par ACO	92
4.6.1	Fonction objectif (Fitness Function)	92
4.6.2	Régulateur PID-ACO Proposé	92
4.7	Application à la commande IRFOC du moteur asynchrone	94
4.7.1	Résultats de simulation et expérimentaux de la commande IRFO- ACO du moteur asynchrone	94
4.8	Conclusion :	98
5	Optimisation par colonie d'abeilles (ABC)	99
5.1	Introduction	100
5.2	Optimisation par Colonie d'abeilles	100
5.2.1	Les différentes abeilles	100
5.2.2	Recherche de nourriture chez les abeilles	101
5.2.3	Méthode de communication chez les abeilles	101
5.2.4	Optimisation naturelle : Les directions fournies par les abeilles	103
5.3	Algorithmes d'abeilles basés sur la recherche de nourriture	104
5.3.1	Algorithme d'optimisation par colonie abeilles virtuelles (VBA)	104
5.3.2	Algorithme d'optimisation par colonie d'abeilles (BCO)	105
5.3.3	Algorithme d'optimisation par la danse d'abeille (DBO)	106
5.3.4	Algorithmes d'abeilles basés sur d'autres comportements	108
5.4	Algorithme d'optimisation de colonie d'abeilles artificielle (ABC)	108
5.5	Exemple d'application : Recherche du minimum de la fonction sphère	110
5.6	Conclusion	111
	Conclusion Générale	112

Bibliographie	115
Annexe A	118

Table des figures

1.1	Schéma de constitution du moteur asynchrone triphasé	16
1.2	La plaque à borne et son couplage	17
1.3	Moteur a rotor bobine	17
1.4	Moteur a cage d'écureuil	18
1.5	Principe de fonctionnement	19
1.6	Représentation de la structure de principe de la MAS triphasée	20
1.7	Représentation spatiale de la transformation triphasé-diphasé, dans le re- père tournant	24
1.8	Représentation spatiale des enroulements	26
1.9	Schéma équivalent du moteur asynchrone dans le référentiel de Park	28
1.10	Modèle Matlab-Simulink du moteur asynchrone	31
1.11	Structure d'un entraînement à vitesse variable pour moteur asynchrone	32
1.12	Structure de l'alimentation du moteur asynchrone	33
1.13	Structure d'un onduleur de tension triphasé	33
1.14	chronogramme pour une commande MLI Sinus-Triangle monophasée	36
1.15	Modèle de la MLI sinus-triangle triphasé	37
1.16	Démarrage direct du procédé [MAS +onduleur] à vide	39
1.17	Démarrage direct du procédé [MAS +onduleur] en charge et application d'un échelon de couple résistant de 5 N.m à 1.2 seconde, puis sa suppression à 1.6 seconde] à vide	40
2.1	Principe de la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique.	44
2.2	46
2.3	46
2.4	Schéma de principe de la commande vectorielle	47
2.5	Structure générale de la commande vectorielle directe	47
2.6	Structure générale de la commande vectorielle indirecte	48
2.7	Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique	49
2.8	50
2.9	Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'une struc- ture IP	51
2.10	Schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte pour moteur asynchrone	52
2.11	Boucle de régulation de vitesse	53
2.12	Signal Builder de Benchmark échelon de 100 rad/s	55
2.13	Signal Builder de Benchmark	55
2.14	Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s	56
2.15	Inversion de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s	57

2.16	Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm a 0,9 s et 1,5s	58
2.17	Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm à 0,9 s et 1,5s avec Rr = 1 1,1 1,2 Rrn	59
3.1	Méthodes d'optimisation exactes Méta-heuristiques	
	Groupe de : oiseaux, poisson, fourmis, abeilles	63
3.2	Modification d'un point de recherche par PSO	66
3.3	Organigramme de la technique PSO standard	67
3.4	Exemple de voisinage géographique	70
3.5	Deux exemples de voisinage social	70
3.6	Graphe d'influence d'un essaim de particules complètement connecté	71
3.7	Fonction de sphère	72
3.8	GlobalBest	72
3.9	Représentation graphique du temps de réponse.	74
3.10	Représentation graphique du temps de montée	75
3.11	Approche d'optimisation du PI par l'algorithme PSO	76
3.12	Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s	77
3.13	Inversion de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s	78
3.14	Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm à 0,9 s et 1,5s	79
3.15	Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm à 0,9 s et 1,5s avec Rr = 1 1,1 1,2 Rrn	80
4.1	Pont binaire de Deneubourg.	84
4.2	Expérience du double pont binaire	85
4.3	Effet de la coupure d'une piste de phéromone	86
4.4	Exemple de solutions d'un problème de voyageur de commerce	90
4.5	Schéma de Meilleur solution TSP	92
4.6	Fonction de fitness Best Cost = 362.038	92
4.7	Approche d'optimisation du PI par l'algorithme ACO	93
4.8	Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s	94
4.9	Inversion de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s	95
4.10	Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm à 0,9 s et 1,5s	96
4.11	Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm à 0,9 s et 1,5s avec Rr = 1 1,1 1,2 Rrn	97
5.1	Illustration d'une abeille en « waggle dance »	102
5.2	indice de la direction	103
5.3	Conception de modification de la position de la recherche par VBA	105
5.4	La danse verticale	107
5.5	La danse verticale et dirigée vers le bas	107
5.6	L'angle fait	107
5.7	Fonction de sphère	110
5.8	Best Cost = 4.1003e-52	111

Introduction Générale

Suite à l'évolution technologique Au cours des dernières décennies, les entraînements électriques à vitesse variable se sont rapidement développés, et suscités un intérêt important dans la plupart des secteurs d'activités industrielles mettant en œuvre la force motrice ainsi que les méthodes d'optimisation connaissent de nos jours un essor considérable.

Les machines asynchrones sont considérées comme la conversion électromécanique le plus utilisé dans le milieu industriel, notamment pour des applications à vitesse constante ou à vitesse variable. Cependant, elle est soumise à différents types de contraintes (chaleur, humidité, efforts mécaniques, variations brusques de charge, vieillissement,) qui vont au cours du temps altérer ses qualités et détériorer ses performances [1].

Le domaine de l'optimisation propose un ensemble de problématiques diverses et motivantes pour la communauté scientifique qui se doit de les résoudre de manière efficace, grâce à des méthodes innovantes de résolution. Ce domaine est transverse et agrégé des disciplines variées telles que la logistique, l'électronique, le transport, la planification, le réseau et bien plus encore [2].

Les domaines de la théorie du contrôle et de la régulation ont été considérablement développés au cours des dernières décennies, cependant l'importance du régulateur PID dans l'industrie reste inaltérée. A cause de sa structure simple qui peut être facilement comprise et mise en œuvre. La structure d'un tel dispositif de commande nécessite la spécification de trois paramètres proportionnels, intégrale et dérivée [2].

Dans ce projet de fin d'étude comprenait le développement d'une commande vectorielle avec direction de flux rotorique dédiée aux machines asynchrones. Dans un premier temps, un régulateur de type PI sera implémenté et ses paramètres sont déterminés à l'aide de méthodes classiques d'automatisme. Ensuite, différentes méthodes d'optimisation méta-heuristiques sont envisagées pour améliorer les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel. Par conséquent, des algorithmes basés sur les essaims de particules (PSO), les colonies de fourmis (ACO) et les colonies d'abeilles (ABC) sont introduits et appliqués pour étendre le régulateur PI. Ces méthodes sont testées dans des simulations numériques puis les performances des méthodes étudiées sont comparées en termes de suivi de trajectoire, de rejet des perturbations et de sensibilité aux changements de paramètres moteur.

Le présent mémoire est organisé autour de cinq chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation des machines asynchrones triphasées dans le référentiel triphasé de Park, ce qui permet de définir des représentations d'états et de mettre en évidence la structure multivariée et les propriétés non linéaires de telles machines. Une Modélisation d'un onduleur de tension chargé de la conversion DC-AC et de son Effectue également le contrôle MLI.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle, les principes que nous abordons la direction du flux du rotor, et résumant la base des méthodes directes et indirectes pour y parvenir. Nous démontrons les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

Le 3ème chapitre traite de l'Optimisation de la régulation par essaim de particules (PSO), de son principe, et de son algorithme (formule mathématique et modification de base), ainsi, nous avons proposé un exemple pour rechercher le min d'une fonction. Enfin nous y avons exposé les différentes essai et étapes de la conception d'un régulateur PI-PSO.

Le 4ème chapitre traite de l'Optimisation de la régulation par colonie de fourmis (ACO), de son principe et le comportement des fourmis ainsi son intelligence collective. Ainsi, son algorithme. Nous avons parlé de problème de voyageur. Enfin nous y avons exposé les différentes essai et étapes de la conception d'un régulateur PI-ACO.

Le 5ème chapitre traite la théorie de l'optimisation par colonie d'abeille, nous avons cite les différentes groupe abeilles et comment elles cherchent de nourriture ainsi leur méthode de communication et les différents algorithmes. Enfin nous y avons proposer la même fonction de PSO pour rechercher le min et compare.

Enfin nous clôturons ce travail par une conclusion générale dans laquelle nous rappelons les objectifs de ce travail, et soulignons l'intérêt des résultats obtenus, notamment en termes de poursuite, régulation et robustesse.

Chapitre 1

Modélisation du moteur asynchrone et de son alimentation

1.1 Introduction

La machine asynchrone, ou à induction (MI), est une machine AC dont le rotor tourne à une vitesse légèrement différente de la vitesse de synchronisme. Cette machine est utilisée dans une large variété d'applications industrielles grâce à ses propriétés : il s'agit d'une machine robuste, fiable, de coût modéré, sans besoin de maintenance périodique, capable de démarrer en boucle ouverte et facile à commander pour des applications à vitesse variable ne nécessitant pas une haute précision dynamique [8].

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes de son fonctionnement [22].

Dans ce chapitre, on a traité la modélisation de la machine asynchrone triphasée dans différents repères.

1.2 Constitution et principe de fonctionnement du moteur asynchrone

1.2.1 Constitution du moteur asynchrone

La machine asynchrone se décompose en trois parties :

- Le stator : la partie fixe.
- Le rotor : la partie mobile.
- Les organes mécaniques.

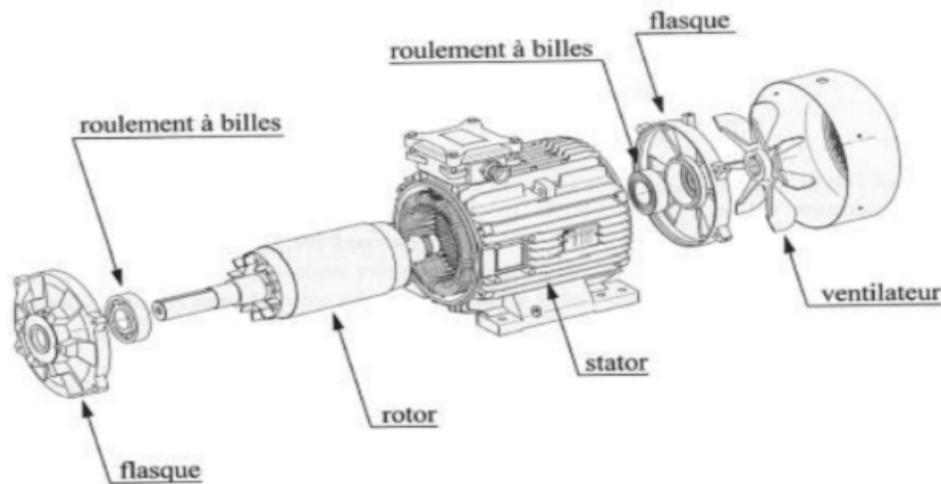


FIGURE 1.1 – Schéma de constitution du moteur asynchrone triphasé

Stator (inducteur)

C'est un anneau de tôles encoché à l'intérieur et portant un enroulement triphasé semblable à celui d'une machine synchrone. Cet enroulement est presque toujours relié à la source d'alimentation, il constitue le primaire. L'enroulement est alimenté en triphasé par l'intermédiaire de la plaque à bornes de la machine, ce qui le permet de l'alimenter en couplage d ou en (figure suivante) [3].

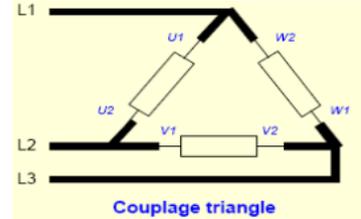
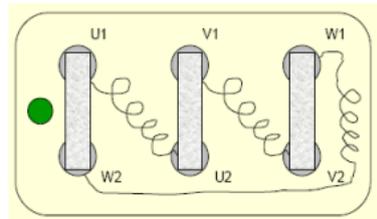
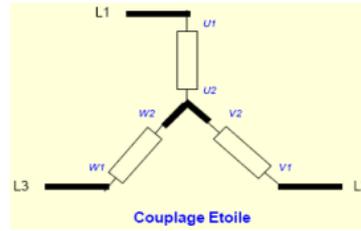
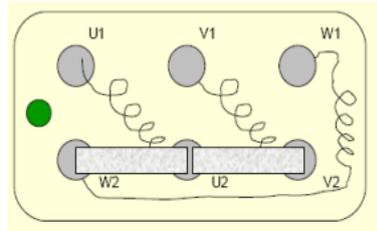
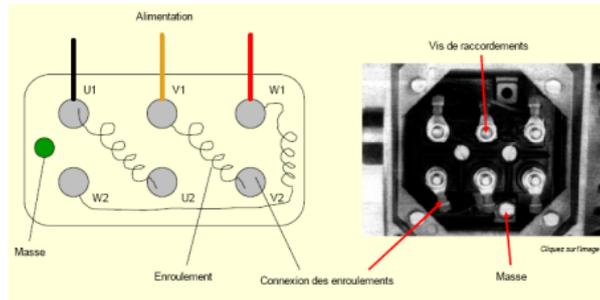


FIGURE 1.2 – La plaque à borne et son couplage

Rotor (induit)

C'est un anneau de tôles rainuré à l'extérieur, concentrique au stator et séparé de lui par un entrefer constant. Le rotor porte un enroulement polyphasé mis en court-circuit constituant ainsi le secondaire. Le courant dans ses enroulements est induit uniquement par le champ statorique, car le rotor n'est lié à aucune source électrique extérieure ; on distingue 2 types de rotor [3] :

- a - Rotor à bagues (rotor bobiné)

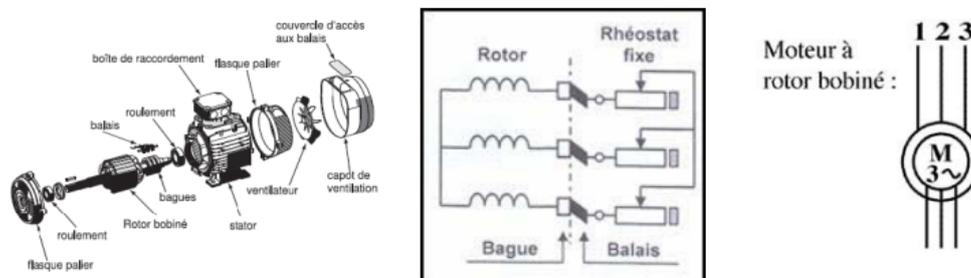


FIGURE 1.3 – Moteur a rotor bobine

C'est un rotor à pôles lisses qui comporte dans ses rainures, un enroulement identique à celui du stator. Le couplage de cet enroulement est toujours en étoile, le centre de

l'étoile n'est pas accessible mais les 3 extrémités libres sont reliées à 3 bagues calées sur l'arbre (bobinage triphasé) sur laquelle appuyant 03 balais (charbon) pour avoir accès aux phases rotoriques par l'intermédiaire d'un rhéostat qui est utilisé pour assurer les meilleures conditions du démarrage.

— **b - Rotor à cage d'écureuil (rotor en court-circuit)**



FIGURE 1.4 – Moteur a cage d'écureuil

L'enroulement est remplacé par des barres en cuivre ou en aluminium logées dans des encoches et réunies à leurs extrémités par 2 couronnes en cuivre ou en Aluminium. Généralement, ces barres sont inclinées afin de réduire les harmoniques de dentures. Le courant qui passe par une barre revient par la barre située à une distance polaire et il n'est pas nécessaire d'isoler les barres de la masse du rotor, car les courants induits s'établissent surtout dans les barres (résistivités différentes : beaucoup plus faible pour le cuivre). Par comparaison avec les moteurs à bagues, les moteurs à cage ont l'avantage d'être robuste et de coût beaucoup plus faible ; mais ils présentent l'inconvénient qui est l'impossibilité de faire varier la résistance du rotor, ce qui rend défavorable les conditions de démarrages avec la tension du réseau [3].

1.2.2 Fonctionnement du moteur asynchrone

Le principe du moteur asynchrone réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. Lorsque les trois enroulements statoriques sont alimentés par des courants triphasés, il se produit un champ magnétique tournant sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme.

Le rotor est pénétré par le champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Les forces de Laplace qui en résulte exercent un couple sur le rotor, d'après la loi de Lenz le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme. Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon il ne serait pas pénétré par les lignes de champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les fréquences de rotation ne peuvent pas être synchrones d'où le nom du « moteur asynchrone ». Alors on peut définir le rapport qui est appelé glissement du moteur asynchrone [4] :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

Où :

— n_s : vitesse de rotation de synchronisme (tr.s^{-1})

- n : vitesse de rotation de rotor (tr.s^{-1})
- $\Omega_s : 2.\pi.n$ (rad.s^{-1})
- $\Omega : 2.\pi.n$ (rad.s^{-1})

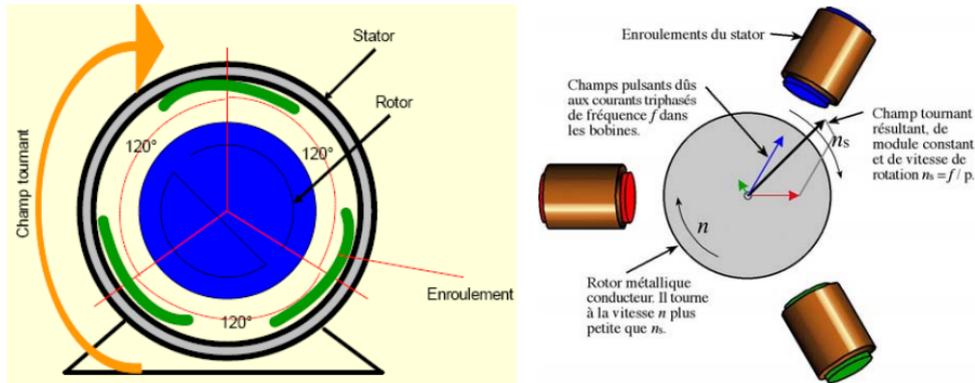


FIGURE 1.5 – Principe de fonctionnement

1.3 Modélisation dynamique de la machine asynchrone

1.3.1 Hypothèses simplificatrices

Ces modèles tiennent compte des hypothèses suivantes [5] :

- Le moteur présente une parfaite symétrie de construction, tant au stator et qu'au rotor
- Le stator est composé de trois bobines identiques (A, B, C) régulièrement déphasées de 120° électriques, la phase A est prise comme référence angulaire ;
- Le rotor est considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a, b, c) court-circuitées sur elles-mêmes, également régulièrement déphasées de 120° électriques ;
- Les circuits magnétiques sont non-saturés ;
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- Les pertes fer dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault sont négligées ;
- Les pertes mécaniques et l'effet de peau sont également négligés ;
- L'entrefer étant d'épaisseur et de perméabilité constante, l'effet d'encoche est négligé.

Les modélisations sont données pour un couplage étoile des enroulements statoriques, pour un couplage triangle il sera nécessaire de calculer les paramètres étoiles équivalents.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer [6] :

- L'additivité des flux,
- La constance des inductances propres
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre

1.3.2 Equations du moteur asynchrone dans le référentiel triphasé

La structure de principe de la machine asynchrone triphasée est montrée par la figure. Elle comporte les trois enroulements rotoriques et les trois enroulements statoriques ;

l'angle θ_r repère la position de la phase rotorique (OaR) par rapport celle de la phase statorique (OAS). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes [4] [5] [7].

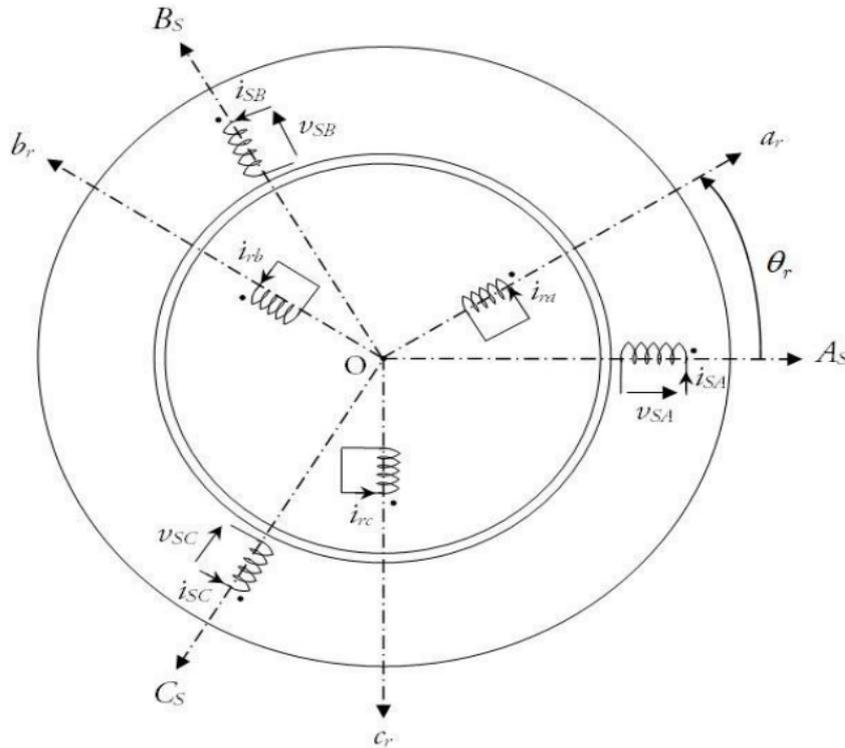


FIGURE 1.6 – Représentation de la structure de principe de la MAS triphasée

1.3.3 Equations électriques

Loi de Faraday :

Une force électromotrice (f.é.m.) apparaît dans un circuit électrique quand le flux d'induction le traversant varie, sa valeur instantanée est :

$$e = -\frac{d\phi}{dt}$$

Cette loi permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt}$$

Les équations de tension de la machine asynchrone représentant pour chaque enroulement S'écrivent comme suit [4] [5] [7] :

Pour le stator :

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases}$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} = 0 \\ v_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} = 0 \\ v_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} = 0 \end{cases}$$

On peut les écrit sous forme matricielle condensée comme suit :

Au stator :

$$[V_{abc,s}] = [R_s][i_{abc,s}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc,s}]$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}$$

De même pour le rotor :

$$[V_{abc,r}] = [R_r][i_{abc,r}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix}$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles. Chaque flux comporte une Interaction avec les courants de toutes phases y compris la sienne, où :

sont les tensions simples triphasées respectivement, au Stator et au rotor ;

1.3.4 Equations magnétiques

Pour évaluer les flux on remarque que l'entrefer étant constant. La machine ayant ses deux armatures triphasées et symétrique, les inductances propres et mutuelles entre enroulement d'une même armature sont constantes et égales.

Les flux s'expriment en fonction des courants en faisant intervenir les différentes inductances [4] [5] [7] :

Au stator :

$$[\varphi_{abc,s}] = [L_s][i_{abc,s}] + [M_{sr}][i_{abc,r}]$$

Au rotor :

$$[\varphi_{abc,s}] = [M_{sr}][i_{abc,s}] + [L_r][i_{abc,r}]$$

En introduisant l'équation 3 dans 1 et 4 dans 2 nous obtenons le système d'équations électriques nécessaire à l'étude du fonctionnement de la machine à tous les régimes :

Stator :

$$[V_{abc,s}] = [R_s][i_{abc,s}] + \frac{d}{dt}([L_s][i_{abc,s}] + [M_{sr}][i_{abc,r}])$$

Rotor :

$$[V_{abc,r}] = [R_r][i_{abc,r}] + \frac{d}{dt}([L_r][i_{abc,r}] + [M_{sr}][i_{abc,s}])$$

Où :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{pmatrix} \quad [L_r] = \begin{pmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{pmatrix}$$

Avec :

- l_s et l_r , inductances propres statoriques et rotoriques.
- m_s et m_r , inductances mutuelles propres statoriques et rotoriques.

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

Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{sr}]$: sont dites circulantes, en effet chaque ligne se déduit de la précédente par permutation circulaire.

Le coefficient m_{sr} représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phase rotorique et statorique, où :

$$\begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos \theta \\ m_2 = m_{sr} (\cos \theta - \frac{2\pi}{3}) \\ m_3 = m_{sr} (\cos \theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

1.3.5 Equation du couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est exprimée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [L] \right\} \cdot [I]$$

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ ne contiennent que des termes constants lorsque l'angle varie, Cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot p \cdot [I_s]^T \cdot \frac{d}{d\theta} \cdot [M_{sr}] \cdot [I_r]$$

L'équation mécanique de la machine sera donnée comme suit :

$$C_{em} = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_v \Omega + C_r$$

C_{em} , C_r , f_v et Représentant respectivement le couple électromagnétique, le couple Résistant, le coefficient de frottement et le moment d'inertie [4] [5] [7].

1.4 Equations du moteur asynchrone dans le référentiel (d, q)

1.4.1 Transformation de Park initiale

Dans cette première détermination des coefficients est identique à la composante homopolaire lorsque les courants sont sinusoïdaux [9] :

$$i_0 = (1/3)(i_a + i_b + i_c) = (n_1/n_2)K_0(i_a + i_b + i_c)$$

D'ou :

$$(n_1/n_2)K_0 = 1/3$$

- Une autre équation est donc nécessaire; lorsque les courants sinusoïdaux triphasée sont équilibrés, sont les projections sur les axes des phases du meme vecteur tournant de module

On écrit donc :

$$\begin{aligned} i_a &= \hat{I} \cos(\omega t) ; \quad i_b = \hat{I} \cos(\omega t - 2\pi/3) ; \quad i_c = \hat{I} \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ i_d &= \hat{I} \cos(\omega t - \psi) ; \quad i_q = \hat{I} \sin(\omega t - \psi) \end{aligned}$$

Par la transformation tri/diphassée, on tire :

$$i_d = (n_1/n_2)(3/2)\hat{I} \cos(\omega t - \psi)$$

Et on déduit par identification :

$$(n_1/n_2) = 2/3 ; \quad K_0 = 1/2$$

Des matrices de passage, directe $[P_0]$ et inverse $[P_0]^{-1}$ sont ainsi définies :

$$\begin{aligned} [i_d, i_q, i_o]^t &= [P_0] [i_a, i_b, i_c]^t \\ [i_{a'}, i_{b'}, i_{c'}]^t &= [P_0] [i_{d'}, i_{q'}, i_{o'}]^t \end{aligned}$$

Soit :

$$[P_0] = (2/3) \begin{pmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix}$$

$$[P_0]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 1 \\ \cos(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\psi + 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) & 1 \end{pmatrix}$$

Un résultat fondamental de cette transformation appliquée au régime permanent sinusoïdal est que, si le repère d, q tourne à la pulsation sont constants.

La même transformation définira des flux et des tensions d'axe

Le choix fait de l'égalité des amplitudes ne conduit pas à l'égalité des puissances, mais présente l'intérêt de l'interprétation physique des projections d'un même vecteur dans les yeux systèmes d'axe et aussi d'exprimer les équations avec les mêmes coefficients en valeurs réduites [9].

1.4.2 Transformation de Park modifiée

Cette seconde détermination des coefficients repose sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique [9].

$$p_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_d i_d + v_q i_q + v_o i_o$$

Posons :

$$[x_{dqo}] = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [x_{abc}] = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Avec est le flux d'induction totalisé dans l'enroulement.

Soit $[P]$ la matrice de transformation directe, de telle sorte que :

$$[x_{dqo}] = [P] [x_{abc}]$$

Dans ces conditions, la puissance instantanée a pour expression :

$$p_e = [v_{abc}]^t [i_{abc}] = [v_{dqo}]^t [i_{dqo}]$$

En explicitant les grandeurs dans le référentiel d'origine, on obtient :

$$[v_{abc}]^t [i_{abc}] = [[P] [v_{abc}]]^t [P] [i_{abc}] = [v_{abc}]^t [P]^t [P] [i_{abc}]$$

Et [P] doit satisfaire à la relation :

$$[P]^t [P] = [I]$$

Ainsi la matrice de transformation [P] doit être orthogonale puisque :

$$[P]^t = [P]^{-1}$$

Et on déduit :

$$n_1/n_2 = \sqrt{2/3} ; \quad K_0 = 1/\sqrt{2}$$

D'où les matrices de passage directe et inverse :

$$[P] = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - 2\pi/3) & \cos(\psi + 2\pi/3) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi - 2\pi/3) & -\sin(\psi - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\psi + 2\pi/3) & -\sin(\psi + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}$$

1.4.3 Application de la transformation de Park

Cette transformation peut être représentée par la figure [10]

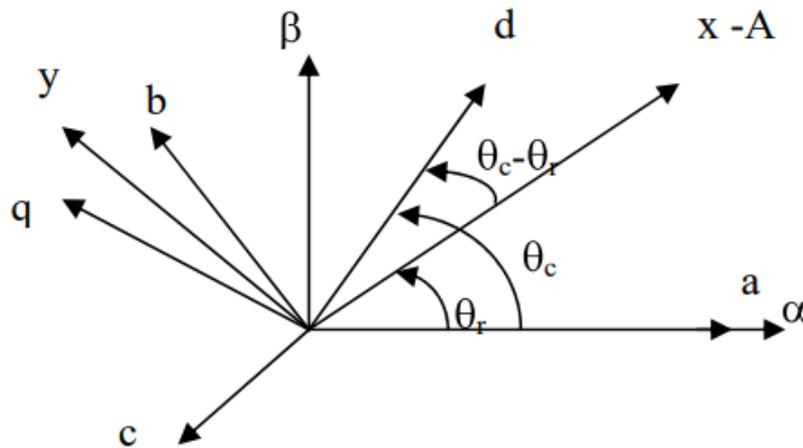


FIGURE 1.7 – Représentation spatiale de la transformation triphasé-diphase, dans le repère tournant

Où :

— θ_c Angle entre a et d.

- θ_r Angle entre a et A.
- $\theta_c - \theta_r$ Angle entre A et d.

En transformant les enroulements statorique et rotorique de la machine en leurs équivalents orthogonaux et à l'aide de $P(\phi)$. Nous obtenons les systèmes suivants :

$$\begin{array}{ll} \text{— Grandeur statorique :} & \text{— Grandeur rotorique :} \\ [X_{dq}] = [P(\theta_c)] [X_{abc}] & [X_{dq}] = [P(\theta_c - \theta_r)] [X_{abc}] \end{array}$$

Ainsi, nous avons :

$$\begin{aligned} [P(\theta_c)] [V_{abc}] &= R_s [P(\theta_c)] [I_{abc}] + [P(\theta_c)] \frac{d}{dt} [\psi_{abc}] \\ [P(\theta_c)] [V_{abc}] &= R_s [P(\theta_c)] [I_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)] [\psi_{abc}] \} - \left\{ \frac{d}{dt} [P(\theta_c)] \right\} [\psi_{abc}] \end{aligned}$$

Avec :

$$-\left\{ \frac{d}{dt} [P(\theta_c)] \right\} [\psi_{abc}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_c}{dt} \begin{pmatrix} \sin(\theta_c) & \sin(\theta_c - 2\pi/3) & \cos(\theta_c - 4\pi/3) \\ \cos(\theta_c) & \cos(\theta_c - 2\pi/3) & \cos(\theta_c - 2\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Puisque :

$$\begin{aligned} [V_{dq}] &= [P(\theta_c)] [V_{abc}] \\ [\psi_{dq}] &= [P(\theta_c)] [\psi_{abc}] \\ [I_{dq}] &= [P(\theta_c)] [I_{abc}] \end{aligned} \quad \frac{d\theta_c}{dt} = \omega_c$$

Et comme

$$[\psi_{abc}] = [P(\theta_c)]^{-1} [\psi_{dq}]$$

Nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_c \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_c \psi_{ds} \end{cases}$$

De la même façon, nous obtenons au rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_c - \omega_r) \psi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_c - \omega_r) \psi_{dr} \end{cases}$$

Aussi, en appliquant la même transformation aux équations des flux, nous aurons :

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_s I_{ds} + L_M I_{dr} \\ \psi_{qs} = L_s I_{qs} + L_M I_{qr} \\ \psi_{dr} = L_s I_{dr} + L_M I_{ds} \\ \psi_{qr} = L_s I_{qr} + L_M I_{qs} \end{cases}$$

L'expression générale du couple est donnée par :

$$Cem = \frac{1}{2} [I_{abc}] \left\{ \frac{d}{d\theta} [L_{sr}] [I_{ABC}] \right\}$$

Nous effectuons le changement de variables suivant :

$$\begin{aligned} [I_{abc}] &= [P(\theta_c)]^{-1} [I_{dq}]_s \\ [I_{ABC}] &= [P(\theta_c - \theta_r)]^{-1} [I_{dq}]_r \end{aligned}$$

En combinant les équations précédentes, et après calcul, nous aboutissons à l'expression suivante :

$$Cem = L_M [I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}]$$

Nous remarquons que, l'expression du couple est beaucoup plus simple. En tenant compte des expressions des flux, nous trouvons :

$$Cem = [\psi_{ds} I_{qs} - \psi_{qs} I_{ds}] = \frac{L_M}{L_r} [\psi_{dr} I_{qs} - \psi_{qr} I_{ds}]$$

Pour une machine à P paires de pôles, l'expression du couple est déduite à partir de l'équation précédente en la multipliant par P :

$$Cem = \frac{PL_M}{L_r} [\psi_{dr} I_{qs} - \psi_{qr} I_{ds}]$$

L'analyse de ses équations indique que cette transformation correspond à une substitution des enroulements statorique et rotorique par des enroulements fictifs « d » et « q » dont les axes magnétiques sont en permanence alignés avec les axes 'od' et 'oq'. Ces enroulements sont mutuellement immobiles, ce qui a pour avantage de simplifier les expressions des flux. L'équation du couple est simplifiée puisque sa dépendance des angles mécaniques est éliminée [10].

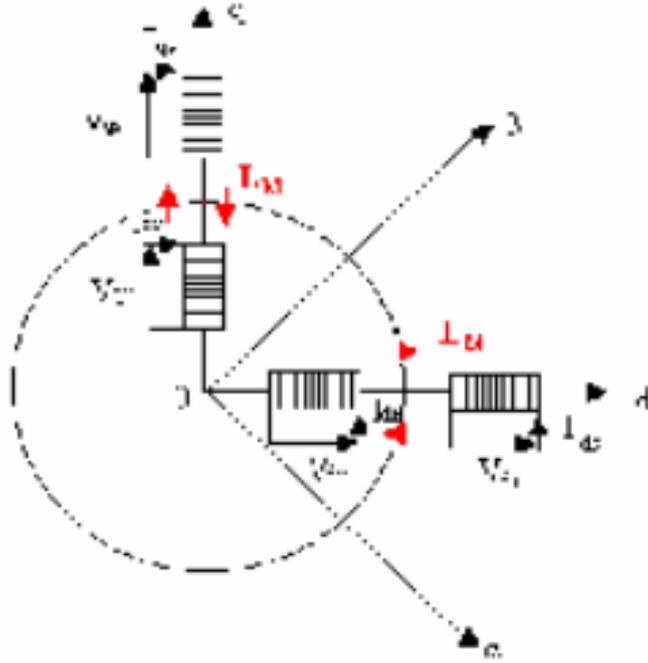


FIGURE 1.8 – Représentation spatiale des enroulements

Nous pouvons ainsi constater que le modèle de Park de la machine asynchrone est très semblable dans sa formulation mathématique à celui de la machine à courant continu.

En effet, en substituant les flux par leurs expressions dans les équations de tension, on aura la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_c L_s & L_M \frac{d}{dt} & -\omega_c L_M \\ -\omega_c L_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \omega_c L_M & L_M \frac{d}{dt} \\ L_M \frac{d}{dt} & -(\omega_c - \omega_r) L_M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_c - \omega_r) L_r \\ (\omega_c - \omega_r) L_M & L_M \frac{d}{dt} & (\omega_c - \omega_r) L_M & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

A travers ces équations, nous voyons la similitude du processus de conversion électromécanique d'énergie de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu.

Bien évidemment, le terme $R_s + L_s \frac{d}{dt}$ traduit la chute de tension ohmique et inductrice dans les enroulements de la machine due au passage du courant I_{ds} dans l'enroulement statorique suivant l'axe « d », le terme $-\omega_c L_s I_{qs}$ traduit la F.E.M induite par la rotation de l'enroulement statorique suivant l'axe « q » par rapport à l'enroulement statorique suivant l'axe « d », le terme $L_M \frac{d}{dt}$ traduit le couplage magnétique entre les enroulements de même nature à travers la mutuelle inductance, le terme $-\omega_c L_s I_{qr}$ traduit la F.E.M induite par l'enroulement rotorique suivant l'axe « q » due a sa rotation relative a l'enroulement statorique d'axe « d ».

De là, nous voyons que le modèle de PARK de la machine asynchrone, associe le comportement de celle-ci a deux machines à courant continu couplée par mutuelle [10].

1.4.4 Modèle mathématique dans le référentiel de Park

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine asynchrone triphasé dans le référentiel de Park sera donné par les équations suivantes :

Les équations aux tensions deviennent [11] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{sd} \\ V_{s0} = R_s \cdot i_{s0} + \frac{d\phi_{s0}}{dt} \end{cases}$$

Puisque le rotor tourne à la vitesse les axes (d, q) fixes sur le rotor se déplacent à la vitesse relativement au référentiel tournant synchrone, donc on a :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \\ V_{r0} = R_r \cdot i_{r0} + \frac{d\phi_{r0}}{dt} \end{cases}$$

Avec : vitesse de rotation de l'arbre du moteur.

De plus les équations des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{cases} L_s = l_{AA} - l_{AB} \\ L_r = l_{aa} - l_{ab} \\ M = \frac{3}{2} m_{sr} \end{cases}$$

L'expression du couple électromagnétique et celle du mouvement pour une machine asynchrone multipolaire s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} C_e = p \cdot (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \\ C_e = p \cdot (\phi_{rq} \cdot i_{rd} - \phi_{rd} \cdot i_{rq}) \\ C_e = p \cdot M \cdot (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \\ C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \end{cases}$$

Ces équations sont utilisées suivant le vecteur d'état choisi.

D'où :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd})$$

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega$$

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad ; \quad d\Omega = \frac{1}{p} \cdot \frac{d\omega}{dt}$$

Avec :

- C_e : Le couple électromagnétique.
- Ω : Vitesse mécanique du rotor.
- P : Nombre de paires de pôles
- C_r : Le couple de charge.
- J : Moment d'inertie du moteur.
- f : Coefficient de frottement.

1.4.5 Schéma équivalent du moteur asynchrone dans le référentiel de Park

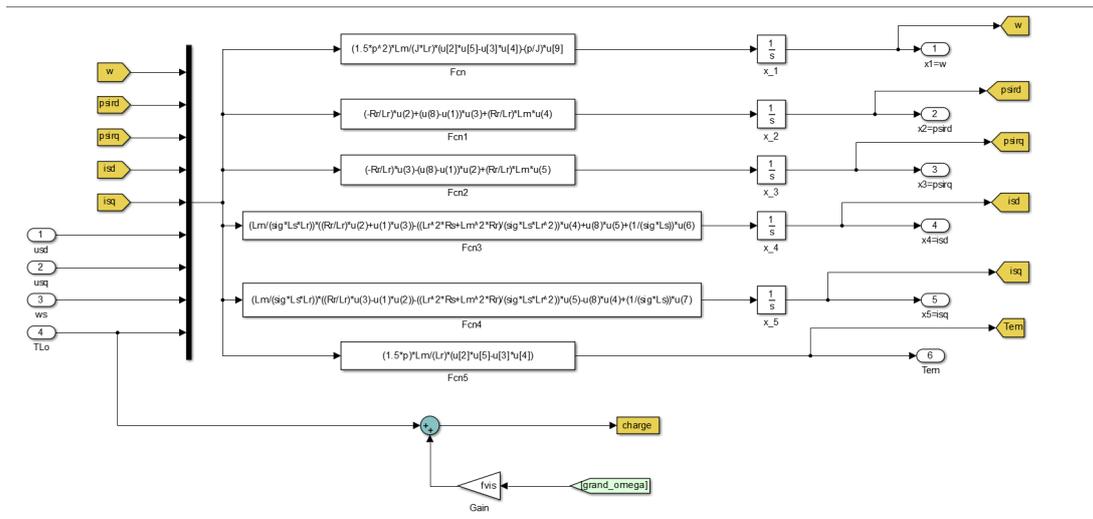


FIGURE 1.9 – Schéma équivalent du moteur asynchrone dans le référentiel de Park

1.5 Définition des référentiels d'observation

1.5.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator et se traduit par ces conditions [11] :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad , \quad \omega_{abc} = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{r\alpha} \end{cases}$$

Les équations des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M_{sr} \cdot I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M_{sr} \cdot I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M_{sr} \cdot I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M_{sr} \cdot I_{s\beta} \end{cases}$$

1.5.2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse (ω_r) et se traduit par ces conditions [11] :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad , \quad \omega_{abc} = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme équations :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \cdot i_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega \cdot \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s \cdot i_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} + \omega \cdot \phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r \cdot i_{rx} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = 0 = R_r \cdot i_{ry} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \end{cases}$$

Ce référentiel sera intéressant dans l'étude des variations des grandeurs rotorique

1.5.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique (ω_r) créée par les enroulements du stator et se traduit par ces conditions [11] :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad , \quad \omega_{abc} = \omega_s = \omega + \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{rq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{rd} \\ V_{rd} = 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{rd} \end{cases}$$

Dans le référentiel tournant (d, q) le couple est défini par :

$$C_e = p \cdot \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans les problèmes de commande.

1.6 Représentation d'état dans le référentiel de Park

1.6.1 Modèle d'état dans le référentiel de Park

Pour étudier le comportement des machines à induction en régime permanent et transitoire, deux méthodes sont disponibles [12] :

- La technique des schémas blocs qui nécessite l'usage des transformées de Laplace,
- Le formalisme d'état qui utilise le calcul matriciel.

Nous utiliserons une représentation du modèle de dynamique de la machine dans l'espace d'état. En fait, cet article est bien adapté pour décrire des systèmes linéaires ou non linéaire, univariés ou multivariable comme les machines asynchrones, qui sont des exemples typiques de système multivariables non linéaire.

La représentation dans l'espace d'état est un système de la forme :

$$\begin{aligned} [\dot{X}] &= \frac{d[X]}{dt} = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \\ [Y] &= [C] \cdot [X] \end{aligned}$$

Où $[X]$ est le vecteur d'état, $[U]$ le vecteur de commande, $[A]$ la matrice de transition ou d'état qui caractérise la dynamique du moteur, $[B]$ la matrice d'application des commandes, $[Y]$ le vecteur de sortie et $[C]$ la matrice d'observation [12].

La représentation d'état n'étant pas unique pour un système donné, on dispose donc de plusieurs choix pour le vecteur d'état qui dépendent de l'objectif tracé.

Dans le cadre de ce travail nous envisageons une commande en tension de la machine asynchrone avec un contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique, dans cette optique

Nous avons opté pour les choix suivants :

- Variables de commandes : les tensions
- Variables d'état ; les courants et les flux d'où

$$[X] = \left[i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{Rd} \quad \phi_{Rq} \right]^T$$

Le choix des composantes du courant statorique est justifié par le fait que celui-ci est une Grandeur mesurable. Les variables de sortie pouvant être la vitesse (la position), le couple, les Flux, les courants ou une combinaison de celle-ci, le couple résistant sera considéré Comme étant une perturbation.

Par les relations suivantes :

$$[X_{NB}] = [T][X_{AB}] \quad \text{et} \quad C_{em} = p \cdot \frac{M_{SR}}{L_R} (\phi_{Rd} \cdot i_{sq} - \phi_{Rq} \cdot i_{sd})$$

On a déterminé la vitesse et le couple électromagnétique Et en utilisant les expressions des tensions de l'équation électrique et celles des flux provenant des relations de l'équation magnétiques, on obtient après arrangement les équations d'état suivantes [12] :

$$\begin{aligned} \frac{di_{Sd}}{dt} &= -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1}{T_R} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot i_{Sd} + \omega_S \cdot i_{Sq} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR} \cdot T_R}\right) \cdot \phi_{Rd} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR}} \cdot \omega\right) \cdot \phi_{Rq} + \frac{1}{\sigma L_S} \cdot v_{Sd} \\ \frac{di_{Sq}}{dt} &= -\omega_S \cdot i_{Sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1}{T_R} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \cdot i_{Sq} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR}} \cdot \omega\right) \cdot \phi_{Rd} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M_{SR} \cdot T_R}\right) \cdot \phi_{Rq} + \frac{1}{\sigma L_S} \cdot v_{Sq} \\ \frac{d\phi_{Rd}}{dt} &= \frac{M_{SR}}{T_R} \cdot i_{Sd} - \frac{1}{T_R} \cdot \phi_{Rd} + \omega_{gl} \cdot \phi_{Rq} \\ \frac{d\phi_{Rq}}{dt} &= \frac{M_{SR}}{T_R} \cdot i_{Sq} - \omega_{gl} \cdot \phi_{Rd} - \frac{1}{T_R} \cdot \phi_{Rq} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} \cdot \left(\frac{p \cdot M_{SR}}{L_R} \cdot (\phi_{Rd} \cdot i_{Sq} - \phi_{Rq} \cdot i_{Sd}) - C_R\right) - \frac{f_v}{J} \cdot \omega \end{aligned}$$

En définissant les trois grandeurs caractéristiques T_s , T_r , σ

Respectivement constantes de temps statorique et rotorique, coefficient de dispersion de Blondel.

$$T_S = \frac{L_S}{R_S} \quad \text{et} \quad T_R = \frac{L_R}{R_R}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{SR}^2}{L_S \cdot L_R}$$

Nous notons que le modèle régissant la dynamique du moteur à induction est non linéaire en raison de la présence du terme multiplicateur ω dans le système d'équation

1.6.2 Modèle Matlab-Simulink du moteur asynchrone

A partir de la représentation d'état précédente, nous avons défini, dans l'environnement MATLAB-SIMULINK, un modèle du moteur asynchrone triphasé sous forme de schéma-bloc illustré par la figure suivante

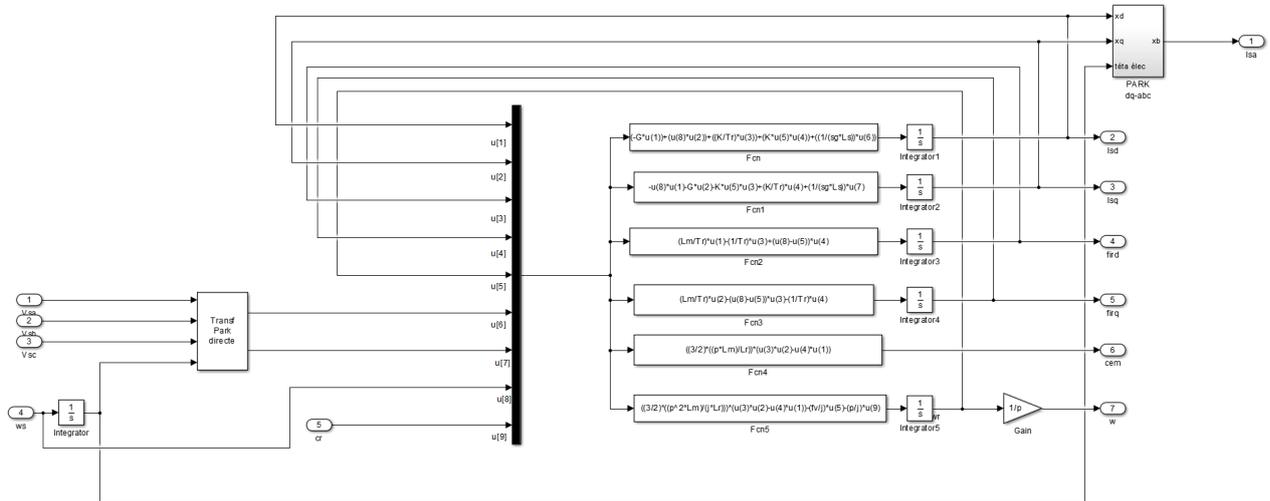


FIGURE 1.10 – Modèle Matlab-Simulink du moteur asynchrone

1.7 Modélisation du convertisseur continu-alternatif et de sa commande

1.7.1 Structure de la chaîne de puissance

En général, les moteurs à courant alternatif, en particulier les moteurs Actionneurs à vitesse constante asynchrones, longtemps considérés ou presque constante. En effet, leur vitesse de rotation est liée à la fréquence du réseau alimentation et nécessite donc une tension et une fréquence réglables pour fonctionner vitesse variable.

Ils sont désormais habilités à établir des devis dans des applications à vitesse variable et investissent progressivement dans diverses industries. C'est grâce au développement de l'importance de l'électronique de puissance, tant au niveau des composants utilisés, Convertisseur de commande. Ainsi, nous pouvons obtenir de l'électricité, Sa fréquence de sortie peut être constante ou réglable pour s'adapter au mieux à l'application Une alimentation électrique est nécessaire de par ses caractéristiques à fixer.

Afin d'obtenir une fréquence variable on utilise le plus souvent l'association faite d'un redresseur non commandé et d'un onduleur de tension comme illustré par la figure [12].

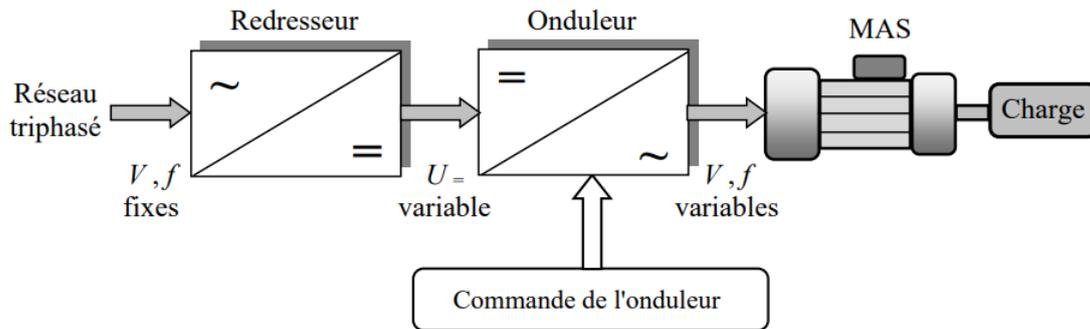


FIGURE 1.11 – Structure d'un entraînement à vitesse variable pour moteur asynchrone

Le redresseur transforme les tensions alternatives triphasées du réseau en une tension continue, l'onduleur se chargeant de convertir cette dernière en un système triphasé de tensions alternatives de valeur efficace et fréquence variables. L'onduleur délivre des tensions alternatives constituées de créneaux rectangulaires qui ont une allure trop éloignée de la forme sinusoïdale idéale, et engendrent un taux d'ondulation trop important qui impose en sortie l'emploi de filtre volumineux et coûteux. Ceci explique les nombreuses recherches faites afin de réduire ces harmoniques et l'apparition d'importantes évolutions dans la conception des onduleurs et de leur commande, telles que les commandes par modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou Pulse Width Modulation (PWM) dans le jargon anglo-saxon. Ces commandes permettent de repousser les harmoniques des tensions de sortie vers les hautes fréquences et ainsi facilite grandement le filtrage. De plus la définition des séquences d'allumage détermine à la fois l'amplitude du fondamental des tensions obtenues et la valeur de leur fréquence. Ce résultat est une propriété importante dans la perspective du réglage de la vitesse de la machine asynchrone. Plusieurs stratégies de commande MLI ont été proposées ces dernières années, elles diffèrent selon le mode d'obtention des angles de commutations et selon la technique de modulation employée, de nature analogique ou numérique [12].

La figure représente la structure de l'alimentation triphasée que nous proposons d'associer au moteur asynchrone en vue de sa commande en vitesse.

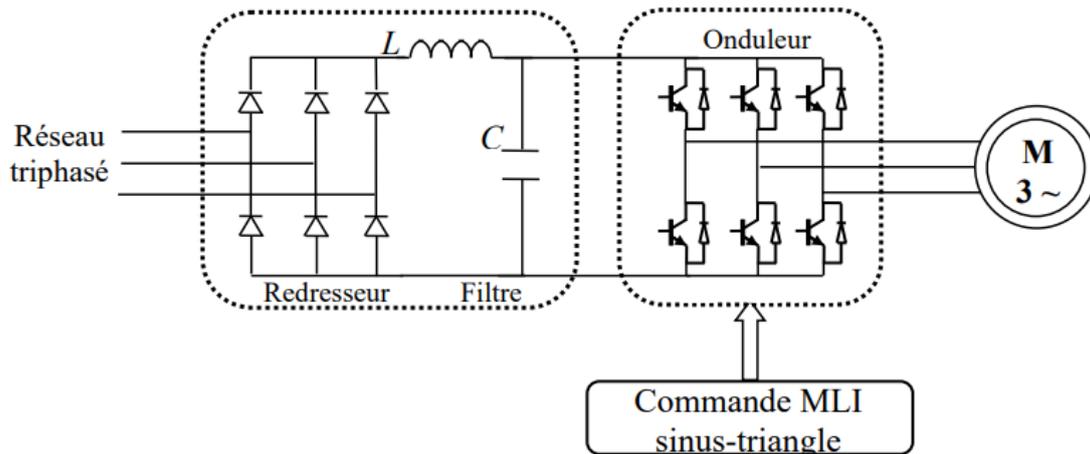


FIGURE 1.12 – Structure de l'alimentation du moteur asynchrone

Elle est composée :

- D'un convertisseur alternatif-continu constitué d'un redresseur en pont construit autour de six diodes et d'un filtre passe bas de type LC,
- D'un convertisseur continu-alternatif, dont la configuration choisie sera celle d'un onduleur de tension à deux niveaux pilotés par une commande MLI sinus-triangle.

1.7.2 Modèle du convertisseur continu – alternatif (Onduleur)

La conversion DC-AC est une fonction de base des équipements électroniques force. Il existe dans divers domaines d'application tels qu'Alimentation de secours, alimentation du système informatique, chauffage ou Fusion par induction des métaux, interconnexion des réseaux de transport d'énergie Travailler à différentes fréquences...etc.

Mais l'application la plus célèbre est sans aucun doute l'entraînement à la vitesse Moteur à courant alternatif variable .

Cette conversion est généralement assurée par un dispositif statique appelé onduleur Fournit une alimentation à fréquence variable à partir d'une alimentation CC La figure représente le schéma structurel d'un onduleur de tension triphasé en pont [12] [13].

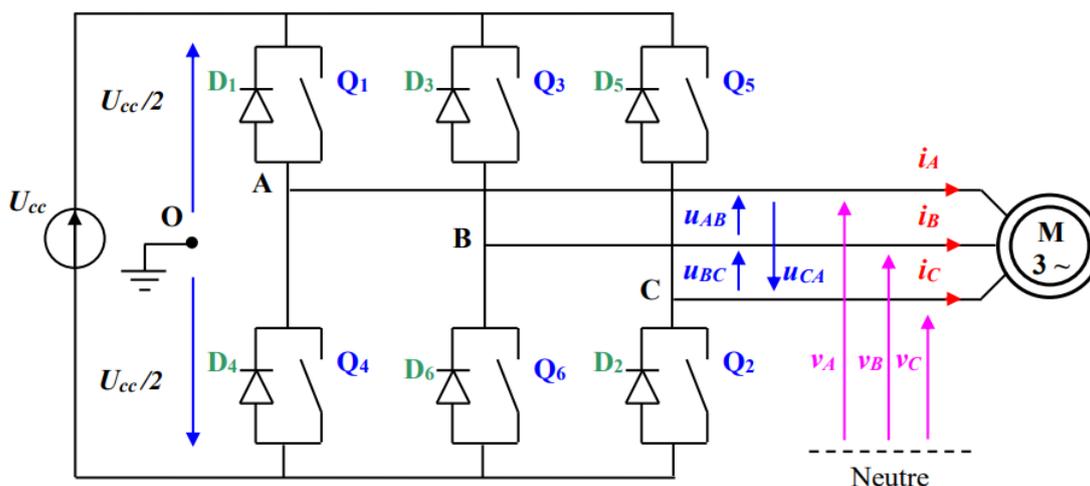


FIGURE 1.13 – Structure d'un onduleur de tension triphasé

Il comporte trois bras de commutation et six interrupteurs électroniques pouvant être des transistors de types bipolaires, MOSFET ou IGBT associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage.

Afin d'éviter de court circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras devront être complémentaires.

Pour simplifier l'étude nous supposons que :

- La commutation des composants est instantanée
- Les chutes de tension à leurs bornes sont négligeables
- La charge est triphasée équilibrée et couplée en étoile avec point neutre isolé

Ainsi le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois, les harmoniques de rang trois et multiples de trois étant éliminés .

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens.

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs . Considérons le circuit comme étant l'association de trois onduleurs monophasés en demipont, aussi la source continue est décomposée en deux sources équivalentes de tension ($U_{cc}/2$) avec un point milieu fictif, comme illustré par **la figure 1.13**

On peut alors déterminer l'allure des tensions composées en tenant compte des relations suivantes :

$$\begin{aligned}u_{AB} &= v_{AO} - v_{BO} \\u_{BC} &= v_{BO} - v_{CO} \\u_{CA} &= v_{CO} - v_{AO}\end{aligned}$$

Au niveau de la charge on peut déduire les relations donnant les expressions des tensions simples :

$$\begin{aligned}u_{AB} &= v_A - v_B \\u_{BC} &= v_B - v_C \\u_{CA} &= v_C - v_A\end{aligned}$$

Et en effectuant la différence membre à membre entre la première et la troisième relation :

$$\begin{aligned}u_{AB} - u_{AC} &= 2.v_A - (v_B + v_C) \\u_{BC} - u_{AB} &= 2.v_B - (v_A + v_C) \\u_{CA} - u_{BC} &= 2.v_C - (v_A + v_B)\end{aligned}$$

Sachant que les tensions v_A, v_B, v_C un système triphasé équilibré on peut écrire :

$$\begin{aligned}u_{AB} - u_{CA} &= 3.v_A \\u_{BC} - u_{AB} &= 3.v_B \\u_{CA} - u_{BC} &= 3.v_C\end{aligned}$$

D'où la nouvelle expression pour les tensions simples :

$$\begin{aligned}v_A &= \frac{1}{3}(u_{AB} - u_{CA}) \\v_B &= \frac{1}{3}(u_{BC} - u_{AB}) \\v_C &= \frac{1}{3}(u_{CA} - u_{BC})\end{aligned}$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points A, B, C et le point milieu fictif O associé à l'alimentation. Soit :

$$\begin{aligned} v_A &= \frac{1}{3} [2.v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}] \\ v_B &= \frac{1}{3} [-v_{AO} + 2.v_{BO} - v_{CO}] \\ v_C &= \frac{1}{3} [-v_{AO} - v_{BO} + 2.v_{CO}] \end{aligned}$$

On obtient sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix}$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire, on peut par conséquent associer à chacun d'eux une valeur binaire de commande Si, avec (i = A, B, C) et telle que :

- Si = +1 interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert
- Si = -1 interrupteur du haut ouvert, interrupteur du bas fermé

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_{CC}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix}$$

D'où la nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \frac{U_{CC}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix}$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande SA, SB, SC qui représentent les signaux de commande. Les états de ces grandeurs seront aussi déterminés par la stratégie de commande envisagée [12] [13].

1.7.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La commande MLI "Sinus-Triangle", dite à échantillonnage naturel, est la plus simple des MLI(s), tant du point de vue de son principe, que de son implantation (analogique ou numérique).

Pour déterminer les instants de commutation, elle consiste à comparer entre elles :

- Une onde de référence sinusoïdale, la modulatrice, de fréquence $f_r = f$ (fréquence de référence)
- Une onde dite porteuse, en général triangulaire, de haute fréquence f_p , respectant l'inégalité : $f_p \gg f$

Les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs du circuit de puissance sont définis par les intersections entre les deux ondes, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse.

La figure donne un exemple de chronogramme pour une commande MLI Sinus-Triangle monophasée.

Habituellement, pour réaliser ce type de commande MLI en triphasé on génère un système sinusoïdal de tension de référence v_{rA}, v_{rB}, v_{rC} d'amplitude V_p (amplitude de référence), ceci afin de produire trois signaux de commande [12] [13].

Sur une période de l'onde de modulation.

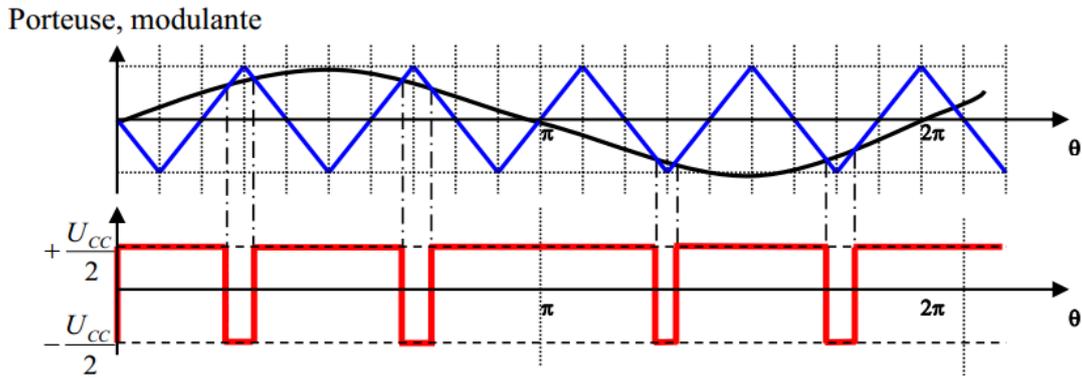


FIGURE 1.14 – chronogramme pour une commande MLI Sinus-Triangle monophasée

1.7.4 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle

La tension de référence étant sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation m , égal au rapport des fréquences de modulation et de référence,

$$m = \frac{f_P}{f}$$

- Le coefficient de réglage r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence \hat{V}_r à la valeur de crête de l'onde de modulation \hat{V}_m

$$r = \frac{\hat{V}_r}{\hat{V}_m}$$

L'indice de modulation est le résultat d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur, en effet ce dernier se détériore avec l'augmentation de la fréquence de hachage.

Dans la pratique, on adopte toujours un rapport cyclique de valeur inférieure à l'unité afin d'éviter les ratés de commutation qui pourraient entraîner des discontinuités de fonctionnement, et particulièrement dans les applications de la vitesse variables, où l'on fait varier la fréquence et la tension.

Deux cas se présentent :

- La modulation asynchrone, f_p n'est pas un multiple entier de f de (cas où f_p est gardée constante et où l'on fait varier f de manière continue),
- La modulation synchrone, f_p est un multiple entier de f , la tension de sortie est alors périodique, de période T égale à $(1/f)$

Avec ce type de modulation, m peut être soit pair soit impair. Si l'indice de modulation est impair alors les deux alternances de la tension de sortie sont identiques au signe près et sa décomposition en série de Fourier ne comporte que des termes en sinus et impairs.

Dans le cas contraire, c'est-à-dire pour m pair, on obtient dans le développement une composante continue ainsi que des termes harmoniques pairs et impairs.

Il est intéressant de remarquer que l'augmentation de la valeur de l'indice de modulation a pour résultat de repousser les harmoniques vers les hautes fréquences, ce qui est bénéfique, mais qui a pour effet d'introduire « du déchet de tension ».

De plus les temps des commutations des interrupteurs limitent la valeur de m et par conséquent la largeur minimale des impulsions.

Pour des valeurs importantes de l'indice m , le fondamental est pratiquement proportionnel aux valeurs du coefficient r , la commande MLI permet alors d'ajuster les tensions

de sortie ce qui rend possible le réglage de la fréquence et la tension de sortie simultanément [12] [13].

1.7.5 Modèle de la MLI sinus-triangle triphasé

Le modèle de cette commande nécessite la production de trois signaux SA, SB, SC de type MLI sinus-triangle décalés de 120° l'un par rapport à l'autre. On définit trois signaux sinusoïdaux de fréquence de référence et d'amplitude et une porteuse commune [12] [13] :

— Équations des modulatrices :

$$\begin{aligned} v_{mA} &= \hat{V}_m \cdot \sin(2 \cdot \Pi \cdot f \cdot t) \\ v_{mB} &= \hat{V}_m \cdot \sin(2 \cdot \Pi \cdot f \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{mC} &= \hat{V}_m \cdot \sin(2 \cdot \Pi \cdot f \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned}$$

— Équation de la porteuse :

$$v_p = \begin{cases} \hat{V}_p \cdot (-1 + 4 \cdot \frac{t}{T_p}) & \text{si } t \in [0, \frac{T_p}{2}] \\ \hat{V}_p \cdot (3 - 4 \cdot \frac{t}{T_p}) & \text{si } t \in [\frac{T_p}{2}, T_p] \end{cases}$$

— États des interrupteurs :

$$S_i = \begin{cases} +1 & \text{si } (v_{mi} - v_p) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (v_{mi} - v_p) < 0 \end{cases}$$

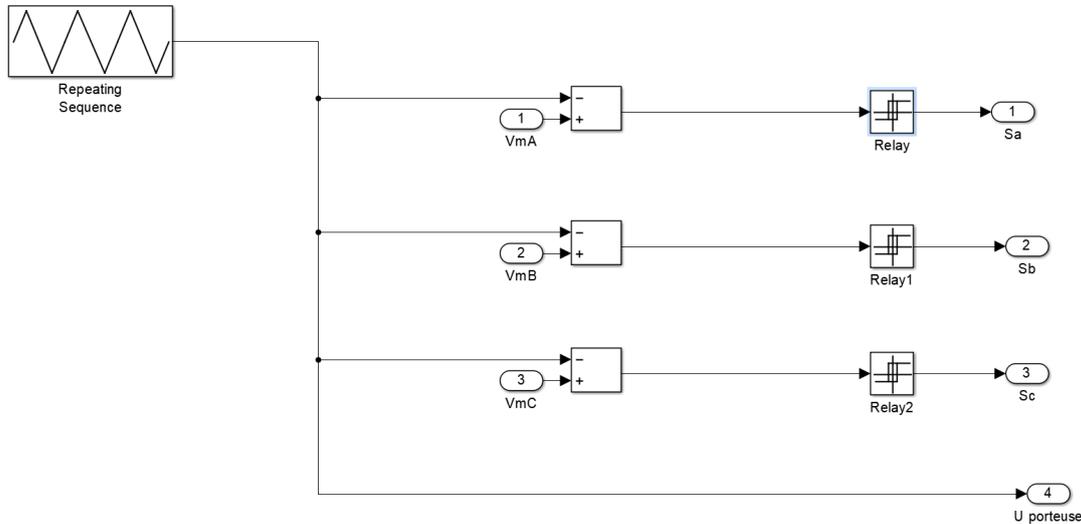


FIGURE 1.15 – Modèle de la MLI sinus-triangle triphasé

1.8 Résultats de simulation et expérimentaux de l'association alimentation-moteur asynchrone

Résultats des simulations

Afin d'étudier les performances de l'association [moteur asynchrone + onduleur de tension] et de valider les modèles définis, en vue de leur utilisation lors de la synthèse des

stratégies de commande qui seront développées dans les chapitres suivants, nous avons envisagé une série de simulations. L'ensemble a été soumis à une tension continue de 220Volts, les trois modulatrices étant caractérisées par des amplitudes de 333 Volts et une fréquence de 50Hertz, quant à la porteuse, nous avons réglé la valeur de sa fréquence à 5 kHz, d'où un indice de modulation $m = 100$, et ajusté son coefficient de réglage à $r = 0,85$.

Les simulations réalisées ont pour objets :

- le démarrage direct du processus [moteur + onduleur] à vide
- le démarrage direct du processus [moteur + onduleur] en charge, suivi de l'application brusque puis la suppression d'un échelon de couple résistant de 5 N.m aux instants respectifs $t = 1.2$ seconde et $t = 1.6$ seconde.

Les figures illustrent les résultats obtenus, les conditions de simulations sont citées dans **l'annexe A** .

Interpretations :

les courbes obtenues illustrent l'évolution des grandeurs suivantes : vitesse, courant statorique , couple électromagnétique, les flux et les courants statorique direct et de quadrature.

Lors du démarrage, la vitesse se stabilise à la valeur de synchronisme 157 rad/s, après un régime transitoire caractérisé par un temps de réponse de 0.5 s , et le courant statorique démarre avec une valeur de 16.45 Amperes (environ 4.4 fois de courant nominal), puis de 3A en régime permanent.

La valeur du couple électromagnétique développé à la mise sous tension est de 22.5 N.m, mais on note sa nature fortement oscillatoire lors de la phase de démarrage. Ces oscillations sont dues aux harmoniques de courant injectés dans les enroulements du moteur et ayant pour cause les commutations de l'onduleur.

Les valeurs des flux magnétiques, en régime établi, sont respectivement à vide et en présence de la charge 0.40Wb et 0.36Wb pour la composante directe, 0.11Wb et 0.02Wb pour la composante de quadrature. L'intensité du courant statorique direct est de 16.5A lors du décollage, puis présente des oscillations autour de 4A. La présence de la charge ne l'affectant que très faiblement. Quant à la composante de quadrature de ce courant, sa pointe lors du démarrage est de 16 A, puis s'annule pratiquement, par contre on observe sa grande sensibilité lors de l'application de la charge, sa valeur en régime permanent s'établit à 6 A. Lors de l'application brusque du couple de charge puis sa suppression, on observe une diminution de la vitesse de rotation, celle-ci évolue pratiquement depuis la valeur de synchronisme vers une valeur évaluée à 145 rad/s, puis y revient une fois le couple de charge supprimé. Le courant statorique absorbé par le moteur est alors de 4.5A. Les courbes de courant statorique montrent des allures très proches de l'onde sinusoïdale, et surtout en charge, illustrant ainsi le rôle joué par l'onduleur et sa commande MLI.

1.8.1 Résultats de simulation de l'association [Onduleur-MAS] a vide

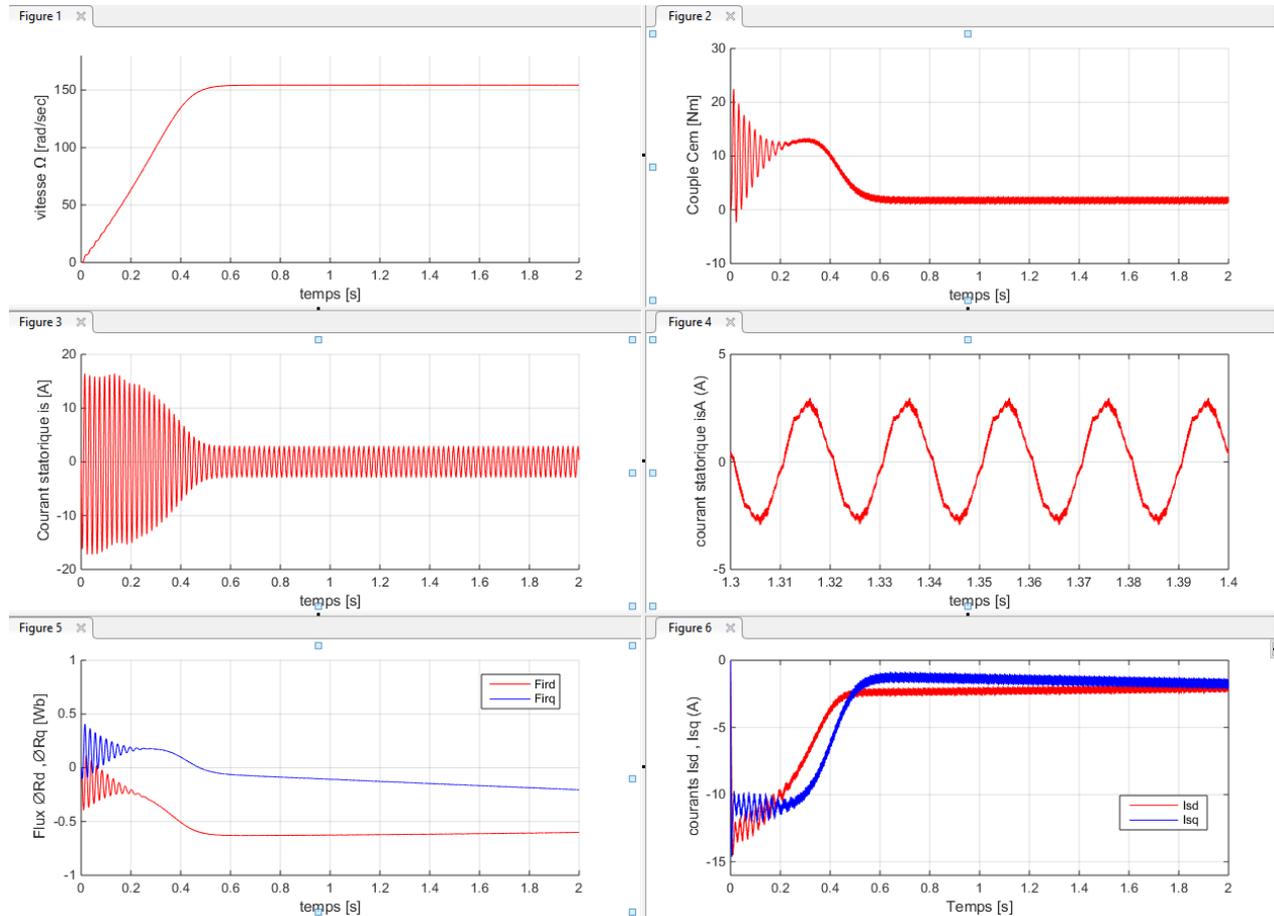


FIGURE 1.16 – Démarrage direct du procédé [MAS + onduleur] à vide

1.8.2 Résultats de simulation de l'association [Onduleur-MAS] en charge

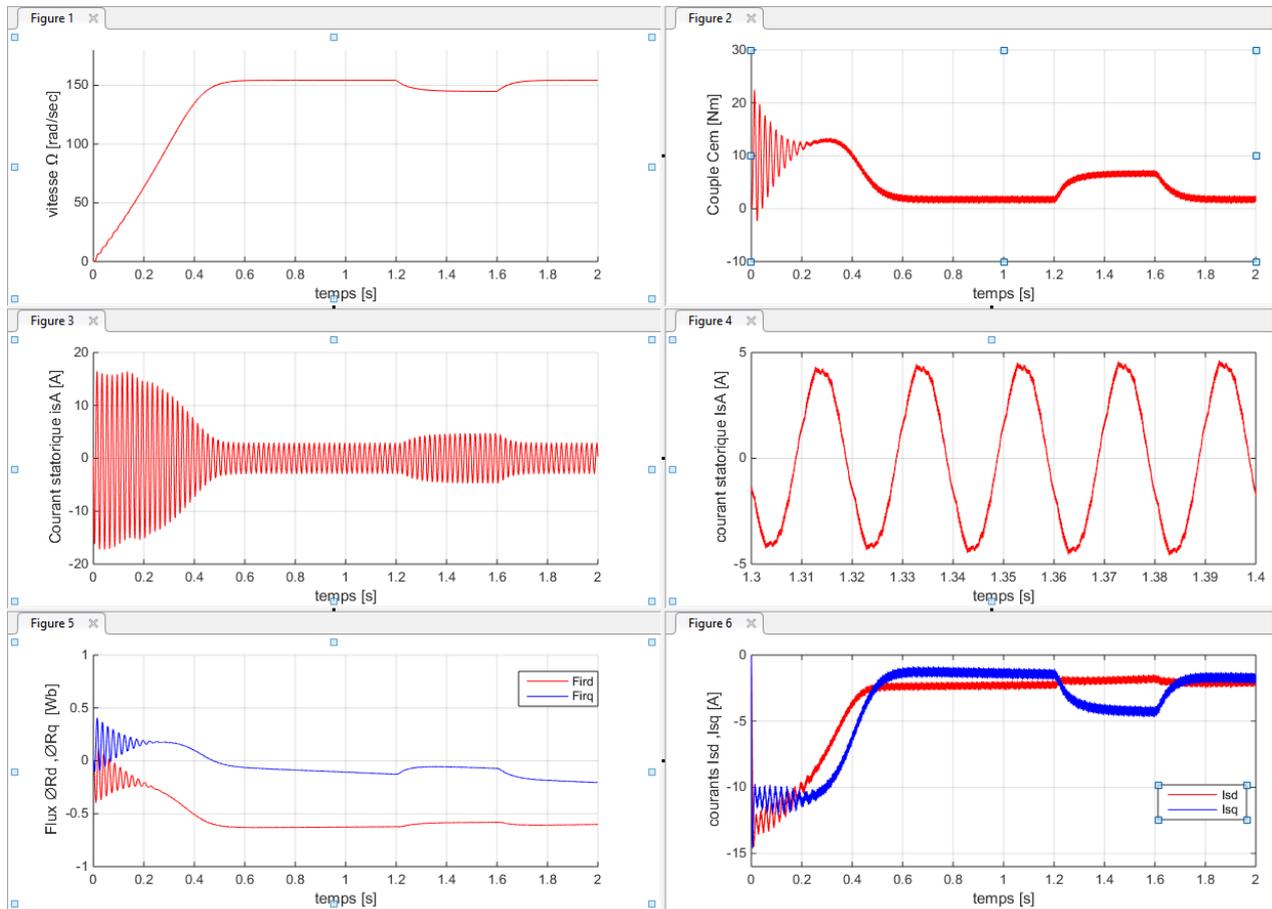


FIGURE 1.17 – Démarrage direct du procédé [MAS + onduleur] en charge et application d'un échelon de couple résistant de 5 N.m à 1.2 seconde, puis sa suppression à 1.6 seconde] à vide

1.9 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié la modélisation dynamique du moteur asynchrone ainsi que son alimentation, puis les équations du MAS dans le référentiel (d, q) ainsi que la représentation d'état dans le référentiel de Park.

Ensuite, on a défini une structure pour la chaîne de puissance du procédé que nous nous proposons de commander par la suite. Cette chaîne est constituée d'une alimentation construite autour d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux et d'un moteur asynchrone. Nous avons donc réalisé une modélisation du moteur à l'aide de la transformation matricielle triphasée/diphasee de Park, ceci en s'appuyant sur une série d'hypothèses simplificatrices.

Enfin, nous décrivons brièvement la modélisation du convertisseur DC-AC et la commande PWM sinusoïdale-delta associée. Pour vérifier la proximité du modèle obtenu avec la réalité physique du comportement du moteur, une série de simulations a été envisagée. Le modèle proposé du moteur à induction et son association avec l'alimentation faite par l'onduleur et sa commande PWM ont donné des résultats satisfaisants et ils seront réservés à des fins de test et de validation des modèles développés dans le cadre de ce travail. Diverses simulations des stratégies de contrôle.

Les résultats obtenus mettent en évidence des non-linéarités, ainsi qu'un fort couplage entre les deux composantes du courant et le couple. Il est donc indispensable, en vue de réaliser une commande ayant de bonnes performances dynamiques de rendre leur contrôle indépendant.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui est actuellement la technique la plus employée dans les applications de vitesse variable exigeant de hautes performances

Chapitre 2

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

2.1 Introduction

Les moteurs à courant continu (MCC) représentent toujours une grande partie du marché des variateurs de vitesse robotiques. La machine de série est utilisée pour Trac-tion électrique et à excitation séparée pour robots. Cette unité nécessite maintenance relativement lourde avec un faible rapport puissance/poids et un faible coût surpasse les autres machines, telles que les machines synchrones ou asynchrones.

La difficulté de commander une machine synchrone réside dans le fait que le modèle mathématique de Park est non linéaire multi-variable et fortement couplé.

En 1971, les chercheurs allemands Blashke et Haas ont proposé une nouvelle théorie Contrôle par orientation de champ, où le vecteur courant stator sera décomposé en deux composantes, l'une assurant le contrôle du flux et l'autre agissant sur le couple Et faites-la-lui même dynamique que le moteur à courant continu (MCC). Cette technique est appelée contrôle vectoriel. Il existe des stratégies de contrôle vectoriel de la magnéto synchrone Dépend en permanence de la manière dont le couple électromagnétique est généré [12] [2].

La difficulté principale, étant le couplage complexe existant entre le flux et le couple, la commande à flux orienté a permis de surmonter ce handicap pour obtenir des performances de commande comparables, ou même supérieures, à celle du moteur à courant continu. Son principe repose sur une notion élémentaire de l'électromagnétisme, à savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant électrique et placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ magnétique. Il en résulte que l'amplitude de cette force sera maximale, pour les intensités du courant et du champ données, quand le vecteur courant sera orthogonal au vecteur champ. Elle permet d'avoir une dynamique plus rapide et une précision de couple meilleure. Cependant elle nécessite une puissance de calcul importante lors de son implantation en temps réel de la part de l'organe de commande (microcontrôleurs, DSP). Nous nous intéressons dans ce chapitre à l'élaboration d'une commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec orientation du flux rotorique [12].

Nous débuterons par la mise en évidence du principe de l'orientation du flux, puis nous donnerons une description de la technique de compensation statique dont l'objectif est de découpler les actions mutuelles des deux axes en quadrature d et q.

Puis nous résumerons les principes et structures des méthodes de commande vectorielles directe et indirecte, et citerons les principaux problèmes posés par ce type de commande. Nous donnons les calculs relatifs au dimensionnement des différents régulateurs nécessaires. Ainsi pour la régulation de vitesse, nous avons également défini deux organes de contrôle : un contrôleur de type PI, et une de ses nombreuses variantes, soit une structure IP afin d'améliorer les performances de la commande envisagée. Une comparaison entre ces deux organes de contrôle est réalisée.

En fin du présent chapitre nous avons implanté une commande vectorielle indirecte dans un schéma de simulation dans l'environnement **MATLAB / SIMULINK** et effectué une série de tests afin de valider la structure proposée. Ainsi nous avons réalisé plusieurs simulations ayant pour motivations l'étude du comportement du processus [moteur asynchrone + onduleur] équipé de la commande vectorielle, en poursuite, en régulation et lors de variations des paramètres du moteur (en particulier le moment d'inertie et la résistance rotorique).

2.2 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

2.2.1 Objectifs du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables I_d et I_q , nous laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application.

L'objectif principal de la commande vectorielle des **MSAP** est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané des courants I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q dans une plage de vitesse donnée.

Dans les machines à rotor lisse ($L_d = L_q$) où le couple ne dépend que de la composante en quadrature $C_{em} = p \cdot \varphi_s \cdot I_q$ la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro ($I_q = 0$) [6] [14]

Mais pour pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal.

Il existe trois types de commande vectorielle :

- Commande vectorielle directe.
- Commande vectorielle indirecte.
- Commande vectorielle simplifiée

2.2.2 Principe de l'orientation du flux rotorique

Un choix adéquat du référentiel (d-q) de manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d) permet d'obtenir une expression de couple dans laquelle deux i_{ds}, i_{qs} courants orthogonaux interviennent ; le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple.

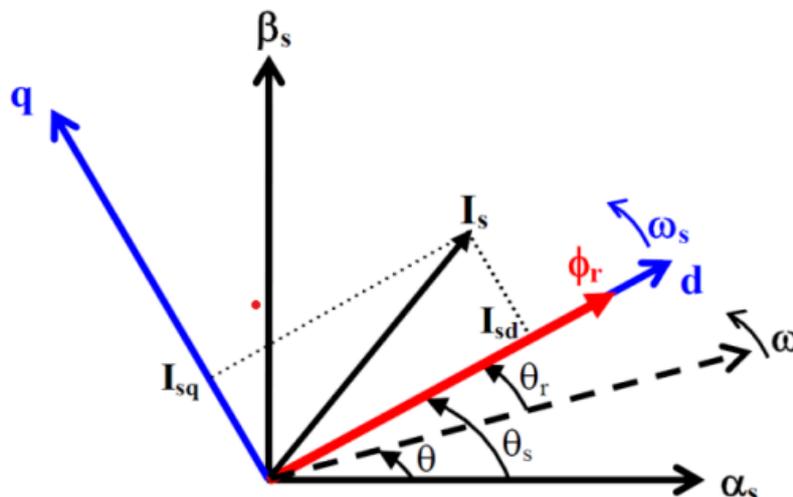


FIGURE 2.1 – Principe de la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique.

L'application du principe de la commande vectorielle permet de donner :

$$\begin{cases} \varphi_{rq} = 0 \\ \varphi_{rd} = \varphi_r \end{cases}$$

Dans ces conditions, la loi de mailles au rotor devient :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \varphi_r \varphi_{rd} \end{cases}$$

Alors que l'expression du couple électromagnétique se réduit à :

$$C_{em} = \frac{3}{2} np \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} i_{sq}$$

Nous constatons que si le flux (φ_r) constant, le couple est directement proportionnel à (i_{sq})

Donc, l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage).

L'estime du flux rotorique donne :

$$\frac{d}{dt} \hat{\varphi}_r = -\frac{1}{T_r} (\hat{\varphi}_r - M i_{sd})$$

A partir des relations (3) et (4), on peut remarquer que le niveau du flux rotorique dépend de la composante directe i_{sd} , alors que le couple électromagnétique est gouverné par la composante quadratique i_{sq} , si le flux rotorique est maintenu constant [6] [14] [15].

2.2.3 Découplage par compensation des commandes des axes d et q

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse $\frac{d}{dt} \varphi_{rd} = 0$ par rapport aux courants, alors les équations de tensions sont réécrites en introduisant l'opérateur de Laplace s de la manière suivante [18] :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases}$$

Les deux nouvelles variables de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* telles que :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds}^* - e_{sd} \\ V_{qs} = V_{qs}^* - e_{sq} \end{cases}$$

Avec

$$\begin{cases} e_{sd} = \frac{MR_r}{L_r^2} \varphi_r + \omega_r \sigma L_s i_{sq} \\ e_{sq} = -\omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M^2}{T_r L_r} i_{sq} \end{cases}$$

Et

$$\begin{cases} V_{ds}^* = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} \\ V_{qs}^* = (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} \end{cases}$$

Designant les variables de commande ou de référence.

Ainsi donc les actions sur les axes sont donc decouplees comme representees sur le schema de la figure

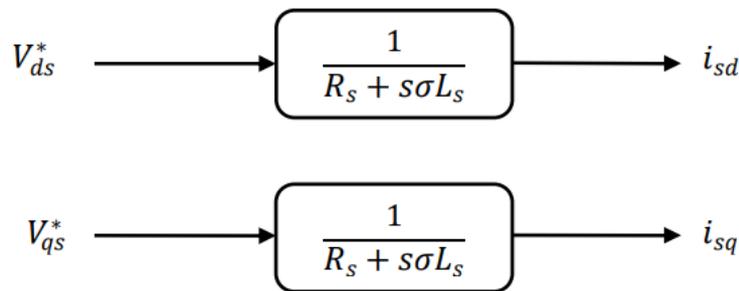


FIGURE 2.2 –

Nouvelles commandes obtenues Les tensions et sont alors reconstituees à partir des tensions et (figure)

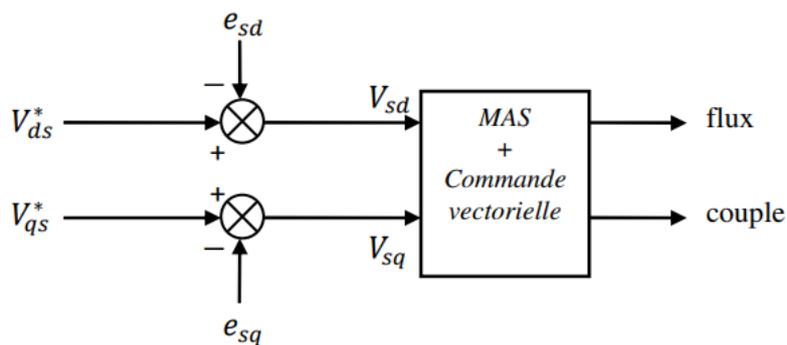


FIGURE 2.3 –

Reconstitution des tensions

La figure suivante représente le schéma de principe de la commande vectorielle :

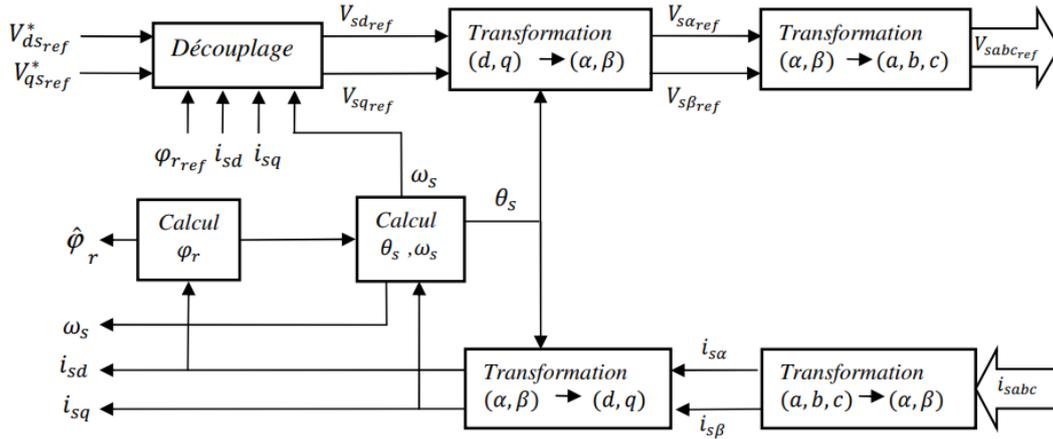


FIGURE 2.4 – Schéma de principe de la commande vectorielle

2.2.4 Commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique (DRFO)

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes $\varphi_{r\beta}$ et $\varphi_{r\alpha}$ de manière à en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique. D'autre part, les signaux captés sont entachés de bruits engendrés par les encoches et nécessitent des filtres ajustables. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation [16] [17].

Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine

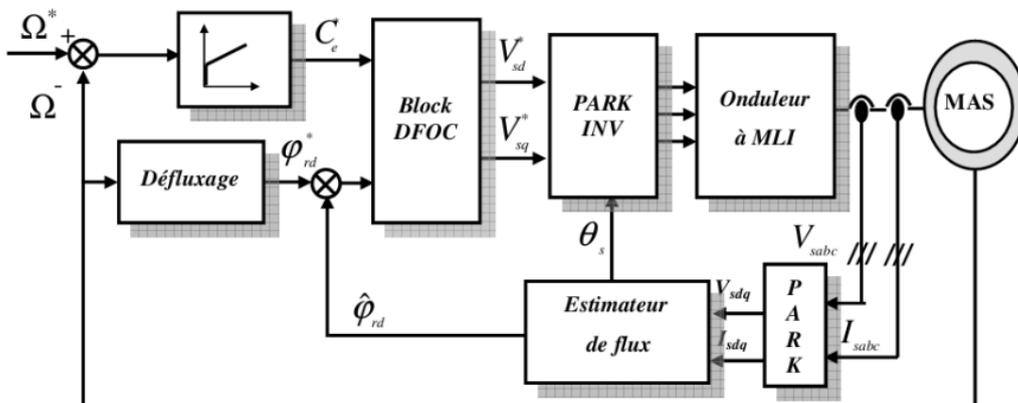


FIGURE 2.5 – Structure générale de la commande vectorielle directe

2.2.5 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO)

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique, on a donc besoin ni de capteur, ni d'estimation ou d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor/vitesse. Une mauvaise information sur la vitesse peut nuire à la détermination de la position du flux dans la commande indirecte [16] [17].

En plus, cette commande est très sensible aux variations paramétriques et en particulier la constante de temps rotorique c'est-à-dire R_r qui intervient sur la définition de ω_s

Ceci étant exprimé par la relation

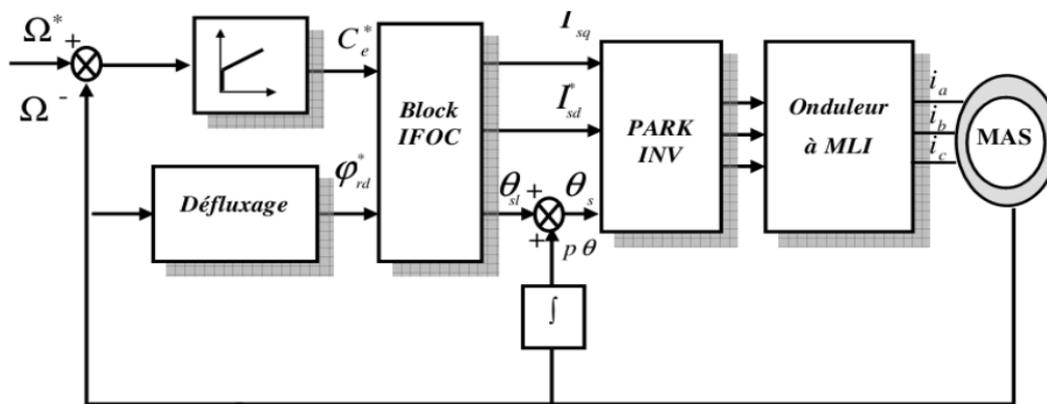


FIGURE 2.6 – Structure générale de la commande vectorielle indirecte

2.2.6 Synthèse des régulateurs dans une commande IRFO

Nous avons privilégié pour les simulations envisagées une commande vectorielle indirecte, avec orientation du flux rotorique, ceci pour sa simplicité de mise œuvre et ses bonnes performances. Aussi nous proposons pour chacune des boucles de régulation un contrôleur classique de type PI (Proportionnel et Intégrateur) [12].

Cet organe de commande est caractérisé par une action proportionnelle afin de régler la rapidité avec laquelle la régulation doit être effectuée, et une action intégrale dont le but est d'annuler l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

Une action dérivée est à écarter car bien que permettant d'anticiper et d'accélérer la dynamique du système contrôlé, elle a l'inconvénient majeur d'amplifier les bruits. De plus, nous envisageons d'employer une structure particulière dite IP, variante du classique régulateur PI qui permet de supprimer l'effet du zéro apparaissant dans le numérateur de la fonction de transfert de la boucle de régulation et limitant les dépassements de la réponse du procédé à contrôler [12].

2.2.6.1 Régulateurs PI de courant :

Pour les courants, direct et de quadrature, nous mettons en évidence deux boucles de régulation symétriques munit de régulateurs définis par les paramètres et

Considérons l'axe direct, la relation est la suivante [12] :

$$\frac{I_{Sd}}{V_{Sd1}} = \frac{1}{R_s \cdot (1 + \sigma \cdot T_s \cdot s)}$$

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant direct est représenté sur la figure 2.7

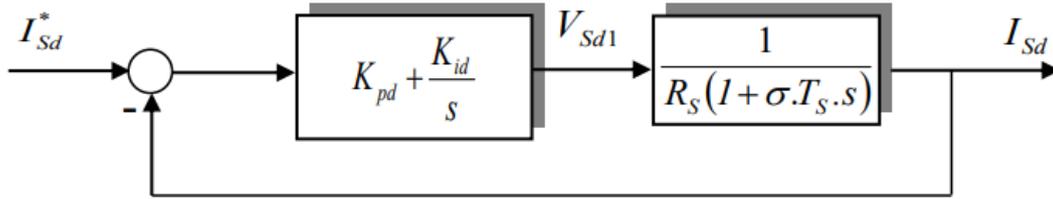


FIGURE 2.7 – Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{dO}(s) = \frac{I_{Sd}}{I_{Sd}^*} = \frac{K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}}{R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s}$$

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert de la forme :

$$G_{dF}(s) = \frac{I_{Sd}}{I_{Sd}^*} = \frac{\frac{K_{pd} \cdot s + K_{id}}{\sigma \cdot L_s}}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pd}}{\sigma \cdot L_s}\right) \cdot s + \frac{K_{id}}{\sigma \cdot L_s}}$$

$$G_{dF}(s) = \frac{I_{Sd}}{I_{Sd}^*} = \frac{\frac{K_{pd} \cdot s + K_{id}}{\sigma \cdot L_s}}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pd}}{\sigma \cdot L_s}\right) \cdot s + \frac{K_{id}}{\sigma \cdot L_s}}$$

Son polynôme caractéristique met en évidence une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pd}}{\sigma \cdot L_s}\right) \cdot s + \frac{K_{id}}{\sigma \cdot L_s}$$

Imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives tels que :

$$s_{1,2} = \rho_d(-1 \pm j)$$

Le polynôme définissant la dynamique désirée prend alors la forme suivante :

$$P_d(s) = s^2 + 2 \cdot \rho_d \cdot s + 2 \cdot \rho_d^2$$

On obtient les expressions donnant les paramètres du régulateur en identifiant terme à terme les deux équations précédentes :

$$K_{pd} = 2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \rho_d - R_s$$

$$K_{id} = 2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \rho_d^2$$

En choisissant des dynamiques identiques pour les deux boucles de courant :

$$K_{pd} = K_{pq} \quad \text{et} \quad K_{id} = K_{iq}$$

2.2.6.2 Régulateur PI de vitesse :

La boucle externe de régulation de vitesse sera définie par les paramètres (K_{pw}, K_{iw}) . On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la relation liant la vitesse au couple électromagnétique [12] :

$$\frac{\Omega}{C_{em} - C_R} = \frac{1}{(f_v + J.s)}$$

La figure montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse :

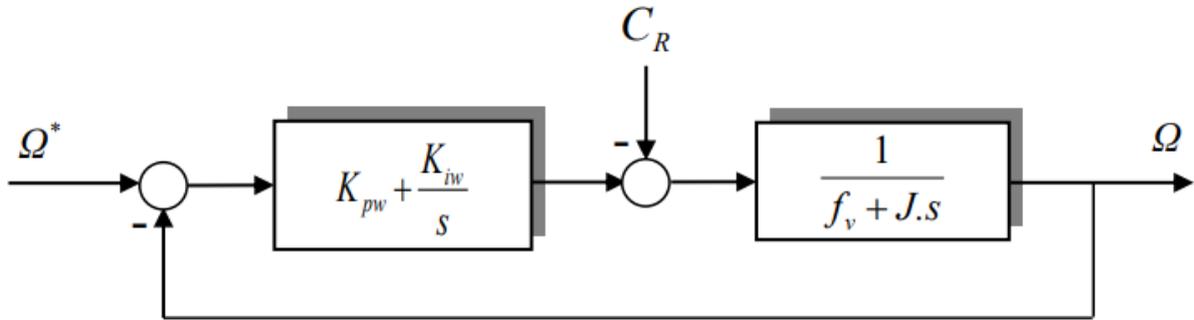


FIGURE 2.8 –

D'où nous pouvons déduire l'expression de la vitesse de rotation :

$$\Omega = \frac{1}{f_v + J.s} \cdot \left(K_{pw} + \frac{K_{id}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{f_v + J.s} \cdot C_R$$

Après arrangement on obtient une nouvelle forme pour l'écriture de la vitesse :

$$\Omega = \frac{\frac{K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s}}{J}}{s^2 + \left(\frac{K_{pw} + f_v}{J} \right) \cdot s + \frac{K_{iw}}{J}} \cdot \Omega^* - \frac{s}{s^2 + \left(\frac{K_{pw} + f_v}{J} \right) \cdot s + \frac{K_{iw}}{J}} \cdot C_R$$

Ce qui fait apparaître un polynôme caractéristique définissant également une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{K_{pw} + f_v}{J} \right) \cdot s + \frac{K_{iw}}{J}$$

De la même manière que précédemment, imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives et identifions terme à terme les polynômes caractéristiques et désirés. On peut alors exprimer les paramètres du régulateur de vitesse par les relations suivantes :

$$K_{pw} = 2.\rho_w.J - f_v$$

$$K_{iw} = 2.\rho_w^2.J$$

2.2.6.3 Régulateur IP de vitesse

L'emploi d'un régulateur PI pour le contrôle de la vitesse de rotation montre la présence d'un zéro dans l'expression *, nous proposons l'emploi d'une structure de type IP afin de supprimer son effet. Notons que cette variante du régulateur PI a également pour conséquence de diminuer l'importance des dépassements [12].

La figure illustre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse avec une structure IP

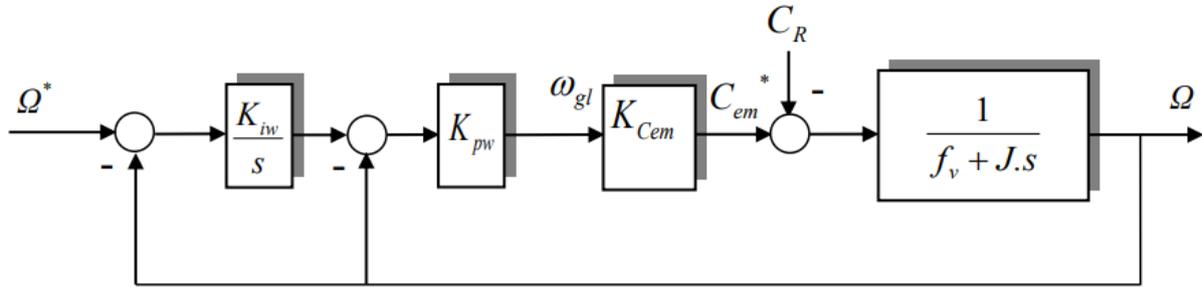


FIGURE 2.9 – Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'une structure IP

Les paramètres de la structure sont déterminés par les relations suivantes :

$$K_{pw} = \frac{2.\rho_w.J.\omega_{Nw} - f_v}{K_{cem}}$$

$$K_{iw} = \frac{J.(\omega_{Nw})^2}{p.K_{cem}.K_{pw}}$$

Représentant la constante du couple électromagnétique dont l'expression est :

$$K_{Cem} = \frac{C_{em}}{\omega_{gl}} = p.\frac{\phi_R^2}{R_R}$$

2.2.7 Structure de la commande vectorielle indirecte

La figure représente un exemple de structure d'une commande vectorielle indirecte pour la régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé [12].

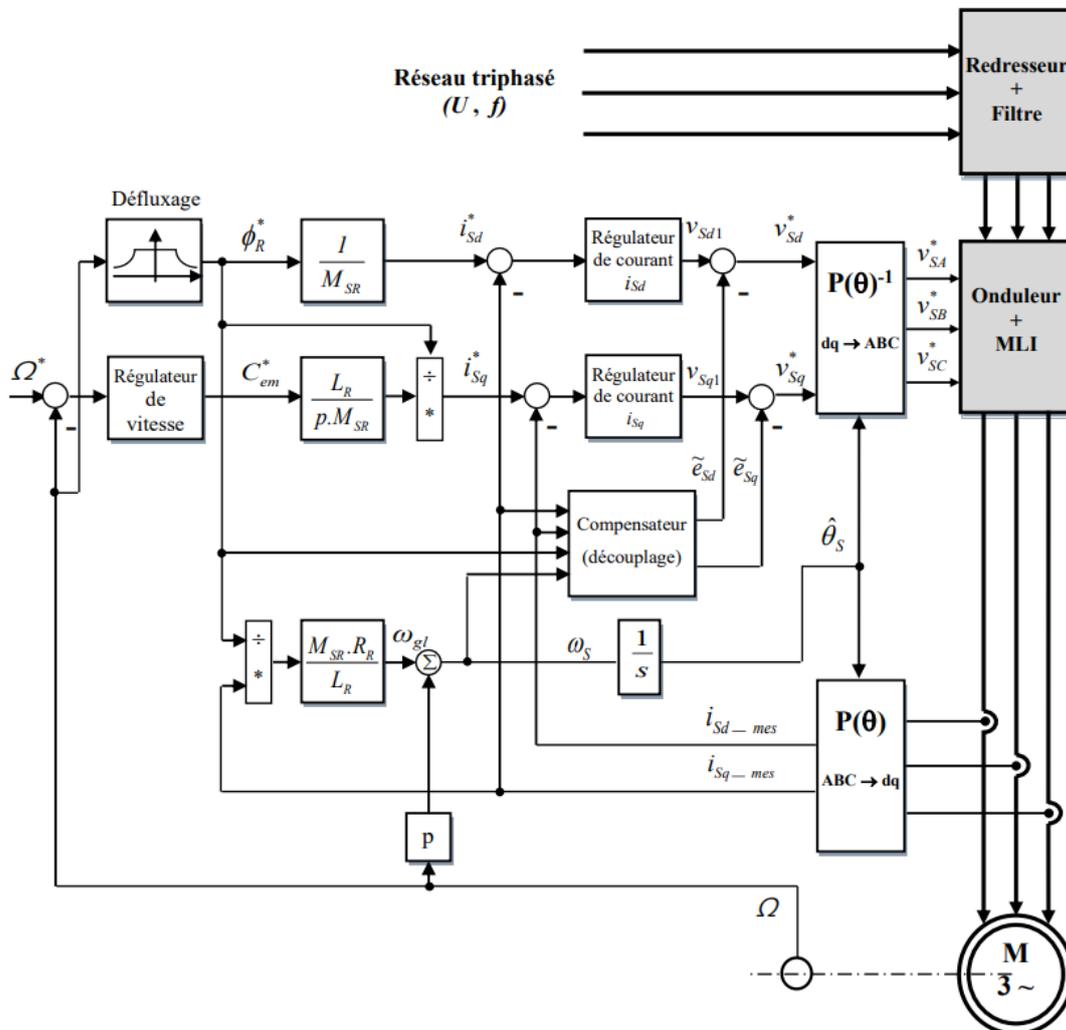


FIGURE 2.10 – Schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte pour moteur asynchrone

A noter qu'il n'y a pas de boucle de régulation du flux rotor, ce qui Contrôle en boucle ouverte. En revanche, pour les méthodes directes, utilisez un bloc Pour imposer un flux démagnétisant référencé par le flux rotor, le bloc de compensation assure Découplage des deux axes d et q, des deux boucles de courant, des modules de transformation de Park aller et retour, et enfin de la boucle de régulation de vitesse externe.

Le contrôle vectoriel indirect est le plus simple à mettre en œuvre, et en fait son principal avantage est qu'il ne nécessite pas de réglage du flux rotorique.

Les deux techniques de lutte antivectorielle donnent des résultats presque similaires, La raison en est que pour la méthode directe, l'estimation du débit est basée sur les mêmes paramètres que ceux utilisés dans le cas du contrôle indirect.

Les limitations doivent être prises en compte dans la boucle de régulation actuelle, leur sortie représentant l'image des tensions stator triphasées à appliquer au moteur, elles La valeur maximale autorisée par le variateur ne doit pas être dépassée.

2.3 Avantages et limites de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

2.3.1 Avantages et limites de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

2.3.2 Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle estimé.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

2.4 Résultats de simulation et expérimentaux de la commande vectorielle IRFO

2.4.1 Contrôle de la vitesse par régulation PI : Dimensionnement

Le schéma de réglage en cascade retenu nécessite, pour un bon fonctionnement, que la boucle interne (de courant) soit plus rapide que la boucle externe (de vitesse). Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant I_q . Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence de la boucle interne (courant I_q). La chaîne de régulation de vitesse peut être ainsi représentée par le schéma suivant :

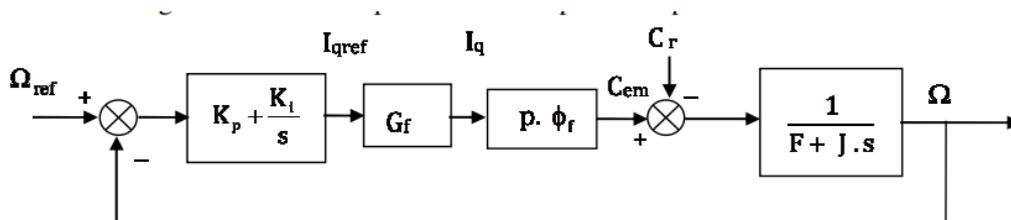


FIGURE 2.11 – Boucle de régulation de vitesse

$G_f = 1$ Fonction de transfert de la boucle du courant I_q en régime permanent.

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte « FTBO » lorsque $Cr=0$ est donnée par :

$$FTBO(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{J \cdot s + F} \right) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s \cdot (J \cdot s + F)}$$

Le coefficient ($p \cdot \phi_f$) est inclus dans le régulateur. La fonction de transfert en boucle fermée « FTBF » est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} \cdot s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{F+K_p}{K_i} \cdot s + 1}$$

Dans le cas d'un système régulé régit par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur K_p, K_i seront en fonction de deux grandeurs :

- • Coefficient d'amortissement : ξ
- • Pulsation naturelle (propre non amortie) : ω_n

En identifiant la FTBF (s) à la forme standard d'un système de second ordre $F(s)$, tel que :

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} \cdot s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot s + 1}$$

L'identification des gains du régulateur PI est obtenue en comparant les deux dénominateurs, d'où les paramètres du correcteur seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} \frac{F+K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\xi K_i - F \omega_n}{\omega_n} \\ K_i = J \omega_n^2 \end{cases}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 0.707$ et une pulsation naturelle $\omega_n = 100$ rad/s, on obtient :

$$\begin{cases} K_p \approx 0.00215 \\ K_i \approx 0.176 \end{cases}$$

2.4.2 Profils de poursuite et de régulation

Nous avons effectué plusieurs séries de simulations numériques pour mettre en évidence Caractéristiques de la commande vectorielle, mais aussi les inconvénients. Ceux-ci seront Retenus au chapitre suivant dans les mêmes conditions pour permettre Comparaison des différentes stratégies de contrôle envisagées dans ce travail.

Dans ce chapitre, ces simulations ont deux motivations principales :

- Vérifier les performances associées entre le moteur asynchrone et son variateur et contrôle vectoriel indirect, sur une trajectoire de vitesse prédéfinie ;
- Vérification de la robustesse aux variations des paramètres moteur, notamment les variations des paramètres de résistance rotorique.

Remarques :

- On a ajouté un filtre destiné à protéger le système est introduit au niveau des consignes de vitesse afin d'adoucir les commandes lors des régimes transitoires, ce qui revient à imposer un modèle de poursuite.
- Aussi nous proposons un benchmark pour l'analyse des performances en poursuite pour différentes consignes de vitesse :

- Une consigne rectangulaire faite d'échelon de 100 rad/s à l'instant $t = 0.2$ s jusqu'à $t=2$ s

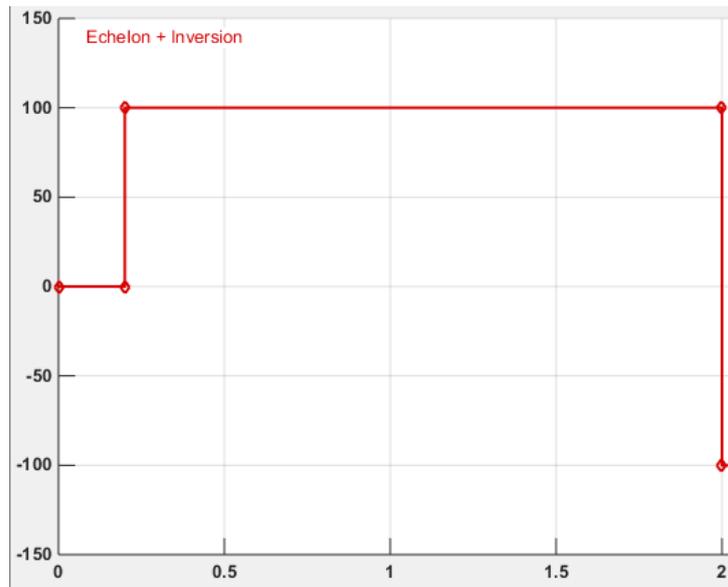


FIGURE 2.12 – Signal Builder de Benchmark échelon de 100 rad/s

- Une consigne rectangulaire faite d'échelon de 100 rad/s suivi par une inversion du sens de rotation à -100 rad/s à l'instant $t = 2$ s jusqu'à $t=3.8$ s

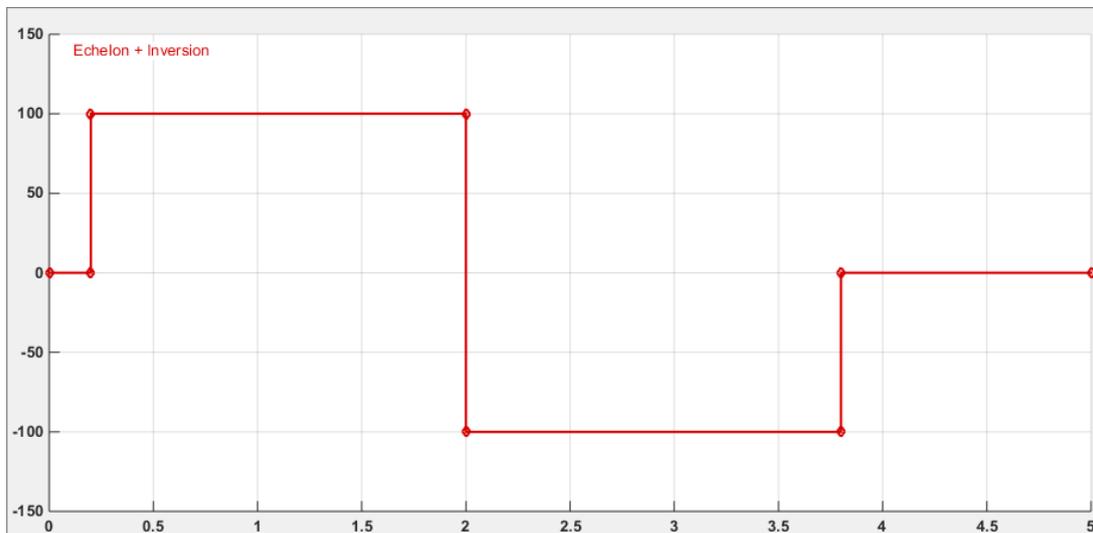


FIGURE 2.13 – Signal Builder de Benchmark

- L'influence de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, et en particulier de la résistance rotorique est montrée pour de faibles variations de 0, 10 et 20

2.4.3 Résultats de simulation

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour le moteur asynchrone et l'onduleur équipés de la commande vectorielle indirecte développée dans le présent chapitre sont :

2.4.3.1 Test de poursuite :

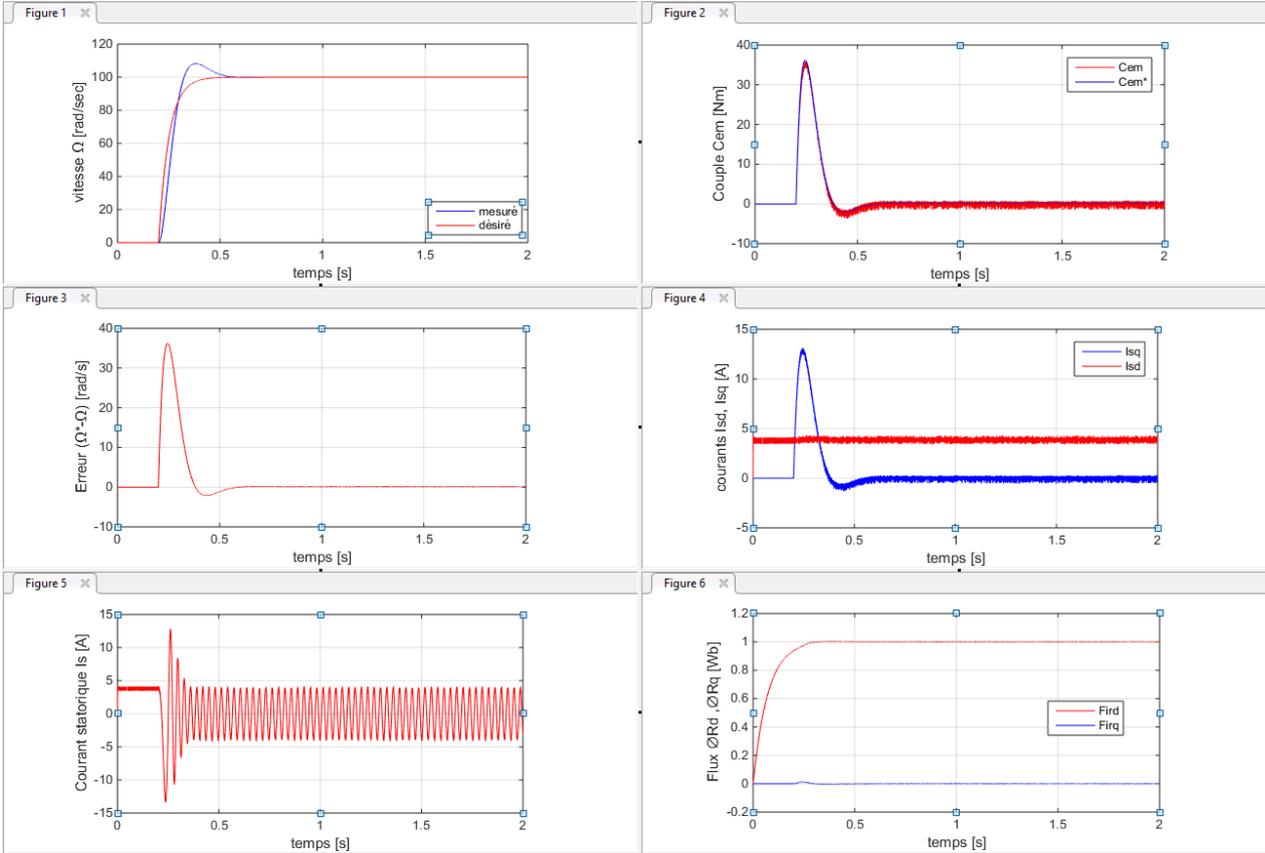


FIGURE 2.14 – Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s

2.4.3.2 Test de poursuite :

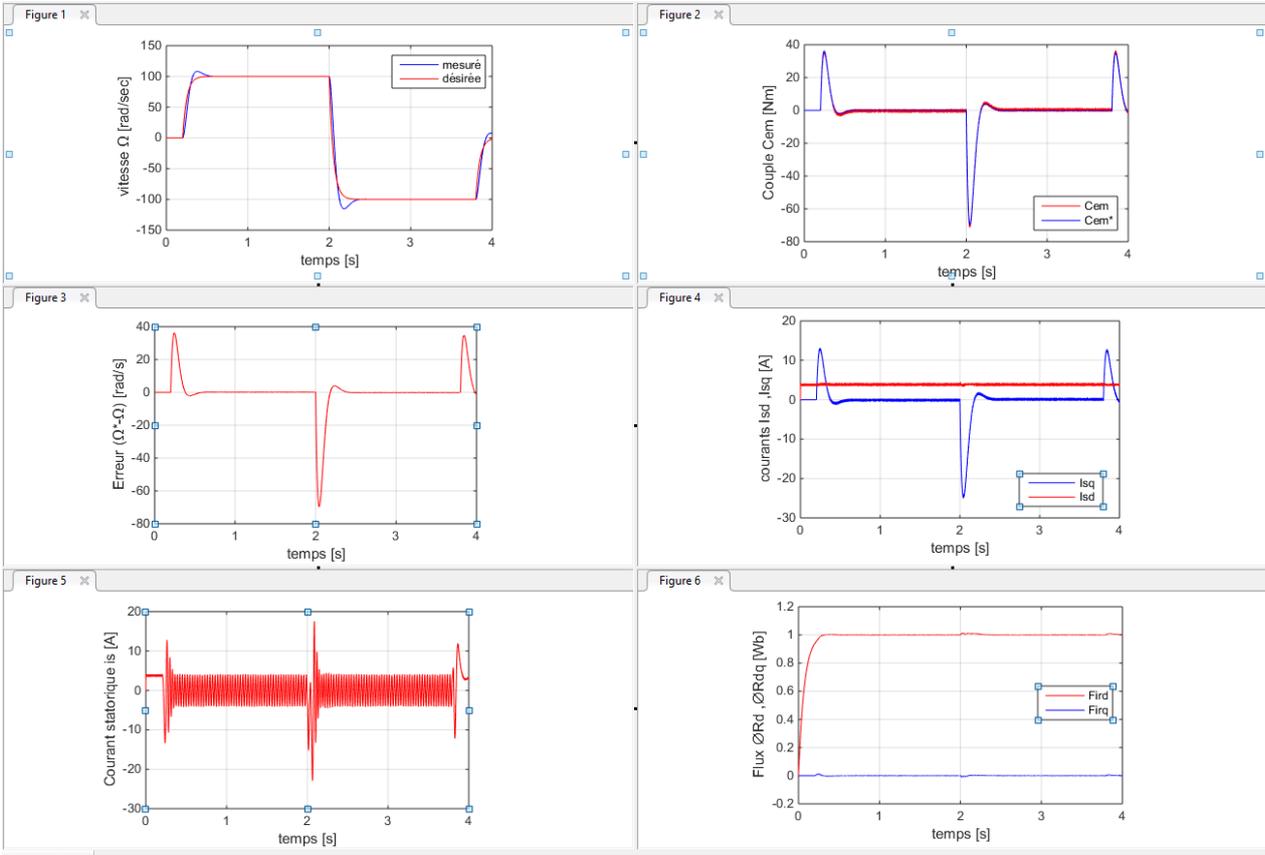


FIGURE 2.15 – Inversion de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s

2.4.3.3 Test de régulation :

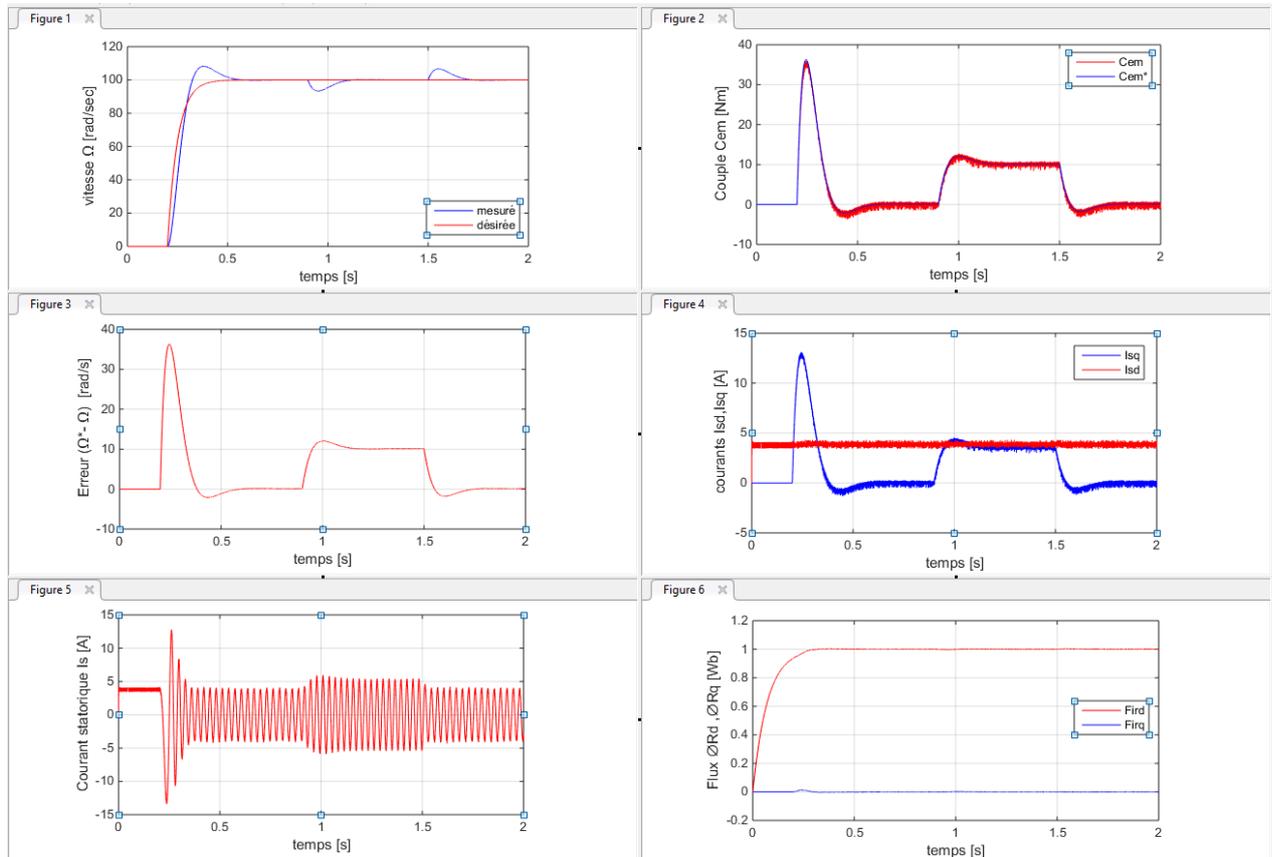


FIGURE 2.16 – Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm a 0,9 s et 1,5s

2.4.3.4 Test de robustesse : Influence de la résistance rotorique

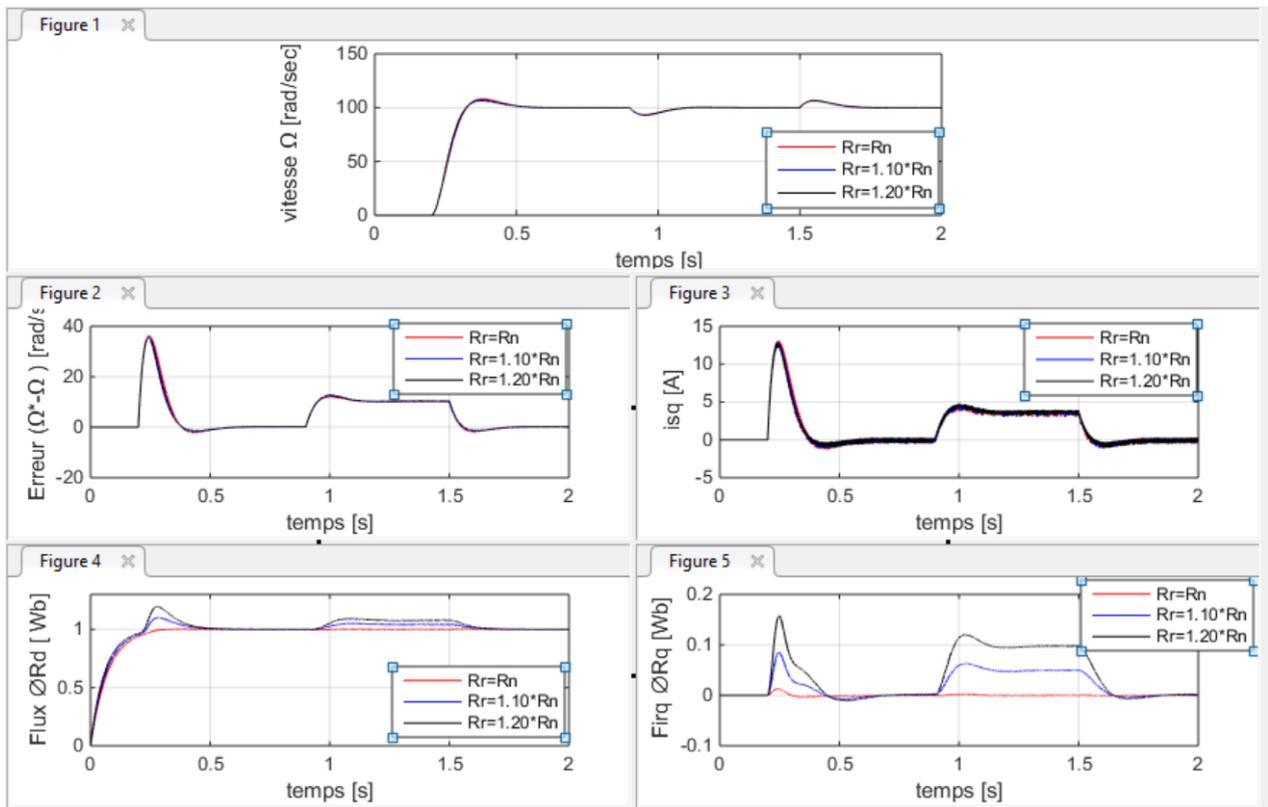


FIGURE 2.17 – Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm à 0,9 s et 1,5s avec $R_r = 1, 1,1, 1,2 R_n$

2.4.4 Interprétations :

D'après les résultats de la simulation, nous pouvons remarquer que le contrôle vectoriel a une structure de contrôle de vitesse de type IP. Pour différentes courbes, la vitesse de rotation suit relativement bien sa valeur de référence, avec une faible erreur de poursuite en phase transitoire et s'annule en régime établi. On observe une bonne orientation du flux rotorique sur l'axe rectiligne. Cela affecte le couple électromagnétique, qui suit parfaitement le couple de référence, représentant la loi de commande produite par le contrôleur. Les pics de courant et de couple au démarrage sont bien maîtrisés et inférieurs au procédé seul.

Lors de l'évolution de la consigne, notamment lors de l'inversion de rotation, Changer la direction du couple ne réduit pas la direction du flux magnétique.

On observe une bonne sensibilité aux perturbations de charge, avec un temps de rejet relativement faible. Aussi à l'application ou à la suppression du couple de charge le régulateur réagit instantanément sur le couple électromagnétique de référence, afin de produire selon le cas une accélération ou une décélération, et ainsi rejoindre la vitesse de consigne. On remarque également l'existence d'un couple électromagnétique à vitesse nulle.

Les variations de la résistance rotorique n'ont que très peu d'influence sur la vitesse et le courant I_{sq} . Par contre, ils influent sur l'orientation du flux pendant les phases transitoires.

2.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons abordé le contrôle vectoriel de flux des moteurs asynchrones triphasés. Cette technique permet de s'affranchir du découplage entre flux magnétique et couple électromagnétique, de sorte que toute action sur l'une de ces grandeurs affecte l'autre. Le principe est basé sur le modèle dynamique du moteur défini dans le référentiel diphasé de Park, et l'idée est de piloter le moteur asynchrone comme un moteur à courant continu à excitation indépendante.

Deux méthodes sont proposées, le contrôle vectoriel direct et indirect, le premier nécessite un contrôle de flux en boucle fermée, tandis que le seconde contrôle en boucle ouverte est effectué.

Les avantages de la commande vectorielle sont nombreux et on peut les citer en particulier : excellente réponse en vitesse sur une large plage de réglage, faible erreur de poursuite, contrôle satisfaisant du couple et du courant stator. En revanche, le talon d'Achille de cette technologie est sa faible robustesse aux variations des paramètres moteurs et des conditions de fonctionnement, notamment lors de l'utilisation de contrôleurs conventionnels.

Enfin, nous avons développé un modèle de contrôle vectoriel indirect dans l'environnement MATLAB/SIMULINK pour une série de simulations visant à Évaluez les performances de la technologie en matière de suivi, de réglage et face aux changements de paramètres. Il y a donc deux contrôleurs réguliers, l'un est de type PI et l'autre est Synthétiser à l'aide de la structure IP, puis comparer les consignes de vitesse Application du couple de pas et de charge. Contrôleur de type IP illustré La performance est meilleure que des produits similaires, nous le choisissons dans le but de Comparer avec les stratégies de contrôle définies dans les chapitres suivants.

Chapitre 3

Optimisation de la régulation par essaim de particules (PSO)

3.1 Introduction

Les problèmes d'optimisation occupent actuellement une place importante dans la communauté des ingénieurs, des scientifiques et des décideurs. De telles problématiques surviennent en effet dans leurs domaines d'activité très divers, comme la conception de systèmes mécaniques, électriques et électroniques, le traitement d'images ou la recherche opérationnelle.

Un problème d'optimisation est défini par un ensemble de variables, une fonction objective et un ensemble de contraintes. Un espace de recherche est un ensemble de solutions possibles à un problème. Résoudre un problème d'optimisation consiste à trouver la solution optimale (en minimisant et/ou en maximisant la fonction objective du problème proposé) tout en satisfaisant un ensemble de contraintes défini par l'utilisateur.

Certains problèmes d'optimisation sont qualifiés de difficiles, par exemple ceux qui présentent de nombreux extrema locaux, ou à cause d'un certain nombre de contraintes, telles que le temps de calcul souvent important, ou la difficulté, voire l'impossibilité dans certains cas, d'une définition séparée du problème. Leur résolution dans un temps raisonnable nécessite l'utilisation d'algorithmes sophistiqués, comme les méthodes approchées, appelées heuristiques et méta-heuristiques. Ces méthodes déterminent des solutions qui ne sont pas rigoureusement optimales, mais qui s'en approchent, en se basant généralement sur des phénomènes physiques, biologiques, socio-psychologiques, et peuvent faire appel au hasard

3.2 Méthodes méta-heuristiques

- **Heuristique** : du grec heuriskein, qui signifie " trouver ".
- **Meta** : veut dire " au-delà " ou " a un plus haut niveau ".

En effet, une heuristique est spécifique à un problème donné, Une métaheuristique est une méthode générique pouvant optimiser une large gamme de problèmes différents, sans nécessiter de changements profonds dans l'algorithme employé.

Les Méta-heuristiques sont des algorithmes stochastiques itératifs, qui progressent vers l'optimum par échantillonnage d'une fonction dite « objectif ». Elles se comportent comme des algorithmes de recherche, tentant d'apprendre les caractéristiques du problème afin d'en trouver une approximation de la meilleure solution. Il existe un grand nombre de Méta-heuristiques différentes **fig 3.1**. Allant de la simple recherche locale à des algorithmes complexes de recherche globale. Ces méthodes utilisent cependant un haut niveau d'abstraction. Leur permettant d'être adaptées à une large gamme de problèmes différents



FIGURE 3.1 – Méthodes d'optimisation exactes Méta-heuristiques
 Groupe de : oiseaux, poisson, fourmis, abeilles

Les Méta-heuristiques sont souvent inspirées par des systèmes naturels, qu'ils soient pris en physique (ex, le recuit simulé), en biologie (ex, les algorithmes génétiques, le système immunitaire), ou en éthologie (ex, colonies de fourmis, optimisation par essaims particuliers).

Ces dernières constituent à part entière une catégorie de méthodes de résolution que l'on peut nommer « les heuristiques biomimétiques ». Depuis longtemps déjà, ont été découverts les comportements variés des insectes et des animaux dans la nature. Les nuées d'oiseaux dans le ciel, le fourragement de nourriture des colonies de fourmis, les mouvements des bancs de poissons tourbillonnant en concert, etc. ces types de comportements sont qualifiés de comportements en essaim.

Depuis plus d'une quinzaine d'années les recherches dans ce domaine ont amené à étudier ces comportements afin de savoir comment ces populations interagissaient, accomplissaient des tâches et évoluaient. En informatique, ces recherches ont mené à des modélisations issues directement de ces comportements notamment le principe qu'un groupe d'entités plutôt simple et obéissant à des règles locales de coordination pour leurs déplacements sont capables d'engendrer des mouvements globaux beaucoup plus complexes. Ces modélisations sont caractéristiques par « l'intelligence en essaim » (ou swarm intelligence). L'organisation des populations en essaims est caractérisée par un phénomène de groupe, dont les particularités sont les suivantes :

- **a)** Information locale limitée : chaque individu possède une connaissance locale de son environnement et ne connaît rien de la fonction globale de la population.
- **b)** Des règles individuelles simples : chaque individu possède un jeu de règles comportementales simples limitées. Ce jeu de règles permet au groupe de coordonner ses actions collectivement et de construire une structure ou d'adopter une configu-

ration globale.

- c) La structure globale émergente accomplit une certaine fonction : cette structure permet au groupe de résoudre un problème. Pour cela, cette structure doit être :
 - Flexible (adaptabilité a l'environnement) ;
 - Robuste (adaptabilité aux erreurs de certains individus) ;
 - Stable (capacite de cohésion lorsque l'essaim est en mouvement, afin de discriminer les repulsions au profit des attractions). Par exemple, dans le cas d'une formation d'oiseaux migrateurs, chaque oiseau essaie simplement de rester près de son voisin tout en évitant la collision avec lui. De plus, contrairement à ce que l'on pourrait penser, il n'y a pas de chef. Chaque oiseau pouvant se trouver en tête de formation. Au milieu ou à l'arrière de la formation. Ce type de comportement permet aux oiseaux de se protéger des prédateurs (pour ceux situés au milieu) et d'améliorer la recherche de nourriture (l'ensemble profitant des yeux de chacun).

La forme caractéristique en V de telles populations n'est donc en rien calculée, elle résulte uniquement de l'émergence d'une forme stable étant données les quelques règles simples présentées. Des comportements similaires se retrouvent dans le vol en groupe chez les insectes notamment les criquets à la recherche de la nourriture, ou encore dans la nage collective de certaines espèces des poissons, par exemple pour la chasse en groupe, le banc de thons prend la forme d'un entonnoir, et pour échapper à un ennemi, le banc prend des mouvements d'explosion.

3.3 Principe de L'optimisation par essaim particulaire

L'Optimisation par Essaim Particulaire (OEP, ou PSO en anglais) a été proposée par (Kennedy et Eberhart 1995). Cette méthode est inspirée du comportement social des animaux évoluant en essaim.

Au départ, ils cherchaient à simuler la capacité des oiseaux à voler de façon synchrone et leur aptitude à changer brusquement de direction tout en restant en une formation optimale.

Les particules sont les individus et elles se déplacent dans l'hyperespace de recherche en se basant sur des informations limitées :

- **1.** Chaque particule est dotée d'une mémoire qui lui permet de mémoriser le meilleur point par lequel elle est déjà passée et elle a tendance à retourner vers ce point.
- **2.** Chaque particule est informée du meilleur point connu au sein de son voisinage et elle va tendre à aller vers ce point.

Chaque individu utilise donc, non seulement, sa propre mémoire, mais aussi l'information locale sur ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles simples, telles que " aller à la même vitesse que les autres ", " se déplacer dans la même direction " ou encore " rester proche de ses voisins " sont des exemples de comportements qui suffisent à maintenir la cohésion de l'essaim [19].

Le déplacement d'une particule est influencé par les trois types de comportement :

- **1-** Une composante physique : la particule tend à suivre sa propre voie ;
- **2-** Une composante cognitive : la particule tend à revenir vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée ;

- **3**-Une composante sociale : la particule tend à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins.

3.4 Formulation mathématique de l’algorithme PSO de base

Dans \mathfrak{R}^n (Espace de recherche de dimension n), la particule i (solution potentielle) de l’essaim est modélisée par son vecteur position x_i [19] :

$$x_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{in})$$

Et par son vecteur vitesse v_i :

$$v_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{in})$$

La qualité de sa position est déterminée par la valeur de la fonction objectif en ce point. Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée :

$$pbest_i = (pbest_{i1}, pbest_{i2}, \dots, pbest_{in})$$

La meilleure position atteinte par toutes les particules de l’essaim est notée :

$$gbest_j = (gbest_1, gbest_2, \dots, gbest_n)$$

Ainsi, chaque particule essaye de modifier sa position en se basant sur sa position courante, sa vitesse courante, sa distance entre la position courante et $pbest$, sa distance entre sa position courante et $gbest$.

Au départ de l’algorithme, les particules de l’essaim sont initialisées de manière aléatoire dans l’espace de recherche du problème. Ensuite, à chaque itération, chaque particule se déplace, en combinant linéairement les trois composantes d’inertie, cognitive et sociale. En effet pour la particule i , à l’itération $(t + 1)$:

- - Le vecteur vitesse est calculé par :

$$v_{ij}(t + 1) = v_{ij}(t) + c_1.r_1.[pbest_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + c_2.r_2.[gbest_j(t) - x_{ij}(t)]$$

$$j \in \{1, 2, \dots, n\}$$

- Et le vecteur position est alors définie par :

$$x_i(t + 1) = x_i(t) + v_{ij}(t + 1)$$

$$j \in \{1, 2, \dots, n\}$$

Où :

c_1 Et c_2 sont deux constantes, appelées coefficients d’accélération ($c_1 + c_2 \leq 4$)

r_1 Et r_2 sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans l’intervalle $[0, 1]$.

Les valeurs appropriées de c_1 Et c_2 sont de 1 à 2, mais 2 est le plus appropriée dans de nombreux cas. Les trois composantes d’inertie, cognitive et sociale, sont représentées dans la relation ci-dessus par les termes suivants :

- $v_{ij}(t)$: correspond ‘a la composante physique du d’emplacement.

- $c_1 \cdot r_1 \cdot [p_{best_{ij}}(t) - x_{ij}(t)]$: Correspond à la composante cognitive du déplacement. c_1 Pondere les tendances de la particule à vouloir suivre son instinct de conservation et ‘à aller vers sa meilleure position connue.
- $c_2 \cdot r_2 \cdot [g_{best_j}(t) - x_{ij}(t)]$: Correspond à la composante sociale du déplacement. c_2 Contrôle l’aptitude sociale de la particule en se rapprochant plus de la meilleure position de ses informatrices.

La figure 3.2 montre le concept de modification d’un point de recherche par le PSO

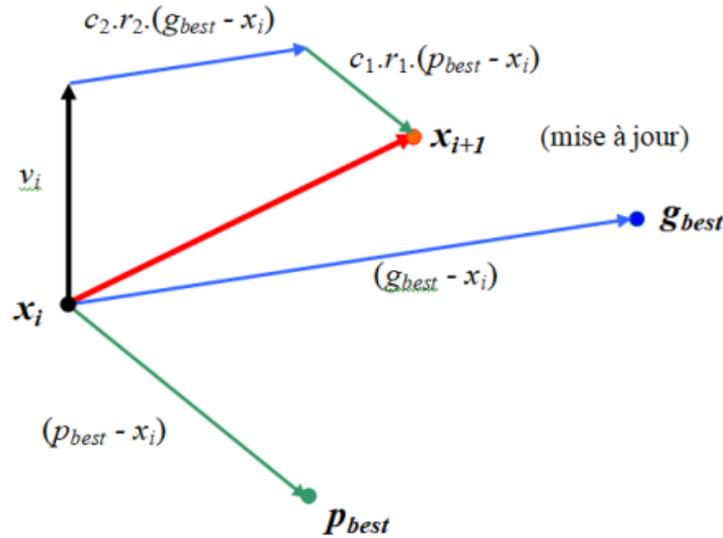


FIGURE 3.2 – Modification d’un point de recherche par PSO

3.4.1 Détails de l’algorithme PSO standard

Pour expliquer le déroulement de l’algorithme PSO appliqué à la résolution d’un problème de minimisation ou de maximisation, considérons le problème d’optimisation suivant [19] [20] :

$$\min\{f(x_j)\} \quad , \quad j = 1, 2, 3, \dots$$

La fonction fitness (objective) associée est :

$$fitness(x_i) = f(x_j)$$

L’algorithme PSO se déroule suivant les étapes suivantes :

- **Étape 1** : Initialiser une population de particules et de vitesses, uniformément réparties dans l’espace de recherche, et fixer le critère d’arrêt.
- **Étape 2** : Évaluer la fonction objectif pour chaque particule.
- **Étape 3** : Mettre à jour la meilleure position p_{best_j} pour chaque particule et la meilleure position globale g_{best_j} dans la population.
- **Étape 4** : Mettre à jour la position et la vitesse utilisant les équations (1) et (2).
- **Étape 5** : Vérifier le critère d’arrêt. Si le critère d’arrêt n’est pas satisfait, aller vers l’étape 2; sinon, le programme se termine, et la solution optimale est produite. Cette procédure de base est présentée dans l’organigramme de la figure 3.3

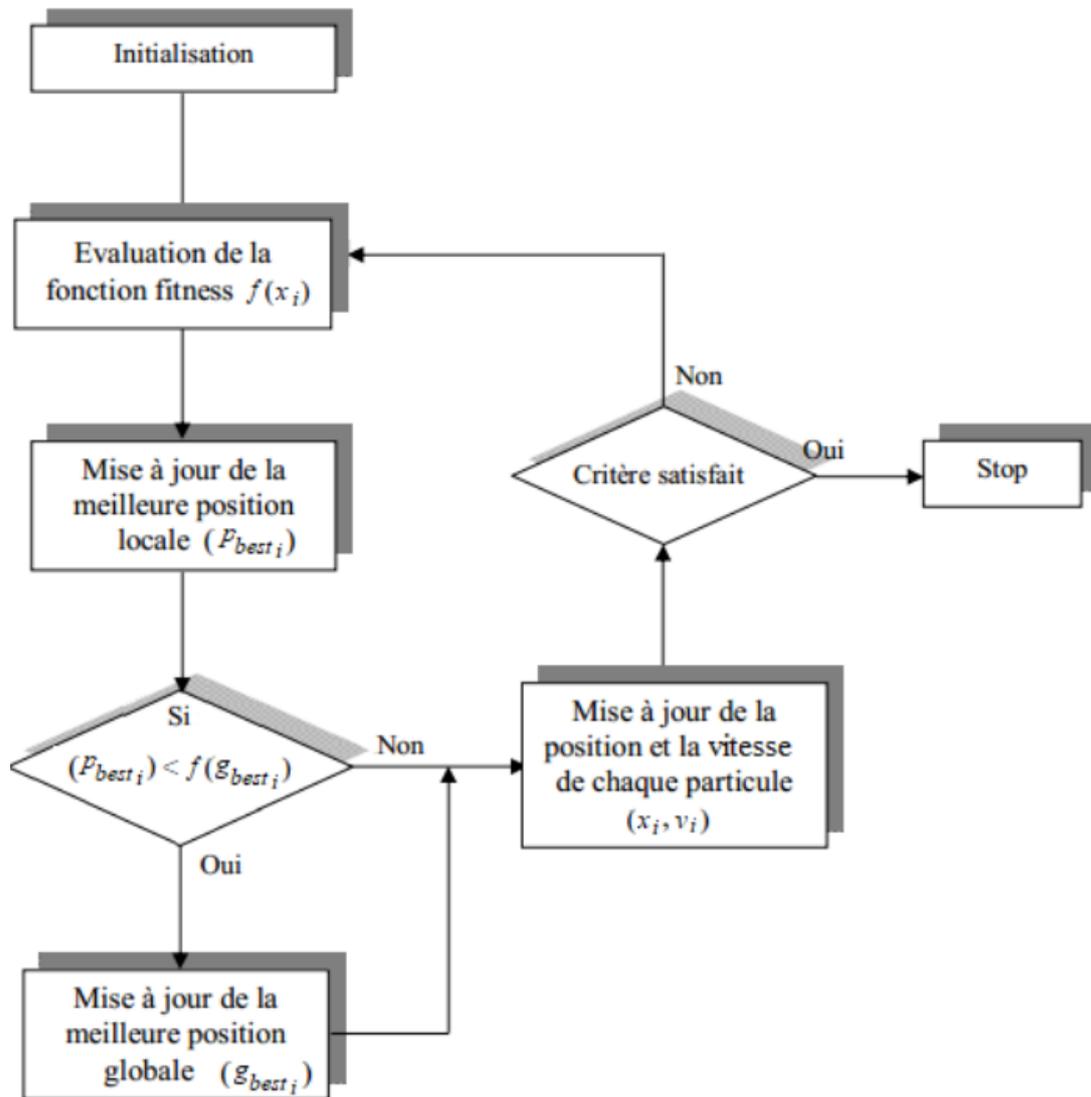


FIGURE 3.3 – Organigramme de la technique PSO standard

L'implémentation des PSO a été effectuée en se référant à l'organigramme suscité. Mais avant tout, on donne quelques explications aux symboles utilisés :

- P_{bi} : représente la i
- P_g : représente la meilleure solution (position) globale du groupe.
- X_i : représente la solution (position) de la i particule.
- V_i : représente la vitesse (vitesse) de la i particule.
- f : La fonction fitness à optimiser.
- φ_1, φ_2 : sont des pondérations choisies généralement égales à 2.
- r_1, r_2 : sont deux variables aléatoires uniformément distribuées.
- W : représente l'inertie est fixée à 0.8.

Un exemple de pseudo code pour la version la plus générale de l’algorithme est donné ci-dessous.

- Initialiser aléatoirement P s particules : position et vitesse ;
- Evaluer les positions des particules ;
- Tant que le critère d’arrêt n’est pas atteint faire
- Pour $i = 1, \dots, P_S$ faire
- Déplacer les particules selon les relations (1) et (2) ;
- Si $f(x_i) < f(pbest_i)$
- $pbest = x_i$
- Si $f(x_i) < f(gbest)$
- $gbest = x_i$
- Fin Si
- Fin Si
- Fin Pour
- Fin Tant que

Le critère d’arrêt peut être différent suivant le problème posé. Si l’optimum global est connu a priori, on peut définir une erreur acceptable ” ” comme critère d’arrêt. Sinon, il est commun de fixer un nombre maximum d’évaluations de la fonction objectif ou un nombre maximum d’itérations comme critère d’arrêt. Cependant, au regard du problème posé et des exigences de l’utilisateur, d’autres critères d’arrêt peuvent être utilisés [19] [20].

3.5 Modifications de l’algorithme de base

Des améliorations peuvent être apportées à l’algorithme de base, notamment du point de vue du contrôle de la divergence [19].

3.5.1 Confinement des particules

Pour éviter ” l’explosion du système ”, c’est à dire que les particules se déplacent trop rapidement d’une région à une autre dans l’espace de recherche, un mécanisme de confinement d’intervalle est souvent mis en place. La pratique la plus courante est de définir une vitesse maximale V_{max} à ne pas dépasser. Ainsi, on pose :

$$v_{ij} \in [-V_{max}, V_{max}]$$

Notons que cela ne restreint pas les valeurs de x_i ‘a l’intervalle $[-V_{max}, V_{max}]$, mais limite seulement la distance maximale qu’une particule va parcourir au cours d’une itération. Cette méthode permet de contrôler la divergence de l’algorithme en ramenant la particule sortie de l’espace de recherche vers le point admissible le plus proche [19].

3.5.2 Coefficient d’inertie

Pour contrôler l’influence de la direction de la particule sur le déplacement futur, un coefficient d’inertie, noté ω , a été introduit par Shi et Eberhart 1998. Le but de l’introduction de ce paramètre est de réaliser un équilibre entre la recherche locale (exploitation) et la recherche globale (exploration). Le calcul de la vitesse est alors défini par :

$$v_{ij}(t + 1) = \omega.v_{ij}(t) + c_1.r_1.[pbest_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + c_2.r_2.[gbest_j(t) - x_{ij}(t)]$$

Des valeurs élevées de ce paramètre permettent une bonne exploration globale, tandis que pour des valeurs minimales une recherche fine est réalisée.

Le coefficient d'inertie habituellement proposé varie linéairement avec le temps, il commence par une valeur proche de 0,9 et descend linéairement pour arriver à 0,4 selon la formule suivante [19] :

$$\omega = \omega_{\max} - (\omega_{\max} - \omega_{\min}) \cdot \left(\frac{iter}{iter_{\max}} \right)$$

- $iter$ Est le nombre maximum d'itération courante ;
- $iter_{\max}$ est le nombre maximum d'itération ;
- ω_{\max} et ω_{\min} sont respectivement les coefficients d'inertie maximum et minimum.

3.5.3 Facteur de constriction

Dans la même idée, une version met en place un facteur de constriction qui permet d'améliorer la convergence de l'algorithme sans avoir besoin de confiner la vitesse des particules. Il a été démontré qu'une bonne convergence peut être assurée en rendant dépendants les paramètres c_1 et c_2 . En utilisant le coefficient de constriction, l'équation 1 devient [19] :

$$v_{ij}(t+1) = \chi \cdot [v_{ij}(t) + \phi_1 \cdot r_1 \cdot [pbest_{ij}(t) - x_{ij}(t)] + \phi_2 \cdot r_2 \cdot [gbest_j(t) - x_{ij}(t)]]$$

Où :

$$\chi = \frac{2}{|\phi - 2 + \sqrt{\phi^2 - 4\phi}|}$$

Avec :

$$\phi = \phi_1 + \phi_2, \quad \phi > 4$$

Les valeurs optimales de ϕ_1 et ϕ_2 ont été déterminées, en effectuant de nombreux tests. En général, on utilise $\phi = 4,1$ et $\phi_1 = 2$, ce qui donne un coefficient $\chi = 0,7298844$. La technique avec coefficient de constriction est équivalente à celle avec coefficient d'inertie, en effet :

$$\chi \leftrightarrow \omega, \quad c_1 \leftrightarrow \chi \cdot \phi_1, \quad c_2 \leftrightarrow \chi \cdot \phi_2$$

3.5.4 Topologie de voisinage

La topologie du voisinage défini avec qui chacune des particules va pouvoir communiquer. Deux types de topologies sont généralement considérées : les voisinages géographiques et les voisinages sociaux.

Les voisinages géographiques : Les voisins d'une particule sont ses voisines les plus proches. Ce type de voisinage impose l'utilisation d'une distance pour recalculer à chaque itération (ou toutes les k itérations) les voisins de chaque particule. La figure 5 montre un exemple où les voisins d'une particule sont les deux particules qui lui sont le plus proche.

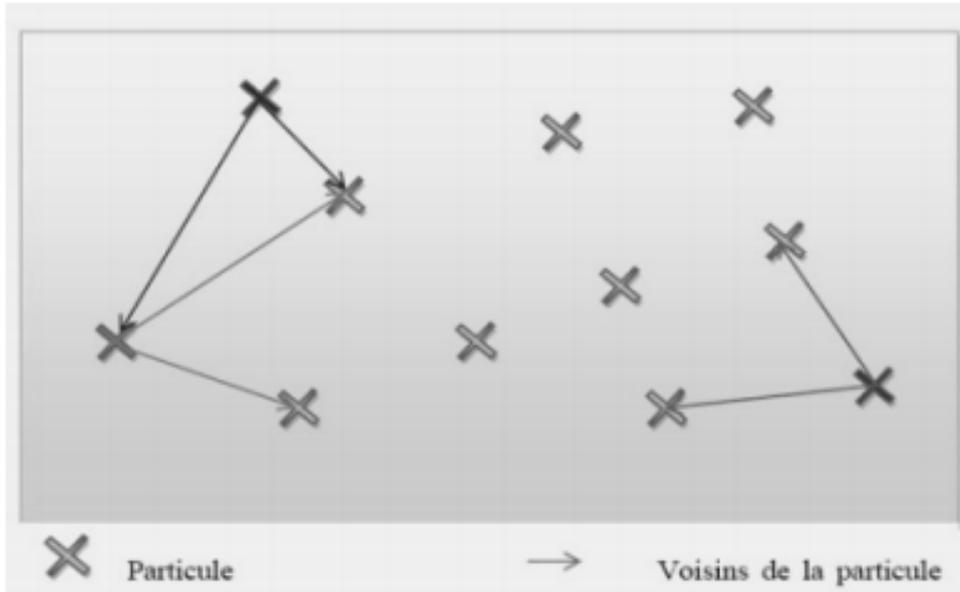


FIGURE 3.4 – Exemple de voisinage géographique

Les voisinages sociaux : Les voisinages sont établis à l’initialisation et ne sont pas modifiés ensuite. Il existe différentes structures de voisinages sociaux, la figure 6 en montre deux exemples, le voisinage en ligne et colonne, le voisinage en cercle.

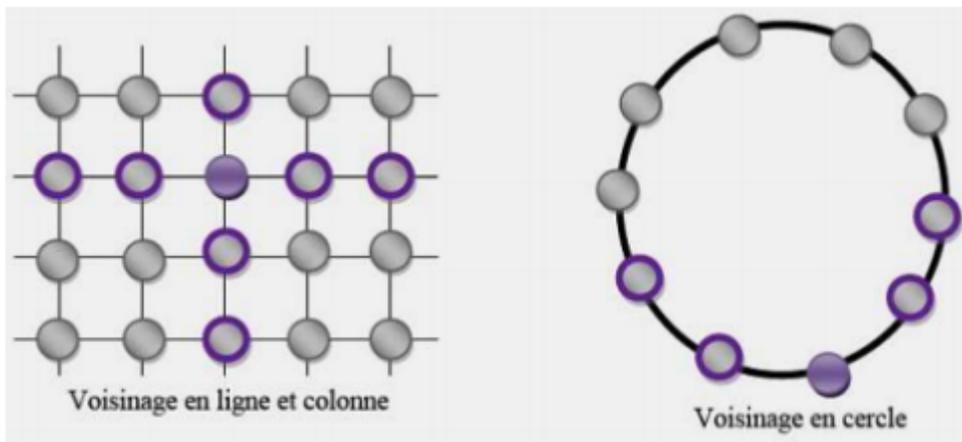


FIGURE 3.5 – Deux exemples de voisinage social

Si l’on se réfère à la version standard du PSO résumée par l’algorithme précédant, la meilleure particule g_{best} est choisie à partir de la population entière, c’est une topologie entièrement connectée. Cette version de PSO est appelée version ”globale” à l’inconvénient majeur de ne pas donner lieu ‘a une exploration suffisante, ce qui peut conduire ‘a une stagnation dans un optimum local et donc ‘a une convergence prématurée.

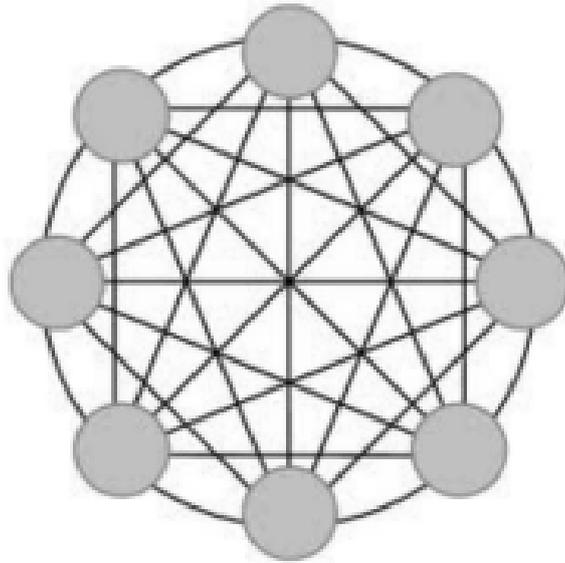


FIGURE 3.6 – Graphe d’influence d’un essaim de particules complètement connecté

On trouve aussi une version dite "locale" du PSO, Elle utilise un graphe d’information circulaire. Les particules de l’essaim sont virtuellement disposées en cercle et numérotées séquentiellement à partir de 1 en parcourant le cercle. La particule n’est donc plus informée par toutes les particules. Dans les versions locales, le terme gbest est remplacé par les termes lbesti, où, pour chaque particule i on définit un voisinage et l’information qui doit être partagée est la meilleure solution trouvée dans le voisinage de chaque particule (lbesti) [19].

Bien qu’elle converge moins rapidement que la version "globale", la version "locale" de la technique PSO donne de meilleurs résultats, car elle est moins sujette à l’attraction par des minima locaux.

3.5.5 Avantages et inconvénients de la technique PSO

Les avantages de la technique PSO [19] [20] :

- Simplicité à mettre en œuvre et obtention de très bon résultat
- Convergence rapide avec peu de paramètre à ajuster,
- Il permet une exploration aléatoire de l’espace de solution
- L’amélioration de la qualité des solutions ne peut être garantie en augmentant le nombre d’itération.

Les inconvénients de l’algorithme PSO ;

- L’essaim peut prématurément converger
- Tout changement d’un paramètre peut avoir un effet sur le fonctionnement de l’algorithme et sur la solution obtenue

3.6 Exemple d’application :

Recherche du minimum de la fonction sphère

L’expression analytique de la fonction sphère est la suivante :

$$z = f(x) = \sum_{i=1}^n x_i^2$$

Cette fonction a plusieurs optimums locaux et n'admet qu'un seul optimum global défini au point : $(x = 0; y = 0)$ $f(0, 0) = 0$

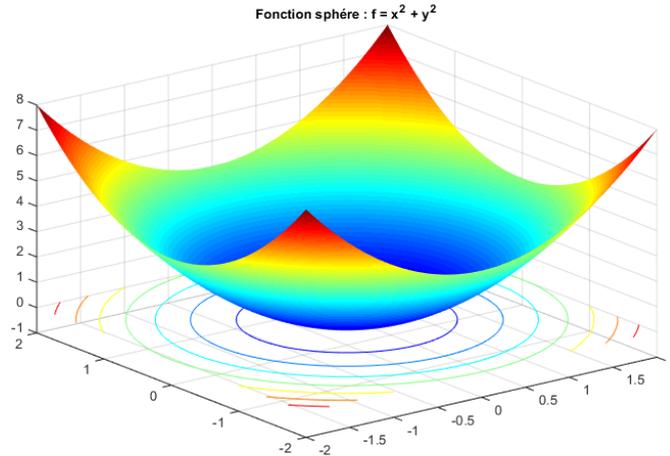


FIGURE 3.7 – Fonction de sphère

- Les paramètres suivants sont adoptés pour l'algorithme PSO :
 - Nombre de particules = 100 ;
 - Itération maximale = 1000 ;
 - facteur personnel d'accélération $c_1 = 1.5$
 - Facteur global d'accélération $c_2 = 2$
 - Valeur max du coefficient d'inertie $\omega_{\min} = 0.4$
 - Valeur min du coefficient d'inertie : $\omega_{\max} = 0.9$
 - Domaine de recherche $x \in [0, 1; 0, 1]$ et $y \in [0, 1; 0, 1]$ Après 1000 itérations et plusieurs essais, on a trouvé

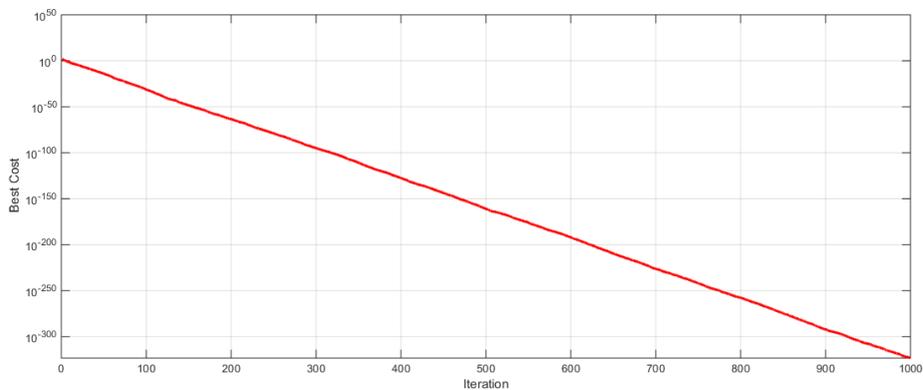


FIGURE 3.8 – GlobalBest

Position :

$$[6.6194e^{-164} \ 2.3291e^{-162} \ -1.4173e^{-162} \ -9.3213e^{-163} \ -2.6817e^{-162} \ -3.9333e^{-163} \ -1.0474e^{-162} \\ -1.3028e^{-162} \ -6.1057e^{-163} \ -9.736e^{-163}]$$

Cost : $9.8813e^{-324}$

3.7 Indices de performance

Les indices IAE, ISE, ITAE sont largement employés en automatique, tout comme la mesure du temps de réponse, du temps de montée ou des déplacements, comme indicateurs de performance des systèmes asservis

L'objet de les indices de performance est de quantifier la dynamique de l'erreur entre la sortie et la consigne [19] [2].

3.7.1 Intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE)

$$IAE = \int_{t_1}^{t_2} |(y * (t) - y(t))| .dt \quad IAE = \sum_{n=1}^N |(y * (n) - y(n))|$$

L'indice IAE est défini comme l'aire sous la courbe de la différence, en valeur absolue, entre le signal de référence et celui de sortie. Il permet de chiffrer l'erreur transitoire entre la réponse et la consigne, et tous les éléments de la réponse transitoire sont pris en compte.

Plus la réponse est nerveuse et oscillatoire, plus la valeur de l'indice est importante.

3.7.2 Intégrale du carré de l'erreur (ISE)

$$ISE = \int_t^{t_2} (y * (t) - y(t))^2 .dt \quad ISE = \sum_{n=1}^N (y * (n) - y(n))^2$$

L'indice ISE est défini comme intégrale de la carre du signal d'erreur sur une période, il permet de mettre en évidence, les écarts transitoires de forte amplitude, et donc d'amplifier l'importance des valeurs qui s'écartent le plus de la consigne.

3.7.3 Intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps (ITAE)

$$ITAE = \int_{t_1}^{t_2} t. |(y * (t) - y(t))| .dt \quad ITAE = \sum_{n=1}^N n. |(y * (n) - y(n))|$$

L'indice ITAE est l'intégrale de l'erreur en valeur absolue pondérée par le temps. Il est calculé de la même manière que l'indice IAE, à l'exception près que l'on multiplie la différence entre les signaux par le temps où elle est appliquée.

La pondération par la variable temps a pour effet de pénaliser l'erreur statique et donc les systèmes à réponse oscillante.

3.7.4 Dépassement, temps de réponse et temps de montée :

Dépassement [2] :

Avant de se stabiliser, la sortie du système passe par un régime transitoire oscillant de part et d'autre de la valeur finale. Le dépassement maximal est défini comme suit :

$$d\% = \frac{y_{\max} - y(\infty)}{y_{\max}} \times 100\%$$

Temps de réponse [2] :

Elle traduit pratiquement la durée transitoire. Plus précisément, elle s'exprime par le temps de réponse T_r ou temps d'établissement, qui est le temps mis par la mesure pour atteindre sa valeur définitive à $\pm 5\%$ de sa variation tout en se maintenant dans cette zone des $\pm 5\%$.

$$t_r = 3 \cdot \tau_d$$

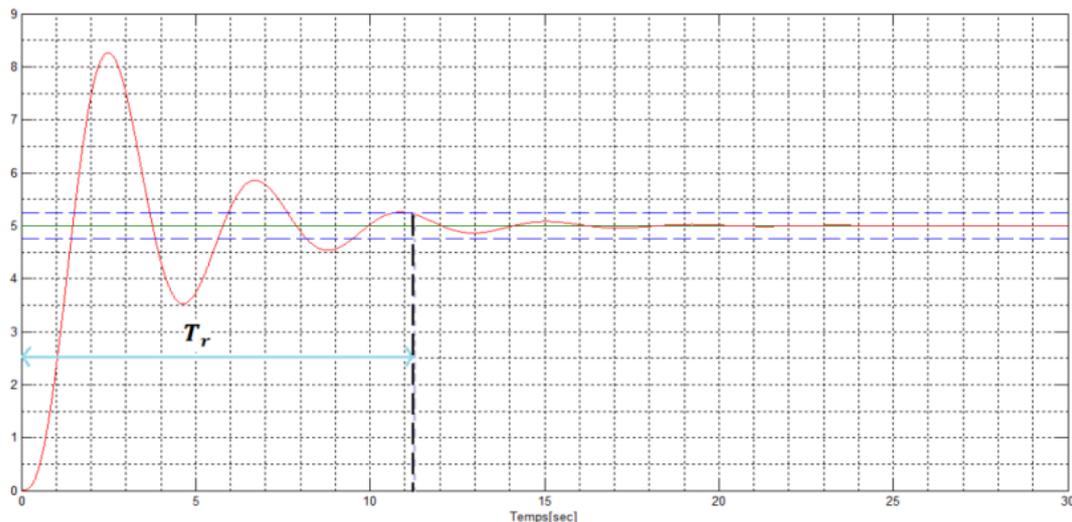


FIGURE 3.9 – Représentation graphique du temps de réponse.

Les deux lignes pointillées horizontales sur le graphique de **la figure 3.9** représentent la valeur supérieure et inférieure de 5% par rapport à la valeur finale.

Temps de montée :

Le temps de montée est la mesure du temps écoulé entre l'échelon de consigne et le premier passage de la sortie à $x\%$ de la valeur finale. Le graphique sur **la Figure 3.10** présente une valeur de la sortie atteint 90% de la valeur finale.

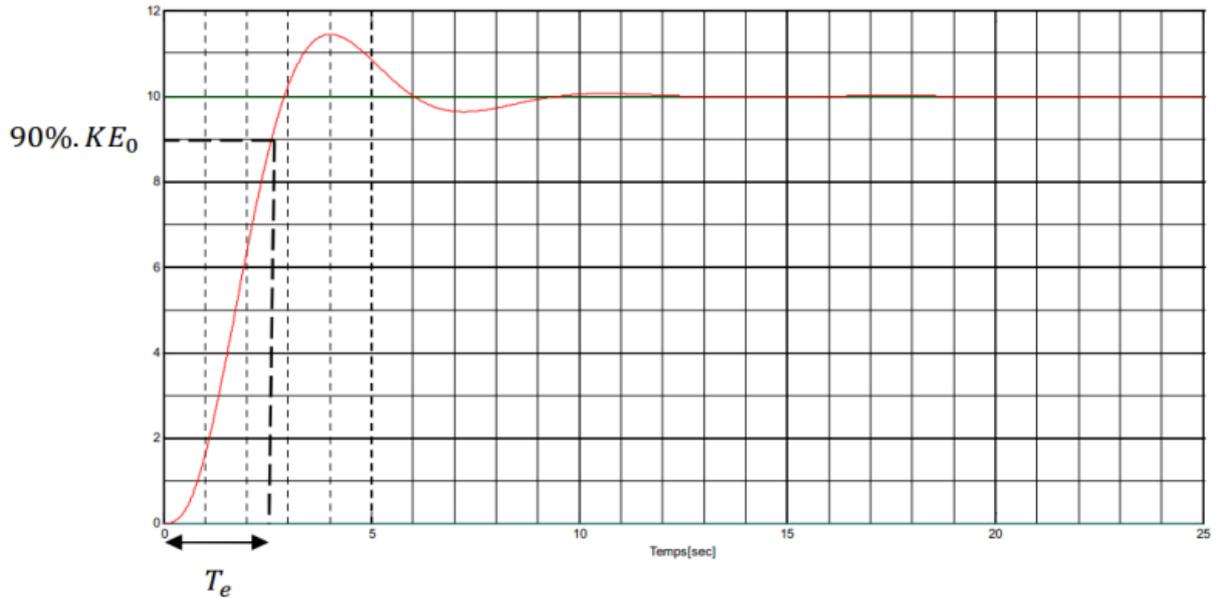


FIGURE 3.10 – Représentation graphique du temps de montée

3.8 Optimisation des paramètres d'un régulateur PID par PSO

Le manque de méthodes exactes pour la synthèse des régulateurs PID, a guidé les chercheurs à s'orienter vers l'utilisation des algorithmes évolutionnaires à cause de caractéristique d'exploration globale dans un environnement complexe.

Dans cette section nous présentons une approche moderne pour le contrôle de vitesse d'un moteur asynchrone (MAS) en utilisant la méthode d'optimisation par essaim de particules (PSO) pour déterminer les paramètres optimaux, K_p et K_i , du contrôleur proportionnelle intégrale (PI). L'utilisation de PSO comme un algorithme d'optimisation rend la commande robuste, avec une réponse dynamique rapide, une plus grande précision et insensible aux perturbations et aux variations de charge.

3.8.1 Fonction objectif (Fitness Function)

$$Fitness(\chi_i) = f(\chi_j)$$

$$F = e2 * beta + sys_overshoot * alpha$$

Avec : $e = y_{out} - 1$: erreur

$sys_overshoot = \max(y_{out} - 1)$: pour calculer le déplacement $alpha=10$; $beta =10$

3.8.2 Régulateur PI-PSO Proposé

La figure illustre le schéma de cette approche d'optimisation. Sur ce schéma on retrouve la boucle de régulation classique au quelle s'ajoute une couche supérieure à base d'un PSO. Le rôle de ce dernier est de fournir les paramètres optimaux du régulateur PI pour améliorer les performances de la boucle de régulation.

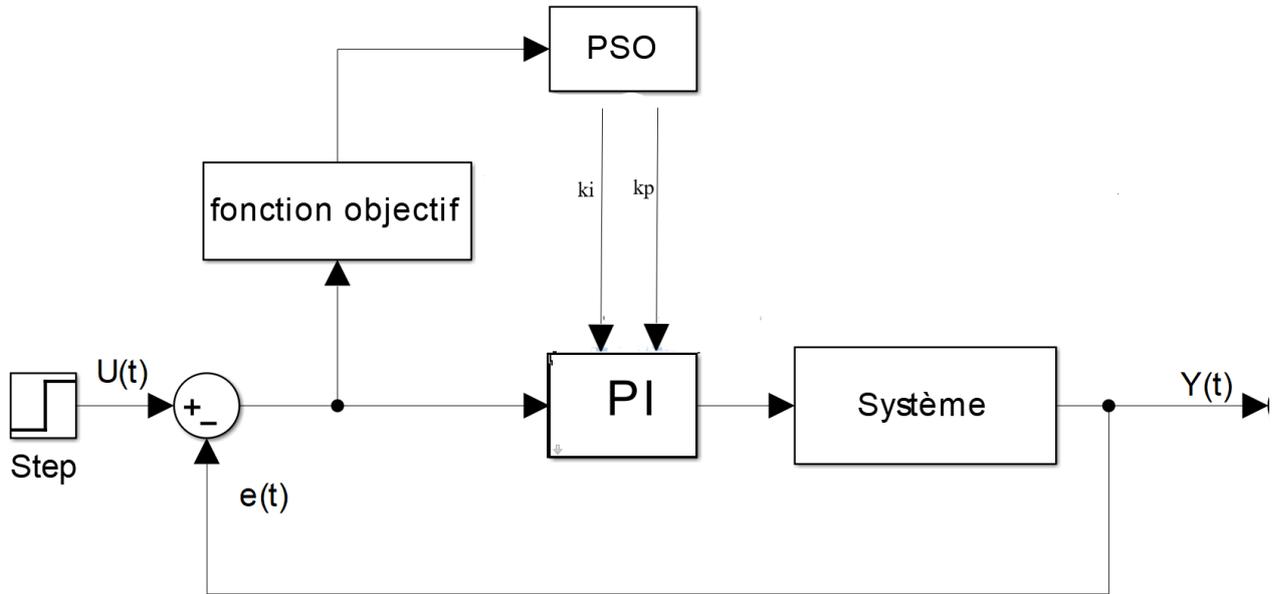


FIGURE 3.11 – Approche d'optimisation du PI par l'algorithme PSO

Les paramètres du programme :

- Size of the swarm " no of birds " : $n = 50$;
- Maximum number of "birds steps" : $\text{bird setp} = 50$;
- Dimension of the problem : $\text{dim} = 2$;
- PSO parameter $c2$: $c2 = 1.2$;
- PSO parameter $c1$: $c1 = 0.12$;
- PSO momentum or inertia : $w = 0.9$;
- $\text{fitness} = 0 * \text{ones}(n, \text{bird setp})$;

Le tableau suivant montre les résultats des essais :

Essais	K_p	K_i	Temps de simulation
1	33.8306	1.1795	850.25 s
2	33.9319	1.1903	838.54 s
3	32.8346	1.0611	621.46 s

Et pour notre application a la commande IRFOC du moteur asynchrone on a pris K_p et K_i du deuxième essai

3.9 Application à la commande IRFOC du moteur asynchrone

Dans ce chapitre, on a implémenté K_p et K_i de PI_{PSO} et on a trouvé les résultats suivants

3.9.1 Résultats de simulation et expérimentaux de la commande IRFO-PSO du moteur asynchrone

3.9.1.1 Test de poursuite : Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s

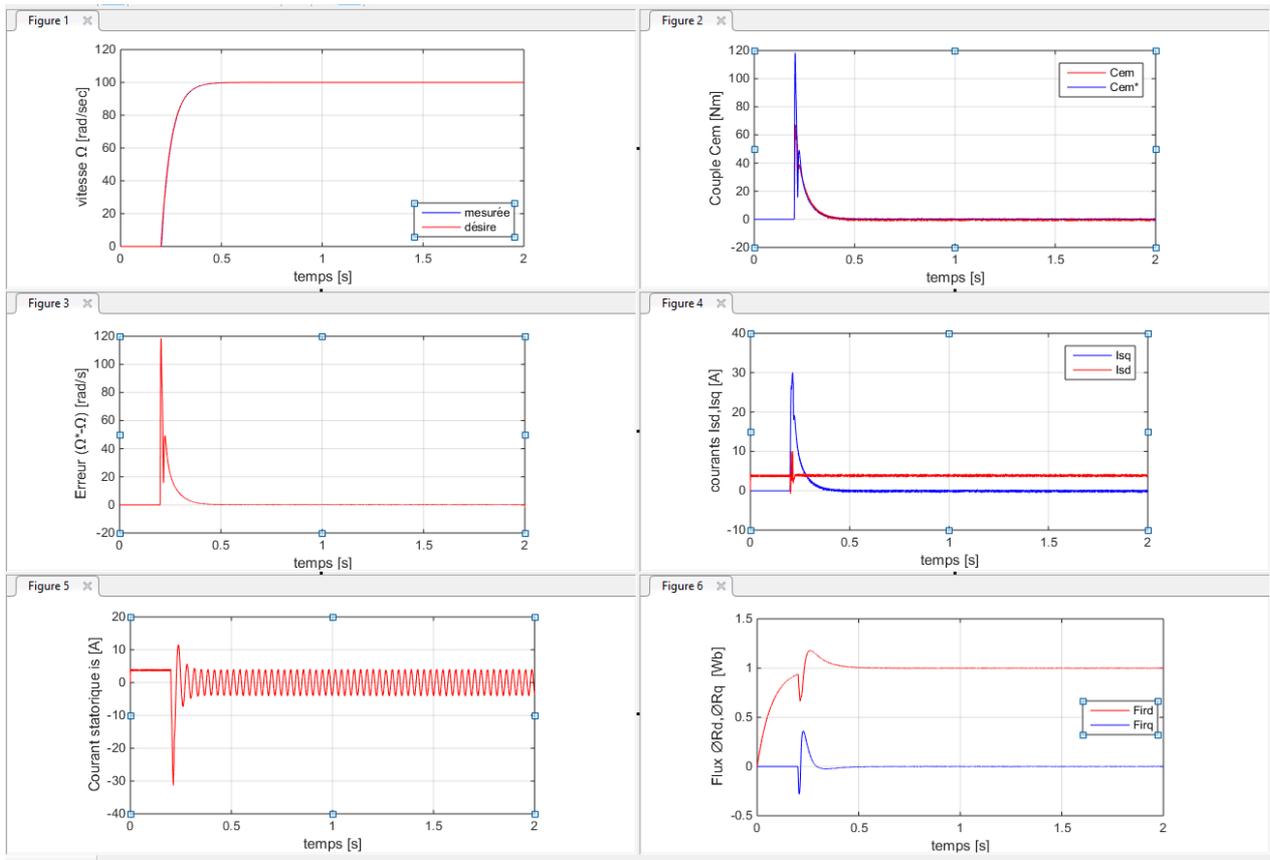


FIGURE 3.12 – Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s

3.9.1.2 Test de poursuite : Inversion de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s

A cause de l'inversion de la vitesse, K_i et K_p utilise dans les autres test ne nous donne pas une bon résultats et pour cette raison on a refait avec une consigne rectangulaire faite d'échelon de 100 rad/s suivi par une inversion du sens de rotation à -100 rad/s à l'instant $t = 2s$ jusqu'à $t=3.8s$

$$K_p = 13.8202 \quad \& \quad K_i = 0.1795$$

Après implementation dans IRFOC on trouve les resultats suivants :

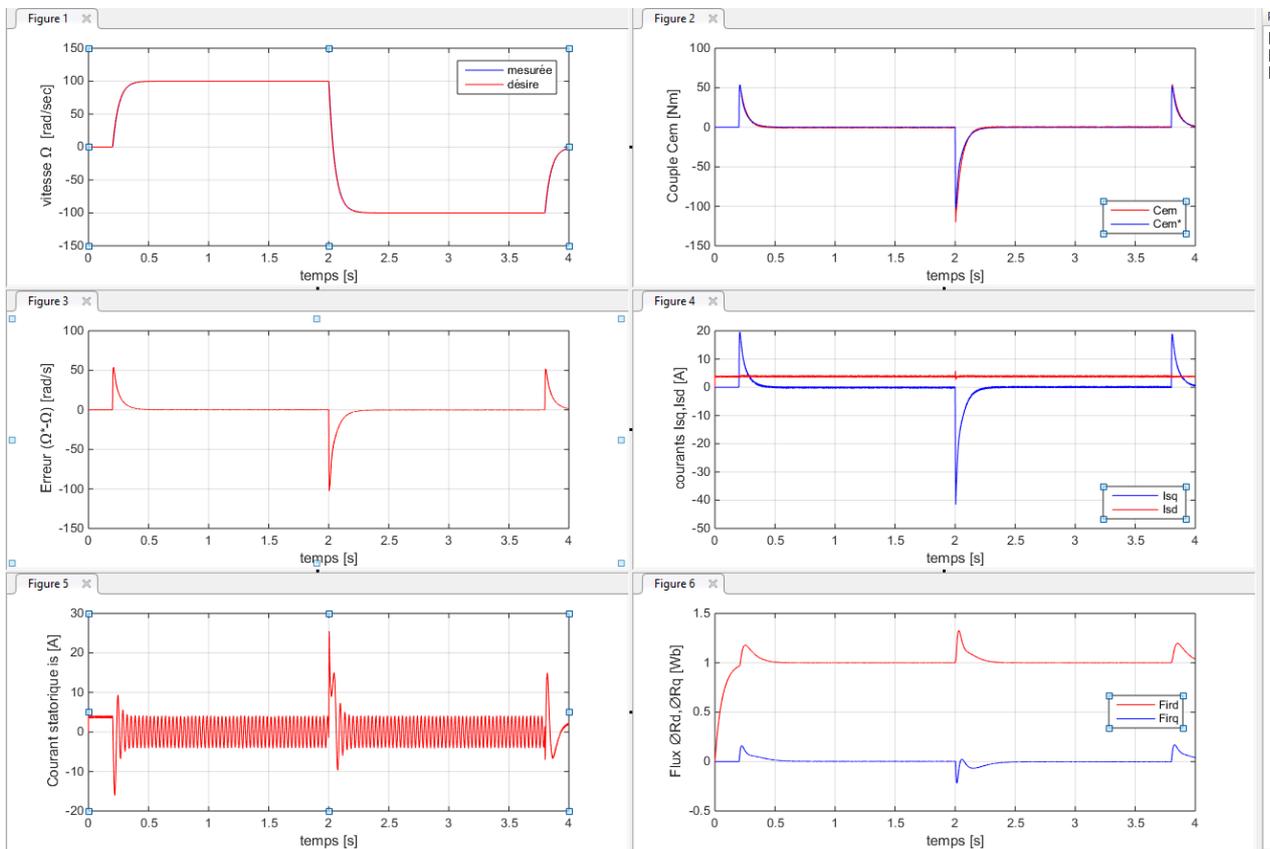


FIGURE 3.13 – Inversion de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s

3.9.1.3 Test de régulation :

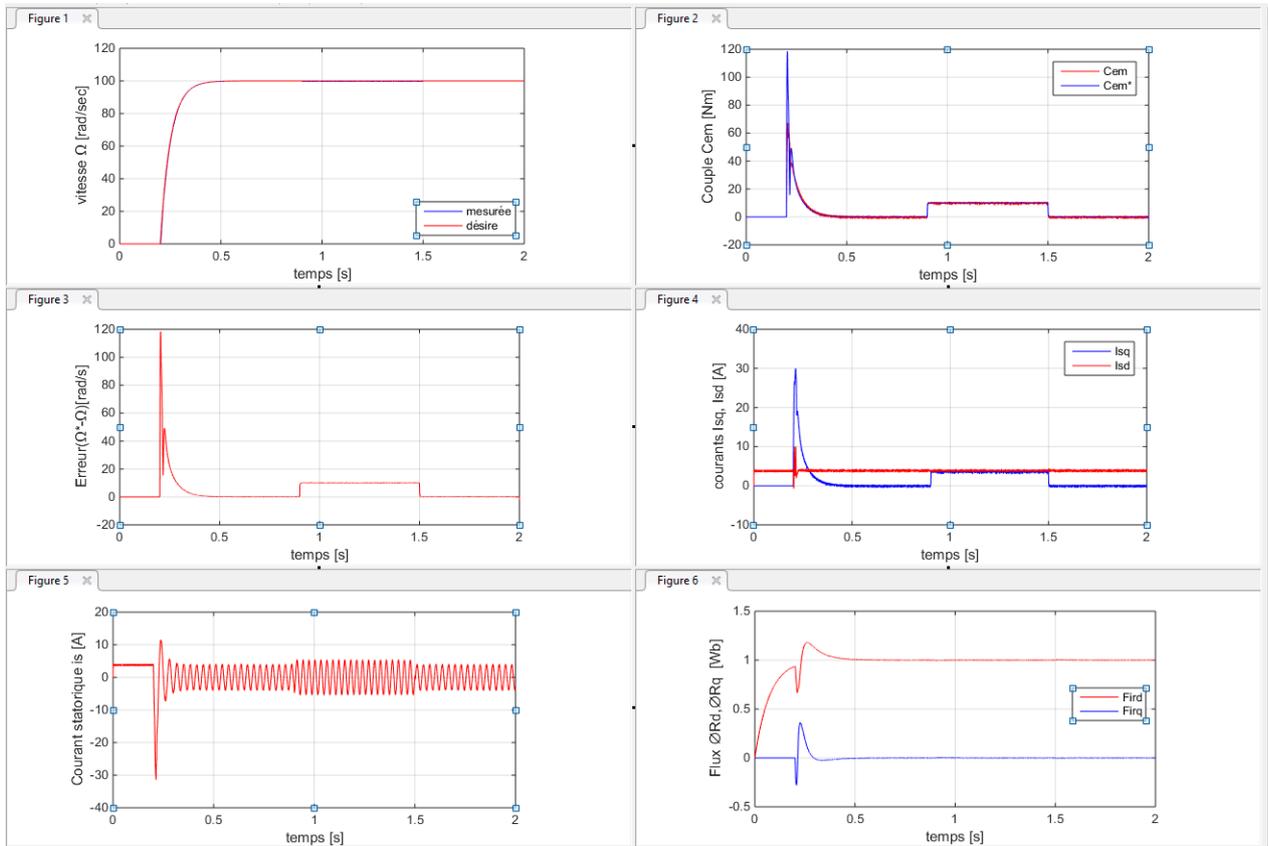


FIGURE 3.14 – Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm à 0,9 s et 1,5s

3.9.1.4 Test de robustesse : Influence de la résistance rotorique

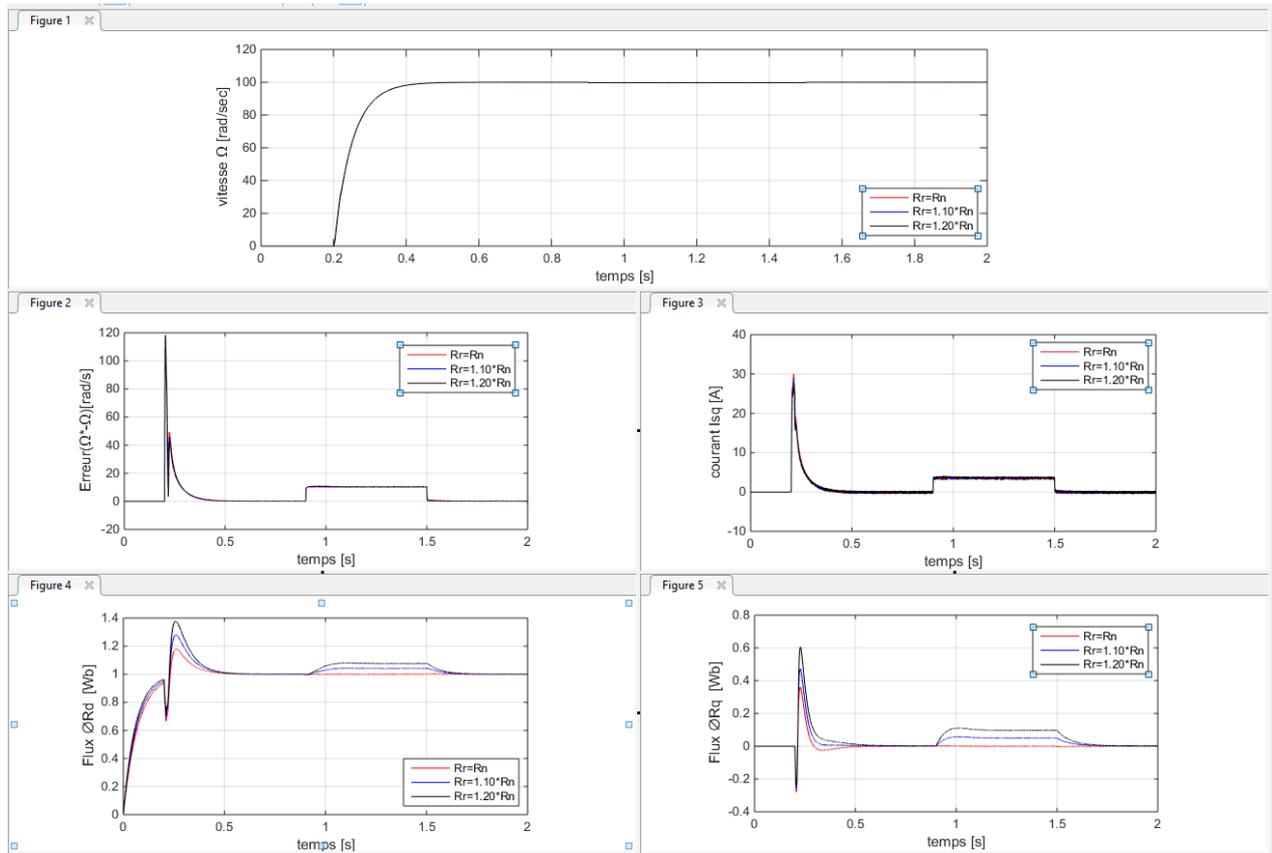


FIGURE 3.15 – Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm à 0,9 s et 1,5s avec $R_r = 1, 1,1, 1,2 R_{rn}$

3.10 Interprétation :

À partir des résultats, le contrôleur PI conçu à l'aide de l'algorithme PSO présente des performances supérieures Sur la commande vectorielle IRFO. Cependant, la méthode traditionnelle nous fournit les valeurs de gain PI initiales pour une optimisation réglage. Par conséquent, l'avantage d'utiliser une approche d'optimisation de l'intelligence artificielle moderne est observé comme une solution complémentaire pour améliorer les performances du contrôleur PI conçu par méthode conventionnelle. Bien sûr, il existe de nombreuses techniques qui peuvent être utilisées comme outils d'optimisation, Et PSO est l'un des outils d'optimisation récents et efficaces.

3.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordée les méthodes méta-heuristique et l'optimisation de la régulation par essaim de particules (PSO) D'abord, on avait présente les méthodes méta-heuristique en générale. Ensuite, on a décrit le principe de PSO et son Formulation mathématique de son algorithme de base. Ainsi que on avait détaillé son algorithme et l'explique. Enfin, nous avons proposé un régulateur PI-PSO pour La comparaison entre les différents cas de la commande de la MAS réalisée en utilisant un contrôleur PI dont les paramètres sont ajustés par deux procédés, d'une part manuellement (méthode classique), et d'autre part par une technique modernes la technique d'essaim de particules (PSO).

A partir des résultats de la simulation obtenus, on observe que le régulateur PI conçu avec PSO donne de meilleurs résultats par rapport à la méthode traditionnelle en termes d'indice de performance (conservation du couplage, robustesse et permet un bon rejet aux perturbations)

Chapitre 4

Optimisation de la régulation par colonie de fourmis (ACO)

4.1 Introduction

La première version de L'optimisation par colonies de fourmis (ACO) a été développée au début des années 1990 par Dorigo (1991 et 1992), est une technique de recherche générale basée sur la population pour la solution de problèmes combinatoires difficiles qui s'inspire du comportement des colonies de fourmis réelles.

Le comportement des fourmis est un comportement collectif. Chaque fourmi a pour priorité le bien-être de la communauté. Chaque individu de la colonie est à priori indépendant et n'est pas supervisé d'une manière ou d'une autre. Ce concept est appelé Hétérarchie (s'opposant à la Hiérarchie), chaque individu est aidé par la communauté dans son évolution et en retour il aide au bon fonctionnement de celle-ci. La colonie est donc auto-controlé par le biais de mécanismes relativement simples à étudier.

4.2 Comportement des fourmis

En marchant du nid à la source de nourriture et vice-versa (ce qui dans un premier temps se fait essentiellement de façon aléatoire), les fourmis déposent au passage sur le sol une substance odorante appelée phéromones. Cette substance permet ainsi donc de créer une piste chimique, sur laquelle les fourmis s'y retrouvent. En effet, d'autres fourmis peuvent détecter les phéromones grâce à des capteurs sur leurs antennes.

Les phéromones ont un rôle de marqueur de chemin : quand les fourmis choisissent leur chemin, elles ont tendance à choisir la piste qui porte la plus forte concentration de phéromones. Cela leur permet de retrouver le chemin vers leur nid lors du retour. D'autre part, les odeurs peuvent être utilisées par les autres fourmis pour retrouver les sources de nourritures trouvées par leurs congénères.

Ce comportement permet de trouver le chemin le plus court vers la nourriture lorsque les pistes de phéromones sont utilisées par la colonie entière. Autrement dit, lorsque plusieurs chemins marqués sont à la disposition d'une fourmi, cette dernière peut connaître le chemin le plus court vers sa destination. Cette constatation essentielle est la base de toutes les méthodes que l'on va développer plus loin [23].

4.2.1 Expérience du pont binaire de Deneubourg

L'expérience montre un nid d'une colonie de fourmis, qui est séparé d'une source de nourriture par un pont à deux voies de même longueur. On laisse évoluer les fourmis sur le pont, on trace ainsi en fonction du temps, le graphe du nombre de fourmis empruntant chaque branche. Le résultat de l'expérience est exposé à **la figure 4.1**. L'illustration (a) représente la configuration physique de l'expérience. Le graphique (b) indique l'évolution de ce système en fonction du temps : on constate que les fourmis ont tendance à emprunter le même chemin (par exemple celui du haut) après une dizaine de minutes [23] .

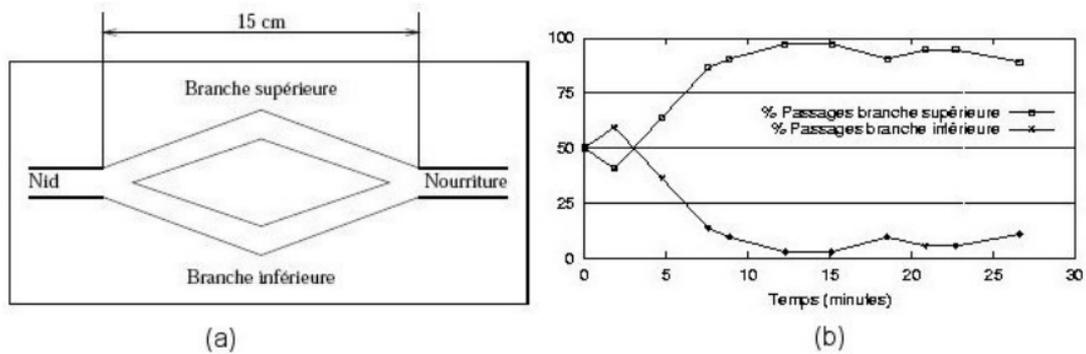


FIGURE 4.1 – Pont binaire de Deneubourg.

Explication :

Au départ, il n'y avait pas de phéromones sur le pont. Ainsi, chaque branche peut choisir Fourmis avec la même probabilité. Cependant, dans notre exemple, après un certain temps, La variation aléatoire amène un peu plus de fourmis à choisir le chemin du haut que le chemin du bas.

Étant donné que les fourmis déposent des phéromones à mesure qu'elles avancent, le nombre est plus élevé Le chemin du haut aura plus de phéromones montantes que descendantes. Cette quantité plus élevée de phéromone incite plus de fourmis à choisir les branches supérieures, de sorte que la quantité de phéromone déposée augmente encore plus. Nous avons pensé que plus une fourmi parcourait de chemins, plus le chemin serait intéressant suivre. Par conséquent, la probabilité qu'une fourmi choisisse un chemin augmente avec le nombre de fourmis qui ont déjà suivi ce chemin.

4.2.2 Expérience du double pont binaire

On peut se demander à présent quel serait l'effet de l'augmentation de la longueur d'une des deux branches du pont. L'effet produit sera que la branche la plus courte sera sélectionnée.

En effet, les premières fourmis qui reviennent au nid avec de la nourriture sont celles qui ont emprunté le chemin le plus court dans les deux sens. Ce chemin, marqué deux fois par les phéromones, attire plus les autres fourmis que le long chemin, qui lui est marqué une seule fois dans le sens de l'aller. Cet effet se renforce au fur du temps, jusqu'à ce que toutes les fourmis choisissent le chemin le plus court.

C'est ainsi que dans cette expérience, on voit que les variations aléatoires sont réduites, puisque les deux chemins n'ont plus la même longueur. Contrairement à la première expérience, le comportement des fourmis qui consistait à suivre les pistes de phéromones n'est plus le seul mécanisme [23] [25].

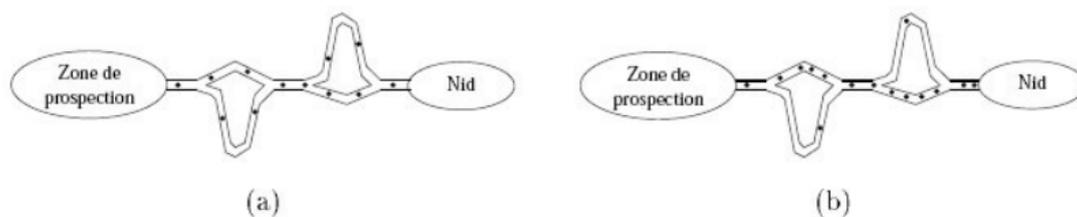


FIGURE 4.2 – Expérience du double pont binaire

Présent : maintenant on associe ce mécanisme à une notion de distance

Au départ, il n’y avait pas de phéromones sur le pont. Ainsi, chaque branche peut choisir Fourmis avec la même probabilité. Cependant, dans notre exemple, après un certain temps, La variation aléatoire amène un peu plus de fourmis à choisir le chemin du haut que le chemin du bas. Étant donné que les fourmis déposent des phéromones à mesure qu’elles avancent, le nombre est plus élevé Le chemin du haut aura plus de phéromones montantes que descendantes. Cette quantité plus élevée de phéromone incite plus de fourmis à choisir les branches supérieures, de sorte que la quantité de phéromone déposée augmente encore plus. Nous avons pensé que plus une fourmi parcourait de chemins, plus le chemin serait intéressant suivre. Par conséquent, la probabilité qu’une fourmi choisisse un chemin augmente avec le nombre de fourmis qui ont déjà suivi ce chemin.

On peut généraliser cela à plus de deux chemins possibles : dans **la figure (a)**, on a utilisé un double pont avec quatre chemins possibles de différentes longueurs. On voit dans le dessin (b) que la plupart des fourmis finissent par choisir le chemin le plus court. Les expériences montrent que quand environ cent fourmis ont déjà emprunté le pont, plus de 90 pourcents d’entre elles sélectionnent le chemin le plus court : les fourmis convergent donc assez rapidement.

4.2.3 Effet de la coupure d’une piste de phéromone

Cette fois, les fourmis sont en train de suivre une piste de phéromones, comme présenté à **la figure (a)**. À un moment donné, on a un obstacle qui barre la route des fourmis. Les fourmis qui arrivent à côté de l’obstacle doivent choisir soit d’aller à gauche soit d’aller à droite (b). Puisqu’aucune phéromone n’est déposée le long de l’obstacle, il y a autant de fourmis qui partent à gauche qu’à droite.

Néanmoins, puisque le chemin de droite est plus court que celui de gauche, les fourmis qui l’empruntent, vont retrouver plus vite la piste de phéromone de départ. Pour chaque fourmi allant du nid à la nourriture, on associe également une fourmi qui va de la nourriture au nid (en fait elles ont été séparées par l’apparition brutale de l’obstacle). Les phéromones de ces fourmis vont se superposer à droite. Donc quand elles vont rejoindre le chemin initial, le chemin de droite sera deux fois plus imprégné de phéromone que la piste de gauche, où les deux fourmis n’ont pas encore pu rejoindre la piste initiale (ce chemin étant plus long). Les fourmis qui arrivent à l’obstacle à partir de ce moment, préféreront suivre la piste de droite. Le nombre de fourmis qui passent par la droite va augmenter, ce qui augmentera encore la concentration de phéromones. De plus, l’évaporation des phéromones sera plus forte sur la piste de gauche du fait que sa longueur est supérieure. La piste de gauche sera donc rapidement abandonnée, parce qu’elle en est beaucoup moins

imprégnée : les fourmis passeront toutes très rapidement par la piste la plus courte [23] [25].

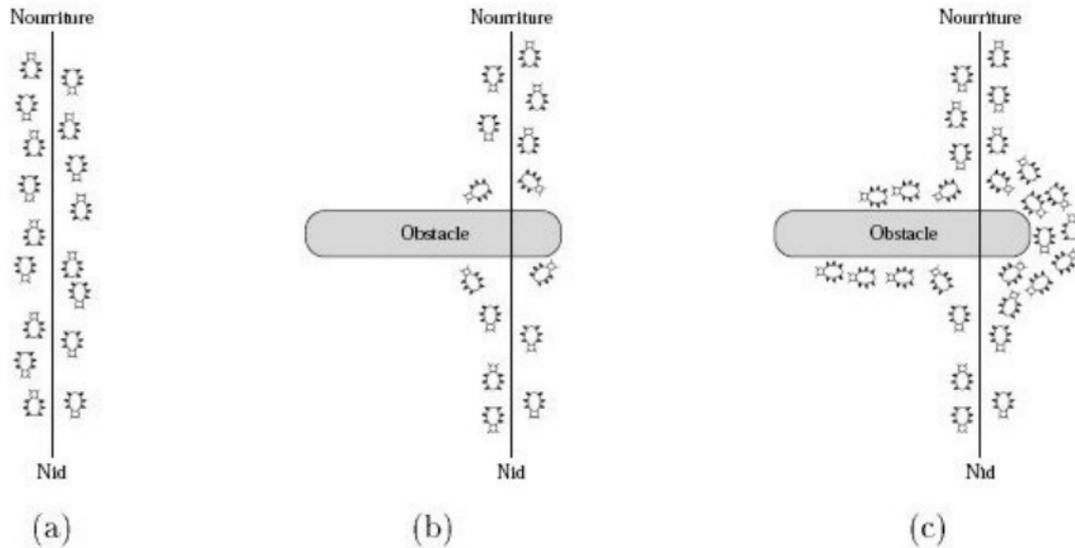


FIGURE 4.3 – Effet de la coupure d’une piste de phéromone

Conclusion :

Fait intéressant, même si une fourmi est capable de construire une solution (c’est-à-dire trouver un moyen d’aller du nid à la nourriture), c’est juste Créer toute une population de plus courts chemins.

4.3 Intelligence collective des fourmis

Les principales caractéristiques des fourmis que l’on pourra retrouver dans les systèmes informatiques sont :

4.3.1 Communication dans une colonie des fourmis

Les fourmis ont développé des mécanismes de communication très élaborés, il a été défini plusieurs types de réponse mettant en œuvre une forme de communication, telles que : l’alarme, le recrutement, l’échange d’aliments solides, le marquage de territoire et du nid, ...etc.

La communication chimique est la plus présente chez les fourmis. Les phéromones, qui sont des mélanges hydrocarbures, sont à la base de la communication de nombreuses espèces. La communication entre les individus peut se faire directement ou indirectement, l’utilisation des phéromones est majoritairement considérée comme une forme indirecte puisque l’échange d’information se fait grâce au support du sol, ce principe est appelé principe de **la stigmergie** [29].

4.3.2 Principes de la stigmergie

Grassé fut le premier à introduire le concept de stigmergie dans les années cinquante en étudiant les comportements des insectes sociaux. Le nom stigmergie indique que les activités des individus sont influencées par des signes externes, eux-mêmes générés par les activités des individus. Ainsi, des tâches simples doivent être coordonnées par le moyen de la communication indirecte et émanant à l'émergence de phénomènes. Deux formes de la stigmergie ont été identifiées : **la stigmergie sema-tectonique** et **la stigmergie basée sur la trace**.

La stigmergie sema-tectonique, entraîne un changement physique dans les caractéristiques de l'environnement. La construction du nid chez les fourmis ou la construction des piles de fourmis mortes en sont des exemples. Une fourmi observe une structure en développement et c'est à son tour de participer à la construction [29].

- - La deuxième forme de la stigmergie est basée sur la trace. Ici les marques sont des traces, déposées par les fourmis sur l'environnement, émanant à une forme de contribution indirecte à la tâche en question et réalisant une influence sur le comportement désiré.
- - La stigmergie à base de la trace de la phéromone est beaucoup plus observée dans la recherche de nourriture, avec l'émergence du chemin minimal entre la source de nourriture et le nid.

Il a été démontré que les fourmis n'utilisent aucune information visuelle dans leurs activités, et sans aucun contrôle central indiquant aux fourmis le chemin à employer.

4.3.2.1 La phéromone

La phéromone est une substance chimique volatile qui joue un rôle très important dans la réalisation des tâches définies. Il permet de refléter une caractéristique des systèmes complexes. La présence de la phéromone dans une piste permet l'attraction des fourmis vers la piste renforcée. La phéromone est soumise à l'évaporation, due aux contraintes d'environnement. L'évaporation permet de réduire les amplifications et de créer des points de fluctuations, pour lesquels des nouvelles situations prometteuses peuvent être visitées. Ce mécanisme conduit à la découverte des nouvelles régions riches en nourriture [29].

4.3.2.2 La propagation et l'évaporation

La propagation de la phéromone est un processus qui permet de laisser passer une quantité de la phéromone d'un emplacement à un autre emplacement voisin. Si le taux d'évaporation est de 0.5 par exemple, la moitié de la quantité de la phéromone de l'emplacement actuel est propagée vers les emplacements voisins.

L'évaporation est un processus, qui permet de réduire la quantité de la phéromone dans un emplacement par un taux défini. Cette évaporation est due aux contraintes de l'environnement [29].

4.3.3 Le fourragement

La recherche de la nourriture, appelée aussi « fourragement », est une activité souvent plus dispersée spatialement que la construction du nid. La communication peut avoir un

impact important, en particulier pour les mécanismes de recrutement, dont le principal intérêt collectif est de rassembler les ouvrières sur les sources de nourriture rentables. D'un point de vue plus général, la communication mise en œuvre pour la recherche de nourriture peut être considérée comme une forme de mémoire collective [29].

4.4 Optimisation par colonie des fourmis

L'optimisation par colonie de fourmis (ACO : Ant Colony Optimization) est une méta-heuristique qui est relativement récente. Elle a été introduite en 1991 par Coloni, Dorigo et Maniezzo pour résoudre le problème du Voyageur de commerce. Elle s'est popularisée, puis a été l'objet d'améliorations dès 1995 et a été appliquée avec succès à d'autres problèmes d'optimisation combinatoire dès 1994.

Cette méthode est considérée comme une métaheuristique de construction de solutions qui s'inspire du comportement des fourmis afin d'optimiser la longueur de leur chemin entre la colonie et la source de nourriture.

4.4.1 Principe de l'algorithme ACO

Le principe de l'algorithme ACO repose sur la capacité des fourmis à trouver le plus court chemin entre une source de nourriture et leur nid. Les traces de la phéromone, représentent une attirance pour un arc du graphe modélisant le problème. Chaque fourmi construit une solution pour le problème et l'évaluation de chaque solution est utilisée pour mettre à jour les traces de la phéromone. Chaque fourmi est considérée comme un agent capable de générer des solutions [29].

La décision à prendre par une fourmi pour construire une solution dépend de deux facteurs :

- - **Facteur de visibilité** noté η_d , ou encore d , est la décision à prendre. Cette valeur est directement proportionnelle à la qualité de la solution obtenue en prenant la décision d .
- - **Facteur de trace** τ_d , où d est la décision à prendre, cette trace représente l'apport historique qu'à la fourmi lorsqu'elle doit prendre la décision. Plus cette valeur est grande, plus il a été intéressant dans le passé de prendre cette décision.

D'où la relation suivante qui représente la probabilité qu'un élément où une décision d est choisie.

$$P_d = \frac{\tau_d^\alpha \cdot \eta_d^\beta}{\sum_{e \in D} \tau_e^\alpha \cdot \eta_e^\beta}, \alpha \geq 0, \beta \geq 0$$

α Et β sont deux paramètres qui mesure l'importance des deux facteurs de visibilité et de trace.

Evaporation de la trace de phéromone

Il est important de mettre en place un processus d'évaporation de la trace afin d'oublier les choix réalisés dans un lointain passé et de donner plus d'importance aux choix réalisés récemment. Soit un paramètre appelé taux d'évaporation choisi dans l'intervalle $]0,1[$. La mise à jour de la trace sur la décision d est réalisée comme suit :

$$\tau_d = (1 - \rho)\tau_d + c \sum_{k \in K} \Delta_d^k$$

Où :

Renforcement des traces :

Le processus de renforcement consiste à laisser une quantité de la phéromone à l'emplacement visité par la fourmi. Pour imiter ce principe et pour chacune des K solutions construites à une itération et pour chaque décision d choisie de ces solutions ajouter la quantité $\frac{Q}{L_k}$ à τ_d où Q est un paramètre [29].

4.4.2 Algorithme ACO [29]

- 1. **Initialiser** la trace de la phéromone à 0 pour tout décision
- 2. **Tant que** (critère d'arrêt non atteinte) **Faire**
- 3. **Pour** chaque fourmi **Faire**
- 4. Construire une solution en tenant compte de la visibilité et la trace
- 5. Mettre à jour la trace τ_d ainsi que la solution trouvée
- 6. **Fin pour**
- 7. **Fin tant Que**

4.5 Application au voyageur de commerce (Traveling Salesman Problem)

Le problème du voyageur de commerce « Traveling Salesman Problem TSP », est sans doute un des plus vieux étudié depuis le 19e siècle, est l'un des plus connus dans le domaine de la recherche opérationnelle. William Rowan Hamilton a posé pour la première fois ce problème sous forme de jeu dès 1859.

Le Problème du voyageur de commerce :

Dans le problème du TSP, on suppose un représentant de commerce veut vendre sa marchandise dans un certain nombre de villes, il doit donc planifier sa tournée de manière à passer par toutes les villes par trouver l'itinéraire le plus court ou le minimum des coûts du voyage de commerce. On a estimé qu'il est important de fixer quelques règles.

- Chaque ville dans la liste doit être visiter une est une seule fois,
- Il commence par une ville quelconque et doit terminer en retournant à la ville du départ.
- Les distances entre les villes sont connues.

Le problème consiste à déterminer le chemin permettant de minimiser la distance parcourue. La notion de distance peut être remplacée par d'autres notions comme le temps qu'on met ou l'argent qu'on dépense : dans tous les cas, on parle du coût. De même, la notion de ville peut être remplacée par d'autres notions comme la location, l'entrepôt...etc. **La figure 4.4** représente un exemple d'un problème de voyageur de commerce avec 9 villes [30].

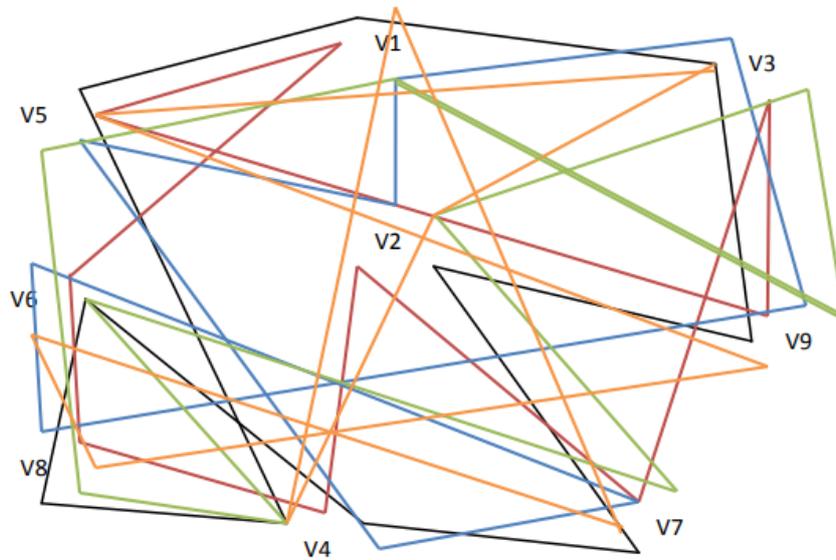


FIGURE 4.4 – Exemple de solutions d'un problème de voyageur de commerce

Remarque :

La figure représente 5 tournées possibles où chacune est représentée par une couleur. Le problème du voyageur de commerce peut être formulé comme suit :

$$\sum_{i=1}^{n-1} (D(v_i, v_{i+1})) + D(v_n, v_1)$$

Où $\mathbf{D}(\mathbf{v}_i, \mathbf{v}_{i+1})$ est la distance (ou le coût) entre les deux villes (points) \mathbf{v}_i et \mathbf{v}_{i+1}

Il existe deux variantes principales du problème du voyageur de commerce : le problème du voyageur de commerce symétrique et le problème du voyageur de commerce asymétrique (le TSP symétrique et le TSP asymétrique).

Dans la variante dite symétrique, la distance (le coût) entre deux villes (points) quelconques \mathbf{v}_i et \mathbf{v}_{i+1} est la même dans les deux sens $\mathbf{D}(\mathbf{v}_i, \mathbf{v}_{i+1}) = \mathbf{D}(\mathbf{v}_{i+1}, \mathbf{v}_i)$. Néanmoins, Toutefois, un problème TSP asymétrique de taille n peut être transformé en un problème symétrique de taille $2*n$.

Le TSP a des applications directes, notamment dans le transport et la logistique. Par exemple, trouver le chemin le plus court pour les bus de ramassage scolaire, ou dans l'industrie, pour trouver la plus courte distance que devra parcourir le bras mécanique d'une machine pour percer les trous d'un circuit imprimé. On peut l'appliquer également dans la construction des cartes mères des ordinateurs afin de minimiser la longueur des fils de cuivre entre les puces. Le TSP peut aussi être utile en ordonnancement, si n commandes doivent être effectuées sur une seule machine et que le temps de mise en route dépend de l'ordre de passage, le TSP permettra de minimiser le temps de mise en route des commandes en déterminant l'ordre dans lequel celles-ci doivent être effectuées. Une autre application du TSP est possible en cristallographie afin de minimiser le temps de prise des mesures aux rayons X [30].

Solution :

Les premières approches mathématiques proposées pour le TSP ont été traitées par les mathématiciens Sir Wiliam Rowan Hamilton et Thomas Penyngton Kirkman [Biggs et al, 1976]. Ensuite, le TSP a été développé et traité en profondeur par Karl Menger et Hassler Whitney et son collègue Merrill Flood [Schrijver, 1960]. En se basant sur ces efforts, Dantzig et ses collègues Fulkerson et Johnson ont résolu une instance du problème du voyageur de commerce avec 49 villes [Dantzig et al, 1954], Camerini et ses collègues Fratta et Maffioli ont résolu une instance avec 100 villes [Camerini et al, 1974], Padberg et Rinaldi ont résolu une instance avec 532 villes [Padberg et Rinaldi, 1987] et une autre avec 2392 villes [Padberg et Rinaldi, 1991], Applegate et ses collègues Bixby, Chvatal et Cook ont résolu une instance de taille 15112 villes [Applegate et al, 2001]. Le TSP appartient à la classe des problèmes NP-difficiles [Garey and Johnson, 1979], où l'existence d'un algorithme de complexité polynomiale reste inconnue. Un calcul rapide de la complexité montre qu'elle est en $O(n!)$. Avec n est le nombre de villes à visiter. En supposant que le temps pour évaluer un trajet est de 1s [30],

Le tableau 1.1 suivant montre l'explosion combinatoire du TSP.

Nombre de villes	Nombre de possibilités	Nombre de possibilités
5	12	12
10	181440	0,18 s
15	43 milliards	12 heures
20	60×10^{15}	1928 ans
25	310×10^{21}	9,8 milliards d'années (!)

On remarque que le temps de calculs pour un certain nombre de villes est trop élevé et pour cette raison on a cherché d'autre solution pour minimiser le temps, et parmi les solutions les méthodes métaheuristiques les plus populaires conçues pour résoudre TSP

Lors de la résolution du problème du voyageur de commerce, ces métaheuristiques sont caractérisées par leur facilité d'implémentation relative, une considération propre de ses contraintes par l'utilisation des paramètres de contrôle, et le plus important est la production des solutions de qualité élevée dans un temps de calcul raisonnable. En revanche, le développement de nouvelles métaheuristiques afin de renforcer leur robustesse, reste un grand défi, spécialement pour le cas des problèmes NP-difficile [30]

On avait essayé de trouver une solution en utilisant les algo algorithmes

Les paramètres

- Maximum Number of Iterations : MaxIt=300
- Number of Ants (Population Size) : nAnt=40
- $Q=1$
- Initial Phromone : $\tau_{0} = 10 * Q / (nVar * \text{mean}(\text{model.D}(:)))$
- Phromone Exponential Weight : $\alpha=1$
- Heuristic Exponential Weight : $\beta=1$
- Evaporation Rate : $\rho=0.05$

On a choisi 40 ANT c'est-à-dire 40 villes et on a trouve la solution suivant dans 15s

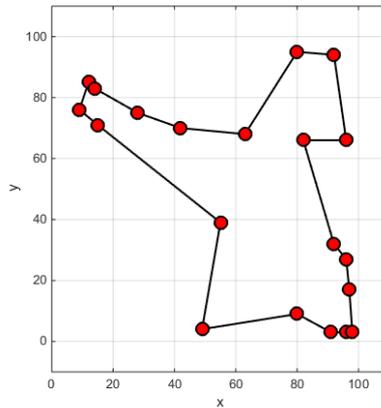


FIGURE 4.5 – Schéma de Meilleure solution TSP

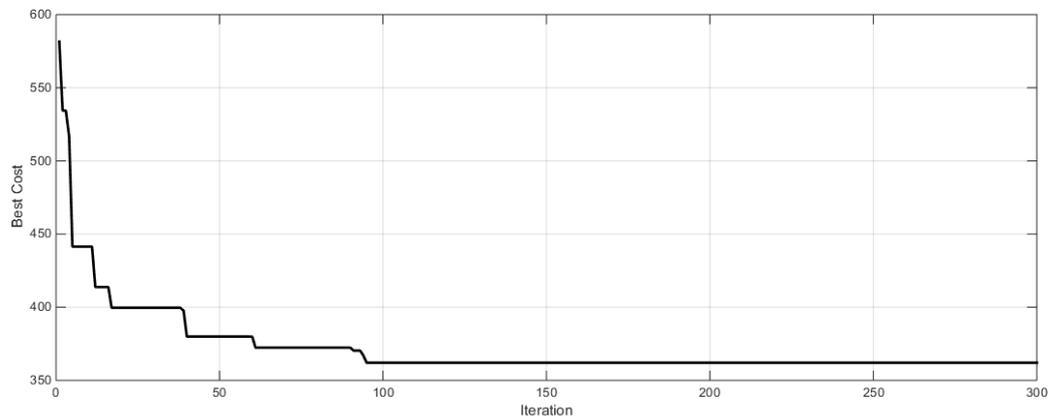


FIGURE 4.6 – Fonction de fitness Best Cost = 362.038

4.6 Optimisation des paramètres d'un régulateur PID par ACO

4.6.1 Fonction objectif (Fitness Function)

$$\text{cost_value} = \text{cost_value} + t(i) * \text{abs}(\text{err}(i))$$

Avec : err=reference-output ;

4.6.2 Régulateur PID-ACO Proposé

La figure illustre le schéma de cette approche d'optimisation. Sur ce schéma on retrouve la boucle de régulation classique au quelle s'ajoute une couche supérieure à base d'un ACO. Le rôle de ce dernier est de fournir les paramètres optimaux du régulateur PI pour améliorer les performances de la boucle de régulation.

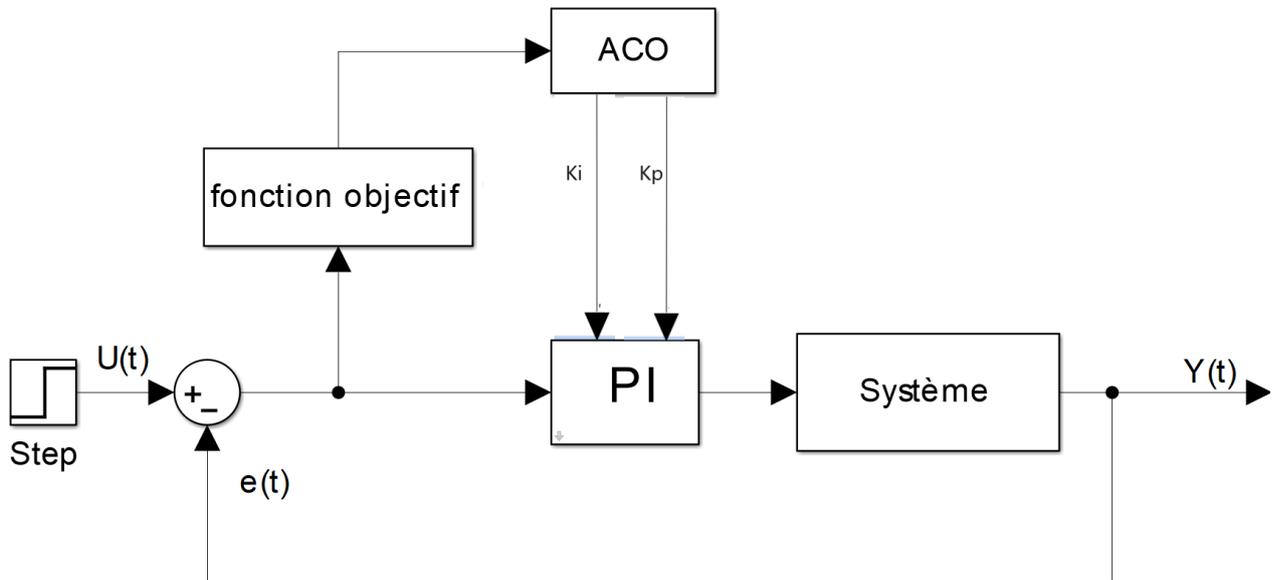


FIGURE 4.7 – Approche d’optimisation du PI par l’algorithme ACO

Les paramètres de programmes ACO :

- number of iteration $n_{iter} = 5$;
- Number of Ants $NA = 300$
- $\alpha = 0$.
- β
- Evaporation rate : ρ
- lower bound : $LB = (0.01) \cdot \text{*Ones}(1,27)$;
- upper bound : $UB = 10 \cdot \text{*Ones}(1,27)$;
- number of nodes for each param : $n_{node} = 10000$;
- Cost best prev = inf;

Le tableau suivant montre les résultats des essais :

Essais	K_p	K_i	Best cost	Temps de simulation
1	6.7259	0.81028	77.5869	322.735 s
2	8.2666	0.81028	82.2376	271.2365 s
3	9.1368	1.4617	75.5771	379.025 s

Et pour notre application a la commande IRFOC du moteur asynchrone on a pris K_p et K_i du premier essai

4.7 Application à la commande IRFOC du moteur asynchrone

Dans ce chapitre, on a implémenté K_p et K_i de PI_{ACO} et on a trouvé les résultats suivants :

4.7.1 Résultats de simulation et expérimentaux de la commande IRFO-ACO du moteur asynchrone

4.7.1.1 Test de poursuite : Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s

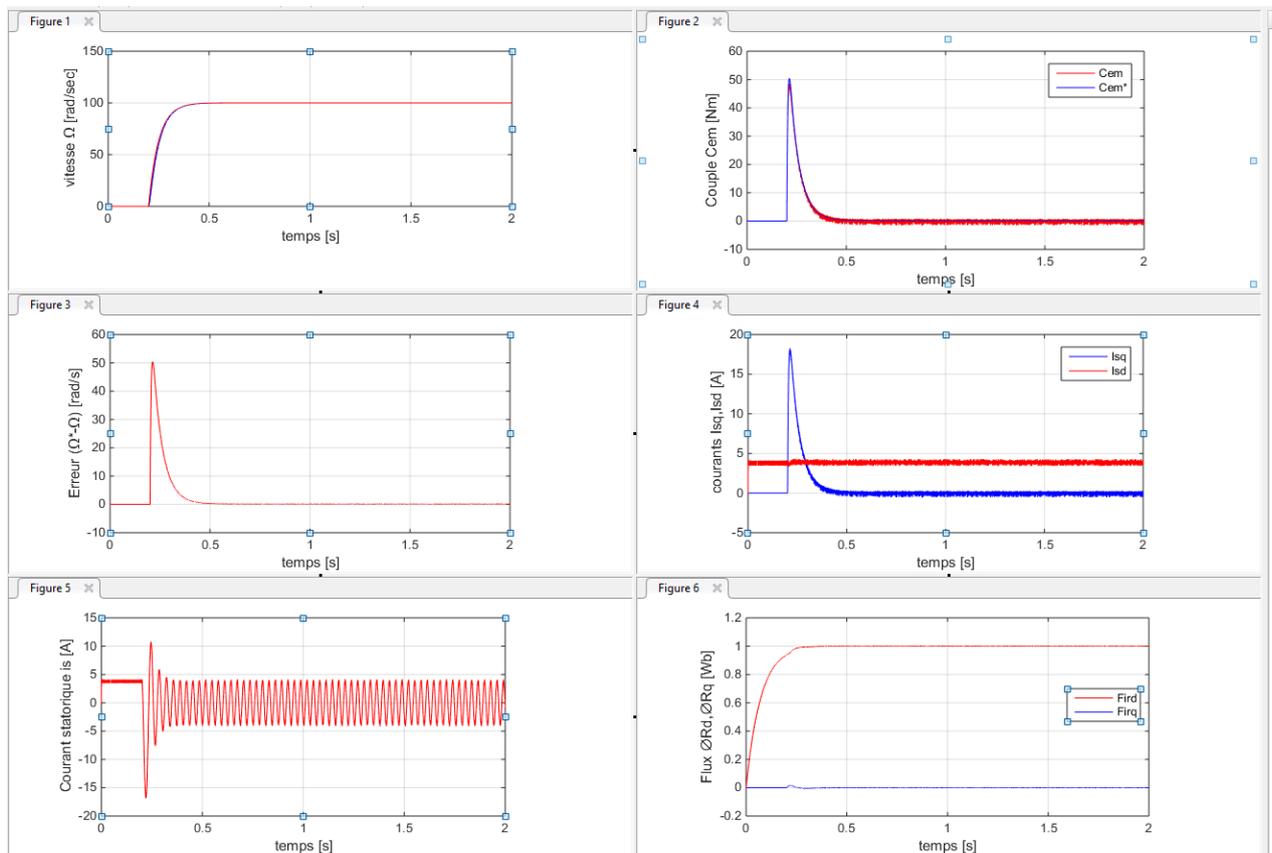


FIGURE 4.8 – Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s

4.7.1.2 Test de poursuite : Inversion de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s

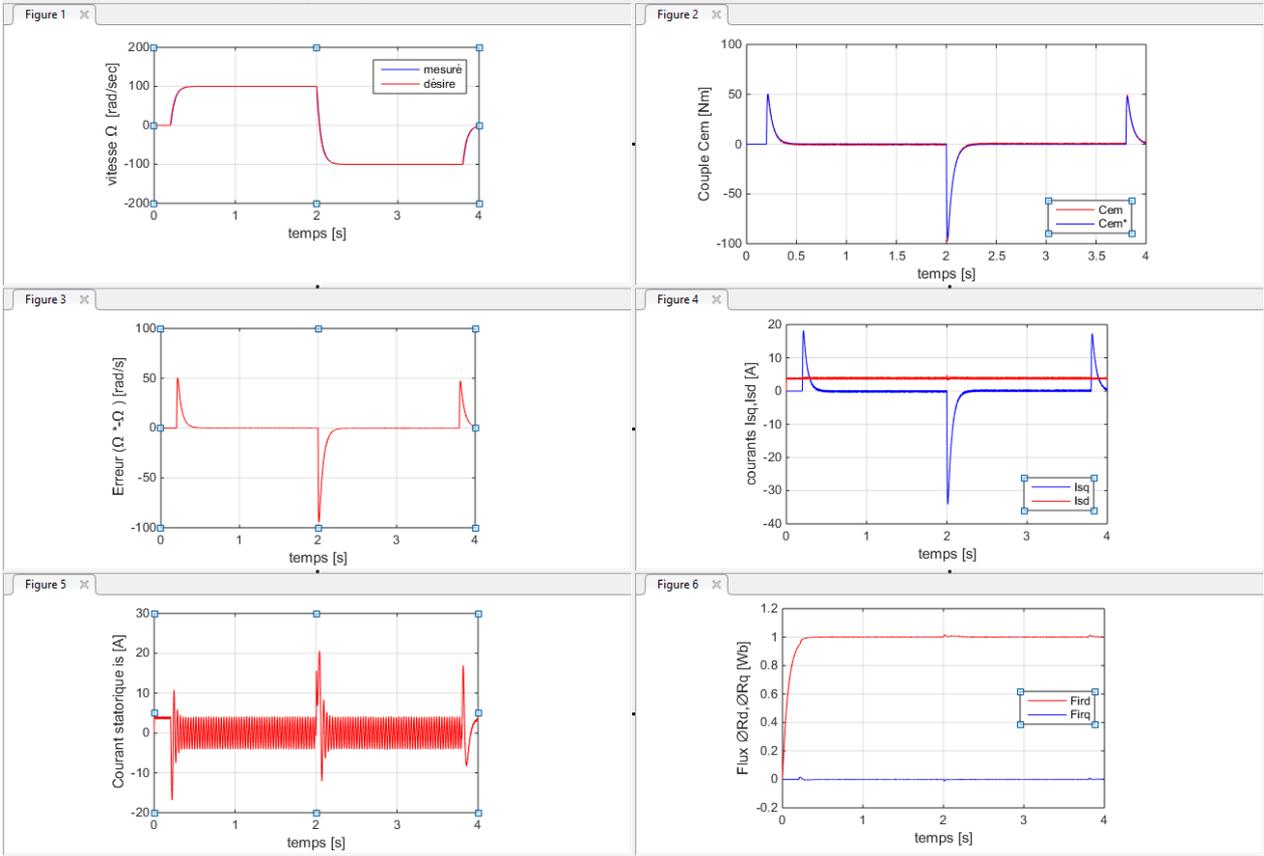


FIGURE 4.9 – Inversion de vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s

Test de régulation

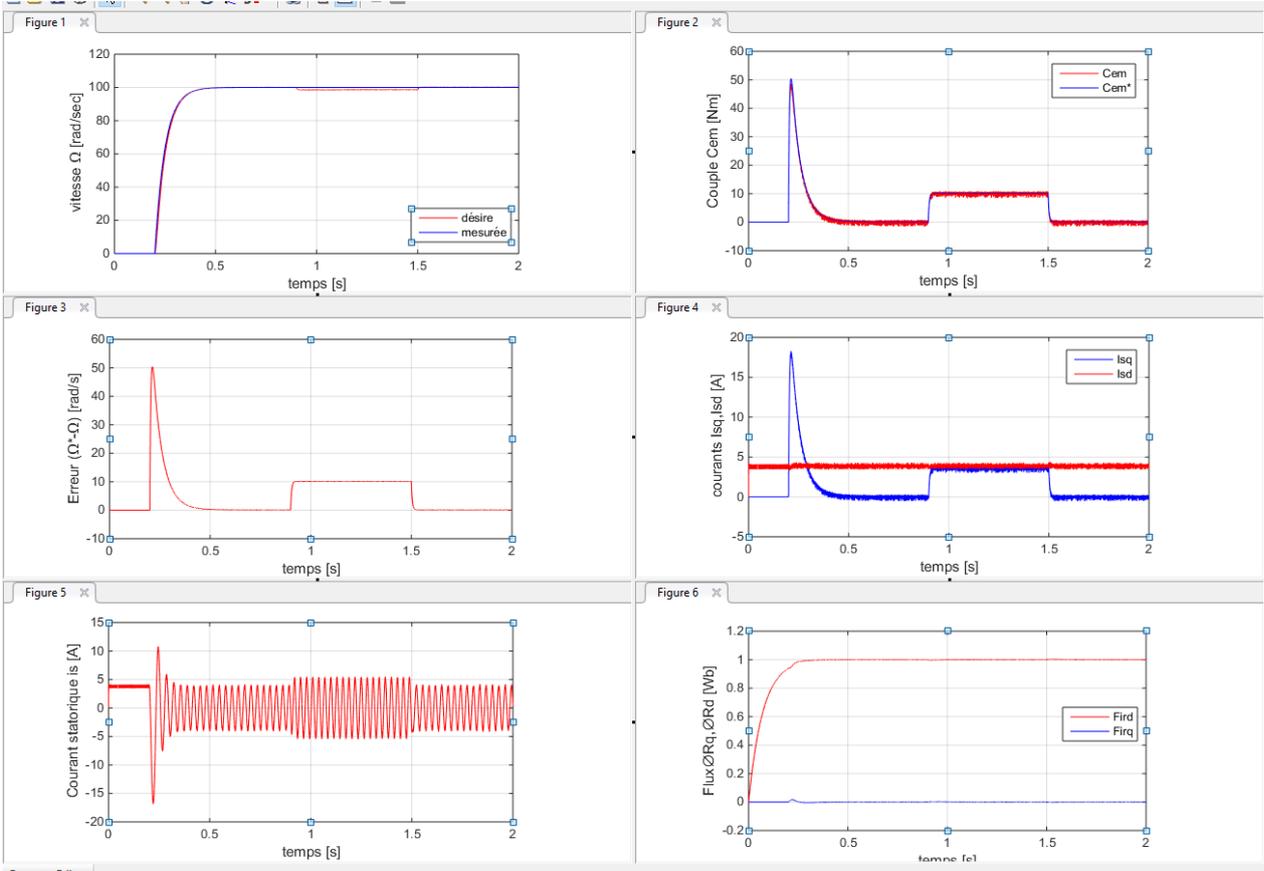


FIGURE 4.10 – Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm à 0,9 s et 1,5s

4.7.1.4 Test de robustesse : Influence de la résistance rotorique

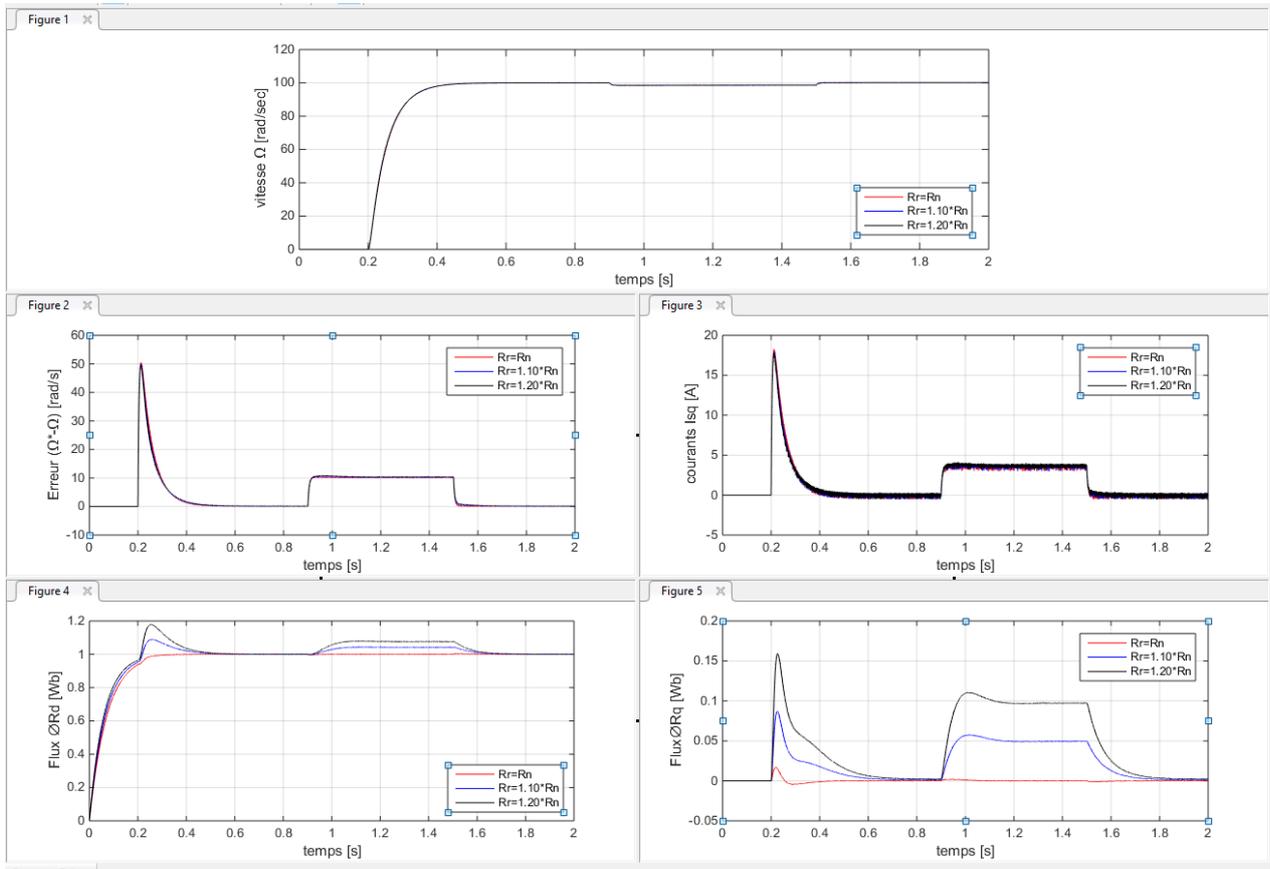


FIGURE 4.11 – Démarrage sous un échelon de vitesse de 100 rad/s Avec application et suppression d'un couple d'application de 10 Nm à 0,9 s et 1,5s avec $R_r = 1, 1,1, 1,2 R_n$

Interprétation :

Les résultats obtenus montrent, pour les valeurs de régulateur PI par ACO d'excellentes performances, non seulement en poursuite mais aussi en régulation, avec un très bon suivi de la vitesse de référence, une erreur statique nulle, et ceci dans tous les cas de profils étudiés. Ceci se traduit par une erreur de poursuite bien inférieure à celle obtenue à l'aide de la structure IP, cependant il apparaît que cette amélioration de la dynamique se fait avec des appels de courant, et donc de couple, supérieurs lors des transitoires en général, et lors du démarrage du moteur en particulier.

On note également que l'orientation du flux rotorique est parfaitement réalisée, de plus le couple électromagnétique développé reproduit de manière satisfaisante sa référence C_{em}^* , ceci montrant la parfaite adaptation du réglage PI ACO à la commande vectorielle.

On remarque encore que malgré le fait que les contrôleurs conventionnels PI et IP soient reconnus pour leur vitesse de réaction grâce à leur action proportionnelle, la régulation PI par ACO arrive, avec les réglages retenus à les surpasser lors des phases transitoires.

4.8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons abordé les méthodes méta-heuristique et l'optimisation de la régulation par colonie de fourmis (ACO)

D'abord, nous avons exposé le comportement des fourmis par des expériences, ainsi que l'intelligence collective des fourmis.

Nous avons ensuite montré l'optimisation par colonie des fourmis par des algorithmes de ACO.

Un des problèmes résolus par l'ACO est le problème du Voyageur de commerce (TSP), nous avons, montré le problème et les solutions proposées et On avait essayé de trouver une solution en utilisant les aco algorithmes.

Enfin, nous avons proposé un régulateur PI-ACO pour La comparaison entre les différents cas de la commande de la MAS réalisée en utilisant un contrôleur PI dont les paramètres sont ajustés par deux procédés, d'une part manuellement (méthode classique), et d'autre part par une technique modernes la technique régulation par colonie de fourmis (ACO).

A partir des résultats de la simulation obtenus, on observe que le régulateur PI conçu avec ACO donne de meilleurs résultats par rapport à la méthode traditionnelle en termes d'indice de performance (conservation du couplage, robustesse et permet un bon rejet aux perturbations), en plus elle est plus rapide et précise.

Chapitre 5

Optimisation par colonie d'abeilles (ABC)

5.1 Introduction

Au cours de la dernière décennie, les algorithmes d'abeilles inspirés de la nature, sont devenus un outil prometteur et puissant. Malheureusement, on ne parvient pas à connaître la date exacte de la première apparition des algorithmes d'abeilles. Ce qui est sûr pour nous c'est qu'ils ont été développés en quelques années de façon indépendante par différents groupes de chercheurs.

D'après la bibliographie, il semble que l'algorithme HONEY-BEE a été réalisé pour la première fois vers 2004 par CRAIG A. TOVEY à GEORGIA TECH en collaboration avec SUNIL NAKRANI.

A la fin de 2004 et au début de 2005, XIN-SHE YANG à l'Université de CAMBRIDGE a développé le VIRTUAL BEE ALGORITHM (VBA) pour résoudre des problèmes d'optimisation numérique, cet algorithme permet d'optimiser à la fois les fonctions et les problèmes discrets, cependant ils n'ont donné comme exemples que les fonctions à deux paramètres. Un peu plus tard en 2005, HADDAD, AFSHAR et leurs collègues ont présenté un algorithme dit HONEY-BEE MATING OPTIMIZATION (HBMO) qui a ensuite été appliqué à la modélisation de réservoirs et de clustering.

En 2006, B. BASTURK et D. JARABOGO en Turquie, ont développé un algorithme appelé ARTIFICIAL BEE COLONY (ABC) pour l'optimisation de fonctions numériques.

Nous remarquons ici que la méthode des abeilles est plus ou moins récente, et qu'avec le temps de nouvelles versions apparaissent, ce qui rend cette méthode de plus en plus populaire et maîtrisable par les chercheurs.

5.2 Optimisation par Colonie d'abeilles

L'optimisation en essaim est une famille récente d'algorithmes métaheuristiques. Les principes sont basés sur le comportement de vraies abeilles dans la vie. Cette solution fait l'objet de nos recherches.

Dans ce cas, nous donnerons la structure d'une colonie d'abeilles, puis décrirons le comportement des abeilles dans leur recherche de nourriture, et enfin nous montrerons quelques algorithmes inspirés de ce comportement.

5.2.1 Les différentes abeilles

La colonie des abeilles a pour objectif d'optimiser l'efficacité globale de la collecte de nectar. Les butineuses sont attribuées à différentes sources de nourriture de façon à maximiser l'apport total de nectar. La répartition des abeilles est en fonction de plusieurs facteurs tels que la richesse du nectar et la proximité de la ruche. Le point le plus important dans la danse des abeilles est leur force d'attirer l'attention des autres. Dans la colonie, les abeilles sont divisées en trois groupes :

- Les abeilles employées (butineuses)
- Les abeilles spectatrices (observatrices)
- Les scoutesses (exploratrices)

Les abeilles possèdent des propriétés assez différentes de celles des autres espèces d'insectes. Elles vivent en colonies, en construisant leurs nids dans des troncs d'arbres ou d'autres espaces clos similaires . Généralement, une colonie d'abeilles contient une femelle reproductrice appelée reine, quelques centaines de mâles connus sous le nom de faux-bourdon, et de 10.000 à 80.000 femelles stériles qui s'appellent les ouvrières. Après accouplement avec plusieurs faux-bourdon, la reine reproduit beaucoup de jeunes abeilles appelées les couvées.

5.2.2 Recherche de nourriture chez les abeilles

Les scientifiques ont fait beaucoup de recherches pour déterminer quel est l'ordre Élevé dans des ruches habitées par des dizaines de milliers d'abeilles. De nombreuses études Des recherches académiques ont également été menées à cette fin. Le zoologiste autrichien Karl Von Frisch, expert bien connu et professeur à l'Université de Munich, a écrit un livre de 350 pages sur la communication des abeilles, "The Dance Language and Direction of Bees" (Le langage et la direction de la danse de l'abeille) [27].

Exploration des sources de nourriture :

L'abeille qui cherche à manger, appelée « éclaireuse », se trouve devant une tâche formidable. Elle quitte la ruche, cherche dans de vastes zones et vole de longues distances, elle doit donc reconnaître les bonnes sources de nourriture et avant que les abeilles butineuses retournent à la ruche, elle doit enregistrer sa position par rapport à la ruche et dépose une odeur spéciale sur leur source de nourriture. Une fois qu'une source de nourriture a été localisée et marquée, elle doit retourner à la ruche pour informer les autres ouvrières de sa découverte. Pour cela, elle doit utiliser des informations sur la direction de la ruche même si, pour arriver où elle est, elle fait tout un circuit. Après, elle doit communiquer aux autres ouvrières la direction et la distance de la source de nourriture par rapport à la ruche, et elle doit donner certaines indications sur sa qualité. Ceci doit être fait de la façon la plus économique possible. Elle doit donc attirer l'attention des autres ouvrières, qui peuvent déjà être occupées à autre choses ou avoir reçu des messages d'autres abeilles. La question posée est alors : « Comment les abeilles communiquent elles ? [27]

5.2.3 Méthode de communication chez les abeilles

Karl Von Frisch a construit une ruche avec une paroi en verre par laquelle il pouvait observer le comportement des abeilles à l'intérieur. Il remarqua que dans le retour des abeilles employeuse à la ruche, elles exécutent la danse. Si une seule abeille l'exécute, ce n'est pas toute la ruche qui passe à l'action. Premièrement, un groupe d'éclaireuses quitte la ruche. Si, à son retour, ce groupe exécute aussi la danse, alors un groupe plus important d'abeilles se dirigera vers l'objectif. Meilleure est la source de nourriture qu'elles trouvent, plus longtemps dure la danse et plus grand sera le nombre d'abeilles qui les suivent. De cette façon, l'attention des butineuses est toujours fixée sur la source la plus productive [27].

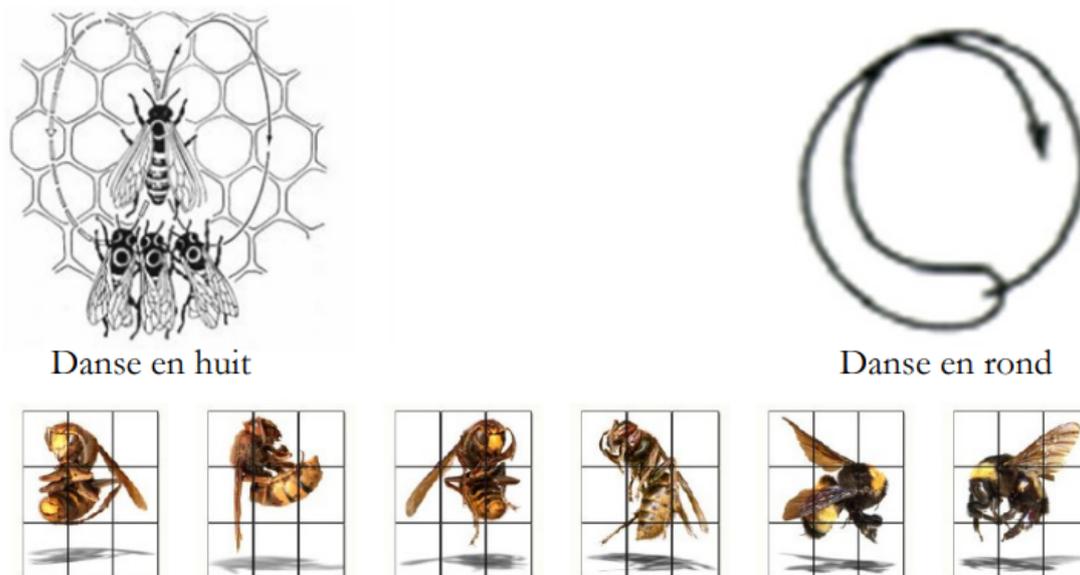


FIGURE 5.1 – Illustration d’une abeille en « waggle dance »

Si la source de nourriture qu’elles trouvent est très riche, la danse que les abeilles exécutent est très enthousiaste. Si la source est à proximité, elles décrivent son emplacement en exécutant la "danse en rond" illustrée à droite. Pour les sources de nourriture plus éloignées, elles exécutent la danse en huit illustrée à gauche, avec des mouvements frétilants .

Dans la danse frétilante, l’abeille tourne alternativement d’un côté et de l’autre effectuant un demi-tour circulaire qui la ramène au point de départ. Les ouvrières suivent la danseuse au cours de ses déplacements, et la touchent des antennes. Cette danse est très riche en information, en particulier, elle donne aux abeilles observatrices deux indications essentielles : la quantité de nourriture, la distance à parcourir et la direction à suivre.

Concernant la distance, plusieurs paramètres sont utilisés simultanément, le plus important est le tempo de la danse, c’est-à-dire le nombre de tours complets effectués par la danseuse par unité de temps. Les mouvements de l’abeille sont d’autant plus durables que la source est riche (quantité de nourriture). En ce qui concerne la direction, elle est donnée par rapport à l’azimut solaire (en plan horizontal), la position angulaire de la source est indiquée par l’angle que fait la partie frétilante avec la verticale du rayon comme l’indique **la figure (5.1)**. Dans le cas où la source de nourriture trouvée serait improductive, les abeilles dansent tout de même, mais elles le font à contrecœur et pendant une plus brève durée. Cela se reflète aussi sur les autres abeilles dans la ruche, les abeilles qui se rassemblent autour de la danseuse se dispersent rapidement et une nouvelle équipe quitte la ruche à la recherche de nourriture [27] .

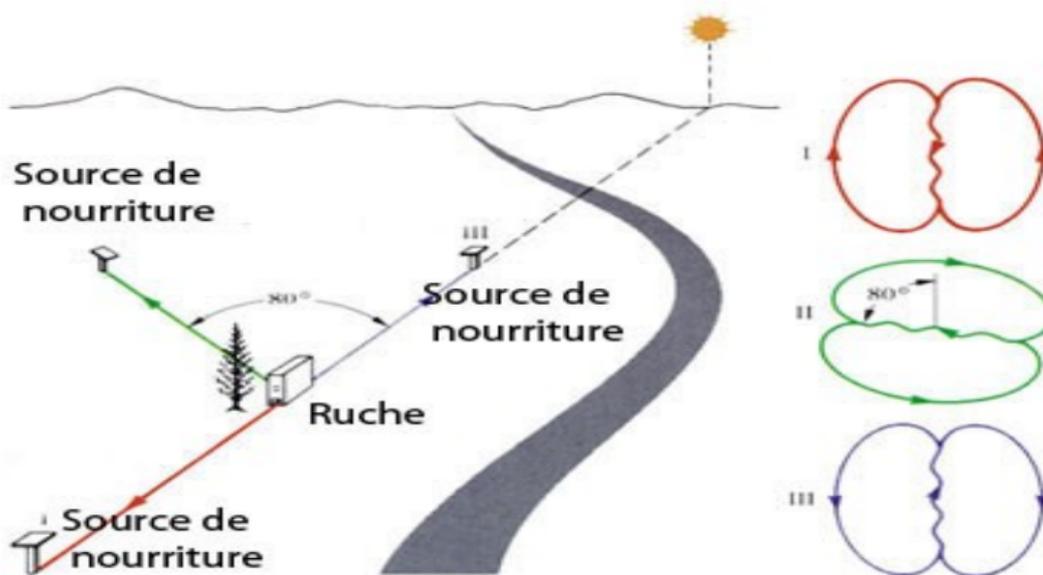


FIGURE 5.2 – indice de la direction

- **1-** Si la source de nourriture se trouve exactement dans la direction du soleil, ou dans la direction opposée, les frétilllements dans la danse seront verticaux sur le rayon.
- **2-** Si la source de nourriture est 80 degrés à gauche du soleil, cela est indiqué en faisant la trajectoire du frétilllement de la danse à un angle correspondant de 80 degrés à gauche de la verticale.
- **3-** Si l'abeille suit une direction vers le haut durant son frétilllement, elle signale que la source de nourriture se trouve dans la direction vers le soleil. Et si elle se dirige droit en bas, cela signifie que la source se trouve dans la direction exactement opposée de celle du soleil [27].

5.2.4 Optimisation naturelle : Les directions fournies par les abeilles

Comme il a été déjà mentionné, peu après avoir regardé l'abeille danseuse, les autres ouvrières quittent la ruche et se dirigent vers l'objectif. Cependant, les abeilles sont confrontées à un problème important : l'angle que la danseuse a fourni à ses sœurs est basé sur le soleil. Cependant, le soleil n'est pas fixe dans le ciel, mais il change de position de 1 degré à toutes les 4 minutes. Si une abeille suivait la ligne d'origine, elle ne serait jamais capable de localiser son objectif à cause du changement de position du soleil. Chaque fois que 4 minutes s'écoulent, cela correspond à une marge d'erreur de 1 degré, laquelle atteindra des dimensions impossibles à corriger au cours d'un long voyage. En réalité, cela ne se produit jamais. Depuis maintenant des millions d'années, les abeilles ont compris les directions qui leur sont fournies par leurs sœurs, malgré le mouvement du soleil et le changement des angles. Les abeilles n'éprouvent aucune difficulté à trouver des sources de nourriture, ce qui indique qu'elles ne font aucune erreur en calculant l'angle par rapport au soleil.

Pour exprimer cela en termes mathématiques, les abeilles calculent que le soleil se déplace de 1 degré à chaque 4 minutes. En conséquence, elles sont capables de se rappeler de l'emplacement exact de la source de nourriture et de le "décrire" aux autres abeilles. Les autres abeilles calculent l'angle suivant la position modifiée du soleil, comprennent les directions données et localisent la source de nourriture en question

5.3 Algorithmes d'abeilles basés sur la recherche de nourriture

Des algorithmes basés sur les insectes sociaux et l'intelligence des essaims commencent à émerger. Puissance et efficacité éprouvées dans de nombreuses applications. Basé sur le comportement des abeilles, les scientifiques ont développé plusieurs algorithmes puissants. Si nous n'utilisons que certaines propriétés ou comportements des abeilles et ajoutons de nouvelles fonctionnalités, nous pouvons concevoir une nouvelle classe d'algorithmes.

Dans ce qui suit, nous représentons quelques algorithmes (les plus connus) basés sur le comportement des abeilles lors de leur recherche de nourriture, mais ne sont pas exhaustifs [27].

5.3.1 Algorithme d'optimisation par colonie abeilles virtuelles (VBA)

L'algorithme VBA (acronyme anglaise "Virtual Bee Algorithm") a été développé par Xin-She Yang en 2005 pour la résolution des problèmes numériques d'optimisation, ceci peut optimiser des fonctions et des problèmes discrets, bien que seulement des fonctions avec deux paramètres aient été données comme exemples [27].

L'arrangement de l'algorithme VBA commence par une troupe d'abeilles virtuelles, chaque abeille se déplace aléatoirement dans l'espace de recherche et dans la plupart des cas, l'espace de recherche peut être simplement un espace 1-D ou 2-D. Les étapes principales de l'algorithme d'abeilles virtuelle pour l'optimisation des fonctions sont :

- **1.** Création d'une population des multi-agents ou des abeilles virtuelles. Chaque abeille est associée à un vecteur de solution avec plusieurs paramètres à optimiser
- **2.** Codage des fonctions d'optimisation (fonctions objectives) et la conversion en nourriture virtuelle (Virtual Food).
- **3.** Définition d'un critère pour communiquer la direction et la distance avec une manière similaire à l'aptitude physique des abeilles (La danse des abeilles)
- **4.** Mettre à jour une population des individus dans de nouvelles positions pour la recherche de la nourriture virtuelle, faisant la danse virtuelle pour définir la distance et la direction ; "la danse virtuelle de waggle" selon l'équation.
- **5.** Après une certaine période d'évolution, le mode le plus élevé, dans le nombre des abeilles virtuelles ou l'intensité/fréquence des abeilles qui font la visite est élevé, correspond à la meilleure évaluation

- 6. Décodage des résultats pour l'obtention de la solution du problème. La position modifiée de chaque abeille peut être calculée en utilisant les équations suivantes :

$$\left. \begin{aligned} x_k^{i+1} &= x_k^i \cdot (1 - \beta) + x_{best} \cdot \beta + \alpha(\text{rand}(i) - 0.5) \\ y_k^{i+1} &= y_k^i \cdot (1 - \beta) + y_{best} \cdot \beta + \alpha(\text{rand}(i) - 0.5) \end{aligned} \right\}$$

Où α et β sont des constantes positives appelées l'amplitude aléatoire et la vitesse de convergence, respectivement, et x_{best} et y_{best}

sont les meilleurs paramètres de la $i^{\text{ème}}$ itération. $\text{rand}(i)$ est un nombre aléatoire dans l'intervalle $[0, 1]$.

La $i^{\text{ème}}$ abeille dans la colonie est représentée par un vecteur dimensionnel k tels que $x^k = x^1, x^2, x^3, \dots, x^k$ et d'autre coordonné de $y^k = y^1, y^2, y^3, \dots, y^k$. La position actuelle (la recherche de point dans l'espace de solution) peut être modifiée par

$$S_k^{i+1} = S_k^i + S_{best} + S_{rand}$$

ou

$$S_k^{i+1} = (x_k^{i+1}, y_k^{i+1}) \quad S_k^i = (x_k^i, y_k^i) \quad S_{best} = (x_{best}, y_{best})$$

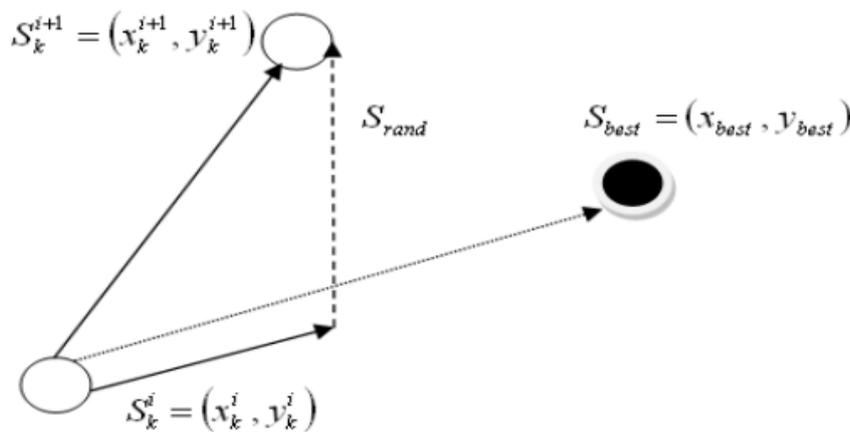


FIGURE 5.3 – Conception de modification de la position de la recherche par VBA

5.3.2 Algorithme d'optimisation par colonie d'abeilles (BCO)

L'algorithme BCO (Bee Colony Optimization) est introduit par Lucic et Teodorovic en 2001 afin de trouver la solution optimale pour un problème d'optimisation combinatoire difficile donné, comme : le problème de voyageur de commerce, le problème de p-Médiane, problème de routage dans les réseaux optiques.

Chaque abeille génère une solution au problème. Il existe deux phases alternatives (le pas en avant et le pas en-arrière) construisant une seule étape dans l'algorithme BCO.

Dans chaque pas en-avant, chaque abeille artificielle visite NC solutions, crée une solution partielle, et ensuite retourne vers la ruche. Les abeilles se réunissent dans la ruche et commencent le pas en-arrière. Lorsque toutes les solutions sont complétées, la meilleure parmi elles est déterminée, et elle est utilisée pour mettre à jour la meilleure solution globale et comme ça une itération de BCO est accomplie. A ce point, toutes les solutions

sont supprimées, et une nouvelle itération prend naissance [27].

Soit 'B' le nombre des abeilles dans la ruche, et 'NC' le nombre des déplacements constructifs en avant. Au début de la recherche, toutes les abeilles sont dans la ruche. Le pseudo-code de l'algorithme BCO peut être décrit de la façon suivante [27] :

- Initialisation : une solution vide est assignée à chaque abeille
- Pour chaque abeille : // (pas en-avant)
- — **a.** $k = 1$; // (compter les déplacements constructives en-avant)
- — **b.** Evaluer tous les pas possibles
- — **c.** Choisir un pas
- — **d.** $k = k + 1$; If $k \geq NC$ Aller en b
- Retour de toutes les abeilles à la ruche ; // (pas en-arrière)
- Pour chaque abeille évaluer la valeur de la fonction objective.
- Chaque abeille décide aléatoirement soit de continuer sa propre exploration et devenir une recruteuse, ou de devenir l'abeille qui fait la récolte.
- Pour chaque suiveur, choisir une nouvelle solution à partir des recruteuses.
- Si les solutions ne sont pas complètes, aller à l'étape (2), sinon aller à l'étape (8).
- Evaluer toutes les solutions et trouver la meilleure parmi elles.
- Si le critère d'arrêt n'est pas vérifié, passer à l'étape (2), sinon aller à l'étape suivante.
- Afficher la meilleure solution trouvée.

5.3.3 Algorithme d'optimisation par la danse d'abeille (DBO)

L'algorithme DBO (Danse Bee Optimization) a été développé par Laga et Nouioua en 2009 pour résoudre le problème de la T-Coloration des graphes. Cet algorithme est inspiré de comportement des abeilles lors de la recherche de nourriture.

L'algorithme commence en positionnant aléatoirement les "n" abeilles dans l'espace de recherche. Après l'évaluation des fonctions fitness de ces abeilles, les "m" abeilles ayant les meilleures fitness (abeilles élites) sont choisies pour la construction de voisinage [27].

Dans l'étape suivante, l'algorithme guide la recherche dans le voisinage des meilleurs sites m trouvés par les abeilles élites. En effet, ne se sont les abeilles recrutées pour chercher autour des meilleurs sites e,c.a.d suivre les meilleures danseuses, nsp sont aussi les abeilles recrutées pour suivre les autres (m - e)danseuses. Ce recrutement est l'opération clé de l'algorithme DBO. Pour chaque abeille recrutée (solution), on associe une méta-heuristique de voisinage pour chercher autour de cette solution. A la fin, dans chaque voisinage, seulement les meilleures, parmi de m abeilles (solutions) sont donc retenues pour former la population prochaine. On Note que dans la nature, il n'y a pas une restriction similaire, cette restriction est introduite dans l'algorithme pour réduire le nombre de solutions à explorer. Pour compléter la population d'abeilles, les (n-m) abeilles restantes sont générées aléatoirement. A la fin de chaque itération, la colonie sera constituée d'une part, de m abeilles représentatives de chaque voisinage (pour intensifier la recherche) et d'autre part, de (n-m) abeilles assignées aléatoirement (pour diversifier la recherche). Ces étapes sont répétées jusqu'à un critère d'arrêt prédéfini (un nombre d'itérations ou un nombre de stagnation) [27].

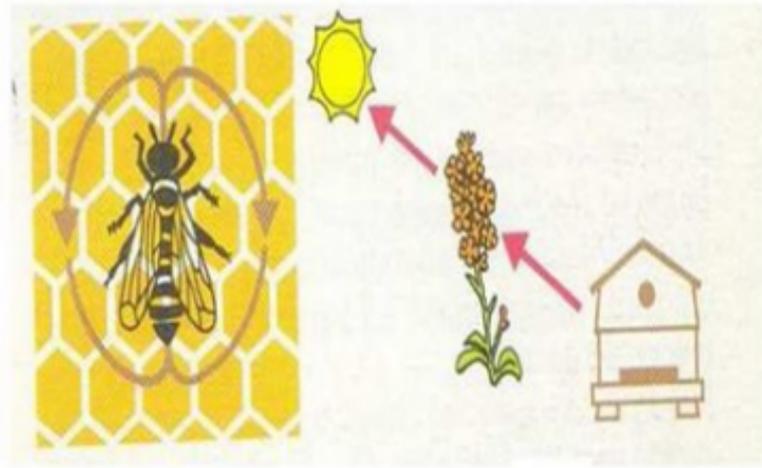


FIGURE 5.4 – La danse verticale
Remarque : le pollen se trouve dans la direction du soleil

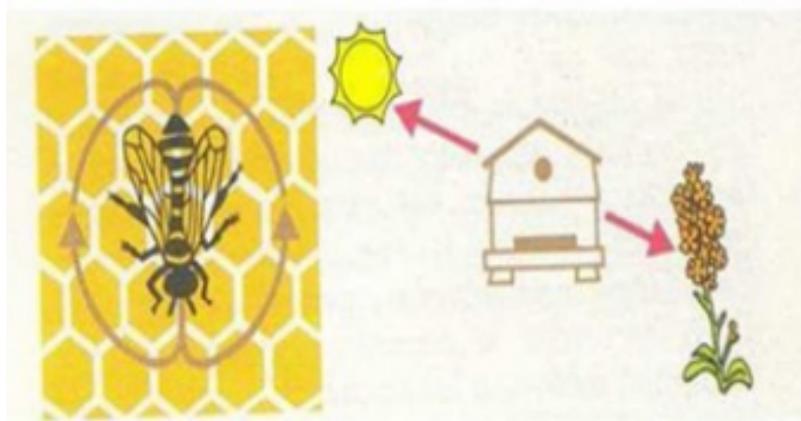


FIGURE 5.5 – La danse verticale et dirigée vers le bas

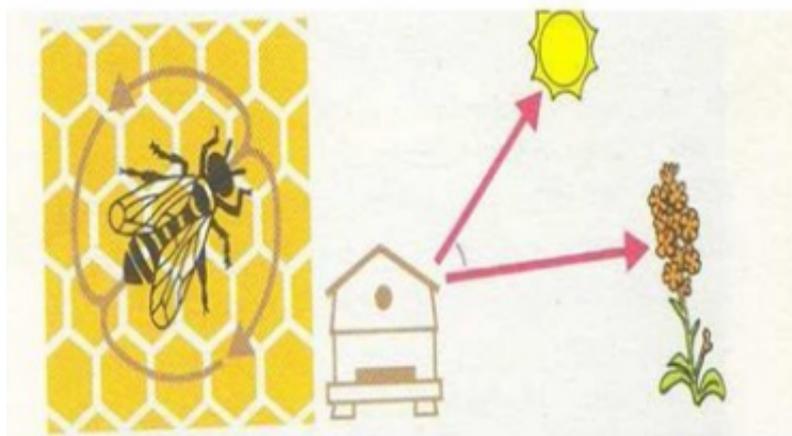


FIGURE 5.6 – L'angle fait

5.3.4 Algorithmes d'abeilles basés sur d'autres comportements

En plus du comportement de la recherche de la nourriture, un autre algorithme est inspiré du processus biologique de reproduction des abeilles appelé MBO (Marriage in Honey Bees Optimization). L'optimisation par mariage d'abeilles est apparue en 2001. Pour initialiser l'algorithme MBO, cinq paramètres sont fixés :

- **1.** Nombre de reines
- **2.** Nombre d'ouvrières
- **3.** Nombre de couvées
- **4.** Nombre de vols nuptiaux
- **5.** Taille de la spermathèque de la reine

Dans le processus de recherche, les reines représentent des solutions, tandis que les ouvrières représentent l'heuristique employée pour la recherche locale (amélioration). La taille de spermathèque représente le nombre d'accouplements par reine.

Au début de l'algorithme, les ouvrières sont initialisées avec certaines heuristiques. Un ensemble de reines s'est produit aléatoirement et leurs génotypes se sont améliorés en utilisant une heuristique (ouvrière) pour préserver seulement les meilleures reines. Un ensemble de vols nuptiaux sont alors entrepris sachant que la vitesse et l'énergie de chaque reine sont initialisées aléatoirement à des valeurs dans $[0.5, 1]$ pour s'assurer qu'elle volera pendant un certain nombre de fois. Les transitions effectuées par chaque reine sont en fonction de cette vitesse et cette énergie.

A chaque itération d'un vol, la reine s'accouple avec un bourdon rencontré durant sa trajectoire selon une probabilité. Si l'accouplement est réussi, le sperme du bourdon (génotype) est ajouté à la spermathèque de la reine. Quand toutes les reines ont terminé leurs vols, le procédé de création de couvée commence. Pour créer une nouvelle couvée, une reine est choisie selon le coût de son génotype, et le sperme est choisi aléatoirement à partir de la spermathèque de la reine, ensuite, on croise le sperme avec le génotype de la reine. La mutation est alors appliquée à la nouvelle couvée pour l'améliorer, en utilisant les ouvrières. Les nouvelles couvées améliorées sont alors triées selon leur forme physique (fitness) et elles remplacent les reines de mauvaises qualités jusqu'à ce qu'il n'y ait aucune couvée meilleure que n'importe quelle reine. Les couvées restantes sont alors détruites et un nouveau vol nuptial est entrepris. Ceci est répété jusqu'à ce que tous les vols nuptiaux soient générés ou un critère d'arrêt soit vérifié [27].

5.4 Algorithme d'optimisation de colonie d'abeilles artificielle (ABC)

L'algorithme de colonie d'abeilles artificielles ou Artificial Bee Colony (ABC) a été introduit par Dervis Karaboga [Karaboga, 2005] et développe depuis 2005 par Karaboga et Basturk [Karaboga et Basturk, 2008] pour les problèmes d'optimisation continue. C'est un algorithme 'à population d'inspiration naturaliste, base sur le butinage des abeilles [31].

Principe

Dans cet algorithme, une solution candidate au problème d'optimisation est représentée par une source de nourriture. Chaque source de nourriture possède une quantité de nectar qui caractérise sa qualité (fitness) [31].

La population de la colonie est divisée en trois groupes d'abeilles, parcourant l'espace de recherche en quête de source de nourriture. Contrairement à l'algorithme précédent, ces groupes d'abeilles ne représentent pas les solutions mais un ensemble d'itérations. Chaque groupe d'itérations correspond au vol d'un des trois types d'abeilles : les abeilles ouvrières, les spectatrices et les exploratrices.

Les ouvrières parcourent le voisinage des sources de nourriture afin de trouver une meilleure source que celle visitée. Elles partagent ensuite la qualité de la source avec les spectatrices. Ces dernières se concentrent essentiellement sur les sources de nourriture de meilleure qualité. Lorsqu'une source de nourriture a été suffisamment explorée, elle est abandonnée et les exploratrices partent aléatoirement à la recherche d'une nouvelle source.

L'algorithme résume le processus.

Le nombre d'abeilles ouvrières et de spectatrices correspond au nombre de sources de nourriture. Il y a généralement une abeille exploratrice. Une source de nourriture est un vecteur de dimension D . D'étant la dimension du problème, le nombre de sources de nourriture (SN) est un paramètre de l'algorithme.

Initialisation

Premièrement, l'algorithme initialise une population de SN individus, comme décrit en équation

$$i \in \{1, \dots, SN\}, j \in \{1, \dots, D\}$$

$$X_j^i = X_{\min_j} + \text{rand}[0, 1](X_{\max_j} - X_{\min_j})$$

Chaque source de nourriture est associée une quantité de nectar définissant une attractivité, le fitness. Cette valeur est calculée selon l'équation suivante, où f est la fonction objective.

$$\text{fit}(X^i) = \begin{cases} \frac{1}{f(X^i)+1} & , f(X^i) \geq 0 \\ 1 + |f(X^i)| & , f(X^i) < 0 \end{cases}$$

L'algorithme :

- **1.** Initialisation des sources de nourriture et de leur fitness
- **2. Tant que** critère de fin non satisfait **faire** // vol des ouvrières
- **3. Pour** $i=1$ a nb ouvrières **faire**
- **4.** Génération d'une nouvelle solution (source de nourriture 'fitness')
- **5. Si** $\text{fit}(N^i) \succ \text{fit}(X^i)$
- **6.** $X^i \leftarrow N^i$
- **7. Fin**
- **8. Sinon**
- **9.** $\text{nbVisites}_i \leftarrow \text{nbVisites}_i + 1$
- **10. Fin**
- **11. Fin**
- **12.** Mise à jour de la qualité des sources de nourriture (fitness), // vol des spectatrices
- **13.** $i \leftarrow 1$
- **14. Tant que** $i \leq \text{nbSpectatrices}$ **faire**
- **15.** $k \leftarrow \text{rand}(\text{SN})$
- **16. Si** $\text{rand}(0, 1) < p_k(\text{cf})$ **alors**
- **17.** Génération d'une nouvelle solution N^k
- **18. Si** $\text{fit}(N^k) \succ \text{fit}(X^k)$ **alors**

- 19. $\text{fit}(N^k) \succ \text{fit}(X^k)$
- 20. **Fin**
- 21. **Sinon**
- 22. $\text{nbVisites}_k \leftarrow \text{nbVisites}_k + 1$
- 23. **Fin**
- 24. $i \leftarrow i + 1$
- 25. **Fin**
- 26. **Fin** // vol des exploratrices
- 27. **Pour** $i=1$ a nbExploratrices **faire**
- 28. Si la source la plus visitée est abandonnée, remplacement par une nouvelle solution
- 29. **Fin**
- 30. Sauvegarde de la meilleure source de nourriture
- 31. **Fin**

5.5 Exemple d'application : Recherche du minimum de la fonction sphère

L'expression analytique de la fonction sphère est la suivante :

$$z = f(x) = \sum_{i=1}^n x_i^2$$

Cette fonction a plusieurs optimums locaux et n'admet qu'un seul optimum global défini au point : $(x = 0; y = 0)$ $f(0, 0) = 0$

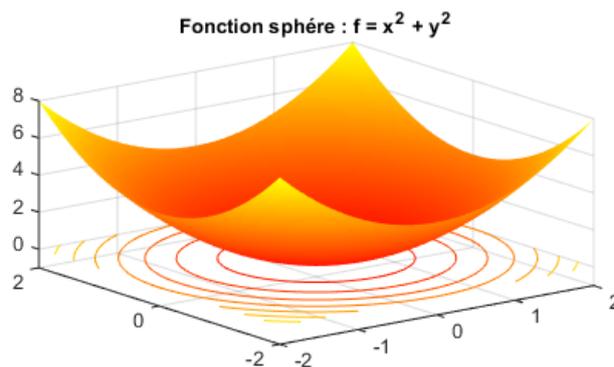


FIGURE 5.7 – Fonction de sphère

Les paramètres suivants sont adoptés pour l'algorithme ACO :

- Itération maximale : $\text{MaxIt}=1000$
- Nombre de Scoute : $\text{nScoutBee}=100$
- Recruited Bees Scale : $\text{nBee0}=\text{round}(0.3*\text{nScoutBee})$
- Neighborhood Radius : $r=0.1*(\text{VarMax}-\text{VarMin})$
- Neighborhood Radius Damp Rate : $\text{rdamp}=0.95$

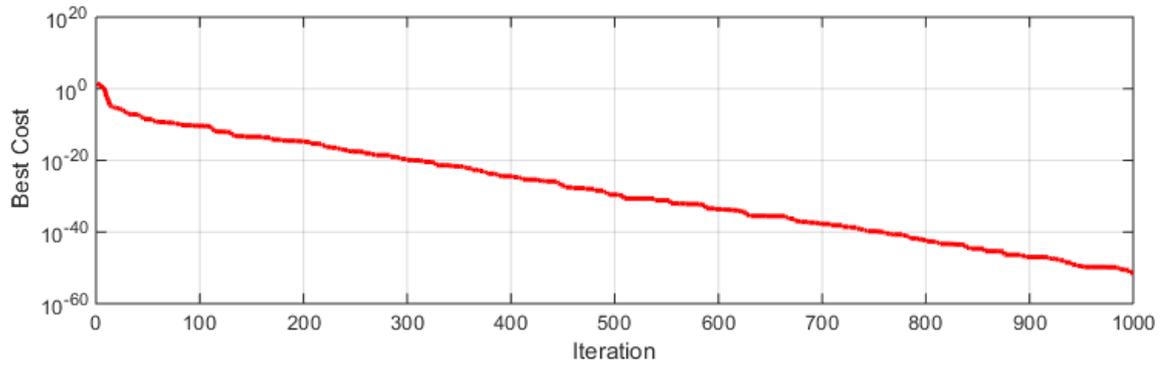


FIGURE 5.8 – Best Cost = $4.1003e-52$

Après 1000 itérations et plusieurs essais, on a trouvé

On a trouvé une solution mieux que la solution trouvée avec PSO et l'exécution de l'algorithme ABC plus rapide que PSO

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons exposé un des méthodes méta-heuristique moderne : l'optimisation par colonie d'abeille.

Tout d'abord, nous avons parle de la nature des abeilles et comment elles cherchent de nourriture, ainsi que la méthode de communication entre eux.

Enfin nous avons cite différents algorithmes de ABC et finalement, nous avons proposé un exemple d'application 'rechercher le minimum de la fonction sphère', et on avait compare entre cette méthode et la méthode de PSO déjà fait dans le chapitre 3. On a conclu que l'optimisation par colonie d'abeille est mieux qu'un d'autre

Conclusion Générale

Pour pouvoir contrôler et commander des processus industriels, le développement d'outils de simulation est devenu une étape essentielle dans toute procédure de conception. Ces outils de simulations devront permettre de couvrir le vaste problématique de commande allant des systèmes simples au plus compliqués.

Les industriels ont besoin de commander et contrôler le fonctionnement des composants, des appareils, des machines, et des processus. C'est dans ce contexte que s'inscrit ce travail de Master, les bases théoriques des approches des méthodes méta-heuristique pour optimiser les performances de la commande vectoriel de la machine asynchrone.

Dans le chapitre 1, nous avons abordé la modélisation des machines Asynchrone et son alimentation se compose de deux convertisseurs de puissance, un redresseur triphasé non contrôlé suivi d'un onduleur équipé d'un contrôle MLI de type « Triangle sinusoïdal ». Cela nous permet de donner les équations du moteur dans le repère triphasé fixé au stator, puis dans le référentiel biphasé tournant, les axes d , q sont transformés par Non-linéarité de Park. La représentation de ce modèle dans l'espace d'état a été définie comme Vue de la commande de moteur asynchrone.

Nous avons étudié dans le deuxième chapitre, brièvement résumé les principes de la commande vectoriel à flux orienté et leurs deux techniques directes et indirectes. Le principe du calcul des contrôleurs nécessaires à la régulation des courant statoriques direct et de quadrature a été exposé, et une importance particulière a été donné à la régulation de vitesse, nous avons proposé deux régulateurs classiques, l'un de type PI et l'autre basé sur une de ses variantes : la structure IP. Après avoir montré sa supériorité, nous avons opté pour celle-ci dans un but de comparaison avec les stratégies de commande envisagés dans ce travail.

Un modèle de simulation pour la commande vectorielle à orientation du flux rotorique a été effectué et implanté dans l'environnement MATLAB/SIMULINK afin d'évaluer les performances du contrôleur IP. Nous avons noté un bon comportement de celui-ci pour les différents tests effectués, toutefois des insuffisances ont été observées concernant la sensibilité aux perturbations du couple de charge et à leur temps de rejet. Mais ce qui le pénalise fortement est essentiellement sa faible robustesse vis-à-vis des variations du moment d'inertie et surtout face à celles de la résistance rotorique, bien que meilleure que celle du régulateur PI. En effet la réponse de vitesse est fortement affectée, et pour les changements de la résistance rotorique, le découplage de la machine se détériore.

Dans le troisième chapitre, nous avons introduit les méthodes méta-heuristique et nous avons exposé les bases théoriques et les Algorithmes de PSO, ainsi que la structure d'une commande basée sur cette approche, puis nous avons effectué la synthèse d'un régulateur de type PI-PSO dans l'objectif de l'intégrer dans la structure de la commande vectorielle indirecte précédemment conçue.

Nous avons clôturé ce chapitre par une série de simulation qui nous a permis de montrer la supériorité de l'optimisation de la régulation par essaim de particules, aussi bien dans ses comportements en poursuite que ceux en régulation. Nous avons également observé la faible sensibilité de contrôleur non seulement vis-à-vis des perturbations et incertitudes de charge traduites par des changements du couple résistant et du moment d'inertie, mais également face à des variations de la résistance rotorique. Ce qui nous a permis d'affirmer que PSO offre une excellente robustesse au contrôle vectoriel.

Dans le chapitre 4, nous avons exposé les bases théoriques et les Algorithmes de ACO, ainsi que la structure d'une commande basée sur cette approche, puis nous avons effectué la synthèse d'un régulateur de type PI-ACOA dans l'objectif de l'intégrer dans la structure de la commande vectorielle indirecte précédemment conçue.

Nous avons clôturé ce chapitre par une série de simulation et du test qui nous a permis d'observer que le régulateur PI conçu avec ACO donne de meilleurs résultats par rapport à la méthode traditionnelle en termes d'indice de performance (conservation du couplage, robustesse et permet un bon rejet aux perturbations), en plus elle est plus rapide et précise que PSO.

Dans le chapitre 5, nous avons exposé les bases théoriques et les Algorithmes de ABC. Ainsi, on a comparé les résultats de recherche un min de fonction sphère avec les deux méthodes PSO et ABC et on a conclu que ABC est plus rapide et précise, en plus elle est nouvelle par rapport PSO.

On conclure d'après les simulations et l'optimisation des régulateurs que toutes les deux méthodes nous donnent des résultats excellent.

La comparaison entre PSO et ACO réalisée nous a permis de conclure que la méthode ACO est plus appropriée aux résolutions de ces problèmes.

Finalement, Les méthodes métaheuristiques apparues au début des années 80, permettent de trouver une solution de bonne qualité en un temps de calcul généralement raisonnable, sans garantir l'optimalité de la solution obtenue. Ce sont un ensemble d'algorithmes d'optimisation visant à résoudre les problèmes d'optimisation difficiles. Elles sont souvent inspirées par des systèmes naturels, qu'ils soient pris en physique (cas du recuit simulé), en biologie de l'évolution (cas des algorithmes Génétiques) ou encore en éthologie (cas des algorithmes de colonies de fourmis ou de l'optimisation par essaims particulaires).

Perspectives pour de futurs travaux

En ce qui concerne la poursuite de ce travail et les perspectives envisagées en guise de d'activités pour de futurs travaux dans cette thématique, on propose quelques axes de recherche qui mériteraient une étude plus approfondie :

- ● Identification des paramètres de la machine asynchrone.
- ● Validation expérimentale de commande vectorielle dans DSPACE 1104.
- ● Validation des algorithmes d'optimisation des gains de différents régulateur linéaire tels que PI et IP et non linéaire mode glissant, backstepping
- ● Amélioration des performances par d'autres méthodes méta-heuristique.
- ● Etudes comparatives entre différentes lois d'optimisations.
- ● Optimisation de la régulation par d'autre méthode de méta-heuristique.
- ● L'extension d'identification basée sur les méthodes d'optimisation à d'autres types de machines électriques, particulièrement aux machines synchrones.
- ● Optimisation de la regulation avec les methodes meta-heuristique dans la commande scalaire.

Bibliographie

- [1] BOUCHAOUR, BOUTERFAS : Détermination des paramètres d'un moteur asynchrone par différentes techniques d'identification, Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique de l'université de Tlemcen 2019/2020
- [2] M. KIMOUCHE et M. BENZID : Les méthodes métaheuristiques pour l'optimisation en génie électrique, Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master en électromécanique l'université de Jijel 2019.
- [3] A. MECHERNENE : Notes de cours : Machines asynchrones, Master M1-ELT-CE, Semestre S1 - EC721, 2021.
- [4] C. CHEBBAH : Commande Adaptative par Modèle de Commande Adaptative par Modèle de Référence d'une Machine Asynchrone. Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique de l'université de Jijel ,2013/2014, pp 07
- [5] A. MECHERNENE : Notes de cours : Modélisation des machines asynchrone et synchrone, Master M1-ELT-CE, Semestre S2 – EC812, 2020/2021
- [6] S. ALIA, S. GUEDDA : Commande Vectorielle d'une Machine à Induction, Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master Académique en Electrotechnique de l'université D'EL-Oued ,2018 pp 07
- [7] A. AOUIFI : Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage, Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Magister de l'Université de Biskra, 2011.
- [8] M. KOTEICH : Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique. Thèse de doctorat de l'université PARIS-SACLAY préparée à CentraleSupélec ,2016
- [9] J-P CARON, J-P HAUTIER :Modélisation et commande de la machine asynchrone, Editions TECHNIP , 27 rue Ginoux, 75737 PARIS Cedex 15, France.
- [10] K. BOUHONE : Application de nouvelles techniques de commandes aux machines asynchrones : monophasée et triphasée, Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Magister en Electronique de l'université de U.S.T.H.B Alger ,2005.
- [11] D. BOUAOUINA, M. ZEMMIT ; Etude et développement d'un observateur pour la vitesse mécanique d'un moteur à induction par les réseaux de neurones (*feed_forwad*), 2020/2021.

- [12] A. MECHERNENE : Commande Neuro-Floue Adaptative Pour La Régulation De Vitesse D'un Moteur Asynchrone, Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Magister en génie électrique de l'Université d'E.N.S.E. T – ORAN, 2008.
- [13] A. MECHERNENE : Notes de cours : Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux commandés par MLI-ST et MLI-SVM, Master M1-ELT-CE, Semestre S2 – EC812, 2019.
- [14] K. SALEM : commandes robustes d'un moteur asynchrone -étude comparative - Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master en génie électrique de l'université de M'sila 2012/2013.
- [15] L. BAGHLI : Notes de cours : Techniques de commande électrique : Modélisation Et commande de la machine asynchrone, Master M1-ELT-CE, Semestre S2 - EC812. Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, Faculté de Technologie, Département de Génie électrique et Electronique (GEE), 2019
- [16] N.M. BABAK : Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : Méthodes, convergence, robustesse, identification quot ;en lignequot ; des paramètresquot ;, Thèse de doctorat, 2001
- [17] L. BOURAS, M. KADJOU DJ, N. GOLEA : "Contrôle directe du couple basé sur la modulation vectorielle avec régulation à hystérésis appliqué la machine à induction" ;, PCSE, pp319-324, O.E. Bouaghi, 05 May 2005
- [18] Y. MADAT et R. CHIBANI : Etude comparative entre la commande vectorielle indirecte et la commande backstepping d'un Moteur Asynchrone à cage d'écureuil, Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master en électrotechnique de l'université de Bouira2007.
- [19] A. MECHERNENE : Notes de cours : Optimisation par essaim de particules Particle Swarm Optimization (PSO), Master M2-ELT-CE, Semestre S1 – EC921, 2021
- [20] M. BARKA : Ajustement des paramètres d'un contrôleur PI par une méthode d'optimisation heuristique appliquée à un moteur asynchrone, Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master en Automatique l'université de M'sila 2015/2016
- [21] I. CHALANE, T. OUARI : Optimisation des paramètres d'un PID par essais particuliers (PSO). Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master en Automatique l'université de Bejaia 2017.
- [22] Note de cours : Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone.
- [23] COSTANZO Andrea, LUONG Thé Van, MARILL Guillaume : Optimisation par colonies de fourmis, Rapport 2006.

- [24] A. OUAARAB : Résolution de Problèmes d'Optimisation Combinatoire par des Méta-heuristiques Inspirées de la Nature : Recherche du Coucou via les Vols de Lévy, thèse de doctorat ,2015
- [25] S. MORIN : Algorithme de fourmis avec apprentissage et comportement spécialisés pour l'ordonnancement de voiture, mémoire présenté a l'université du Québec à Chicoutimi comme exigence partielle de la maîtrise en informatique offerte en vertu d'un protocole d'entente avec l'université du Québec a montréal.
- [26] H. NEDJAR : Conception d'un Classifieur Foul Utilisant Colonie D'abeille Pour Diagnostic Médical, Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Master en Informatique a l'université de Tlemcen 2012.
- [27] S. MOUASSA : Optimisation de l'écoulement de puissance par une méthode méta-heuristique (technique des abeilles) en présence d'une source renouvelable (éolienne) et des dispositifs FACTS, Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique de l'université de Sétif ,2012
- [28] Y. BOUDAOUAOUI : Contribution à la synthèse automatique des systèmes flous par approches méta-heuristiques, Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de Magister en Automatique et Informatique Industrielle de l'université de Boumerdes ,2014/2015
- [29] Dr A.LEMOUARI : introduction aux Métaheuristiques, Support de Cours Introduction aux Métaheuristiques Spécialités Système d'Information et Aide à la Prise de Décision (SIAD) Intelligence Artificielle (IA), Jijel 2014
- [30] A. GHERBOUDJ : Méthodes de résolution de problèmes difficiles académiques, Thèse Pour l'obtention du diplôme de Doctorat, Constantine 2013
- [31] PEIO LOUBIERE : Amélioration des métaheuristiques d'optimisation à l'aide de l'analyse de sensibilité, Thèse présentée pour l'obtention du grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITE PARIS- EST 2016

Annexe A

— • Paramètres du moteur asynchrone utilisé

Moteur asynchrone triphasé

Grandeurs nominales	Tension nominale	U_N	220/380
	Puissance nominale	P_N	1500
	Fréquence nominale	f	50
	Vitesse nominale	n_N	1420
	Courant nominale	I_N	3,7/6,5
	Couple nominale	C_N	10
Paramètres nominaux	Resistance statorique	R_S	4.850
	Resistance rotorique	R_R	3.805
	Coefficient d'inductance statorique	L_S	0.274
	Coefficient d'inductance rotorique	L_R	0.274
	Coefficient d'inductance mutuelle	M_{SR}	0.258
	Nombre de paires de pole	P	2
	Coefficient de frottement	f_v	0.0114
Moment d'inertie total	J	0.031	

Paramètres du moteur asynchrone utilisée

— • Réglage de l'onduleur de tension

— Tension continue : $U_{CC} = 400$ Volts

— Indice de modulation : $m = 100$

— Coefficient de réglage : $r = 0,85$

Résumé

Ce projet de fin d'étude consiste à développer une commande vectorielle par orientation du flux rotorique dédiée à un moteur asynchrone. Dans un premier lieu, des régulateurs de type PI sont implantés et leurs paramètres déterminés à l'aide des méthodes classiques de l'Automatique. Puis, différentes approches d'optimisation métaheuristiques sont envisagées en vue d'améliorer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle. Ainsi, des algorithmes basés sur les essaims de particules (PSO), les colonies de fourmis (ACO) et les colonies d'abeilles (ABC), sont présentés et appliqués afin de redimensionner les régulateurs PI. Les méthodes sont testées en simulation numérique, puis les performances délivrées par les approches étudiées sont comparées en termes de poursuite de trajectoire, de rejet de perturbations et de sensibilité aux variations des paramètres du moteur.

Mots clés

Moteur asynchrone, Contrôle par orientation du flux, Optimisation métaheuristique, Régulateur PI, Essaim de particules (PSO), Colonie de fourmis (ACO), Colonie d'abeilles (ABC).

Abstract

This end-of-study project consists in developing a vector control by orientation of the rotor flux dedicated to an induction motor. Firstly, PI-type regulators will be implemented and their parameters determined using classical methods of Automatic Control. Then, different metaheuristic optimization approaches will be considered in order to improve the static and dynamic performance of vector control. Thus, algorithms based on particle swarms (PSO), Ant colonies (ACO) and bee colonies (ABC), will be presented and applied in order to scale PI regulators. The methods will be tested in numerical simulation, then the performance delivered by the approaches studied will be compared in terms of trajectory tracking, disturbance rejection and sensitivity to variations in engine parameters.

Key words

Induction Motor, Flow Orientation Control, Metaheuristic Optimization, PI Regulator, Particle Swarm (PSO), Ant Colony (ACO), Bee Colony (ABC).

تلخيص

يتكون مشروع نهاية الدراسة هذا من تطوير عنصر تحكم ناقل عن طريق توجيه تدفق الجزء المتحرك المخصص لمحرك غير متزامن أولاً، سيتم تنفيذ المنظمين من النوع PI و تحديد معالمهم باستخدام الطرق الكلاسيكية للتحكم التلقائي بعد ذلك، سيتم النظر في مناهج التحسين ميطاروستيك "metaheuristic" المختلفة من أجل تحسين الأداء المختلفة من أجل تحسين الأداء الثابت والديناميكي . وبالتالي ، سيتم تقديم وتطبيق الخوارزميات القائمة على أسراب الجسيمات (PSO) ومستعمرات النمل (ACO) ومستعمرات النحل (ABC) من أجل قياس منظمي PI. سيتم اختبار الطرق في المحاكاة العددية ، ثم سيتم مقارنة الأداء المقدم من خلال الأساليب المدروسة من حيث تتبع المسار و تحسين في معاملات المحرك.

الكلمات الدالة

محرك غير متزامن ، تحكم في اتجاه التدفق ، تحسين ميطاروستيك "Metaheuristic" ، منظم PI ، سرب الجسيمات (PSO) ، مستعمرة النمل (ACO) ، مستعمرة النحل (ABC).