

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
بلحاج بوشعيب جامعة عين تموشنت
Université-Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electrotechnique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Filière : Électrotechnique.
Spécialité : Commandes Electriques.
Thème

*Commande directe d'un moteur synchrone à aimants permanents
optimisé par les algorithmes génétiques*

Présenté Par :

- 1) Melle BELHAOUARI AFFEF
- 2) Melle BABOUCHE WOUJOUND

Devant le jury composé de :

Dr AYACHE ZOUAOUI	MAA	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr MENDEZ KHEIRA	MCA	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Examineur
Dr ZEGAI Med Lamine	MCB	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant

Année universitaire 2022/2023

Remerciement

Avant tout, nous remercions en premier lieu Allah le tout puissant de nous avoir illuminé ouvert les voies du savoir, et pour nous avoir accordé la volonté et le courage pour élaborer ce travail.

*Nous remercions très sincèrement nos encadreurs de ce Travail **Dr. ZEGAI Mohammed**, pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses, sa patience Et diligence, et par ses suggestions qui nous ont grandement facilité ce travail. Nous tenons à lui exprimer notre grand respect*

*Nous vifs remerciements à **Monsieur AYACHE ZOUAOUI**, Professeur à l'université de Ain Temouchent, de m'avoir honoré pour présider le jury de soutenance de ce mémoire de master.*

*Nous tenons beaucoup à témoigner l'expression de notre gratitude et notre reconnaissance à **MADAME MENDEZ KHEIRA**, pour l'honneur qu'elle nous a fait de prendre part à ce jury en qualité d'examineur*

*Nous remercions tous nos enseignants qui ont fait leurs possibles pour nous donner le maximum d'informations concernant nos études
Nous remercions de la plus grande des manières nos parents pour leur soutien démesuré durant nos études et prions le tout puissant de nous les garder le plus longtemps possible ainsi que nos frères et sœurs.*

Sans oublier les personnes qui nous ont soutenu et encouragé, de près au de loin pour nous permettons de réussir.

Dédicace I

Du profond de mon cœur, je dédie ce travail à tous ceux qui me sont chers, L'âme de notre vénéré Prophète MOHAMMED que la prière et le salut soit sur lui.

A ma chère mère Karima

Qui m'a toujours encouragé à poursuivre mes rêves. Elle m'a soutenu à chaque étape de ma vie et a toujours cru en moi. je ne serais pas la personne que je suis aujourd'hui sans son amour et sa guidance. Merci maman pour tout ce que tu as fait pour moi. Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé, bonheur et longue vie.

A mon père qui m'a appris à travailler dur et à persévérer face à l'adversité. Merci pour ton soutien indéfectible et pour m'avoir encouragé poursuivre mes passions.

Je dédie ce travail à ma sœur Nesrine et son fils Iyed et mon frère Abdellatif pour leur encouragement tout au long de mes études. Merci d'avoir été une source d'inspiration pour moi.

A mon grand père et ma grand mère, mes oncles et mes tantes que dieu leur donne une longue et joyeuse vie, et à tous mes cousines et mes cousins, à tous les membres de la famille BELHOUARI et BOUKREDIMI.

Sans oublier mon encadreur Dr. Zegai Mohammed Lamine qui j'ai appris beaucoup dans ce travail grâce à lui.

A Woujoud ma binôme. Merci pour ton travail acharné et ta détermination. Tu es une amie fidèle et une partenaire de travail exceptionnelle

Belhaouari Affef

Dédicace II

أولا و قبل كل شيء الصلاة و السلام على سيدنا محمد و اله و صحبه أجمعين الحمد لله
على كل نعمة حمدا وفيرا و شكرا كثيرا ...

*Je dédie ce mémoire à la raison de ma présence, mon chère père **Miloud** et ma
chère mère **Rabia** qui ont travaillé si dur pour moi et m'ont toujours ouvert la
voie pour libérer mes pensées.*

*Puis à ma sœur **Aya** et à mon frère **Mohammed** qui ont la vie pour moi, et à ma
tante **Khadra** le soutien morale comme toujours, et à mon oncle **Tedj**,
l'inspiration constante pour moi.*

*À l'âme de ma grand-mère **Nania** qui a rêvé de ce moment. J'ai réalisé son rêve.
À mon encadrant **D.Zegai Mohammed El Amine** qui a contribué au succès de ce
mémoire.*

*Je transmets tous les sentiments d'amour et de remerciements à tous qui ont cru
en moi, qu'ils soient de ma famille, en particulier à ma famille **Babouche** et
Daho.*

*À chaque enseignant qui m'a soutenu dans mon parcours académique et à tous
mes amis, en particulier la promo d'électrotechnique.*

*À mon partenaire pendant cinq ans **Affef**, qui a été mon honorable concurrent
sur cette voie et mon partenaire de soutien.*

Babouche Woujoud

Résumé: Le travail présenté dans ce mémoire a pour cible d'améliorer les performances de la commande DTC en utilisant l'algorithme génétique comme méthode d'optimisation pour les machines synchrones à aimants permanents. L'objectif principal est de développer une structure de contrôle pour le MSAP qui fournira une dynamique de couple électromagnétique avec une grande robustesse.

Le contrôle direct du couple permet de contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique directement et de manière indépendante. Cependant, cette stratégie présente des inconvénients tels que la fréquence de commutation non maîtrisée et l'ondulation au niveau du flux statorique et du couple.

Pour pallier ces inconvénients, la technique d'optimisation par l'algorithme génétique a été utilisée, les résultats obtenus ont prouvé l'efficacité de la commande de ce système par cette méthode et montré que L'AGs manifeste des performances statiques et dynamiques satisfaisantes et une robustesse intéressante.

Des simulations numériques ont été effectuées pour valider la méthode proposée sur MATLAB/Simulink

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents(MSAP), Commande directe du couple, Algorithme génétique.

Abstract : The main goal of this thesis is to improve the performance of the DTC control by using the genetic algorithm as an optimization method for permanent magnet synchronous machines. The main objective is to develop a control structure for the PMSM machines able to provide a high dynamic response of electromagnetic torque with robustness.

A direct torque control strategy makes it possible to achieve these goals. Indeed by choosing the right inverter output vectors in a switching table, the stator flux and electromagnetic torque are controlled directly and independently. However, some disadvantages are also present such as, switching frequency is not controlled, the ripple in the torque and stator flux. To overcome these drawbacks, the optimization technique of genetic algorithms was used. The result obtained demonstrated the effectiveness of controlling this system by this method and showed that GA has satisfactory static and dynamic performance and interesting robustness.

Numerical simulations in Matlab/Simulink have been implemented for validate the propose method

Keywords: permanent magnet synchronous machine, direct torque control (DTC), Genetic algorithm.

ABRÉVIATIONS

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents;
DTC	Direct Torque Control (Commande Directe du Couple);
FOC	Field Oriented Control ;
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion ;
PID	Proportionnel-intégrale ;dérivé
AG	Algorithme Génétique;
DTC_AG	Commande directe du couple par Algorithme Génétique;
ISE	Integral of Squared Error;
IAE	Integral of Absolute Error;
ITSE	Integral of Time Multiply Squared Error;
ITAE	Integral of Time multiply Absolute Error;

Liste des Symboles et Acronymes

Symboles

a, b, c	Axe liés aux enroulements triphasés
d, q	Axe de référentiel de Park
V_a, V_b, V_c	Tensions statoriques de phase a, b, c
V_s	Tension statorique
I_a, I_b, I_c	Courant statorique de phase a, b, c
I_s	Courant statorique
R_s	Résistance d'une phase du stator
a, ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	Flux statorique de phase a, b, c
ϕ_s	Flux statorique
[L]	Matrice inductance (propre et mutuelle statorique).
[ϕ_f]	Vecteur du flux créé par les aimants permanents à travers les enroulements statoriques
L_s	Inductance propre d'une phase statorique.
M_s	Mutuelle inductance entres phases du stator.
C_r	Angle de rotation électrique Couple résistant
C_{em}	Couple électromagnétique
F	Frottement de la machine
J	moment d'inertie de la machine tournante
P()	Matrice de Park
P⁻¹()	la matrice inverse de Park.
C	Matrice de Concordia
I_d, I_q	Rapport de saillance de la machine électrique Inductance sur l'axe d, l'axe q
V_d, V_q	composantes de la tension statorique dans le repère (d, q)
T	Temps
I_s, I_{s\beta}	Courant statorique suivant l'axe α , l'axe β
P	Nombre de paires de pôles
T_e	Période d'échantillonnage
F(s)	Fonction du transfert
E	Erreur entre grandeur réel et de référence
U	Vecteur de commande
X	Vecteur d'état
K_p	Coefficient proportionnel du régulateur PI
K_i	Coefficient intégral du régulateur PI
Δ_i	Largeur de la bande d'hystérésis

\mathbf{X}_i	Vecteur de position des particules
\mathbf{V}_i	Vecteur de vitesse des particules
S_a, S_b, S_c	Signaux de commande des interrupteurs de puissance
T_i	Largeurs des impulsions des signaux MLI
L_{ss}	Inductance cyclique d'un enroulement statorique.
I_d, I_q	composantes du courant statorique dans le repère (d, q)
Lettres grecques	
α, β	Axe de référentiel statorique
i	Secteur numéro i
	Vitesse électrique du rotor
s_d, Φ_{sq}	composantes du flux statorique dans le repère (d, q)
$s_\alpha, \Phi_{s\beta}$	composantes du flux statorique dans le repère (d, q)
f	composantes du flux statorique dans le repère (d, q)
Ω	Vitesse de rotation de la machine (vitesse mécanique)
	La constante de temps
Notations	
*	Grandeur de commande
\wedge	Grandeur estimée
s, r	Axe liés aux enroulements Indices correspondants respectivement au stator et au rotor.
N	Grandeur nominale

LISTE DES TABLEAUX

Tableau III.1	Table de sélection de Vs.	44
Tableau III.2	Table de commutation.	54
Tableau III.3	Table de commutation de flux	54
Tableau III.4	Table de commutation de couple électromagnétique	54
Tableau III.5	stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.	54
Tableau III.6	stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.	55
Tableau IV.1	Synthèse et gains PID optimisées pour le DTC et le GA-DTC proposé	79

Liste des figures

Chapitre I		
Figure I.1	Le moteur synchrone à aimants permanents	2
Figure I.2	Stator de l'MSAP	2
Figure I.3	Schéma de bobinage statorique	2
Figure I.4	Principe de fonctionnement de la MSAP	4
Figure I.5	Moteur à rotor intérieure	5
Figure I.6	Moteur à rotor extérieure	6
Figure I.7	Moteur à entrefer axial	7
Figure I.8	Quelques techniques de contrôle de commande utilisées pour MSAP	9
Figure I.9	Schéma classique de la commande scalaire.	10
Figure I-10	Commande vectorielle de la MSAP	11
Figure I-11	Schéma synoptique de la commande DTC selon I. TAKAHASHI	13
Chapitre II		
Figure II-1	Représentation symboliques de la MSAP	17
Figure II-2	Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).	20
Figure II-3	Modèle de la machine synchrone à aimants permanents.	24
Figure II-4	Structure générale de l'alimentation de la MSAP par un onduleur de tension.	25
Figure II-5	schéma représentatif d'un redresseur à diode	25
Figure II-6	Les tensions redressées	26
Figure II-7	Représente le filtrage de convertisseur	27
Figure II-8	Les tensions fournies par l'onduleur à MLI	30
Figure II-9	le schéma de l'onduleur de tension et MSAP	30
Figure II-10	Le schéma block de convertisseur statique continue-alternatif de sa commande	31
Figure II-11	Principe de la commande MLI	32

Liste des figures

Figure II-12	La réponse de la vitesse de rotation	33
Figure II-13	La réponse du couple électromagnétique	33
Figure II-14	La réponse du Courant $I_d - I_q$ flux $\phi_d - \phi_q$	33
Figure II-15	La réponse du flux $\phi_d - \phi_q$ la résultat de simulation de la MSAP alimenté Par Réseau triphasé	33
Figure II-16	la résultat de simulation de la MSAP alimenté Par Réseau triphasé	33
Figure II-17	La réponse de la vitesse de rotation	34
Figure II-18	La réponse du couple électromagnétique	34
Figure II-19	La réponse du Courante $I_d - I_q$ La réponse du flux $\phi_d - \phi_q$	35
Figure II-20	La réponse du flux $\phi_d - \phi_q$	35
Figure II-21	représente résultat de simulation de la MSAP alimenté par un onduleur de tension	35
Chapitre III		
Figure III-1	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP	40
Figure III-2	Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension	42
Figure III-3	Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires	43
Figure III-4	Sélection du vecteur de tension selon la zone N=1	44
Figure III-5	Evaluation de l'extrémité de ϕ_s	46
Figure III-6	Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension V_s	47
Figure III-7	(a) : Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude ϕ_s (b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux	50
Figure III-8	Correcteur de couple à deux niveaux	52
Figure III-9	Correcteur de couple à trois niveaux	52
Figure III-10	Schéma de la régulation de vitesse de la MSAP par un correcteur PI	56
Figure III-11	Schéma block de la commande DTC	57
Figure III-12	La réponse de la vitesse de rotation	58
Figure III-13	La réponse du couple électromagnétique	58
Figure III-14	La réponse des courants statoriques	59

Liste des figures

Figure III-15	La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan (α, β)	59
Figure III-16	La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β)	59
Figure III-17	La réponse du module du flux statorique	59
Figure III-18	Les résultats de la simulation du DTC avec MSAP lors d'un démarrage sans charge.	59
Figure III-19	La réponse de la vitesse de rotation	61
Figure III-20	La réponse du couple électromagnétique	61
Figure III-21	La réponse des courants statoriques	61
Figure III-22	La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β)	61
Figure III-23	La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β)	62
Figure III-24	La réponse du module du flux statorique	62
Figure III-25	Les résultats de la simulation du DTC avec MSAP lors d'un démarrage à charge	62
Figure III-26	La réponse de la vitesse de rotation	63
Figure III-27	La réponse du couple électromagnétique	63
Figure III-28	La réponse des courants statoriques	64
Figure III-29	La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β)	64
Figure III-30	La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β)	64
Figure III-31	La réponse du module du flux statorique	64
Figure III-32	Les résultats de la simulation du DTC avec MSAP lors d'un démarrage de robustesse	64
Chapitre IV		
Figure IV-1	L'organise générale de algorithme génétique	70
Figure IV-2	Croisement en 1-point de deux chromosomes	73
Figure IV-3	Croisement à deux points	73
Figure IV-4	Croisement uniforme	74
Figure IV-5	Mutation	74

Liste des figures

Figure IV-6	Le régulateur PID optimiser par AG	76
Figure IV-7	Structure de la DTC optimisé par AG	77
Figure IV-8	Les résultats des gains PID	79
Figure IV-9	La réponse de la vitesse de rotation	80
Figure IV-10	La réponse du couple électromagnétique	80
Figure IV-11	La réponse des courants statorique	80
Figure IV-12	La trajectoire des tensions d'alimentation dans référentiel (α, β)	80
Figure IV-13	La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).	81
Figure IV-14	La réponse du module du flux statorique	81
Figure IV-15	Les résultats de la simulation du DTC_AG avec MSAP lors d'un démarrage sans charge.	81
Figure IV-16	La réponse de la vitesse de rotation	82
Figure IV-17	La réponse du couple électromagnétique	82
Figure IV-18	La réponse des courants statorique	82
Figure IV-19	La trajectoire des tensions d'alimentation dans référentiel (α, β)	82
Figure IV-20	La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β).	83
Figure IV-21	La réponse du module du flux statorique	83
Figure IV-22	Les résultats de la simulation du DTC_AG avec MSAP lors d'un démarrage avec charge	83
Figure IV-23	Les résultats de la simulation comparative entre DTC_AG avec (avec charge).	84

Table des matières

<i>Remerciements</i>	i
<i>Dédicace I</i>	ii
<i>Dédicace II</i>	iii
<i>Résumé</i>	iv
<i>Abréviation</i>	v
<i>Liste des symboles et acronymes</i>	vi
<i>Liste des tableaux</i>	viii
<i>Liste des figures</i>	ix

Introduction Générale

Chapitre I : Etat de l'art des machines synchrones à aimants permanents

<i>I.1 Introduction</i>	1
<i>I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)</i>	1
<i>I.2.1 Constitution de la MSAP</i>	2
<i>I.2.2 Les Aimants Permanents utilisés pour la MSAP</i>	3
<i>I.2.3 Principe de fonctionnement de la MSAP</i>	4
<i>I.2.4 Différents types de la MSAP</i>	4
<i>I.2.5 Les avantages et les inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents</i>	7
<i>I.2.6 Domain d'utilisation de la MSAP</i>	8
<i>I.3 Techniques de Commande de la MSA</i>	8
<i>I.3.1 Commande scalaire</i>	9
<i>I.3.2 Commande vectorielle (FOC)</i>	10
<i>I.3.3 Commande directe de couple (DTC)</i>	12
<i>I.4 Conclusion</i>	14
<i>Bibliographie</i>	15

Chapitre II : Modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents

II.1 Introduction.....	17
II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	17
II.2.1 Hypothèse simplificatrices.....	17
II.2.2 Mise en équation de la MSAP en triphasé.....	18
II.2.2.1 Equation électrique.....	18
II.2.2.2 Equation magnétique.....	19
II.2.2.3 Equation mécanique.....	20
II.2.3 Transformation Triphasé-Biphasé.....	20
II.2.3.1 Transformation de Park.....	20
II.2.3.1.1 Passage direct : Triphasé au Biphasé.....	21
II.2.3.1.2 passage inverse : Biphasé au Triphasé.....	21
II.2.3.2 Transformation de Concordia.....	21
II.2.3.2.1 Passage du repère (α, β) au repère (d, q)	22
II.2.3.3 Application de la transformation de Park à la MSAP.....	22
II.2.4 Mise sous forme d'équation d'état.....	23
II.3 Modélisation de convertisseurs statiques continue-alternat.....	25
II.3.1 Modélisation de redresseur triphasé.....	25
II.3.2 Modélisation de filtre.....	27
II.3.3 L'onduleur de tension.....	28
II.3.3.1 Définition.....	28
II.3.3.2 Modélisation du convertisseur statique continue-alternatif (onduleur).....	28
II.3.3.3 Association MSAP-Onduleur de tension.....	30
II.3.3.4 Modulation de largeurs d'impulsions MLI.....	31
II.4 Résultats de simulation.....	32

<i>II.5 Conclusion</i>	35
Bibliographie	37

Chapitre III : Commande directe du couple de la MSAP

<i>III.1 Introduction</i>	39
<i>III.2 Principe de la commande DTC</i>	39
<i>III.3 Les avantages et les inconvénients de cette technique</i>	41
<i>III.4 Présentation de la Structure de Contrôle</i>	41
<i>III.4.1 Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé</i>	41
<i>III.4.2 Sélection du vecteur de tension</i>	43
<i>III.5 stratégie de commande directe du couple et du flux</i>	45
<i>III.5.1 contrôle du vecteur de flux statorique</i>	45
<i>III.5.2 contrôle du couple électromagnétique</i>	47
<i>III.6 Estimation du Flux et du Couple</i>	48
<i>III.6.1 Estimation du flux statorique</i>	48
<i>III.6.2 Estimation du couple électromagnétique</i>	49
<i>III.7 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC</i>	49
<i>III.7.1 Correcteurs de flux statorique</i>	49
<i>III.7.2 Correcteurs du couple électromagnétique</i>	51
<i>III.7.2.1 Le comparateur à deux niveaux</i>	51
<i>III.7.2.2 Le comparateur à trois niveaux</i>	52
<i>III.8 Elaboration de la table de commutation</i>	53
<i>III.9 Régulateur de vitesse PI</i>	55
<i>III.10 Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP</i>	56
<i>III.11 Résultats de simulation et interprétations</i>	57
<i>III.12 Conclusion</i>	65

Chapitre IV : L'optimisation du DTC par l'algorithme génétique (GA)

<i>IV.1 INTRODUCTION</i>	68
<i>IV.2 L'algorithme génétique</i>	68
<i>IV.2.1 Définition de l'algorithme génétique</i>	68
<i>IV.2.2 Terminologie des algorithmes génétiques</i>	69
<i>IV.2.3 Le principe de fonctionnement de l'algorithme génétique</i>	69
<i>IV.2.4 Les caractéristiques de l'algorithme génétique</i>	71
<i>IV.2.5 Description de l'algorithme génétique</i>	71
<i>IV.2.6 Avantages et inconvénients des algorithmes génétiques</i>	75
<i>IV.3 Optimisation de DTC par l'algorithme génétique</i>	75
<i>IV.3.1 Optimisation du régulateur PI de la vitesse par l'algorithme génétique</i>	75
<i>IV.3.2 Dimensionnement optimal des régulateurs utilisés par l'algorithme génétique</i>	77
<i>IV.3.3 Résultats de simulation</i>	79
<i>IV.3.4 Etude Comparative Entre la Commande DTC et DTC AG</i>	84
<i>IV.4 Conclusion</i>	85
<i>Bibliographie</i>	86
<i>Conclusion générale</i>	88
<i>Annexe</i>	89

Introduction Générale

Introduction Générale

Vu les progrès technologiques de l'électronique de puissance et des matériaux utilisés en électrotechnique, les systèmes d'excitation classique (bobinage) dans les machines synchrones sont remplacés par des inducteurs de types aimants permanents. [1]

Aujourd'hui, ces moteurs sont devenus recommandés dans le secteur industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Aussi ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ainsi ils sont capables de fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible. [2]

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine. [2]

Malgré les avantages la MSAP, elle fait face à la même difficulté que les autres machines à courant alternatif, c'est-à-dire l'absence de découplage entre flux et le couple. Le contrôle de la MSAP est confronté à de nombreux défis qui compliquent les conditions d'utilisation à savoir les incertitudes dynamiques structurées et non structurées ainsi que les perturbations externes.

Au cours des dernières années, plusieurs méthodes ont été proposées pour contrôler la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), telles que les lois de contrôle classiques, robustes et adaptatives. [3]

Les derniers développements de commande pour le moteur synchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple

électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator avec l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées. [4]

La technique de la commande directe du couple (DTC) utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statoriques avec l'utilisation des capteurs mécaniques. [5]

Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique de commande réside dans les harmoniques de courant et de flux. Ceci a généré de nombreux problèmes liés à la compatibilité électromagnétique de l'équipement. Tel que le niveau parfois excessif de bruit audible et l'excitation de certains modes mécaniques résonants (problème des couples pulsatoires) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système. De là, plusieurs travaux de recherche se sont donc consacrés à l'obtention d'une réduction efficace des harmoniques et/ou de réguler la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur. [6]

L'objectif de ce travail est d'utiliser une technique d'optimisation pour améliorer les performances du DTC de MSAP représentée par AG.

Pour atteindre l'objectif ci-dessus, notre mémoire sera organisé avec quatre chapitres :

Dans **le premier chapitre** nous présenterons les généralités sur la constitution de la MSAP, son principe de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et ses domaines d'application, ensuite nous présenterons les différentes techniques de commande appliquées à ce moteur.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation des machines synchrones à aimants permanents MSAP dans le référentiel de Park, et la modélisation sa alimentation. De plus, la simulation du MSAP alimenté d'une part par une source de tension triphasée et d'autre part par un onduleur triphasé à tension à deux niveaux contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le troisième chapitre est consacré au contrôle direct de couple des MSAP alimentés par des onduleurs de tension en présence d'une boucle de régulation de vitesse avec un régulateur PID, et nous présenterons les résultats de cette procédure en fin de chapitre.

Introduction Générale

Dans **le quatrième chapitre** on présente le principe de base de l'algorithme génétique appliqué dans la commande DTC. On termine par une étude comparative entre la commande DTC et DTC optimisé par AG.

Nous terminerons cette thèse par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous proposerons des perspectives de travail.

Chapitre I :

*L'état de l'art des machines synchrones à
aimants permanents*

I.1 Introduction :

Au cours des dernières décennies, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) à pris une place importante car les exigences actuelles La disponibilité et la fiabilité des processus industriels deviennent de plus en plus intense. Donc, cela revient principalement à intégrer dans des nombreuses applications telles que : automobile, robotique, ferroviaire, systèmes aéronautiques, médicaux. En effet, pour un montant donné, les MSAP ont généralement meilleures caractéristiques par rapport aux autres types de moteurs traditionnels à courant continu, asynchrones et synchrones (excitation électrique), telles que : couple électromagnétique plus élevé, rendement plus élevé, faible inertie, durée de vie très longue performances dynamiques appréciables sur une large plage de vitesse.

Dans ce chapitre, nous présenterons des descriptions générales sur les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). Aussi, nous donnerons les différents types et les principales structures des moteurs synchrones à aimants permanents et leurs domaines d'application par la suite, nous présenterons différentes techniques de contrôle appliqués aux machines sélectionnées.

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) :

La machine synchrone à aimants permanents est l'une des machines électriques les plus couramment utilisées. Elle présente de bonnes performances, et un faible moment d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps, permettant ainsi de concevoir des meilleures stratégies de commandes. [7]

Une machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique d'énergie réversible. Elle peut fonctionner en mode moteur tout comme en mode générateur. Sa particularité par rapport aux autres machines conventionnelles, réside au niveau du champ magnétique produit par les aimants permanents au rotor, mais son bobinage statorique reste identique à celui des autres machines. [8]



Figure I.1:Le moteur synchrone
à aimants permanents.

I.2.1 Constitution de la MSAP :

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile au rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La zone étroite qui est localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

❖ **Le stator :** de la machine synchrone à aimant permanent est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $(2\pi/3)$. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [9,10]



Figure I.2 Stator de l'MSAP

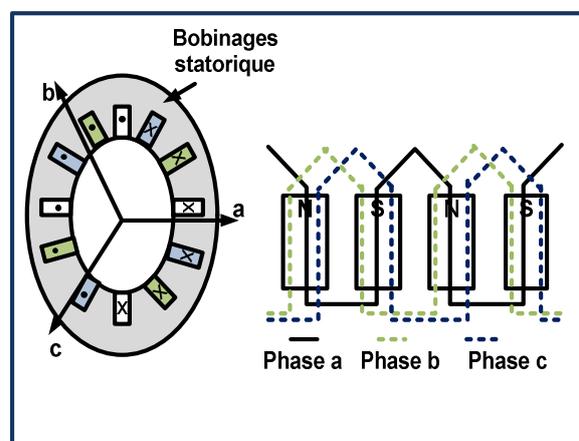


Figure I.3 Schéma de bobinage statorique

❖ **Les rotors des machines synchrones à aimants permanents** peuvent être de deux types :

1. Rotor possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux d'induction. Les aimantations d'aimants peuvent être orientés parallèlement ou perpendiculairement à l'entrefer Ils peuvent également être alternés entre les pôles Dans ce type de machines, l'inducteur est à pôles saillants. Contrairement aux machines classiques l'épaisseur de l'entrefer suivant l'axe direct peut être supérieure à celui en quadrature.
2. Rotor sans pièces polaires, dans lequel l'aimantation des aimants est radiale au niveau de l'entrefer Comme la perméabilité des aimants est voisine de celle de l'air, l'effet de saillance peut être négligé dans ce type de machine [11,12]

I.2.2 Les Aimants Permanents utilisés pour la MSAP :

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimants permanents. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique qu'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient. [13]

❖ **Les ferrites** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût [13]

❖ **Le samarium cobalt (SmCo 5, Sm2Co17):** est beaucoup plus performants en terme de densité volumique d'énergie que les autres type d'aimants de 140 à 200 kJ/m³ pour le SmCo5 et de 180 à 240[kJ/m3] pour le Sm2Co17et, autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais il est très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition [13].

I.2.3 Principe de fonctionnement de la MSAP :

La machine électrique tournante représente un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement moteur) ou inversement de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement générateur). Elle comprend principalement deux parties : la partie créant le champ magnétique, l'inducteur et l'induit la partie dans laquelle induit une force électromotrice ; ces parties sont séparées par un entrefer. Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. Un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension est créé suite à la superposition des trois flux magnétiques créés par les trois bobines du stator. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer séparant le rotor et le stator et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force est traduite par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension. [14]

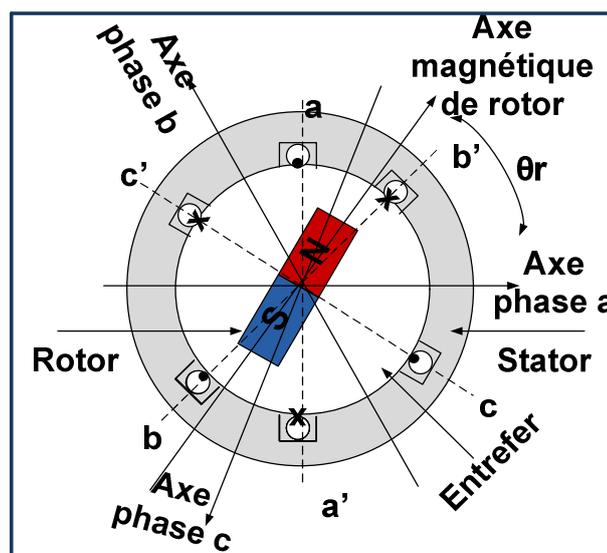


Figure I.4 Principe de fonctionnement de la
MSAP

I.2.4 Différents types de la MSAP :

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par

exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable

Nous pouvons distinguer les différents types de machines à aimants permanents principalement par la structure de leur rotor. Trois grandes familles existent : le moteur à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial. [15,9 et 16]

➤ **Moteur à rotor intérieur :**

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction L'avantage majeur de cette structure est le rapport couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent, ils sont collés et frettés. [16]

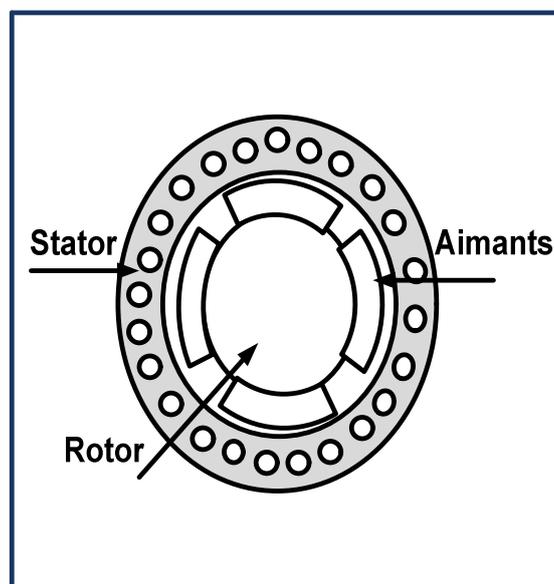


Figure I.5 Moteur à rotor intérieure

➤ **moteur à rotor extérieur :**

La figure (I.6) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil de bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge. Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

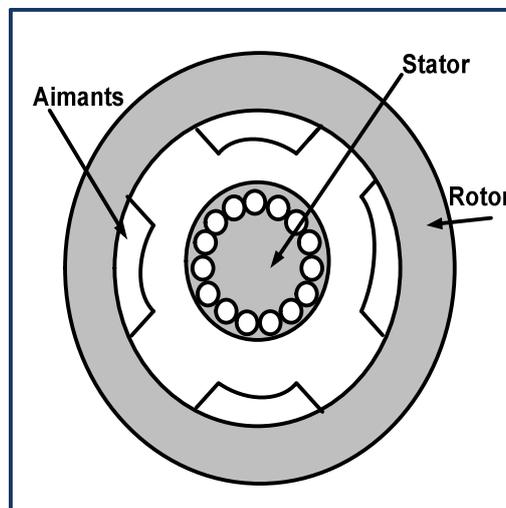


Figure I.6 Moteur à rotor extérieure

➤ **Moteur à entrefer axial :**

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer.

La figure (I.7) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

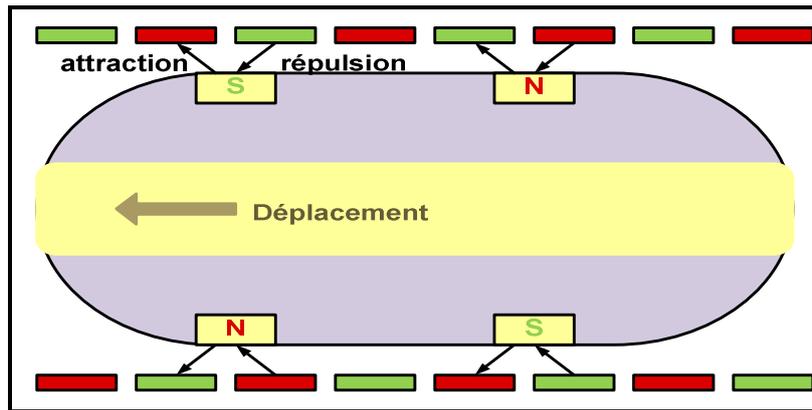


Figure I.7 Moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnant à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault [17]

I.2.5 Les avantages et les inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents :

➤ Les avantages :

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [18]

- Puissances massives importantes et élevées,
- Absence de contacts glissants,
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor,
- Suppression des bagues et des balais, ce qui réduit les problèmes de maintenance,
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage,
- Grande fiabilité,
- Fonctionnement en survitesse,

➤ Les inconvénients :

- Coût élevé à cause du prix des aimants.
- Problème de tenu en température des aimants permanents (250°C pour le samarium cobalt).
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Difficulté de défluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un capteur de position).
- Impossibilité de régler l'excitation.
- Pour atteindre des vitesses élevées. Il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser le courant statorique afin de démagnétiser la machine. [19]

I.2.6 Domaines d'utilisation de la MSAP :

La machine synchrone est devenue attractive et concurrente de la machine à induction dans le domaine des systèmes d'entraînement électriques, sont de plus en plus utilisés pour des entraînements de haute technologie (rendement élevé, haute vitesse, environnement propre, fonctionnement de longue durée, etc.) [20]

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications, comme les machines outils, la robotique et les véhicules électriques. Cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants. Ce sont des moteurs qui peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électronique, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple) [20] [21]

I.3 Techniques de Commande de la MSAP :

On trouve dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles les plus connues et les plus utilisées dans le cadre d'une commande de la machine synchrone. Dès leurs inventions, les chercheurs utilisent une de ces stratégies comme unité de base dont le but est d'améliorer les performances fonctionnelles des machines électriques. Les principales commandes et ses dérivées représentent le même type, donc on s'intéresse aux techniques les plus connues qui font l'objet de nombreuses publications. [9] Dans cette partie, nous présenterons différentes

techniques de commande et interpréterons leurs implantations. Les difficultés rencontrées, les avantages et inconvénients de chaque technique seront développées.

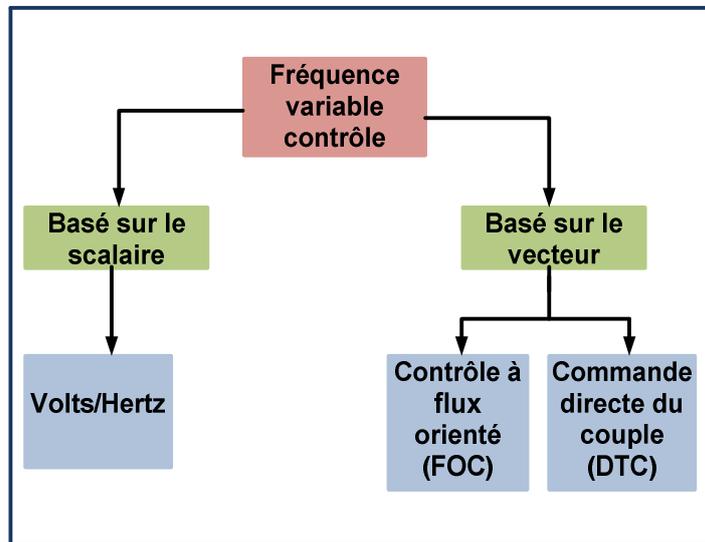


Figure I.8 Quelques techniques de contrôle de commande utilisées pour MSAP.

I.3.1 Commande scalaire :

Dans ce type de commande, le contrôle s'effectue sur les grandeurs telles que la tension ou le courant et la fréquence d'alimentation. Les principes mis en place pour ce type de commande ne contrôlent pas les valeurs instantanées des grandeurs électriques, par conséquent, la dynamique du couple n'est pas complètement maîtrisée. Toutefois, sa simplicité a conduit à de nombreuses applications en vitesse variable.

De nombreux variateurs de vitesse équipés de ce mode de contrôle sont utilisés, en particulier pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation. Plusieurs commandes scalaires existent, elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant) L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f qui est la plus utilisée. [22]

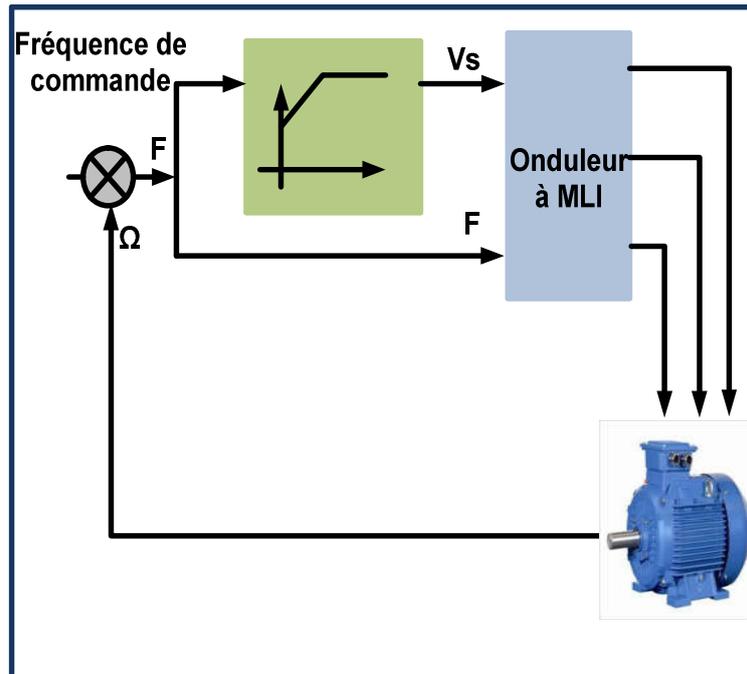


Figure I.9 Schéma classique de la commande
Scalaire.

Cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse sensiblement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables que dans le régime permanent. Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les performances en régime transitoire de la machine. Ce type de commande n'est donc employé que pour des applications où la variation de vitesse n'est pas grande telle en pompage ou en ventilation. Ainsi, ce type de contrôle est inadapté lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine tel en robotique ou en commande numérique de machine outils. [9]

I.3.2 Commande vectorielle (FOC) :

La commande vectorielle a été introduite dès 1970 par Blaschke. Elle est basée sur le principe d'obtenir un modèle de la machine synchrone à aimants permanents équivalent à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée qui est représentée par un modèle linéaire naturellement découplé. Ce n'est qu'au début des années 80 que la commande vectorielle pour les machines synchrones a été favorisée et ce avec l'apparition de la technologie des semi-

conducteurs et de la micro-électricité Mais son inconvénient majeur, est la sensibilité aux variations paramétriques de la machine due indirectement à la saturation magnétique et à la variation de la température, ce qui est l'inconvénient majeur de la machine. Le Contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. La figure (I.10) présente le schéma de principe de la commande vectorielle [7]

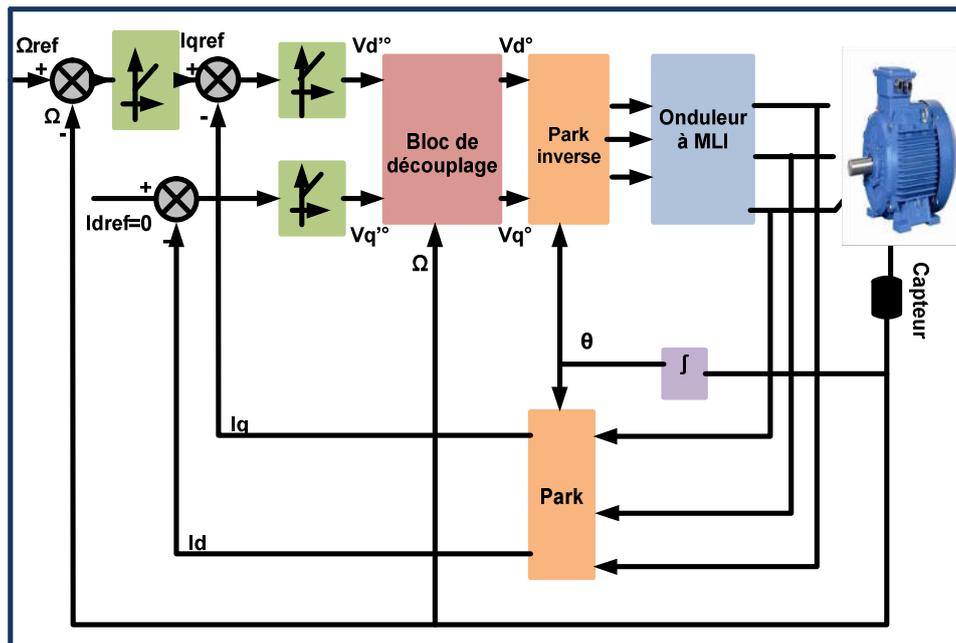


Figure I-10 : Commande vectorielle de la MSAP

La commande vectorielle à flux rotorique orienté, est dite directe ou indirecte selon la méthode d'estimation du vecteur flux rotorique.

➤ **commande directe :**

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations,... etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de

fonctionnement [23]. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:[24]

- Le non fiabilité de la mesure du flux,
- Problème de filtrage du signal mesuré,
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation,
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre),

➤ **commande indirecte :**

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statorique mesurées.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statorique et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [25]

I.3.3 Commande directe de couple (DTC) :

Le contrôle direct du couple (Direct Torque Control DTC) a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la commande du flux orienté et du principe du moteur à courant continu. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible [26] La commande DTC d'une machine synchrone à aimants permanents est basée sur la

détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. [27]

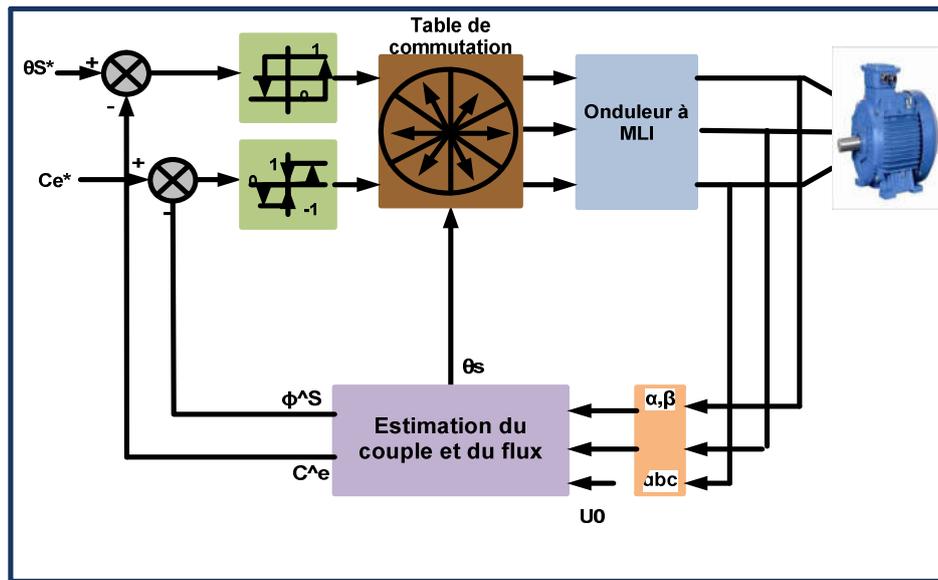


Figure I-11 : Schéma synoptique de la commande DTC selon

I. TAKAHASHI

Le DTC nécessite donc une faible puissance de calcul lorsqu'il est mis en œuvre numériquement. Le système possède de bonnes performances dynamiques mais présente des performances assez médiocres en régime permanent car les critères de sélection de tension bruts donnent lieu à des niveaux d'ondulation élevés dans le courant du stator, la liaison au flux et le couple. Sa simplicité permet d'exécuter chaque cycle de calcul sur une courte période de temps et d'utiliser une fréquence d'échantillonnage élevée. Pour chaque doublement de la fréquence d'échantillonnage, l'ondulation sera approximativement réduite de moitié. Le problème est que les commutateurs d'alimentation utilisés dans l'onduleur imposent une limite pour la fréquence d'échantillonnage maximale [28].

L'avantage majeur que présente cette commande est que l'angle de position rotorique n'est pas nécessaire de le connaître avec grand précision, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique est nécessaire. [7]

I.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'abord l'état de l'art des moteurs synchrones à aimants permanents. En fait, nous avons introduit le moteur électrique et ses différents types selon leur rotor, ainsi que le moteur synchrone à aimants permanents, son principe de fonctionnement et les avantages et inconvénients du MSAP et ses domaines d'application, nous avons également montré quelques techniques utilisées pour sa commande, comme une technique de contrôle scalaire appelée contrôle Volts / hertz étant parmi les méthodes de contrôle les plus simples. Le contrôle vectoriel et la commande DTC.

Dans le chapitre suivant, nous développerons la modélisation du MSAP et de son alimentation en construisant le modèle MSAP dans le repère de Park.

Bibliographie

- [1] **Rebouh Sonia**, « Contribution a la commande et au réglage de la machine synchrone a aimants permanents », Thèse de doctorat, Université Hadj Lakhdar Batna, 2015.
- [2] **T.Ziane, H. Rekioua**, « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur», 3ème Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002, Université de Batna.
- [3] **Hakim Teiar**, “Stratégies De Commande Robuste À Base D'intelligence Artificielle De La Machine Synchrone À Aimants Permanents À Partir De La Plaque Signalétique”, Doctorat En Génie Électrique (Ph.D.), Université Du Québec À Trois-Rivières, 2017.
- [4] **Benaissa Malika**, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [5] **Mohammed Ilyes Hemmami**, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2015.
- [6] **OULED ALI Omar**, «Commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents par l'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones, algorithmes génétiques et PSO)», Doctorat en Sciences, UNIVERSITÉ DJILLALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES, 2021.
- [7] **W.HACHELFI**, « contribution à l'amélioration des performances statiques et dynamiques du moteur à aimants permanents », Doctorat LMD , Université Larbi Ben M'hidi- Oum El Bouaghi,2022.
- [8] **GUILLAUME PONGO NYOUMEA**, «Modèle d'identification et de commande d'un aérogénérateur à machine synchrone à aimants permanents », mémoire Exigence partielle de la maîtrise en ingénierie, l'université du Québec en ABITIBI-TIMESCAMINGUE, 2018
- [9] **MESLOUB.H**, « commande DTC prédictive d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [10] **G.Lacombe**, « Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciel pour la Conception des Moteurs Futures », Thèse de Doctorat, institut national polytechnique de Grenoble, 2007.
- [11] **C.BERENGER**, « Contribution à l'étude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents et à enroulement dans l'entrefer », Doctorat d'I.N.P.L., Décembre 1989.
- [12] **P.BRISSONNEAU, L.BRUGEL, A.KIENER et J.P.YONNET**, « Nouvelle structure de moteurs à aimants permanents », R.G.E, Octobre 1984, P : 632-641.
- [13] **B.MULTON**, « application des aimants aux machines électriques », ENS Cachan-Antenne de Bretagne, Notes de cours version 2006.
- [14] **MACAMO BERNARDO AMIZADO, MAIGA DJIBRIL**, « Diagnostic des défauts statorique d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 20.16-20.17.
- [15] **AMIRI.M, ALI DAHMANE.O**, « commande vectorielle en vitesse du moteur

- synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant », Mémoire pour l'obtention du diplôme de Master, Université Aboubakr belkaid-Tlemcen-2017.
- [16] **OUNNADI Mohammed**, « Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents », Mémoire de MAGISTER, 2011
- [17] **MENOUAR AHMED**, « Etude numérique de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de MASTER, Université Mohamed Boudiaf d' Msila, 2013.
- [18] **M.KADJOUJ**, « Contribution à la commande d'une MSAP », Thèse de Doctorat d'état, Université de Batna, 2003.
- [19] **S.MOUZAOU**, « Etude d'une machine synchrone à aimants permanents en présence des défauts de courts circuits et de désaimantations par la méthode des éléments finis », Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de TIZI-OUZOU, 2015.
- [20] **A.KADDOURI**, « Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Faculté des sciences et de génie, Université Laval Québec, Novembre 2000..
- [21] **M.Sc.DARIUSZ SWIERCZYNSKI**, « Direct Torque Control with space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter –Feed Permanent magnet synchronous motor drive », Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw-Poland,2005.
- [22] **BAGHLI, L**, « contribution à la commande de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré. Janvier 1999
- [23] **C.CANUDAS DE WIT**, « Modélisation contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones 1 », Hermis Science publication, Paris 2000.
- [24] **CHOUBAR KHOUTIR**, « modélisation de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, Université de M'silla, 2006.
- [25] **P.KRISHNAMURTHY, F.KHORRAMI**, « adaptative partial-state feedback control for induction motors », American control conference, Denver, Colorado, June 4-6, 2003.
- [26] **TAKAHASHI I, NOGUCHI T**, « take a look back upon the past decade of direct torque control », IECON, 23 International conference on Vole .2, Issue, pp.546-551, Nov 1997.
- [27] **H.BENSAADI**, « commande DTC-SVM d'une machine synchrone à aimants permanents », Université de Batna, 2011.
- [28] **SARIATI BINTI DALIB**, « the simulation of the direct torque control of permanent magnet synchronous motor », Université Technologie de Malaysia, May 2007.

Chapitre II :

*Modélisation d'un moteur synchrone à
aimants permanents*

II.1 INTRODUCTION :

La modélisation est une étape très importante dans l'étude de la commande des systèmes basés sur les moteurs électriques. Car nous permet de simuler son comportement sous différentes situations.

Ce chapitre sera consacré aux concepts théoriques aux modèles utilisés dans ce travail. Car la modélisation est un développement d'outils mathématiques qui représentent fidèlement les propriétés électriques, magnétiques et mécaniques des MSAP qui nécessite forcément l'utilisation de certaines hypothèses de simplicité. Ce chapitre fournit des détails sur la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents à des fins de contrôle. Combinaison avec convertisseur statique (onduleur+ MLI).

II.2 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite avant tout une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire par la simulation dans les différents modes de fonctionnement envisagé. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. [1]

II.2.1 Hypothèse simplificatrices :

La modélisation de la MSAP est basée sur les hypothèses simplificatrices qui sont dessous : [2][3]

- La machine est à pôles lisses ;
- La résistance des enroulements statorique est constante sous l'effet de la variation de la température ;
- L'effet de peau est presque nul ;
- La saturation dans le circuit magnétique est négligeable ;
- Les tensions d'alimentation de la machine sont équilibrées ;
- la symétrie de construction est totalement parfaite ;
- Une répartition spatiale sinusoïdale, le long de l'entrefer, des forces magnétomotrices ;
- Les pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligeables ;

II.2.2 Mise en équation de la MSAP en triphasé :

La machine synchrone à aimants permanents est représentée par la figure (II.1). Elle se compose de trois enroulements statoriques décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$ et des aimants permanents qui crée l'excitation au rotor [4].

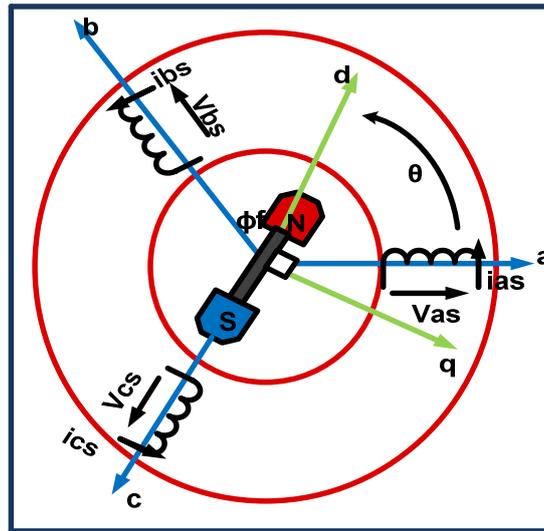


Figure II.1 Représentation symbolique de la MSAP.

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit : [3]

II.2.2.1 Equation électrique :

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants.

Elles se présentent naturellement sous forme matricielle.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Sous forme réduite le système (II.1) s'écrit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tensions des phases statoriques.

$[I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$: Vecteur courants des phases statoriques.

$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$: Vecteur flux des phases statoriques.

R_s : Résistance des enroulements statorique

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

II.2.2.2 Equation magnétiques :

La relation entre le flux et le courant est la suivante :

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [\varphi_f] \quad (II.3)$$

Ou:

$$[\varphi_f] = \varphi_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} ; \quad [L_s] = \begin{bmatrix} L & M_s & M_s \\ M_s & L & M_s \\ M_s & M_s & L \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

Avec :

- ❖ L_s : inductance cyclique propre d'une phase statorique.
- ❖ M_s : inductance mutuelle cyclique entre deux phases statoriques.
- ❖ φ_f : le flux des aimants.
- ❖ θ : angle électrique.

En remplaçant l'équation (II.3) dans (II.2) on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L & M_s & M_s \\ M_s & L & M_s \\ M_s & M_s & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \varphi_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \right) \quad (II.5)$$

II.2.2.3 Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (II.6)$$

Ω : Vitesse mécanique de la MSAP

J: Moment d'inertie

f: Le coefficient de frottement visqueux

C_{em} : Le couple électromagnétique délivré par le moteur

C_r : Le couple résistant ou de charge

II.2.3 Transformation Triphasé-Biphasé :

II.2.3.1 Transformation de Park

Les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont fortement non-linéaire et couplées.

Elles sont fonctions de la position de rotor θ . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park. Cette transformation, appliquée aux variable réelles (Tension, courant et flux), permet d'obtenir des variable fictives appelées les composantes d-q ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes (d,q) tournant à une vitesse ω par rapport au stator. Ce changement de repère rend les équations dynamique de la machine plus simple ce qui facilite leur étude et leur analyse. [5]

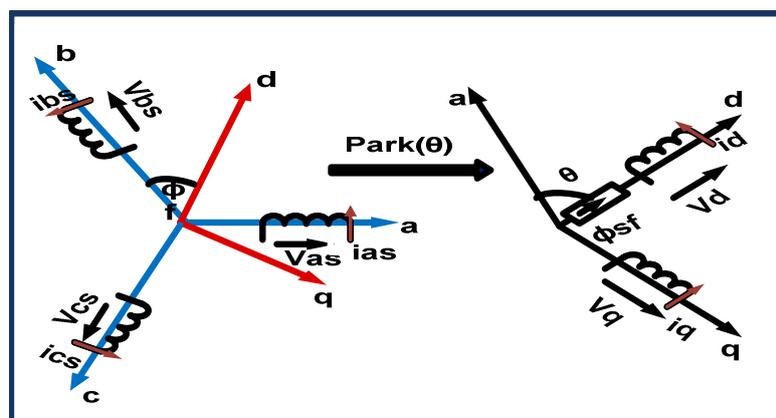


Figure II.2 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

II.2.3.1.1 Passage direct : triphasé au biphasé :

L'équation qui traduit le passage du système triphasé (a, b, c) au système diphasé (d, q) est donnée par : [6][7]

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{II.7})$$

Avec:

$P(\theta)$: La matrice de passage direct de Park

$[X]$: représente les variables considérées de la machine (tension, courants ou flux)

X_0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

II.2.3.1.2 Passage inverse: biphasé au triphasé :

La transformation de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle définit par : [8][9]

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} [X_{dq0}] \quad (\text{II.9})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

II.2.3.2 Transformation de Concordia:

Cette transformation est définie par la matrice C : [8] [9] [10]

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

La transformation de Concordia présente les propriétés suivantes :

- Elle est orthogonale.
- Elle est normée et conserve donc la puissance

II.2.3.2.1 Passage du repère (α, β) au repère (d, q) :

Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d, q) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{dq}] = [R][X_{\alpha\beta}] \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

[R]: Matrice de passage (α, β) au (d, q)

II.2.3.3 Application de la transformation de Park à la MSAP :

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifié de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par : [11]

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

❖ Le flux:

Étant donnés par :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

En remplaçant les expressions des flux ϕ_d et ϕ_q dans le système V_d et V_q nous obtenons:

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_q + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

❖ Le couple électromagnétique:

La connaissance du couple électromagnétique de la machine C_{em} est primordiale pour la commande de la machine. L'équation de la puissance instantanée $P(t)$, peut être développée pour le stator, dans le repère (d, q) : [12]

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{II.16})$$

La puissance électrique absorbée donnée sous la forme:

$$P(t) = \frac{3}{2} (R_s (I_d^2 + I_q^2) + L_d I_d \times \frac{dI_d}{dt} + L_q I_q \times \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d - L_q) \times I_d I_q + \omega \phi_f I_q) \quad (\text{II.17})$$

Alors nous pouvons en déduire l'expression du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \phi_f] \quad (\text{II.18})$$

La machine étant aux pôles lisses, cette équation devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [I_q \phi_f] \quad (\text{II.19})$$

II.2.4 Mise sous forme d'équation d'état :

Simuler de façon numérique un système physique, consiste à résoudre le système d'équations qui régissent son fonctionnement. L'écriture sous forme d'équation d'état sera déduite directement à partir des équations du modèle de Park qui peuvent s'écrire sous la forme suivante : [13][14]

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dx} = \frac{C_{em}}{J} - \frac{C_r}{J} - \frac{C_f}{J} \\ \frac{dI_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s I_d}{L_d} + \omega_r L_q \frac{I_q}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s I_q}{L_q} + \omega_r L_d \frac{I_d}{L_q} - \frac{\omega_r}{L_q} \phi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q] \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Les tensions (V_d, V_q) comme grandeur de commande, les courants statoriques (I_d, I_q) comme variable d'état. [15]

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{II.21}$$

[A]: La matrice fondamentale qui caractérise le système ;

[B]: La matrice d'entrée ;

[U]: Le vecteur de commande ;

[X]: Le vecteur d'état

On pose

$$[X] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad [U] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad [A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & -\frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \tag{II.22}$$

Sous forme matricielle on peut écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & -\frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{bmatrix} \tag{II.23}$$

A partir des équations, on peut établir le schéma bloc suivant :

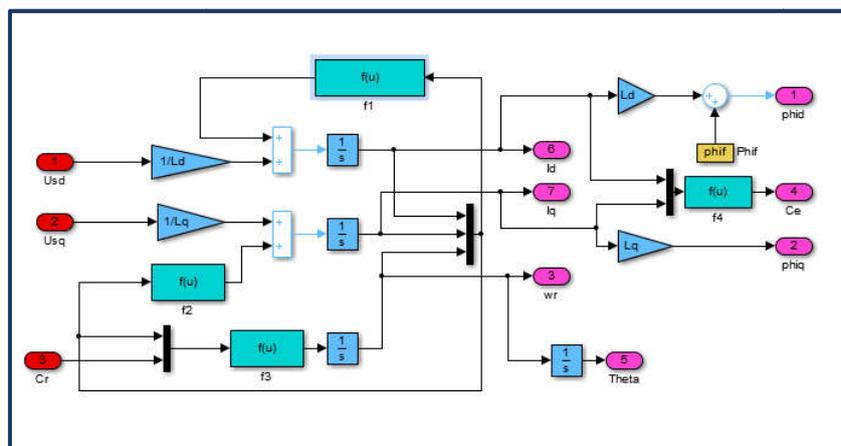


Figure II.3: Modèle de la machine synchrone à aimants permanents.

II.3 Modélisation de convertisseurs statiques continue-alternatif :

Le convertisseur statique est utilisé généralement pour transformer l'alimentation à fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude variables. Il se constitue de trois étages : un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable. Pour réduire l'effet des harmoniques, qui gênent le fonctionnement de la machine, l'onduleur est commandé par une des techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI). [11]

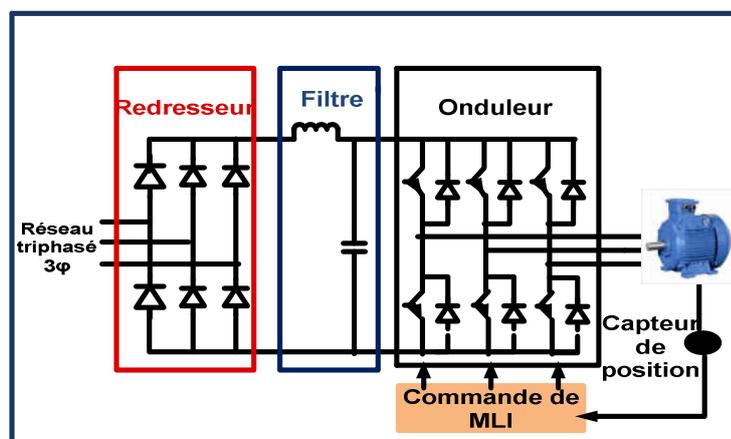


Figure II.4 Structure générale de l'alimentation de la MSAP par un onduleur de tension.

II.3.1 Modélisation de redresseur triphasé :

Le redresseur est un pont de Graetz triphasée à diode. [12]

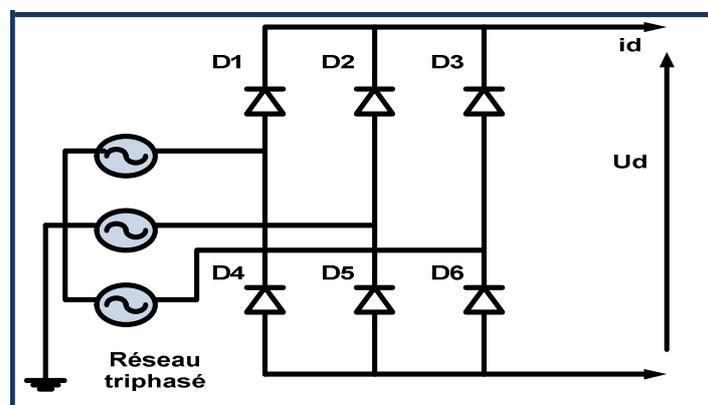


Figure II.5 Schéma représentatif d'un redresseur à diode

La séquence de conduction des diodes :

D_i Conduit si $V_i = \max(V_j)$; $i = 1, 2, 3$; $j = 1, 2, 3$.

D_i Conduit si : $V_i = \min(V_j)$; $i = 4, 5, 6$; $j = 1, 2, 3$.

Pour chaque bras de redresseur à diodes, des fonctions logique de connexion G_i et G'_i ($i=1,3$) sont définies comme suit :

$$G_i = \begin{cases} 1 & \text{si } D_i \text{ conduit (i=1,2,3)} \\ 0 & \text{si } D_i \text{ conduit (i=1,2,3)} \end{cases}$$

$$G'_i = \begin{cases} 1 & \text{si } D_i \text{ conduit (i=1,2,3)} \\ 0 & \text{si } D_i \text{ conduit (i=1,2,3)} \end{cases}$$

La tension de sortie U_{red} et exprimée comme suit :

$$U_{red} = (G_1 - G'_1) * V_1 + (G_2 - G'_2) * V_2 + (G_3 - G'_3) * V_3 \quad (\text{II.24})$$

La valeur instantanée de la tension redressée est donnée par : [39]

$$U_d = \max(V_1(t), V_2(t), V_3(t)) - \min(V_1(t), V_2(t), V_3(t)) \quad (\text{II.25})$$

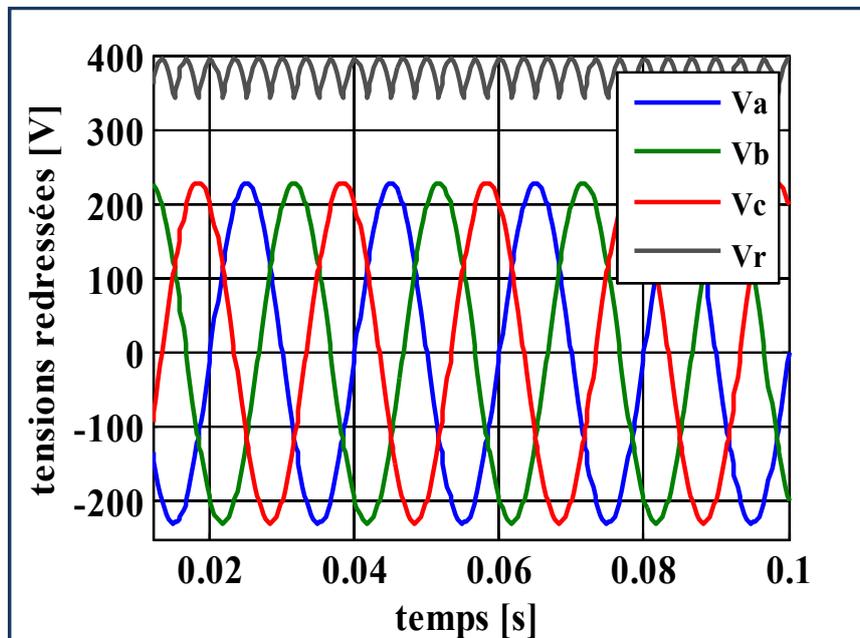


Figure II.6 Les tensions redressées

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

II.3.2 Modélisation de filtre :

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (L_f, C_f), schématiser par la (figure suivante): [16]

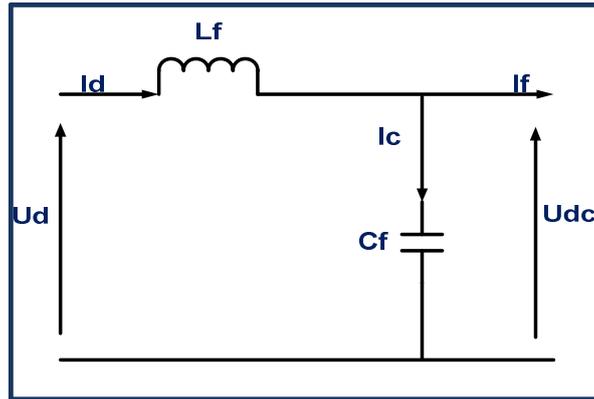


Figure II.7 Représente le filtrage de convertisseur

Les équations du filtre sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_d(t) - U_{dc}(t)) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_f(t)) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Ou :

U_d : Tension redressée.

U_{dc} : Tension à la sortie du filtre.

D'où la fonction de transfert de filtre ($I_f = 0$) :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + s(\sqrt{L_f C_f})^2} \quad (\text{II.27})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est :

$$\omega_c = \frac{1}{(\sqrt{L_f C_f})} \left[\frac{\text{rad}}{\text{s}} \right] \quad (\text{II.28})$$

La détermination de L_f et C_f , se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer de $U_d(t)$

II.3.3 L'onduleur de tension:

II.3.3.1 Définition :

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours...etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée. [11]

II.3.3.2 Modélisation du convertisseur statique continue-alternatif (onduleur) :

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée est équilibrée est couplée en étoile avec un neutre isolé. Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée. [13]

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} , on a : [17]

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} = U_{b0} - U_{c0} \\ U_{ca} = U_{c0} - U_{a0} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Avec :

U_{a0} , U_{b0} et U_{c0} : Sont les tensions d'entrée à l'onduleur (valeur continues) ;

Pour une MSAP présentant un neutre et alimentée par un onduleur, on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} - U_{n0} \\ U_{b0} = U_{bn} - U_{n0} \\ U_{c0} = U_{cn} - U_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

En remplaçant (II.39) dans le système (II.38), on obtient :

$$\begin{cases} U_{aN} = \frac{1}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{bN} = -\frac{1}{3}U_{a0} + \frac{1}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{cN} = -\frac{1}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} + \frac{1}{3}U_{c0} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Avec S_i l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$V_{i0} = S_i E - \frac{E}{2}, \quad \text{avec} \quad i = a, b, c$$

$$\begin{cases} S_i = 1 & \text{si } V_{i0} = \frac{E}{2} \\ S_i = 1 & \text{si } V_{i0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Il vient alors:

$$\begin{cases} V_{a0} = (S_i - 0.5)E \\ V_{b0} = (S_i - 0.5)E \\ V_{c0} = (S_i - 0.5)E \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Après simplification, on obtient:

$$\begin{cases} U_{aN} = \frac{2}{3}U_{an0} - \frac{1}{3}U_{bn0} - \frac{1}{3}U_{cn0} \\ U_{bN} = -\frac{1}{3}U_{an0} + \frac{2}{3}U_{bn0} - \frac{1}{3}U_{cn0} \\ U_{cN} = -\frac{1}{3}U_{an0} - \frac{1}{3}U_{bn0} + \frac{2}{3}U_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

En remplaçant (II.42) dans (II.43)

$$\begin{bmatrix} U_{aN} \\ U_{bN} \\ U_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

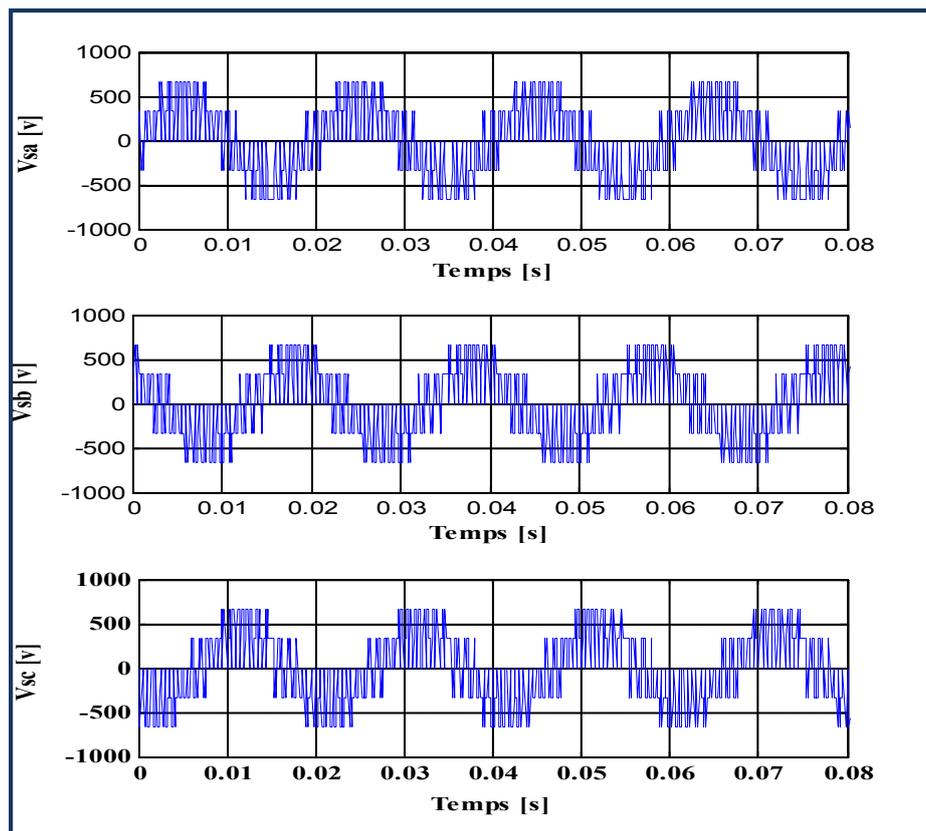
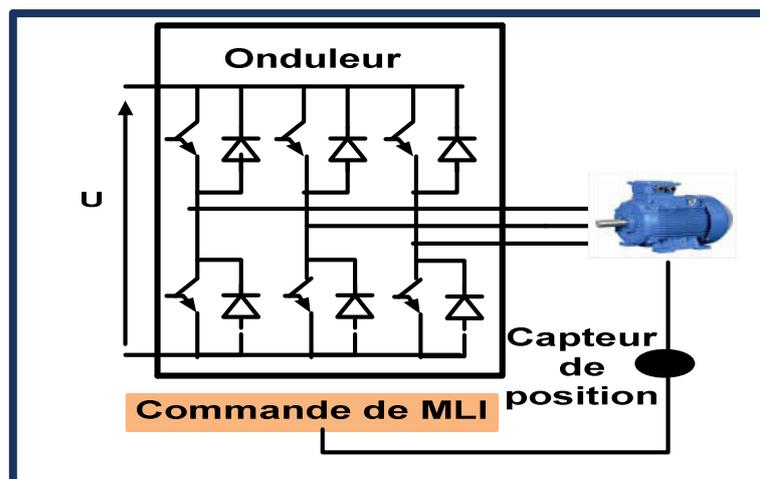


Figure II.8 Les tensions fournies par l'onduleur à MLI.

II.3.3.3 Association MSAP-Onduleur de tension :

La figure suivante présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension. [14]



La figure II.9 : Le schéma de l'onduleur de tension et MSAP

Avec : T_i Et T_i' avec $i = (a, b, c)$ sont des transistors.

S_i Et S_i' sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

- Si $S_i = +1$, alors T_i est passant et T_i' est ouvert,
- Si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

II.3.3.1 Modulation de largeurs d'impulsions MLI :

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. [11]

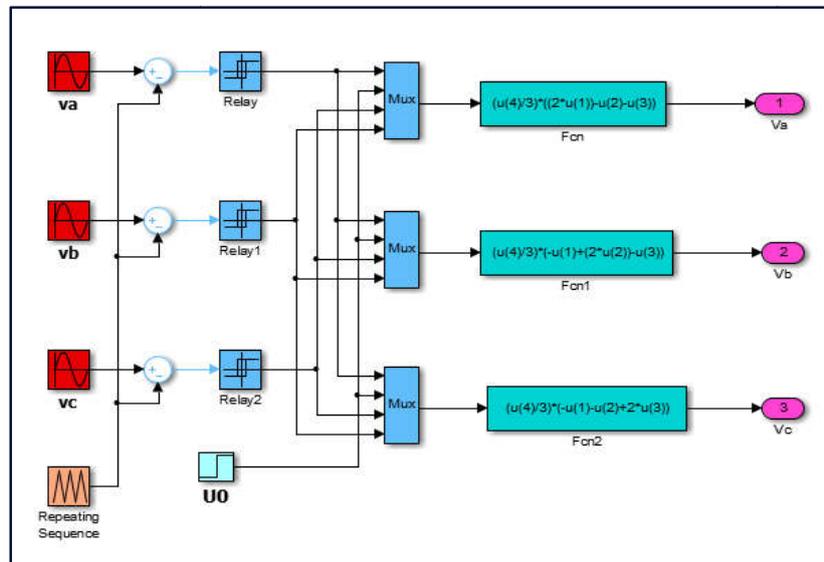


Figure II.10 : Le schéma block de convertisseur statique continu-alternatif et de sa commande

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

Si $V_{\text{iref}} \geq V_p \rightarrow S_i = 1$ sinon $S_i = 0$; $i = a, b, c$.

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation 'm' égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f , $\left(m = \frac{f_p}{f}\right)$.

- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation V_{pm} , $\left(r = \frac{V_m}{V_{pm}}\right)$.

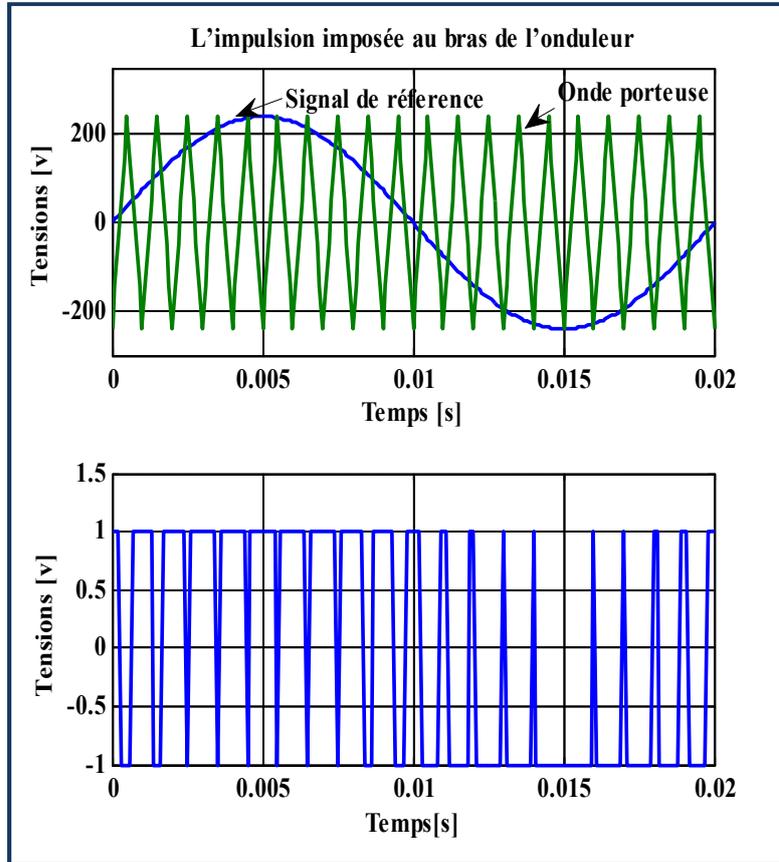


Figure II.11 : Principe de la commande MLI

II.4 Résultats de simulation

Le but de cette simulation est de valider le modèle MSAP adopté et d'analyser le comportement du moteur lorsqu'il est alimenté directement à partir d'un réseau triphasé puis via un onduleur de tension commandé par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

❖ Résultats de simulation de MSAP alimenté par réseaux triphasé :

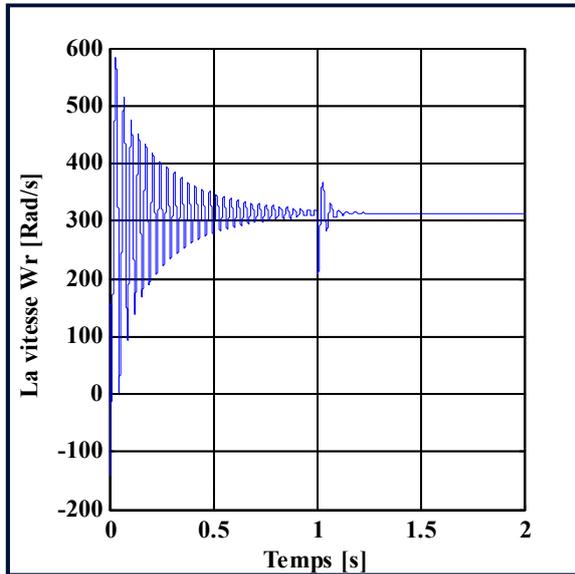


Figure II.12: La réponse de La vitesse de rotation

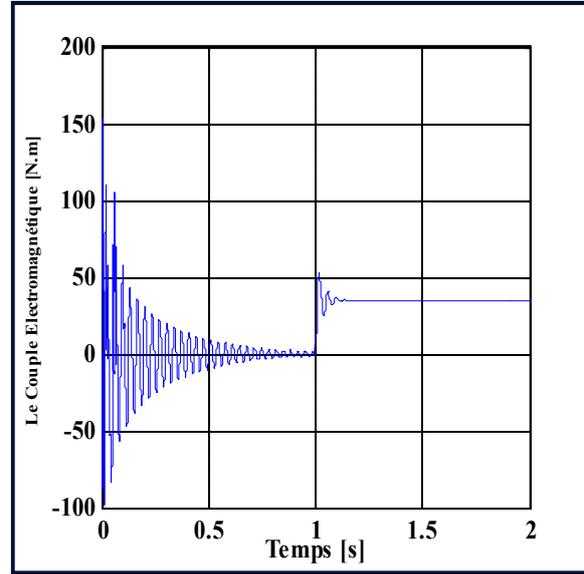


Figure II.13: La réponse du couple électromagnétique

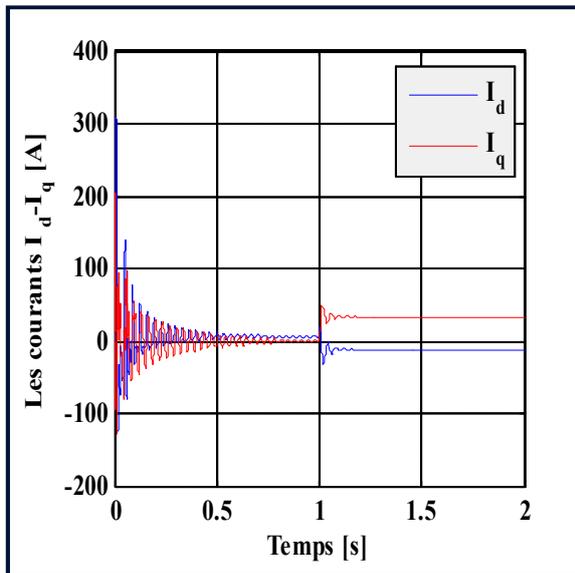


Figure II.14 : La réponse du Courant $I_d - I_q$

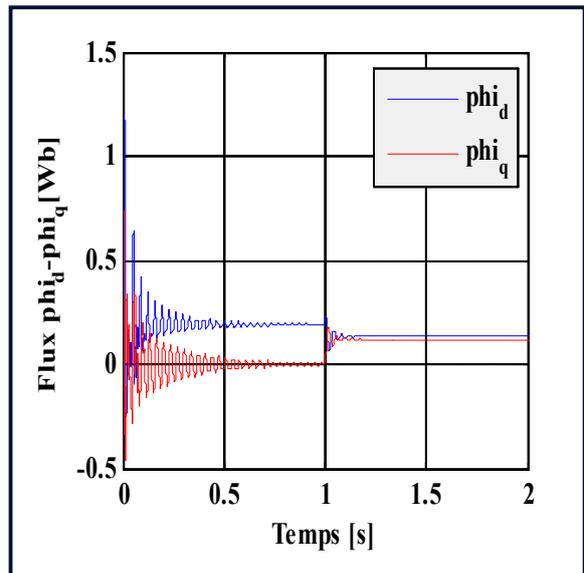


Figure II.15 : La réponse du flux $\phi_d - \phi_q$

Figure(II.16) : la résultat de simulation de la MSAP alimenté Par Réseau triphasé

✓ Interprétation des résultats :

Les résultats de simulation illustrés par la figure II.15 représentent des grandeurs physiques de la machine synchrone à aimant permanent tels que la vitesse de rotation w_r , le couple électromagnétique, les courants I_d et I_q et les flux ϕ_d et ϕ_q

- Pendant le régime transitoire on remarque que l'allure de vitesse présente des oscillations puis atteint sa valeur nominale en régime permanent avec un très faible influence de charge
- L'allure de couple électromagnétique présente des oscillations important au démarrage lorsqu'on applique un couple de charge on remarque que le couple augmente en oscillant pendant un temps très court puis tend vers la valeur du régime permanent avec des faibles oscillant et se stabilise
- L'allure des courants I_d et I_q présent des pics assez importants pendant un temps puis s'établit à la valeur du régime permanent avec des faibles oscillations
- D'autre part, pour l'allure du flux ϕ_d et ϕ_q une fois le régime permanents est atteint, le ϕ_q s'annule et le ϕ_d se stabilise.

❖ Résultats de simulation de MSAP avec onduleur :

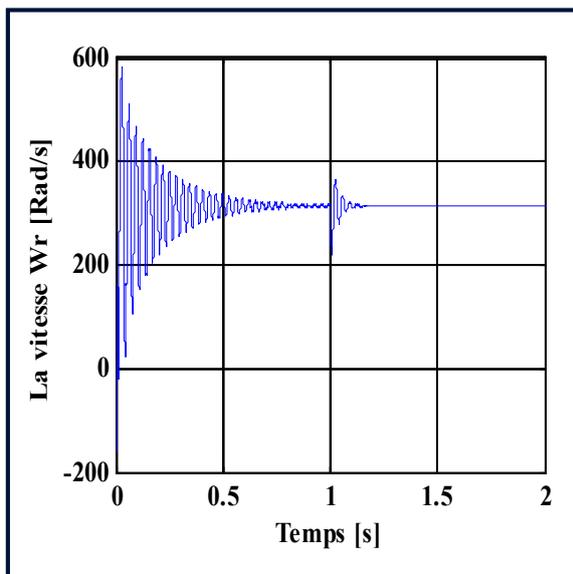


Figure II.17: La réponse de la vitesse de rotation

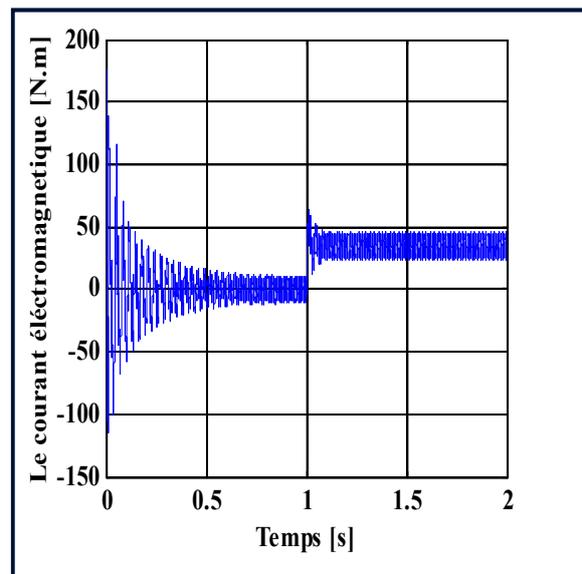


Figure II.18 : La réponse du couple électromagnétique

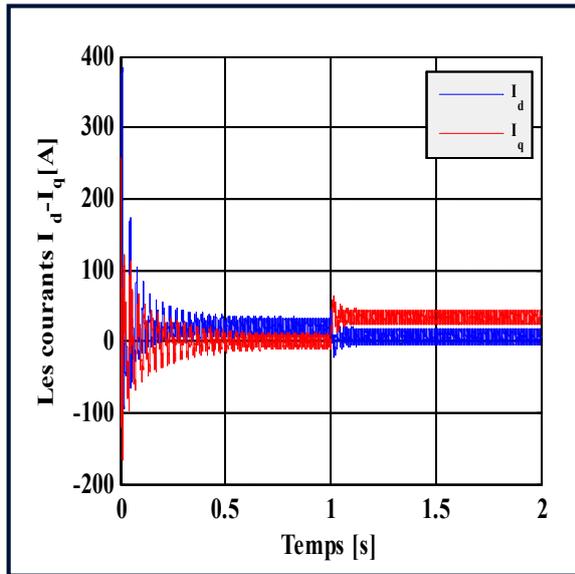


Figure II.19 : La réponse du Courante $I_d - I_q$

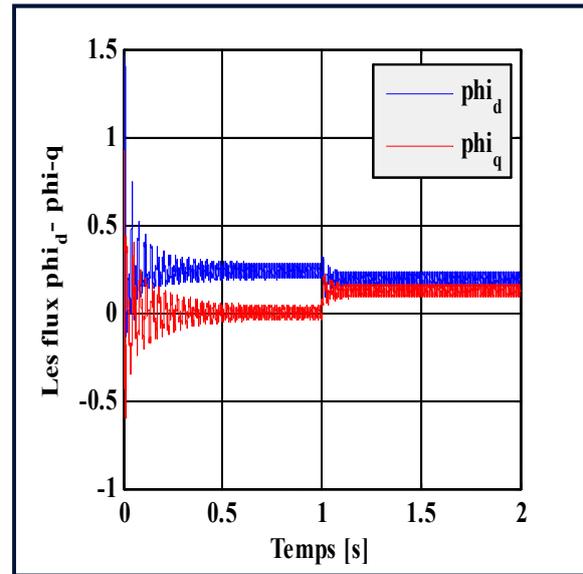


Figure II.20: La réponse du flux $\phi_d - \phi_q$

Figure(II.21) : représente résultat de simulation de la MSAP alimenté par un onduleur de tension

✓ Interprétation des résultats

Si l'on compare ces résultats (MSAP fourni par l'onduleur) avec les résultats précédemment obtenus (MSAP fourni par le réseau triphasé équilibré), il est clair qu'ils sont similaires sauf que la présence de l'onduleur affecte le fonctionnement.

II.5 Conclusion :

Ce chapitre présente la structure, le domaine d'application, le principe de fonctionnement et la modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents. Malgré les hypothèses simplificatrices, le modèle triphasé est rarement utilisé aujourd'hui en raison de la complexité et du fort couplage entre les équations. Il a été démontré que l'utilisation de la transformation de Park rend le modèle plus simple et moins non linéaire. Le modèle de l'onduleur de tension et sa commande sont déjà écrits dans ce chapitre. Il s'agit d'une technique contrôlée par une onde triangulaire sinusoïdale MLI. Dans la section précédente, nous avons simulé le modèle MSAP alimenté par une alimentation parfaite puis par un onduleur de tension. Les résultats de simulation obtenus montrent que la compensation est très rapide et stable, mais les performances se dégradent, notamment lors des démarrages et des perturbations de couple de charge.

Par conséquent, le contrôle direct du couple développé dans le chapitre suivant est appliqué pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées.

Bibliographie

- [1] **F.BENCHABANE**, « commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation de chattering », Mémoire de Magister, université Mohamed Khider de Biskra, 2005.algérie.
- [2] **K.ABDELLAOUI, S.BELAID, T.REKIOUA, and PROMOTEUR**, « Etude de l'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents », Thesis, Université Abderrahmane mira, 2018.
- [3] **A.LEBSIR**, « Performance Comparées De Machine Synchrone A Aimants Permanents Et A Reluctance Variable Associées à Une Chaîne De Conversion D'énergie Renouvelable », Mémoire Master, Université Des Frères Mantouri Constantine, 2016
- [4] **OULED ALI OMAR**, « Commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents par l'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones, algorithme génétique et PSO) », Thèse Doctorat, Université Djilali Liabes de SIDI BEL-ABBES, 2021.
- [5] **MESLOUB Hayette**, « Commande DTC prédictive d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse Doctorat, Université Mohamed Khider- Biskra, 2016.
- [6] **S. Messai**, « Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents », Université d' Oum El-Bouaghi 2015
- [7] **Ameur**, « Commande sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Ordre Complet à Modes Glissants », Mémoire de Magister, Université de Batna 2005
- [8] **T.REKIOUA**, « contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents ». Thèse de doctorat de l'INPL Lorraine, 2019.
- [11] **F. bouchafaa, A. REkkab, R. ibtiouen**, « les performances d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Proceedings CMSES'97 Saida, 13-14 Mai.
- [12] **K. Benmansour**, « Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », Thèse e magister. Ecole militaire polytechnique (EMP), 1999.
- [13] **Noureddine BOUNASLA**, « commande par mode de glissement d'Ordre Supérieur de la machine synchrone à aimants permanents », présenté pour l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique, université Ferhat Abbas Sétif -1(Algérie), 2014.
- [14] **R.KERID**, « Modélisation Et Identification De La Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse Doctorat, Université de Blida 1.
- [15] **Khelif Ibtissem**, « La Commande Direct Du Couple D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Master Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2018.
- [16] **Ssemanda Denis**, « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents », mémoire de master, Université SAAD Dahlab de Blida, 2016.
- [17] **SAADAOUI Ramzi, OUALI Mohammed Elamine**, « Étude D'une Commande Non-Linéaire D'une Machine Synchrone A Aimant Permanent Basée Sur L'approche State Dépendent Riccati Equation (SDRE) », Mémoire de Fin d'Etudes, Université Mohamed El Bachir El Ibrahim, Bordj Bou Arreridj, 2014.
- [18] **Betka Achour**, « COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS (MSAP) », Université de Biskra.

- [18] **AYACHE Mohamed Fethi, BEN MADDAH Youcef**, « Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire De Fin D'étude, Université Belhadj Bouchaïb, Ain Témouchent, 2020.

Chapitre III

Commande directe du couple de la MSAP

III.1 Introduction

Les associations onduleur de tension- machine à courant alternatif constituent un cible essentiel dans le milieu industriel, les stratégies de commande de ces associations n'ont cessé de se développer au fil des années. Parmi elles, après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel .La stratégie de commande DTC (venu du terme anglais " Direct Torque Control "), plus récente que la commande vectorielle, à été inventée par I. Takahashi au milieu des années 80.Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension. L'association de la DTC à la MSAP a permet d'avoir des systèmes d'entraînement de performances très élevées. [1]

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée au commutateur de l'onduleur de tension. Ce choix repose généralement sur l'utilisation d'un comparateur à hystérésis dont la fonction est de surveiller l'état du système, c'est-à-dire l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. [2]

Au cours de ce chapitre, nous approfondirons notre étude sur les principes fondamentaux du DTC sur la MSAP. On va examiner chaque partie du DTC en détail et introduire la structure de contrôle. On va également programmer le modèle de simulation MSAP (SIMULINK) dans l'environnement MATLAB pour présenter le modèle de simulation et discuter les résultats obtenus.

III.2 Principe de la commande DTC :

Le principe du contrôle direct du couple (DTC) est de sélectionner directement les vecteurs de tension en fonction de la différence entre la valeur de référence et la valeur estimé du couple et du flux. Les erreurs de couple et de flux sont comparées dans des comparateurs à hystérésis. En fonction des comparateurs, un vecteur de tension est sélectionné dans un tableau.

Les avantages du DTC sont sa faible complexité et le fait qu'il n'a besoin d'utiliser qu'un seul paramètre du moteur, la résistance du stator. Aucune modulation de largeur d'impulsion n'est

nécessaire ; à la place, l'un des six vecteurs de tension V_{SI} est appliqué pendant toute la période d'échantillonnage. Tous les calculs sont effectués dans un cadre de référence stationnaire qui n'implique pas la connaissance explicite de la position du rotor. Néanmoins, pour un moteur synchrone, la position du rotor doit être connue au démarrage. Le DTC nécessite donc une faible puissance de calcul lorsqu'il est mis en œuvre numériquement. [3]

Le système a de bonnes performances dynamiques, mais présente Les performances en régime permanent sont plutôt médiocres car les critères de sélection La tension totale provoque une ondulation de haut niveau dans le courant du stator, puis Liaison de flux et couple.

Sa simplicité permet d'effectuer chaque cycle de calcul en un temps réduit, et Utilisez une fréquence d'échantillonnage élevée. Pour chaque doublement taux d'échantillonnage, l'ondulation sera réduite de moitié environ. Le problème est que l'interrupteur de puissance utilisé dans l'onduleur impose Limite à la fréquence d'échantillonnage maximale.

Dans la commande DTC, il est préférable d'utiliser des Calculs élevés pour réduire l'oscillation du couple causée par le régulateur Standard. La commande de MSAP par DTC peut être planifiée par la figure suivante:

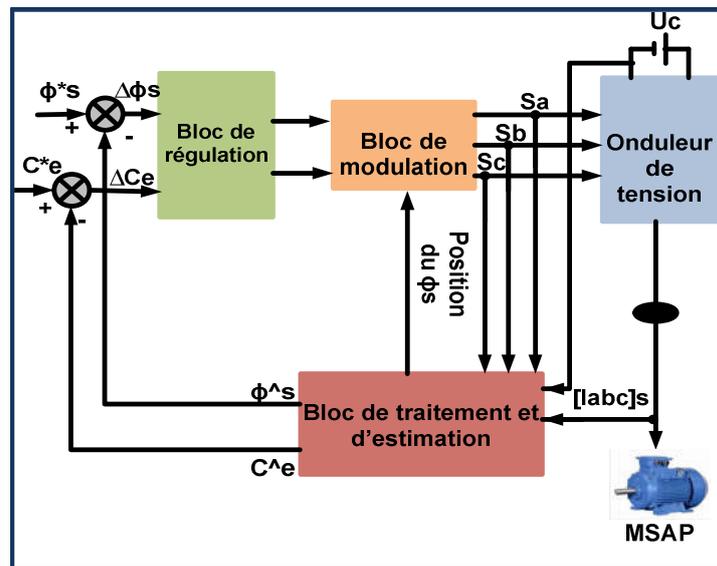


Figure III.1 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont:

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.

- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- ne réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis. [4]

III.3 Les avantages et les inconvénients de DTC:

➤ Les avantages :

- Il n'est pas nécessaire d'effectuer des calculs dans les repères rotorique (d, q).
- Il n'y a pas de module de calcul de modulation de tension MLI.
- Il n'est pas nécessaire de découpler le courant de la tension de commande comme le contrôle vectoriel.
- Il n'y a qu'un seul régulateur, le régulateur de la boucle de vitesse externe.
- Il n'est pas nécessaire de connaître très précisément l'angle de position du rotor, car seule l'information du secteur où se situe le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique est très rapide. [5]

➤ Les inconvénients :

- L'existence de problèmes à basse vitesse.
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis) cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.[6]

III.4 Présentation de la Structure de Contrôle :

III.4.1 Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé

À partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasée. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentés sous diverses formes. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de Takahashi et celle sans séquences nulles. [7][8]

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, On peut écrire :[5]

$$\bar{V}_s = V_{sa} + jV_{sb} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{sa} + V_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (III.1)$$

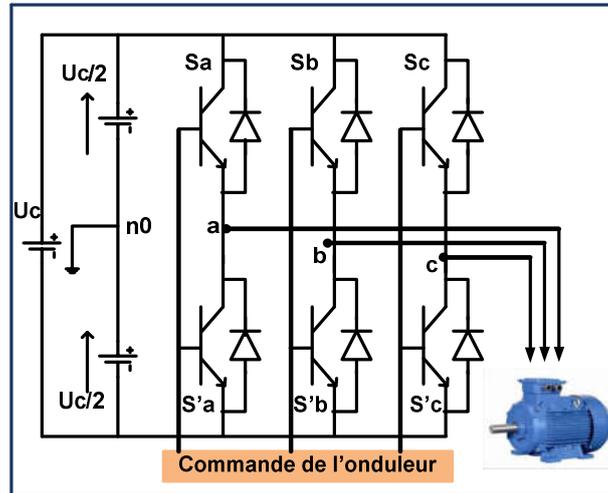


Figure III.2 Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension

$[V_{an0} V_{bn0} V_{cn0}]^T$ Est le vecteur de tension de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande $S_j (j=1, 2, 3)$ où S_j est l'état de l'interrupteur j , supposé parfait, tel que pour le $j^{ème}$ bras de l'onduleur ($j=1, 2, 3$) :

- $S_j=1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert ;
- $S_j=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

Dans ces conditions on peut écrire : [2]

$$\bar{V}_{jn0} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} \quad (III.2)$$

U_c : La tension continue.

On peut alors écrire :

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

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer huit positions du vecteur VS dont deux correspondent au vecteur nul.

Avec $\bar{V}_0 \leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ et $\bar{V}_7 \leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$

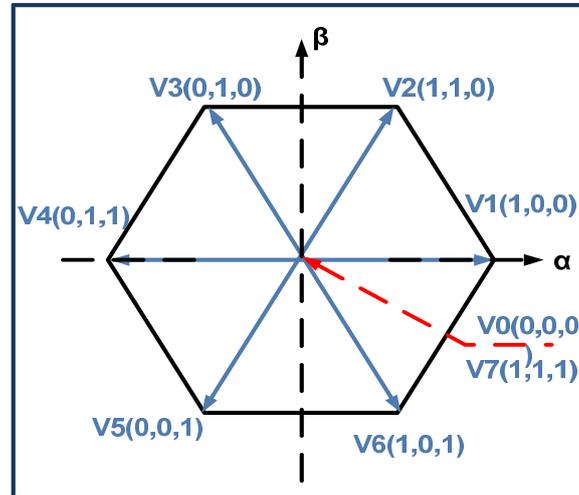


Figure III.3 Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

III.4.2 Sélection du vecteur de tension :

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire.

Pour cela, la vectrice tension appliquée doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit dans la figure (III.4)[9]

Le choix du vecteur V_s dépend : [6]

- ✓ De la position de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel fixe (α, β) .
- ✓ De la variation souhaitée pour le module de φ_s .
- ✓ De la variation souhaitée pour le couple.
- ✓ De sens de rotation de φ_s .

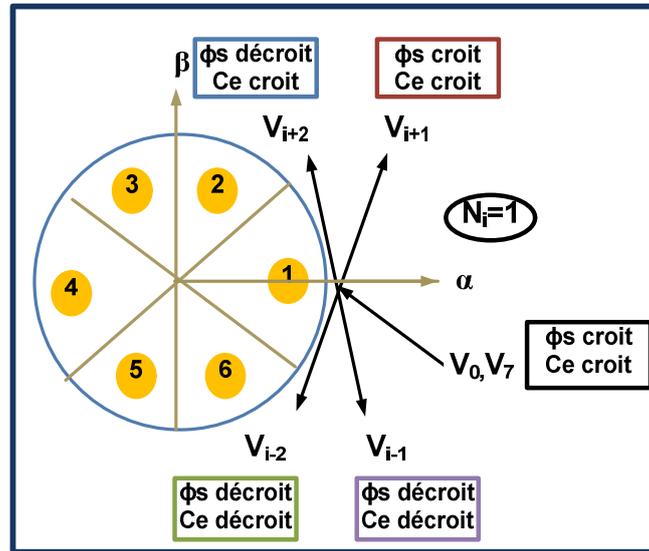


Figure III.4 sélection du vecteur de tension selon la zone $N=1$

Variable	Augmentation	Diminution
Flux statorique	V_{i+1}, V_{i-1}	$V_{i+2}, V_{i-2}, V_{i+3}$
Couple électromagnétique	V_{i+1}, V_{i+2}	V_{i-1}, V_{i-2}

Tableau (III.1) : table de sélection de V_s

Lorsque le flux se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tensions suivants :

- ✓ Si $\overline{V_{i+1}}$ est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croît et C_e croît ;
- ✓ Si $\overline{V_{i+2}}$ est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et C_e croît ;
- ✓ Si $\overline{V_{i-1}}$ est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croît et C_e décroît ;
- ✓ Si $\overline{V_{i-2}}$ est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et C_e décroît ;

Si V_0 et V_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux $\bar{\varphi}_s$ est arrêtée ; d'où une décroissance du couple alors que le module du flux φ_s reste inchangée.

Le niveau d'efficacité du vecteur de tension appliqué dépend également de la position du vecteur flux dans la zone Si . En effet, au début de la région, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires à φ_s d'où l'amplitude du flux évolue lentement φ_s , tandis qu'à la fin de la région, l'évolution est à l'opposé. Pour les vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} , en début de région, le couple évolue lentement et l'amplitude de φ_s évolue rapidement, alors qu'en fin de région, c'est l'inverse. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux magnétique dans la zone Si , les deux vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} ne seront pas utilisés. En fait, ceux-ci ont la plus forte "composante d'écoulement" (évolution très rapide de φ_s) mais l'influence sur le couplage dépend de la position de φ_s dans la zone, et de l'effet inefficace au milieu. [2]

Le vecteur de tension statorique V_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur φ_s . Un estimateur de module de φ_s et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires, pour une commande DTC.

III.5 stratégie de commande directe du couple et du flux :

III.5.1 contrôle du vecteur de flux statorique :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia est décrite par: [7]

$$\bar{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (III.4)$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance statorique par rapport la tension V_s , on trouve :

$$\bar{\varphi}_s(t) \approx \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (III.5)$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué à la machine reste constant, donc :

$$\varphi_s(K+1) \approx \varphi_s(K) + \bar{V}_s T_e \quad (III.6)$$

Ou:

$$\overline{\Delta\phi_s} = \overline{V_s} T_e \tag{III.7}$$

On constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par $\overline{V_s}$. la figure (III.5) décrit ce principe

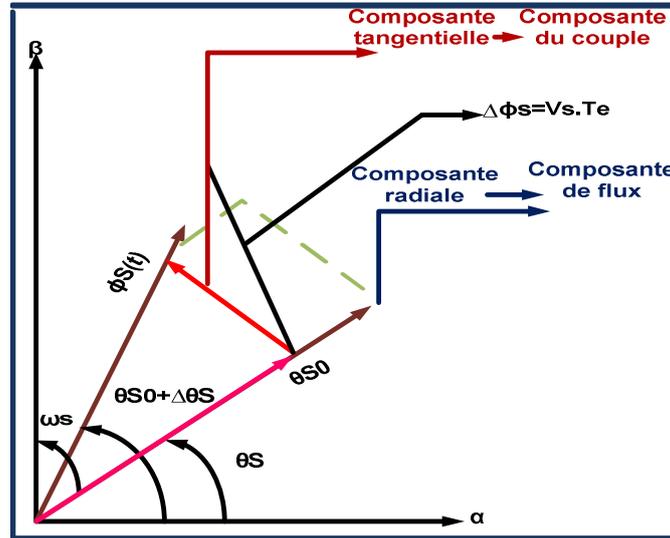


Figure III.5 Evaluation de l'extrémité de ϕ_s

La relation III.5 indique que la vitesse de rotation du flux magnétique est égale à la tension appliquée.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, ϕ_s devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique. Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\phi_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP. Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa. [7]

Sur la figure (III.6), on représente trois directions possibles du vecteur flux. Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité et de son amplitude conserve sa valeur. Par contre, dans le cas où V_s est décalé par rapport à la perpendiculaire du vecteur flux ϕ_s on observe un ralentissement (respectivement, accélération) du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude. [1]

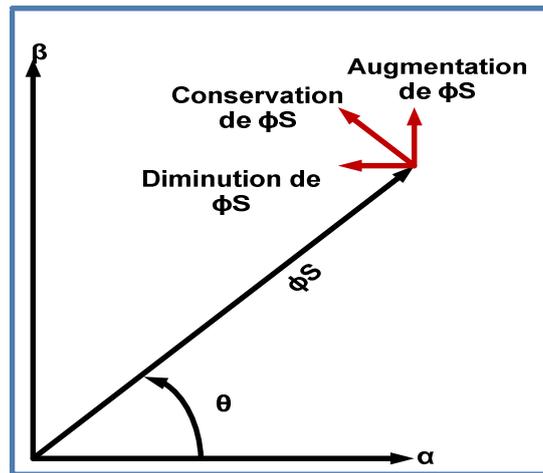


Figure III.6 Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension V_s

III.5.2 contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivant : [6]

$$C_e = K(\bar{\varphi}_s \times \bar{\varphi}_r) \sin \delta = K \|\bar{\varphi}_s\| \|\bar{\varphi}_r\| \sin \delta \quad (\text{III.8})$$

Tel que: $K = \frac{P}{L_q}$

Avec :

$\bar{\varphi}_s$: est le vecteur de flux statorique ;

$\bar{\varphi}_r$: est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;

δ : est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique ;

L'équation (III.8) permet donc de conclure que la seule manière de faire varier la composante du couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle γ entre les vecteurs flux statorique et rotorique.[13]

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\varphi}_s$, $\bar{\varphi}_r$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\varphi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée. [1]

III.6 Estimation du Flux et du Couple :

Les principes du contrôle direct du couple ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs. [14]

III.6.1 Estimation du flux statorique :

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

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. [15]

A partir de l'équation :

$$\varphi_s = \int_0^T (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III.9})$$

On obtient les composantes α et β du vecteur φ_s

$$\varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^T (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^T (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

On obtient $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, les deux composantes de V_s , à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a, S_b, S_c)

On obtient :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (V_{sa} - \frac{1}{2}V_{sb} - \frac{1}{2}V_{sc}) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_{sb} - V_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

De même les courants I_{as} et $I_{\beta s}$ sont obtenus à partir des courants I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} mesurés, et par application de la transformation de CONCORDIA :

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.14})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par le calcul comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \\ \hat{\theta}_s = \tan^{-1}\left(\frac{\widehat{\varphi}_{s\alpha}}{\widehat{\varphi}_{s\beta}}\right) \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

III.6.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$ et les grandeurs calculées du courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$:

$$\widehat{C}_e = \frac{3}{2} \cdot P \left(\widehat{\varphi}_{s\alpha} \cdot \overline{I_{s\beta}} - \widehat{\varphi}_{s\beta} \cdot \overline{I_{s\alpha}} \right) \quad (\text{III.17})$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite donc la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statorique. [1]

III.7 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC :

III.7.1 Correcteurs de flux statorique :

Comme on l'a déjà vu, lorsque le flux se trouve dans la zone $N=i$, V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_{i+2} ou V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux, figure (III.7). Ce qui montre que le choix du vecteur de tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendamment de l'amplitude de l'erreur. Donc la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne :

- 1 : lorsque l'erreur de flux est positive
- 0 : lorsque l'erreur de flux est négative

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. Le choix du correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la plus adaptée à la commande étudiée. En effet avec ce type de correcteur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux ϕ_s dans une couronne circulaire. [14]

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors : [16] [17]

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s \geq \varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} \geq 0 & \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} \leq 0 & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s \leq -\varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 0 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

- $K_\phi = 0$ signifié qu'il faut réduire le flux.
- $K_\phi = 1$ signifié qu'il faut augmenter le flux.

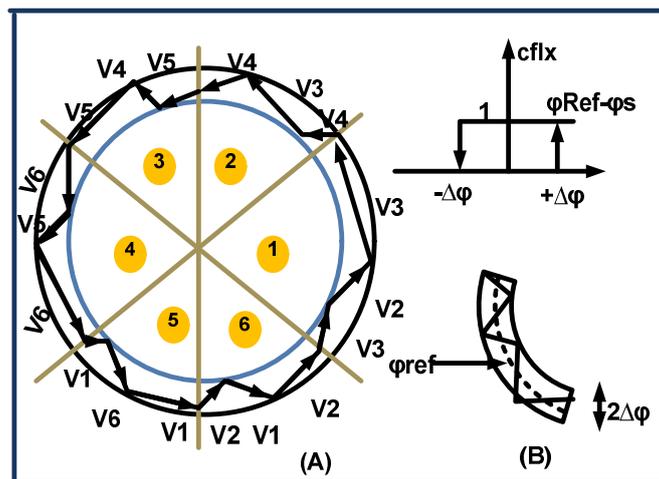


Figure III.7 (A) : Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude ϕ_s
 (B) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

Le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de respecter

$|\varphi_{\text{ref}} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi$ Avec φ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\varphi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

III.7.2 Correcteurs du couple électromagnétique :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$-\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{Ce} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$|C_{emref} - C_{em}| = \Delta C_{em} \quad (\text{III.20})$$

C_{emref} : La consigne de couple électromagnétique ;

ε_{Ce} : La bande d'hystérésis du correcteur ;

Deux types de comparateurs à hystérésis (deux niveaux ou trois niveaux), peuvent être envisagés pour contrôler le couple. Mais on sait que le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs de tensions nuls. L'avantage d'utiliser le vecteur de tension nul est que grâce aux changements moins rapides de couple (que lorsqu'on applique un vecteur de tension non nul), on diminue le nombre de commutations. En plus, le vecteur nul appliqué, peut être choisi de manière à réduire encore plus le nombre de commutations.

On constate que pour appliquer V_{i-1} après V_{i+1} ou vice versa, il faut une commutation dans deux bras différents. De même pour appliquer V_{i-2} après V_{i+2} et vice versa, mais il y a toujours un vecteur nul qu'on applique après un vecteur non nul avec une seule commutation.

- $V_1, V_3, V_5 \Leftrightarrow V_0$: une commutation
- $V_2, V_4, V_6 \Leftrightarrow V_7$: une commutation

III.7.2.1 Le comparateur à deux niveaux :

Ce correcteur est plus simple, il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur, ce qui convient aux applications de type traction. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2}

peuvent être appliqués pour faire évoluer le vecteur flux ϕ_s . Dans ce cas, le couple électromagnétique ne peut être diminué que par la sélection de vecteurs nuls. Donc, on aura un fonctionnement à deux quadrants. Le changement de sens de rotation du moteur dans ce type de correcteur se fait par croisement des phases du moteur, car le sens de rotation du vecteur flux ϕ_s est unique. Il est à signaler que le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations pour une même largeur d'hystérésis de contrôle. [14]

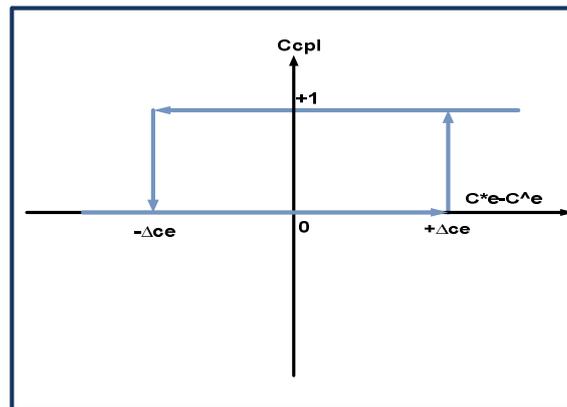


Figure III.8 correcteur de couple à deux niveaux.

III.7.2.2 Le comparateur à trois niveaux :

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux. Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.[19]

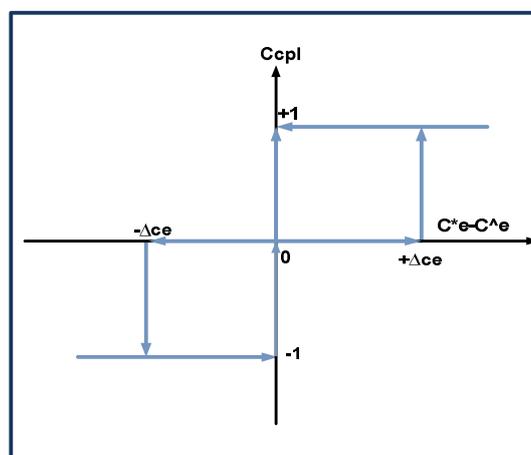


Figure III.9 correcteur de couple à trois niveaux

La (Fig. III.8) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$) pour une consigne positive et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne négative, ou diminuée. ($C_{cpl} = 0$). Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple.[20]

Ce comparateur est modélisé par algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{si } \Delta C_e \geq \varepsilon_{C_e} \quad \text{alors } K_{C_e} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} \geq 0 \quad \text{alors } K_{C_e} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} \leq 0 \quad \text{alors } K_{C_e} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e \leq -\varepsilon_{C_e} \quad \text{alors } K_{C_e} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 0 \quad \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} \geq 0 \quad \text{alors } K_{C_e} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 0 \quad \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} \leq 0 \quad \text{alors } K_{C_e} = 1 \end{array} \right. \quad (\text{III.21})$$

- $K_{C_e} = -1$ signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.
- $K_{C_e} = 0$ signifie que le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande et il faut le diminuer.
- $K_{C_e} = 1$ signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute pas, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et par conséquent, on diminue les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

III.8 Elaboration de la table de commutation :

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_e , et selon la position du vecteur de flux statorique ($N=1, \dots, 6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (III.4) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique. [16]

Le tableau (III.2) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	Augmentation	Diminution
φ_s	V_{k-1}, V_k et V_{k+1}	V_{k+2}, V_{k+3} et V_{k-2}
C_e	V_{k+1} et V_{k+2}	V_{k-1} et V_{k-2}

Tableau III.2 Table de commutation.

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur

	N= 1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\varphi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\varphi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau III.3 Table de commutation de flux

	N= 1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_e \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_e \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau III.4 Table de commutation de couple électromagnétique

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension active :

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

$C_{\text{flx}}=1$	$C_{\text{cpl}}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Niveau 2
	$C_{\text{cpl}}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$C_{\text{cpl}}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Niveau 3

Tableau III.5 stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêté et entraîne aussi une décroissance du couple, nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

Flux	couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{\text{flx}}=0$	$C_{\text{cpl}}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Niveau 2
	$C_{\text{cpl}}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Niveau 3
$C_{\text{flx}}=1$	$C_{\text{cpl}}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Niveau 2
	$C_{\text{cpl}}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Niveau 3

Tableau III.6 stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

III.9 Régulateur de vitesse PID :

Les régulateurs standards les plus utilisés dans l'industrie sont les régulateurs de la famille PID (proportionnel, intégral, dérivé), car ils permettent de régler à l'aide de ces trois paramètres les performances (amortissement, temps de réponse, dépassement...) d'une régulation d'un processus modélisé du premier ordre et du deuxième ordre. La plupart des régulateurs comportent un algorithme identique à celui désigné par un 'PID [17]

- P : Action proportionnelle ;
- I : Action intégrale ;
- D : Action dérivée ;

L'adaptation d'un régulateur aux différents systèmes s'effectue par le réglage des coefficients (paramètres) de l'algorithme.

- Paramètre K_p pour le réglage de l'action proportionnelle.

- Paramètre K_i pour le réglage de l'action intégrale.
- Paramètre K_d pour le réglage de l'action dérivée.

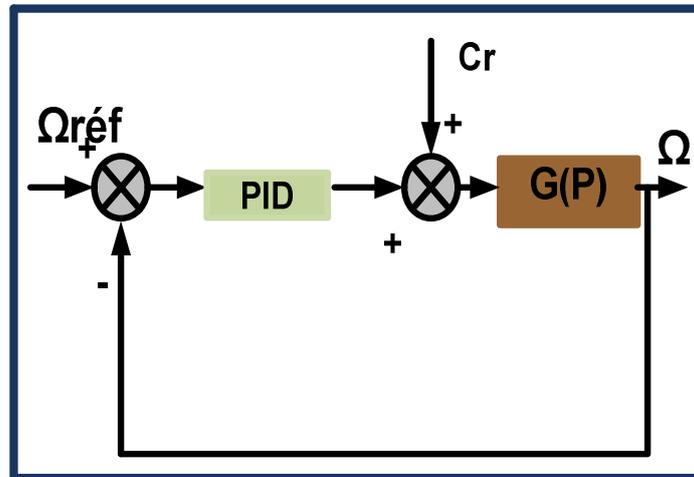


Figure III.10 Schéma de la régulation de vitesse de la MSAP par un correcteur PID

La loi de commande est de la forme :

$$U(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{III.22})$$

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{p} + K_d \cdot P = K_p \left(1 + T_d \cdot P + \frac{1}{K_i \cdot p} \right) \quad (\text{III.23})$$

En général, on a les qualités suivantes du correcteur PID

- L'action proportionnelle assure l'amélioration de la stabilité ;
- L'action intégrale est employée pour améliorer l'erreur en régime permanent ;
- L'action dérivée est souvent utilisée pour la rapidité du système bouclé ;

La méthode utilisée est du type Essai-Erreur-Dépassement [11]

Les coefficients obtenus sont :

$$\begin{pmatrix} k_p = 1500 \\ k_i = 25 \\ k_d = 12 \end{pmatrix}$$

III.10 Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP :

La Figure (III.11) représente la structure générale du contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension. A chaque période d'échantillonnage T_e , on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et le vecteur de tension. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type PID pour construire la référence du couple. La

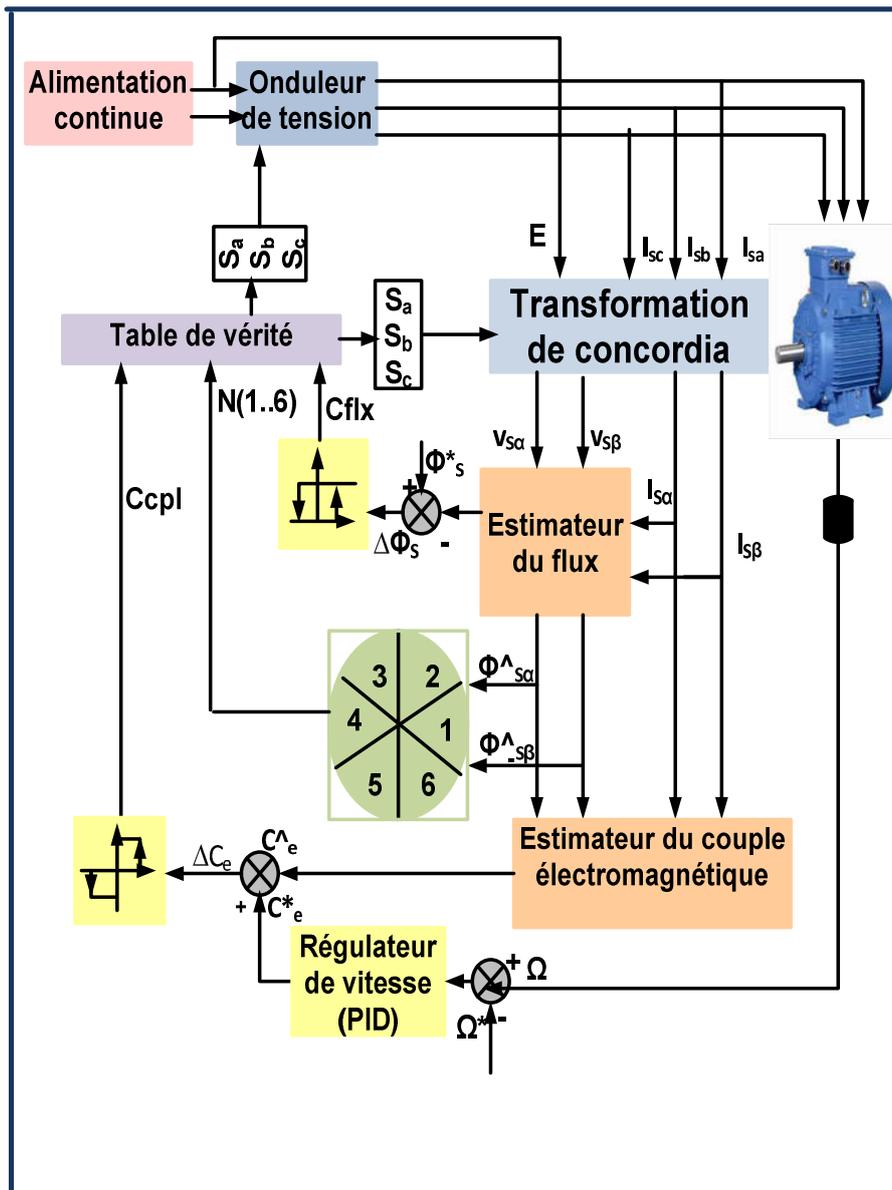


Figure III.11 schéma block de la commande DTC

III.11 Résultats de simulation et interprétations :

Afin d'illustrer le comportement d'une structure de commande DTC appliquée à un moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension triphasé en présence d'une boucle de régulation de vitesse avec un correcteur PID.

On a utilisé le logiciel de simulation l'association Machine\convertisseur \commande (Matlab\simulink) Pour mettre en évidence les performances et la robustesse de cette commande, nous avons simulé le système avec différents modes de fonctionnement.

- Fonctionnement à vide
- Fonctionnement en charge
- Test de robustesse

a. Test sans charge :

Les figures ci-dessous présentés les résultats de simulation sur 0.3 s pour un flux de référence à 0.32 Wb.

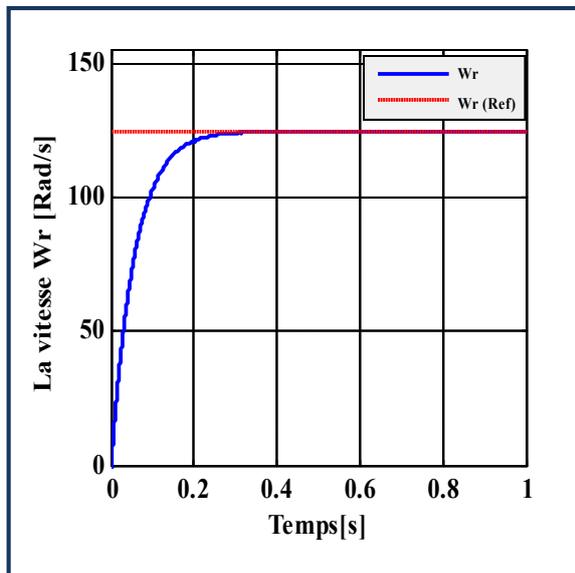


Figure III.12 : La réponse de la vitesse De rotation

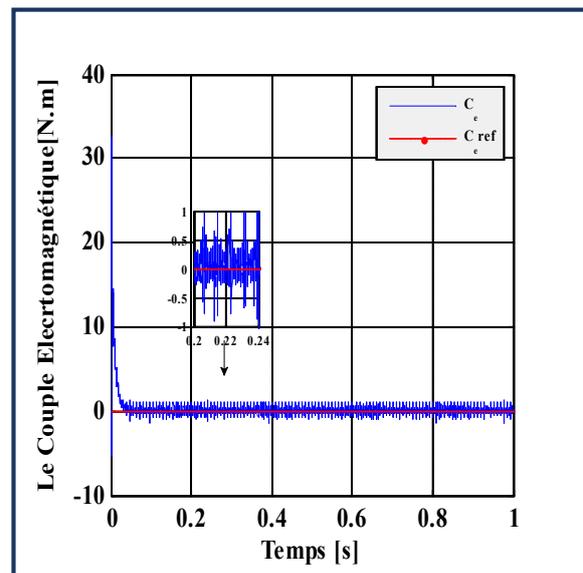


Figure 13: la réponse du couple électromagnétique

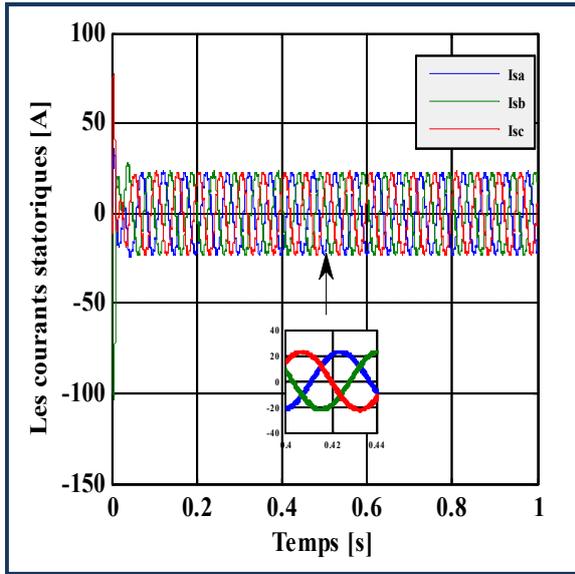


Figure III.14 : La réponse des courants Statoriques

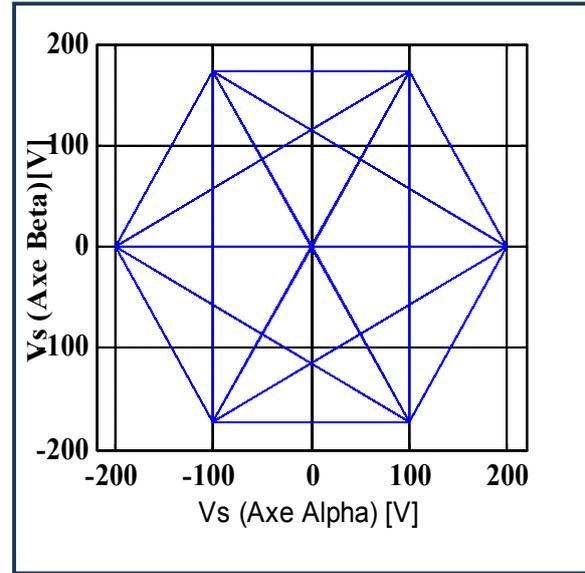


Figure III.15 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan (α, β)

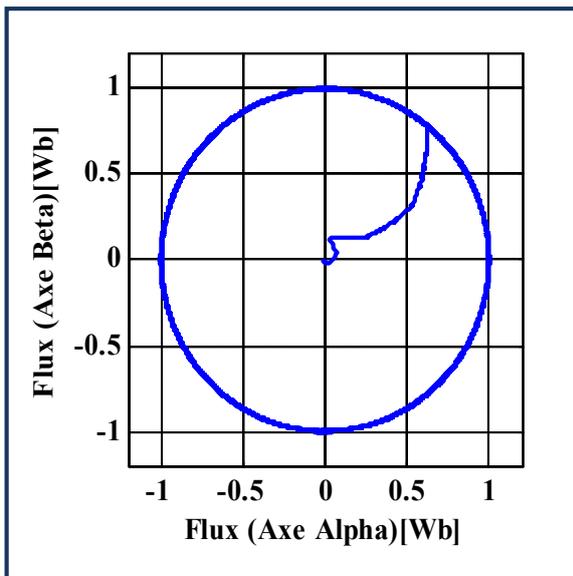


Figure III.16 : La trajectoire du flux Statorique dans le plan référentiel

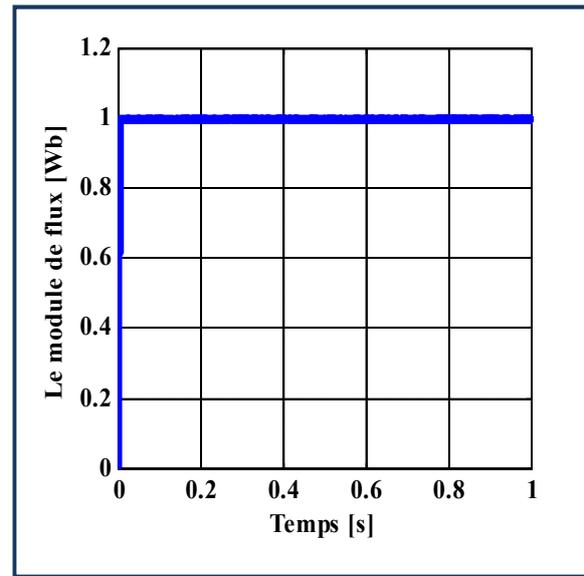


Figure III.17 : La réponse du module (α, β) du flux statorique

Figure III.18 Les résultats de la simulation du DTC avec MSAP lors d'un démarrage sans charge

✓ Interprétation des résultats:

- La vitesse de rotation présente un dépassement nul, elle augmente rapidement avec une allure presque linéaire, jusqu'à $t = 0,025$ sec, où elle se stabilise à une valeur constante égale à celle de la consigne (125 rad/s).
- Le courant statorique est caractérisé par un fort courant de démarrage allant jusqu'à 20 A, puis il se stabilise à sa valeur nominale. Un agrandissement dans le courant durant le régime établi permet de déceler une distorsion plus ou moins élevée.
- Le couple électromagnétique présente en régime transitoire un accroissement oscillatoire jusqu'à une valeur maximale de 32,5 N.m, ensuite il descend presque instantanément vers sa valeur nulle avec une ondulation de 2 N.m d'amplitude en régime établi.
- Le flux statorique atteint immédiatement sa valeur de référence de 0.25 Wb avec un léger dépassement ondulatoire de 0.08 Wb d'amplitude autour de la valeur de référence.
- La trajectoire de l'extrémité du flux statorique d'après la figure (III.16) prend une forme presque circulaire d'un rayon égale à 1 Wb avec une légère déviation à la frontière du changement de la zone du vecteur flux statorique

a. Test en charge :

Les figures ci-dessous présentés les résultats de simulation sur 1 s pour un couple de référence de 35N.m.

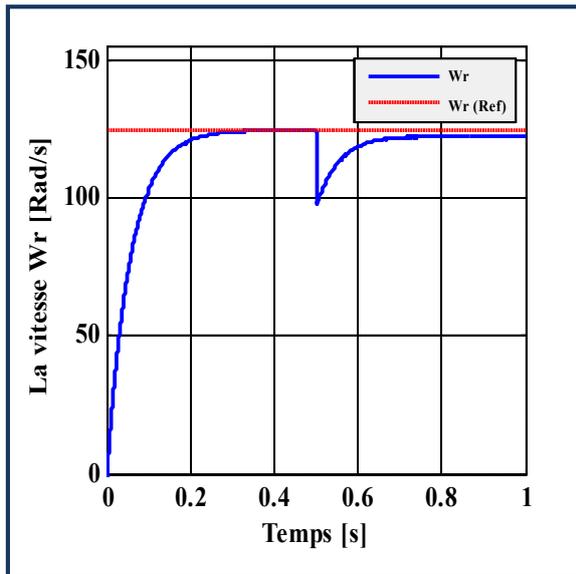


Figure III.19 : La réponse de la vitesse De rotation

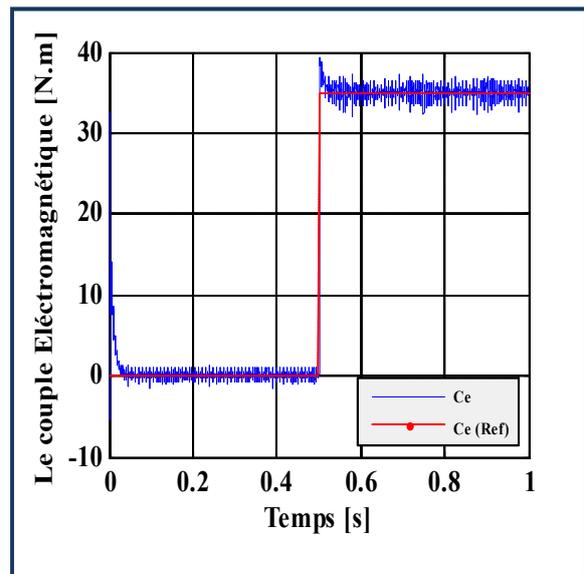


Figure 20: la réponse du couple électromagnétique

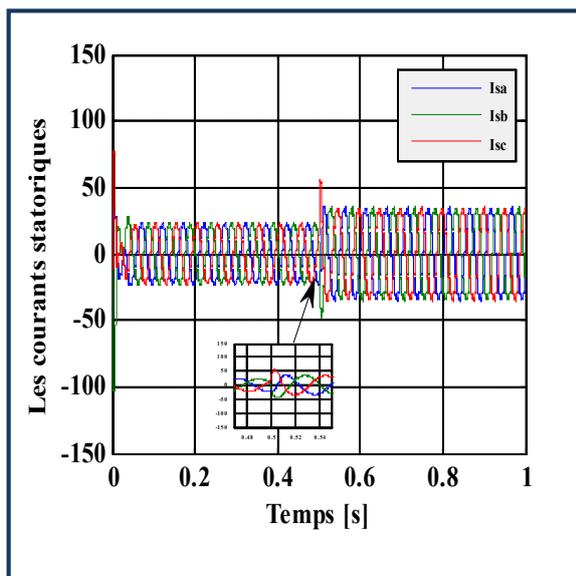


Figure III.21 : La réponse des courants Statorique

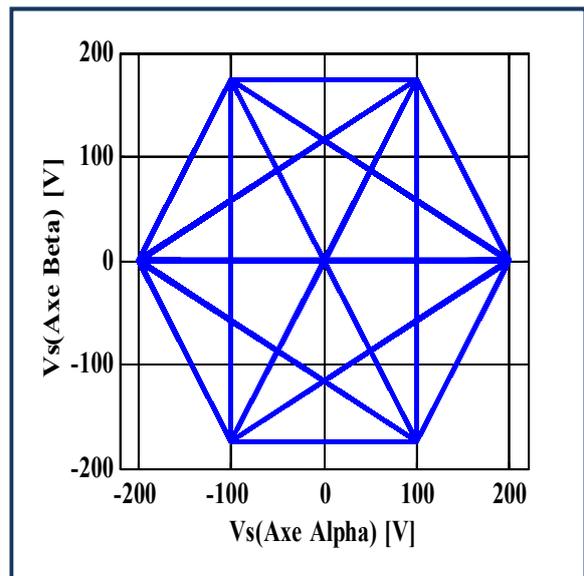


Figure III.22 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan referentiel(α,β)

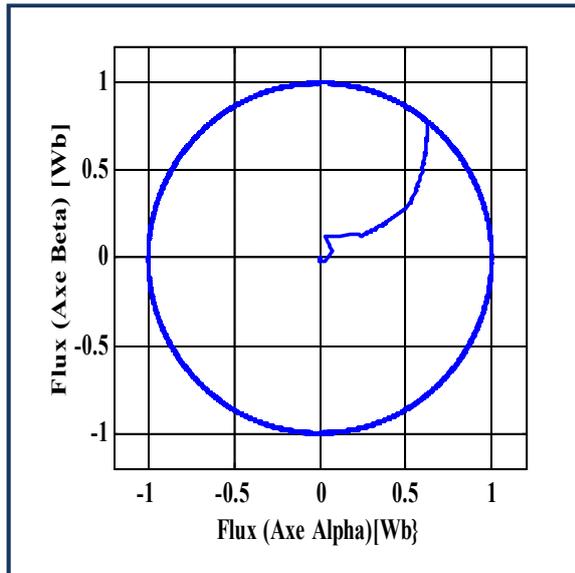


Figure III.23 : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α ; β)

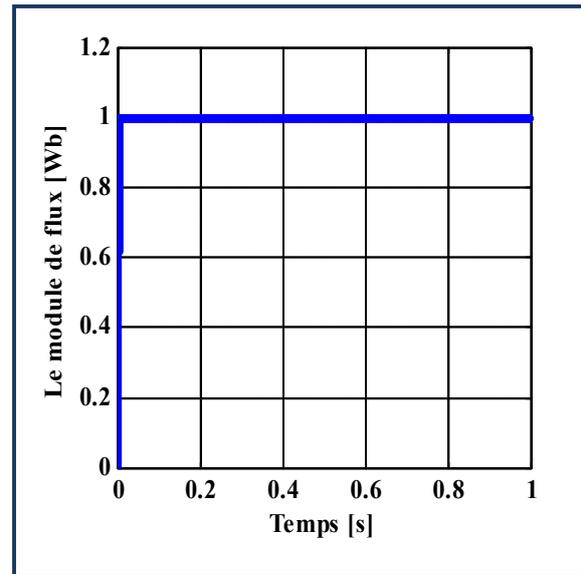


Figure III.24 : La réponse du module du flux statorique

Figure III.25 Les résultats de la simulation du DTC avec MSA P lors d'un démarrage à charge.

✓ **Interprétation des résultats:**

- Pour la figure (III.19), on constate que la vitesse de rotation fait un petit dépassement au démarrage puis elle se stabilise à la vitesse nominale (125 rad/s). Ce dépassement est justifié par les valeurs de régulateur qui n'ont pas donné de satisfaction et qui nécessitent des ajustements.
- D'autre part le couple électromagnétique qui est illustré dans la figure (III.20), il présente au début un pic presque égale à (35 N.m) et suit le couple de référence a fin de ramener la machine à son régime défini au préalable par la consigne. L'application de la charge à l'instant 0.2s engendre une perturbation des allures de la vitesse et du couple estimé. Après ce régime de charge, le rejet de perturbation peut être jugé acceptable et le suivi des grandeurs de références est parfaitement réalisé. Notons quelle couple électromagnétique est plein d'ondulations causées par la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur qui est variable due à la présence des comparateurs d'hystérésis.
- Sur la figure (III.21), on observe l'évolution temporelle du courant statorique qui présente une allure sinusoïdale de valeur max presque 20A. L'application du

couple de charge provoque une demande de courant, comme le montre la figure. Cette situation est argumentée par l'influence des comparateurs à hystérésis et la variation de la fréquence de commutation.

- Par rapport à la figure (III.24), le module de flux du stator suit sa référence sans dépassement, et il montre une insensibilité à l'application du couple de charge.
- Pour sa trajectoire, il est parfaitement circulaire, comme le montre la Fig. (III.23). Dans la mesure où le flux et le courant le long des deux axes (α , β) sont orthogonaux.

b. Test de robustesse :

Pour tester davantage la robustesse de la commande vis-à-vis des changements de la consigne de vitesse, nous avons introduit un changement de consigne de vitesse de +125 rad/s à -125 rad/s à l'instant $t=0.15$.

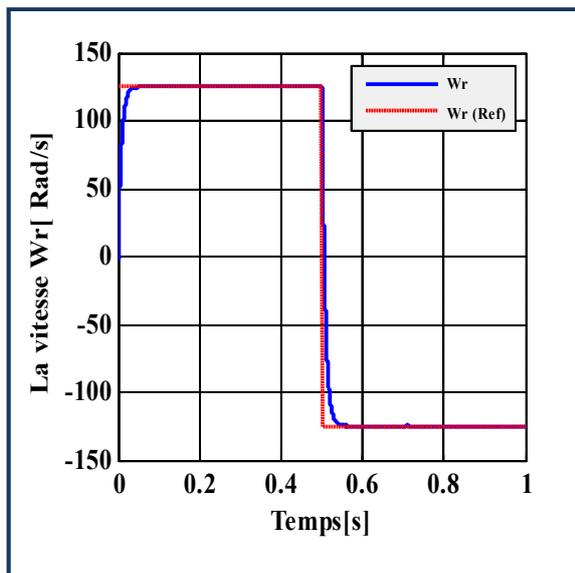


Figure III.26 : La réponse de la vitesse
De rotation

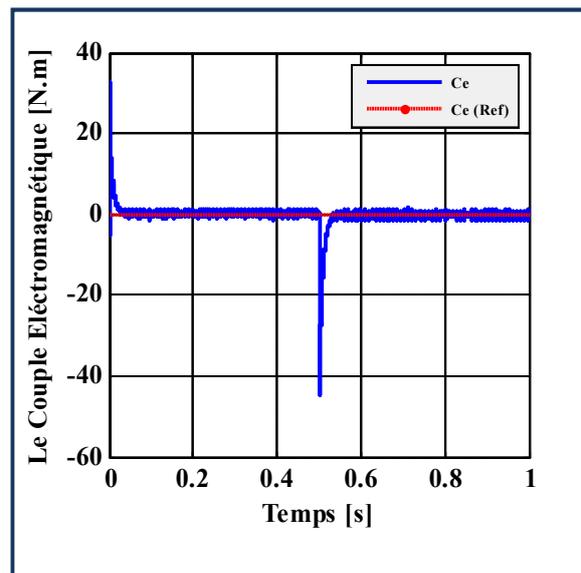


Figure 27: la réponse du couple
électromagnétique

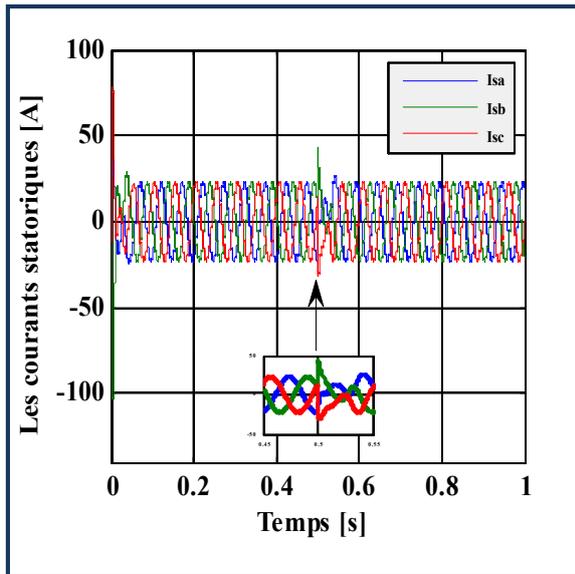


Figure III.28 : La réponse des courants Satorique

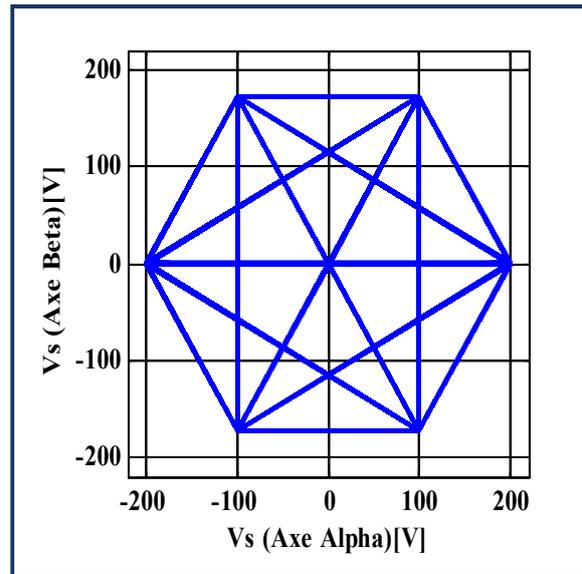


Figure III.29 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan referentiel(α,β)

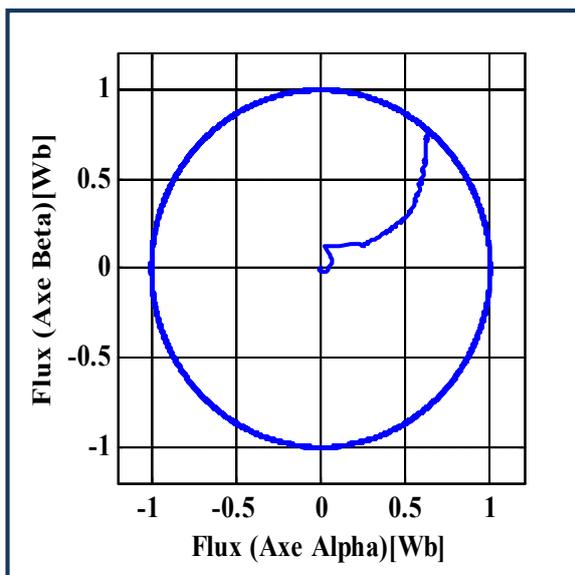


Figure III.30 : La trajectoire du flux Satorique dans le plan référentiel ($\alpha;\beta$)

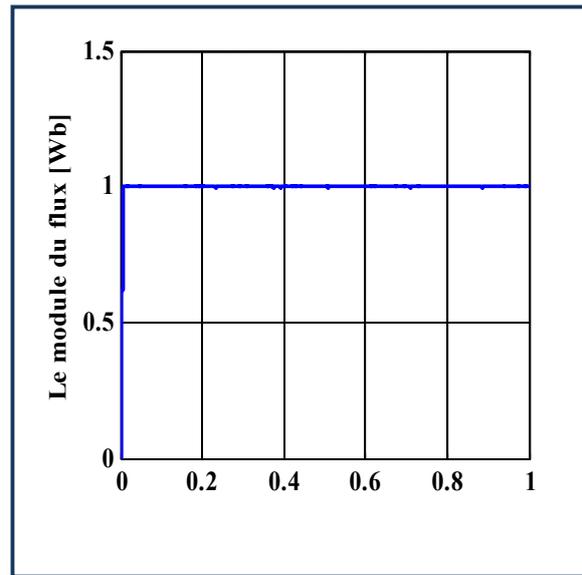


Figure III.31 : La réponse du module du flux satorique

Figure III.32 Les résultats de la simulation du DTC avec MSAP lors d'un démarrage de robustesse

✓ **Interprétation des résultats :**

Résultats de simulation obtenus pour les changements de vitesse, Fig(III.32) montrant que ce changement de vitesse provoque un changement de fréquence du stator, qui affecte le courant, le flux de stator et le couple électromagnétique. Lors du passage d'un mode à l'autre, le couple connaît un pic puis revient sans erreur à sa valeur. Nous avons remarqué que le système a répondu positivement à ce test, la vitesse suit correctement sa nouvelle référence, ce qui signifie que DTC est robuste à ce test.

III.12 Conclusion

Dans ce chapitre, nous introduisons la structure de la commande directe du couple (DTC), qui est apparue comme un moyen simple et efficace de piloter les MSAP, offrant ainsi une solution prometteuse au problème de robustesse et contrairement aux avantages classiques par rapport au contrôle vectoriel

Nous étudions la structure de contrôle DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension, et simulons le comportement du MSAP en présence d'une boucle de régulation de vitesse à travers un correcteur PID classique, Le régulateur de vitesse existe pour rendre le système stable et rapide.

Cependant, l'inconvénient de ce réglage n'est pas seulement une modélisation imprécise, mais également lorsque des performances dynamiques élevées sont requises, telles que des perturbations externes, des modifications des paramètres internes de la machine ainsi que des modifications du temps de fonctionnement ponctuel. Plus la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

Le chapitre suivant est consacré à l'application d'algorithmes génétiques pour surmonter les problèmes déjà abordés et pour tester la robustesse de la commande DTC AG de la MSAP.

Bibliographie

- [1] Mesloub Hayette, « Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [2] LARGOT SOULEF, « commande directe du couple d'une machine synchrone à aimant permanent », mémoire Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2020-2021
- [3] DAVID COEN, "Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor», Master's Degree Project, Stockholm, Sweden 2005.
- [4] R. Toufouti, " Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.
- [5] Lachtar Salah, " Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)", mémoire de Magister, Université de Annaba 2006.
- [6] A. Aissa " Commande Sans Capteur de Vitesse d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents dotée d'un observateur d'ordre complet" thèse de magister Université de Batna.
- [7] Mr AMEUR AISSA, "COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR DTC D'UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS DOTÉE D'UN OBSERVATEUR D'ORDRE COMPLET À MODES GLISSANTS», Thèse de Magister, Université de Batna, 2003.
- [8] Mr. SERHOUD Hicham, COURS COMMANDE DES MACHINES ÉLECTRIQUES Pour 2ème master : machine éclectique, L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued.
- [9] B. Zegueb, commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire", Thèse Magister, Université de Batna 2008
- [10] M. Benidir, "Commande direct du couple de la machine synchrone à aimant permanent», Université d' Oum El Bouaghi, 2013
- [11] OULED ALI Omar, "Commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents par l'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones, algorithme génétique et PSO)", Thèse de DOCTORAT, UNIVERSIT DJILLALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES, 2021
- [12] B. Houara, "Commande DTC Prédicative de la MSAP, " Université d'Oum El Bouaghi 2017
- [13] Mr M.L.Zegaï, "Synthèses Des Techniques De Commande DTC Associé À L'intelligence Artificielle Appliquée Au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimenté Par Onduleur Multi-Niveaux, Thèse Doctorat En Science, U.Usto, Oran, 2018.
- [14] Mr ZAIMEDDINE RABAH, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux ", Thèse Doctorat En Science, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, 2007
- [15] M.S.Merzoug, « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna.
- [16] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [17] BOUTANA Walid, YEKHLFOUNE Nedjmeddine, « Etude comparative en simulation entre un régulateur PID et un régulateur flou », Thèse de Master, Université Mohammed Seddik BENYAHIA- Jijel, Juillet 2019
- [18] A. Ameur « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants » université de Batna 2005
- [19] S. Belkacem "Contribution à la Commande Directe du Couple de La Machine à Induction", Thèse Doctorat, Université de Batna 2005
- [20] Bernard de Fornel « Techniques de l'ingénieur » D3 623
- [21] KERRACHE Abdelaziz, KORICHI Ahmed « Commande DTC-SVM Prédicative D'un Moteur

- Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique», Mémoire MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, (2013).
- [22] KHELIF Ibtissam, "La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP)", Mémoire MASTER ACADEMIQUE, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2018

Chapitre IV
L'optimisation de DTC par l'algorithme
généétique (GA)

IV. INTRODUCTION :

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la commande directe du couple présente des inconvénients tel que la fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, du flux et du courant statorique à cause des régulateurs à hystérésis, pour améliorer les performances de la DTC classique et pour obtenir de meilleur performance indépendantes du modèle de la MSAP et avec moins des calculs, on utilise des méthodes d'optimisation tels que l'algorithme génétique.[1]

L'algorithme génétique (GA) est une technique de recherche employée en informatique pour trouver les solutions approximatives à l'optimisation. Les algorithmes génétiques sont une classe particulière des algorithmes évolutionnaire qui emploient des techniques inspirées de la biologie évolutionnaire tell que la mutation, la sélection, et croisement.

Les AGs représentent une stratégie de recherche réalisent un compromise équilibre entre l'exploitation de l'espace de recherche et l'exploitation des meilleurs solutions. Des analyses théoriques ont montres que les algorithmes génétiques gèrent ce compromis de façon optimale.

Le but de ce chapitre, est de présenter le principe de la méthode d'optimisation basée sur l'AG, son fonctionnement ainsi que les différentes étapes nécessaires à son développement, pour finir en fin avec la recherche de solutions optimales d'une application simples qui facilitera la compréhension de ces algorithmes.[2]

IV.2 L'algorithme génétique :

IV.2.1 Définition de l'algorithme génétique :

Les algorithmes génétiques (AG) sont utilisés pour résoudre des problèmes commerciaux et de recherche en simulant informatiquement la sélection naturelle. Les AG ont été créées par J. Holland dans les années 60 et 70 pour examiner les effets de la sélection des partenaires, de la reproduction, de la mutation et du transfert d'informations génétiques. Contraintes par leur environnement, diverses types (et individus au sein d'une même espèce) s'efforcent d'engendrer la progéniture la plus apte. Dans le domaine des algorithmes génétiques, les solutions potentielles les plus adaptées se développent pour produire des solutions encore plus optimales. Les contrôleurs PID sont connus pour leur robustesse dans les systèmes linéaires,

mais cette robustesse est limitée dans le cas non linéaire en raison des variations paramétriques. L'AG optimise les paramètres K_P , K_I et K_D afin de générer des valeurs optimales pour le régulateur PID. [3]

- **Les méthodes classiques des algorithmes génétiques :**

Pour qu'ils puissent surpasser les méthodes classiques dans la quête de la robustesse, les AG doivent être fondamentalement différents. Ils sont en fait selon quatre points principaux : [4]

1. Les AG utilisent un codage des paramètres, et non pas les paramètres eux mêmes.
2. Les AG travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique.
3. Les AG n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, pas sa dérivée, ou une autre connaissance auxiliaire.
4. Les AG utilisent des règles de transition probabilistes, et non déterministes.

IV.2.2 Terminologie des algorithmes génétiques :

Avant d'aborder le principe des AGs, il est judicieux d'introduire le vocabulaire qui sera utilisé dans cette sous-section : [5]

1. **Gène** : une partie de la solution ;
2. **Chromosome** : un ensemble de gènes représentant une solution potentielle du problème ;
3. **Individu** : une solution potentielle identifiée complètement par un chromosome ;
4. **Population** : un ensemble d'individus ;
5. **Fitness(fonction d'adaptation)** : la fonction à optimiser ;
6. **Espace de recherche** : l'ensemble des solutions possibles.

IV.2.3 Le principe de fonctionnement de l'algorithme génétique :

Le fonctionnement est constitué principalement sur les étapes suivantes :

1. **Création d'une population initiale**: une population initiale de taille N chromosomes.
2. **Evaluation de chaque individu**: chaque chromosome est décodé puis évalué.

3. **Sélection des "meilleurs" individus**: création d'une nouvelle population de N chromosomes par l'utilisation d'une méthode de sélection appropriée.
4. **Reproduction (Croisement et Mutation).**
5. **Formation d'une nouvelle génération.**
6. **Retour** à l'étape 2 tant que la condition d'arrêt du problème n'est pas satisfaite.

Ce fonctionnement peut être illustré plus en détails par l'organigramme général de Figure (IV.1) [6]

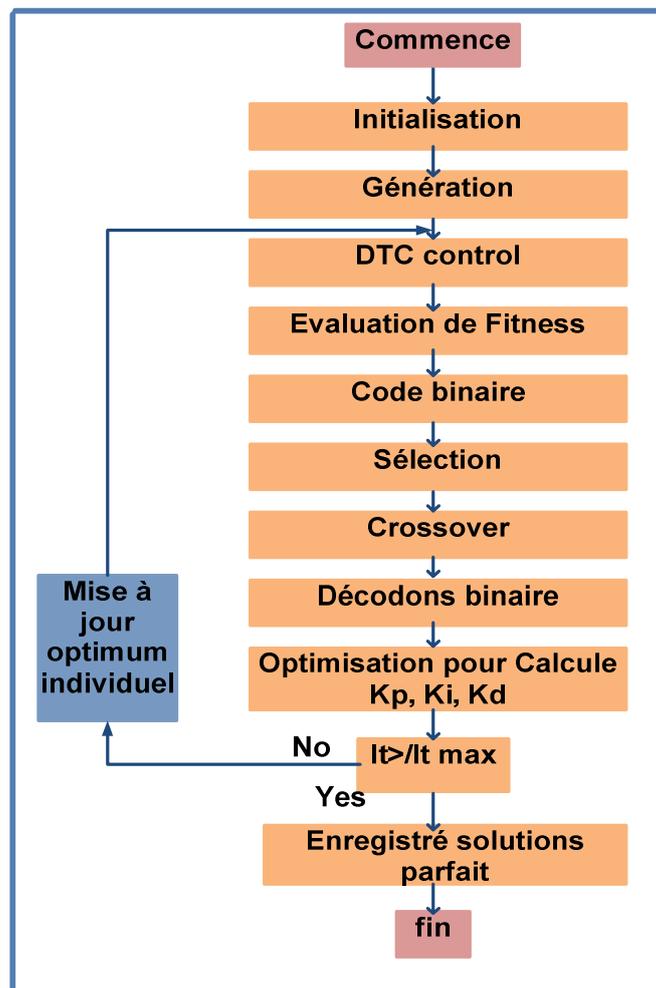


Figure IV.1. L'organise générale de algorithme génétique

Le cycle décrit par la figure IV.1 est inspiré par la terminologie génétique. Lors de chaque cycle, une nouvelle génération de solution des problèmes est obtenue. Initialement, une population initiale est générée où chaque individu solution de la population est codée sous forme d'une chaîne de caractères (chromosome). Ensuite, une évaluation de chaque chromosome sera établie. Cette évaluation consiste à évaluer la quantité des chromosomes à l'aide de la

fonction d'évaluation (ou fitness). Ce qui permet de sélectionner les chromosomes les plus adaptés et par conséquent leur appliquer les opérateurs génétiques (croisement et mutation) ce qui crée une nouvelle génération. A la fin du cycle une nouvelle population est acquise ouvrant ainsi la voie pour une nouvelle génération et pour conséquent un nouveau cycle, [2].

IV.2.4 Les caractéristiques de l'algorithme génétique :

Les principales caractéristiques relatives à ces techniques se concentrent autour des trois points :

- 1- Le parallélisme : l'algorithme génétique enroule en parallèle sur un certain nombre de solutions sélectionnées aléatoirement et non pas sur une seule. La méthode de recherche est globale et couvre tout l'espace de recherche.
- 2- L'utilisation minimale d'information : il n'a besoin de la mesure d'adéquation (la qualité d'une solution) il repose sur aucune autre information, par exemple des dérivées ou hypothèses telles que la continuité et la différentiabilité. Il ne requiert qu'une capacité à classer les solutions entre elles.
- 3- L'utilisation de règles probabilistes plutôt que déterministes dans l'exploitation de l'espace de recherche, l'introduction du hasard est très bénéfique pour l'optimisation de fonctions présentant plusieurs optima et aussi en cas de fonction non permanente (déplacement ou changement des optima au cours du temps), [2].

IV.2.5 Description de l'algorithme génétique :

Les algorithmes génétiques sont une famille d'algorithmes, basés autour des mêmes idées. Cependant il existe beaucoup de variantes possibles suivant la représentation choisie, les opérateurs de croisement, de mutation et de sélection [7].

1. Codage

Le codage est une modélisation d'une solution d'un problème donné sous forme d'une séquence de caractères appelée chromosome où chaque caractère, dit aussi gène, représente une variable ou une partie du problème. La tâche principale consiste à choisir le contenu des gènes qui facilite la description du problème et respecte ses contraintes. Il existe deux types de codage : binaire et réel.

2. Évaluation (Fitness)

Pour calculer le coût d'un point de l'espace de recherche, on utilise une fonction d'évaluation. L'évaluation d'un individu ne dépend pas de celle des autres individus, le résultat fourni par la fonction d'évaluation va permettre de sélectionner ou de refuser un individu pour ne garder que les individus ayant le meilleur coût en fonction de la population courante : c'est le rôle de la fonction fitness. Cette méthode permet de s'assurer que les individus performants seront conservés, alors que les individus peu adaptés seront progressivement éliminés de la population.

3. Sélection

L'opérateur de sélection est chargé de "favoriser" les meilleurs individus. Plus formellement, l'opérateur de sélection va générer à partir de la population courante une nouvelle population par copie des individus choisis de la population courante. La copie des chaînes s'effectue en fonction des valeurs de la fonction d'adaptation. Ce procédé permet de donner aux meilleures chaînes, une probabilité élevée de contribuer à la génération suivante. Il existe différents principes de sélection : [8][9]

- ✓ Sélection par la roulette ;
- ✓ Sélection par classement ;
- ✓ Sélection par tournoi ;

4. Croisement

Après l'étape de la sélection, l'algorithme génétique poursuit sa recherche optimale par l'application des opérateurs de croisement et de mutation. L'opérateur de croisement joue le rôle de recombinaison et d'échange entre certains individus. Quant à l'opérateur de différentes techniques de la mutation et du croisement sont présentées dans la partie suivante :

a. Croisement en 1-point

C'est le croisement le plus simple. Il consiste à choisir au hasard un point de croisement pour chaque couple de chromosomes.

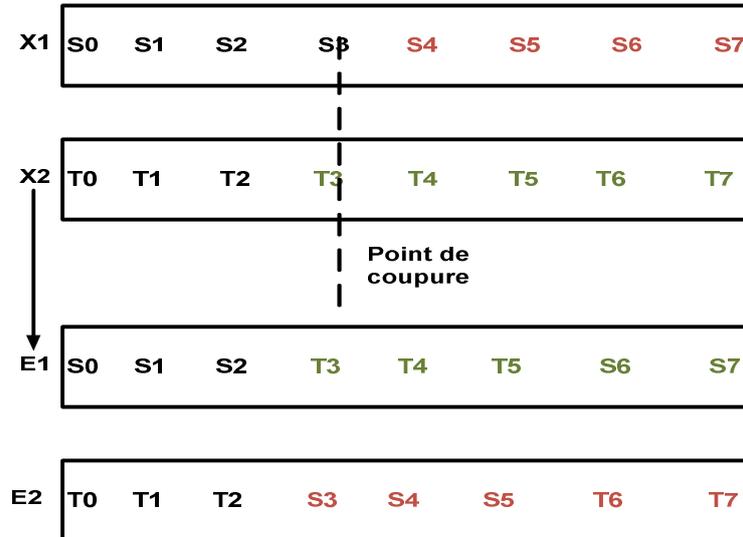


Figure IV.2 Croisement en 1-point de deux chromosomes

a. Croisement à deux points ou plus

On peut choisir au hasard deux points de croisement et on inter change les gènes des deux individus comme indiqué sur la figure IV.4. Cette méthode présente une efficacité plus que la précédente. [10]

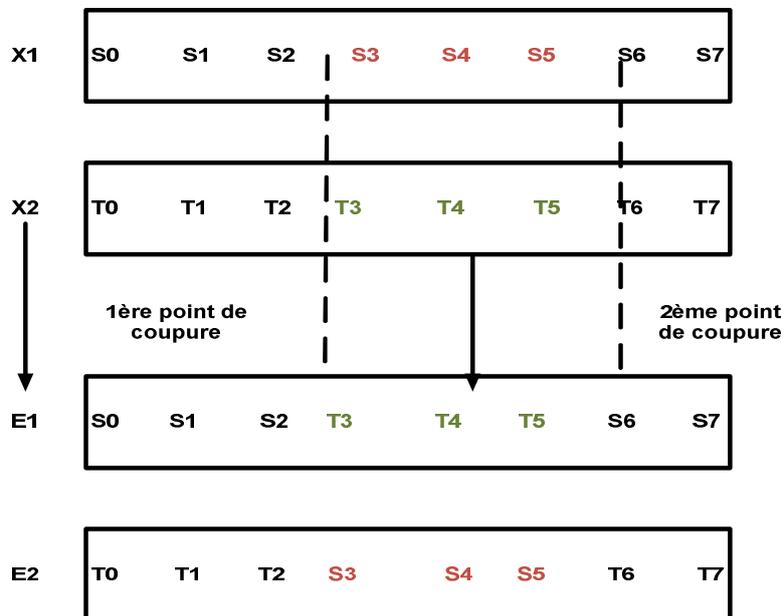


Figure IV.3 Croisement à deux points

b. Croisement uniforme

Cette technique génère des progénitures gène par gène à partir des deux parents. Il existe des versions distinctes de ce croisement. La plus connue est celle qui utilise un masque. S'il est égal à '1', l'enfant 1 reçoit l'allèle correspondant du parent '1' et l'enfant '2' reçoit celui du parent '2'. Sinon, l'échange se fait dans l'autre sens Figure IV. 5.

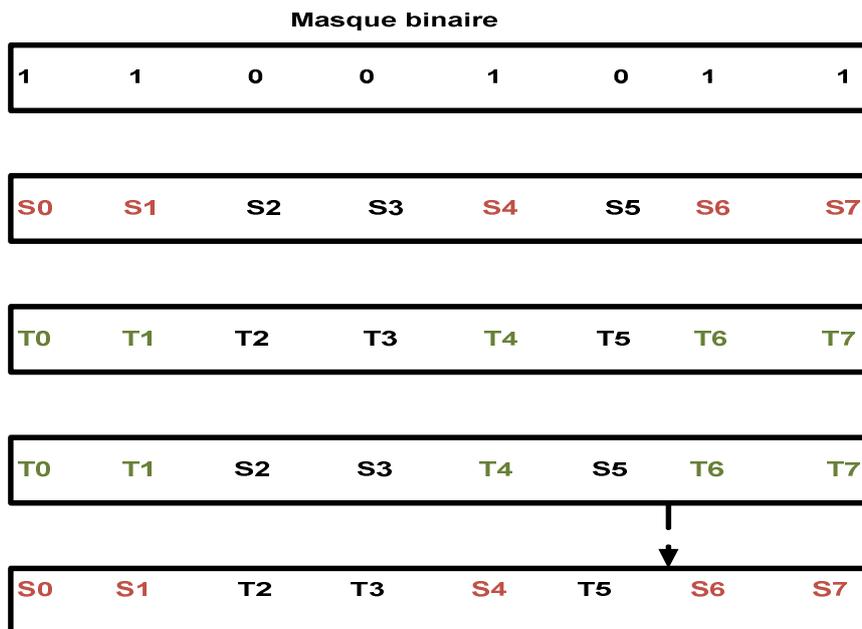


Figure IV.4 Croisement uniforme

1. Mutation

La mutation est définie étant la modification aléatoire d'une partie d'un chromosome. Elle constitue une exploration aléatoire de l'espace des chaînes. Différentes manières de mutation d'un chromosome sont aussi définies dans la littérature.

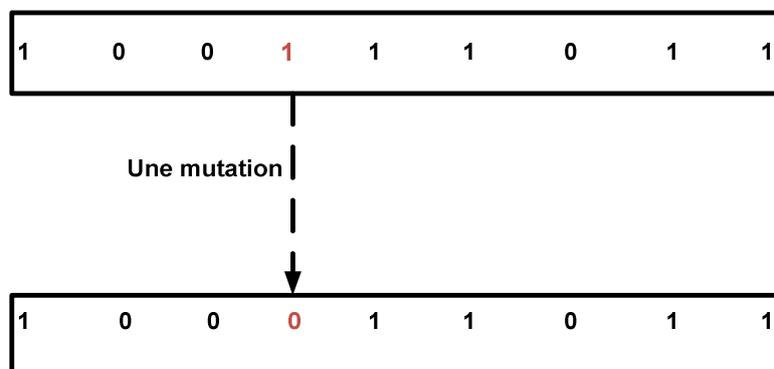


Figure IV.5 Mutation

IV.2.6 Avantages et inconvénients des algorithmes génétiques :

Les algorithmes génétiques présentent de nombreux avantages, [11] :

- ❖ Ils peuvent gérer des variables discrètes et continues ;
- ❖ N'exigent pas le calcul des dérivés de fonction ;
- ❖ Ils sont adaptés au calcul parallèle qui reste les moyens actuels pour lesquels les microordinateurs essayent de gagner des augmentations significatives dans la puissance de traitement ;
- ❖ Peuvent fournir une liste de variable optimale ;
- ❖ Peuvent gérer des surfaces de cout complexes;
- ❖ Peuvent gérer un grand nombre de variables

Malgré les nombreux avantages, les algorithmes génétiques possèdent un processus de large espace de recherche, cet inconvénient entraîne un temps de calcul élevé associé au traitement et à la recherche d'un grand espace de solution. Un tel coût de calcul se traduit normalement par un processus de calcul lent et une forte demande pour la mémoire

IV.3 Optimisation de DTC par l'algorithme génétique

IV.3.1 Optimisation du régulateur PID de la vitesse par l'algorithme génétique :

Les gains du régulateur de vitesse (PID) que nous avons utilisée dans nos études précédentes, sont ajustés par tâtonnement (essai, erreur, dépassement).

La méthode la plus utilisé c'est la logique classique pour se rapprocher du meilleur choix de ces gains consiste à résoudre le système d'équations obtenu par comparaison entre la fonction de transfert en boucle fermée d'une régulation de vitesse par un PID et l'équation d'un système de premier ordre, pour avoir un même comportement. Par identification, nous tirons les valeurs initiales des gains. Un bon PID possède les gains donnant un temps de réponse rapide sans dépassement. [12]

Une simulation de l'approche théorique a été réalisée à l'aide de MATLAB/Simulink. Les valeurs des paramètres du régulateur PID optimisées par l'AG se situaient dans certaines plages de variation. Le système est également soumis à des conditions de référence de vitesse et de couple. La machine utilisée pour les deux stratégies est de 1,5 kW, et elles sont soumises aux conditions de simulation pour parvenir à une comparaison valable.

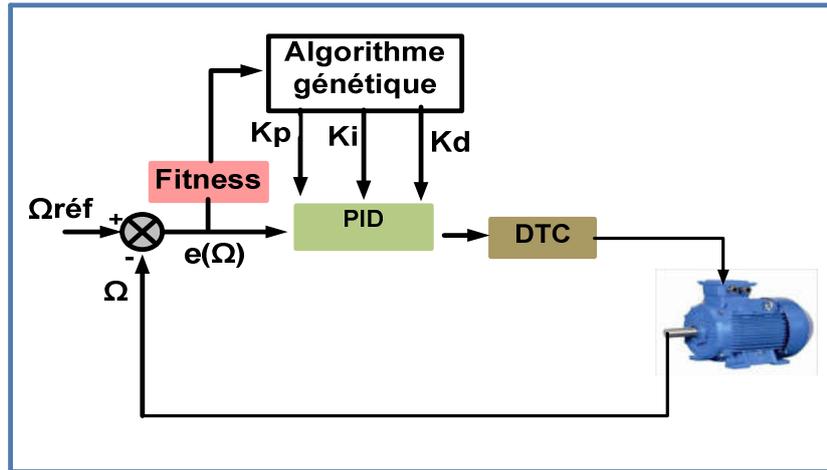


Figure IV.6 Le régulateur PID optimisé par AG

Le système global composé des commandes, qu'il s'agisse de DTC ou de GA-DTC est soumis à des références de vitesse et de couple avec:

1. Un échelon de vitesse de 125 [rad/s] est appliqué de 0 s à 0.3 [s]. Cette vitesse reste constante jusqu'à 0.3[s].
2. Pendant la variation de vitesse, un couple de charge est appliqué au système, qui commence par un pas de couple de charge nominal de 35[Nm] à 0.15[s].

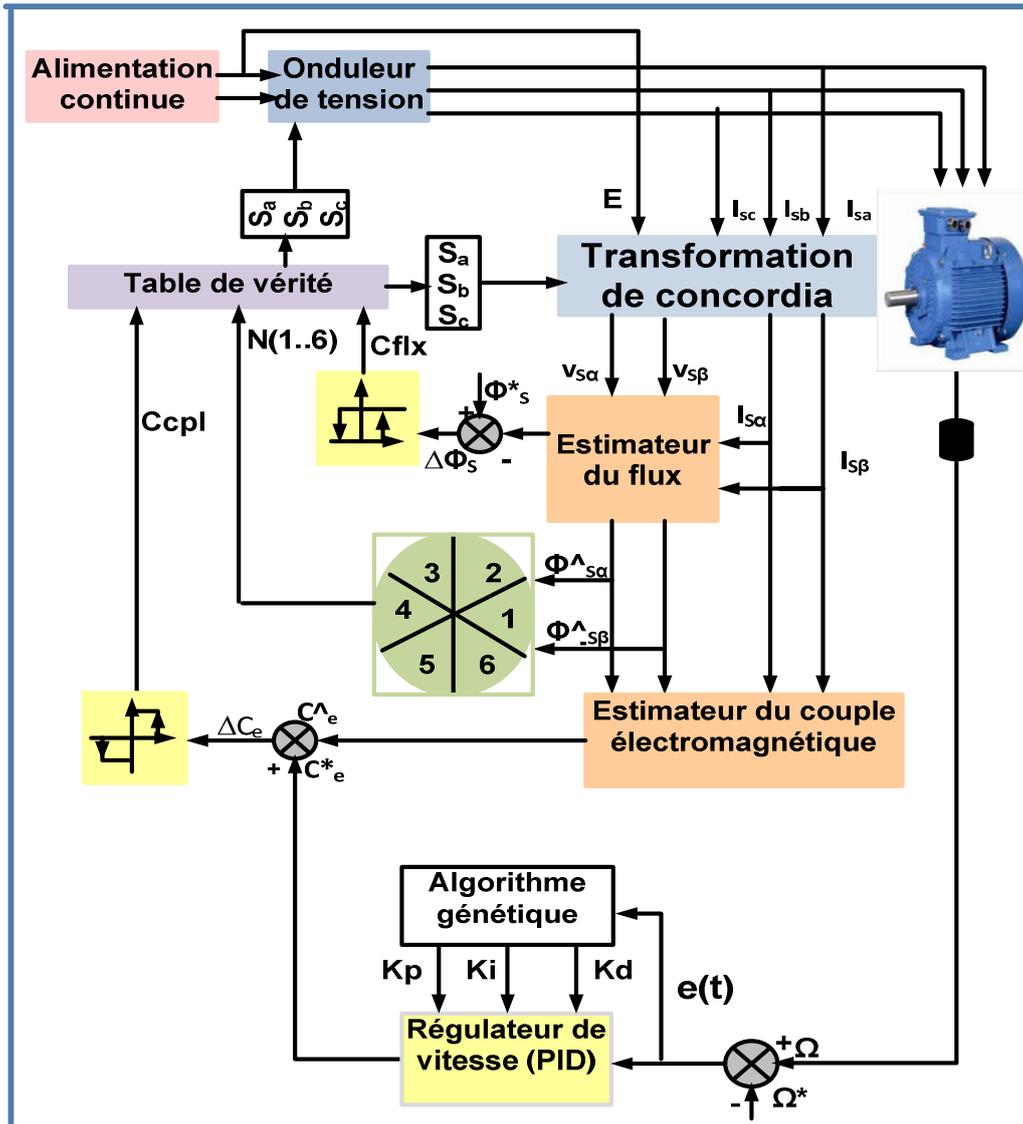


Figure IV.7 structure de DTC optimisé par AG

IV.3.2 Dimensionnement optimal des régulateurs utilisés par l'algorithme génétique

En utilisant l'algorithme génétique comme outil d'optimisation pour faciliter l'effort manuel de tâtonnement, le dimensionnement des régulateurs de vitesse de la MSAP qui permet la recherche de la solution optimale. On note que plusieurs indices de performances sont développés :

1. The Integral of Squared Error (ISE):[13]

$$I_1 = \int_0^{\infty} e^2(t) dt$$

2. The Integral of Absolute Error (IAE):

$$I_2 = \int_0^{\infty} |e(t)| dt$$

3. The Integral of Time Multiply Squared Error (ITSE):

$$I_3 = \int_0^{\infty} te^2(t) dt$$

4. The Integral of Time multiply Absolute Error (ITAE):

$$I_4 = \int_0^{\infty} t|e(t)| dt$$

- Dans notre travail, l'indice de performance appliqué est ISE

La conception optimisée de ce régulateur se fait par une stratégie composée d'un algorithme génétique. Les paramètres de cet algorithme utilisés sont :

- Taille de la population 30 ;
- Sélection de type Remainder ;
- La fonction Scattered est utilisée dans le croisement ;
- La fonction Adaptive feasible est utilisée pour Mutation ;
- Nombre de générations 100 ;

Après on fait appeler l'interface d'optimisation de l'AG, on remplit toutes les renseignements nécessaires, puis générer les gains des contrôleurs PID, l'algorithme a fini par converger vers son optimum, donnant des gains parfaits qui ont donné les meilleurs résultats pour les performances de la machine sous DTC. Les gains des contrôleurs du DTC ont été générés par la méthode de synthèse standard. Enfin, le tableau 1 illustre les gains synthétisés, ainsi que les gains optimaux de l'AG.

Paramètres de contrôleur	DTC_classique	DTC_AG
K_p	1500	1048.539
K_i	25	0.278
K_d	12	0.958

Tableau IV.2 Synthèse et gains PID optimisés pour le DTC et le GA-DTC proposé

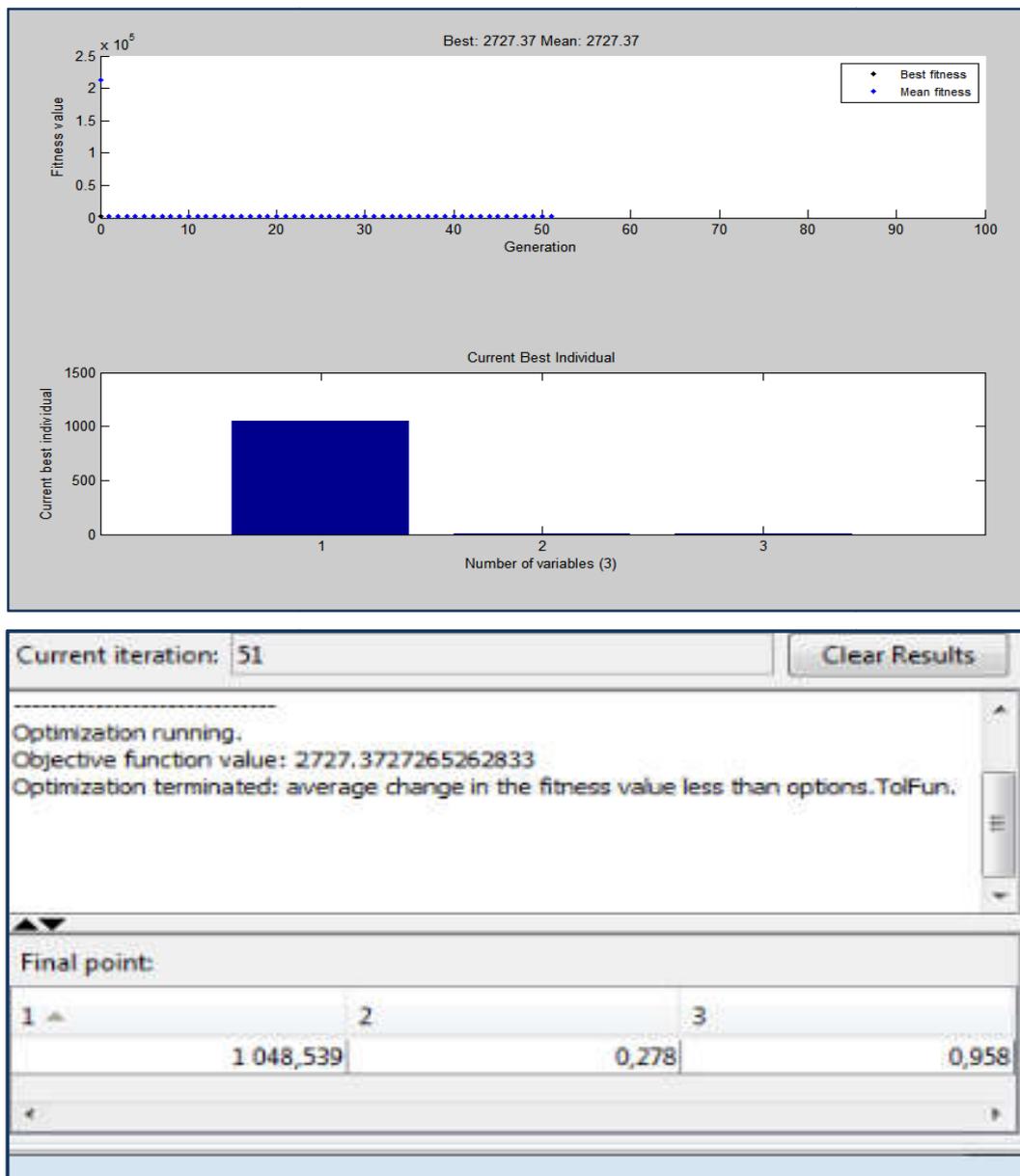


Figure IV.8 les résultats des gains PID

IV.3.3 Résultats de simulation :

Dans cette partie de simulation nous remplaçant le régulateur classique PID de vitesse par un régulateur AG à auto adaptation des paramètres K_p et K_i , K_d du régulateur PID.

a. Test sans charge :

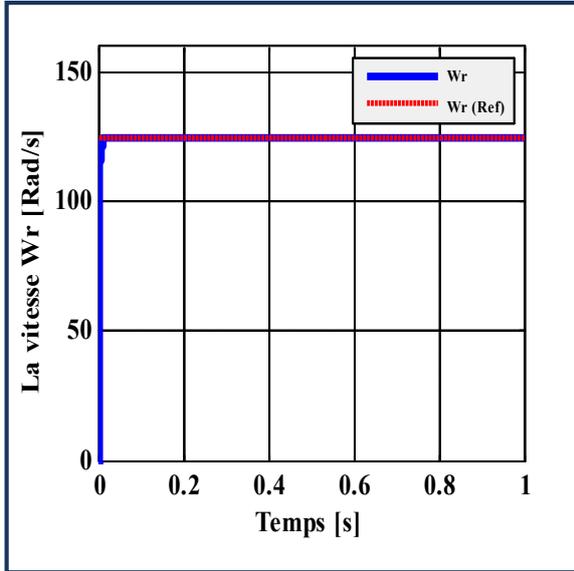


Figure IV.9 : La réponse de la vitesse De rotation

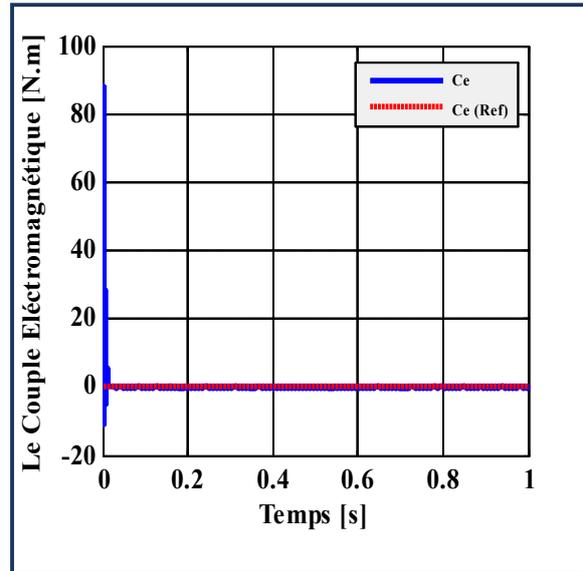


Figure IV.10: la réponse du couple électromagnétique

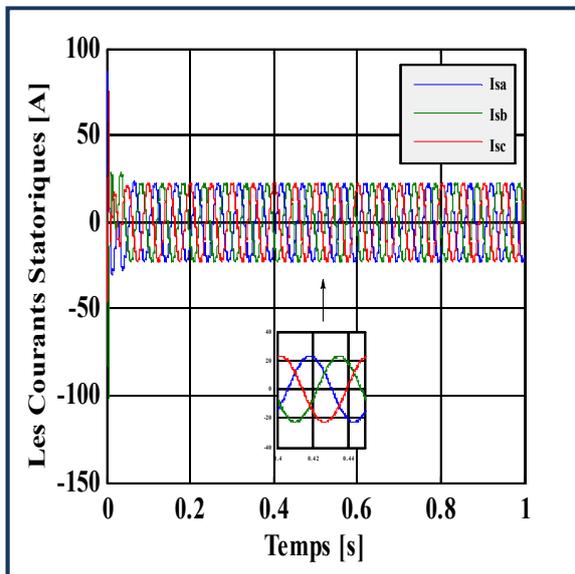


Figure IV.11 : La réponse des courants Statorique

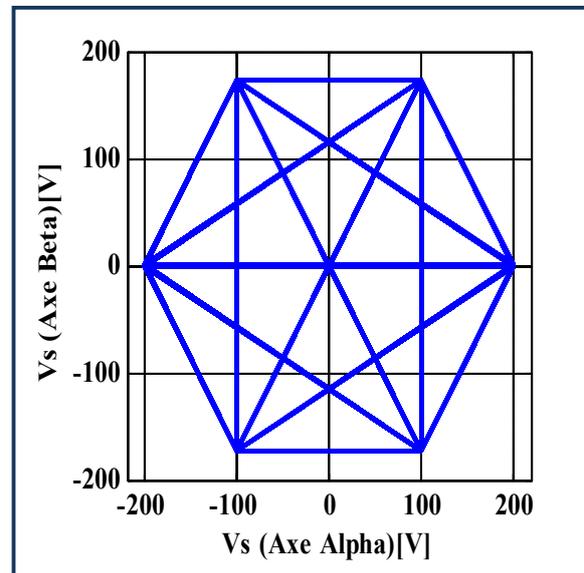


Figure IV.12 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan referentiel(α,β)

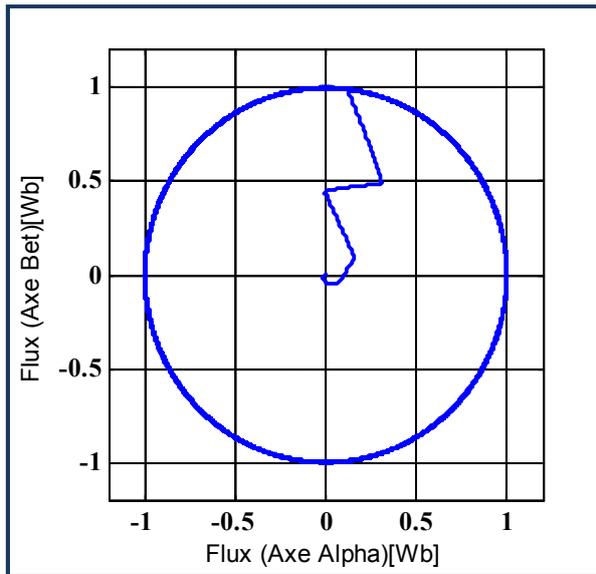


Figure IV.13 : La trajectoire du flux Statorique dans le plan référentiel ($\alpha;\beta$)

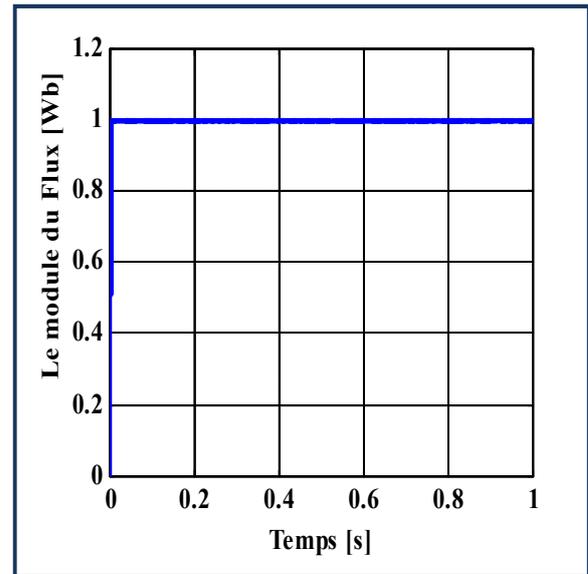


Figure IV.14 : La réponse du module du flux statorique

La figure IV.15 : Les résultats de la simulation du DTC_AG avec MSAP lors d'un démarrage sans charge

✓ **Interprétation des résultats :**

On remarque :

- Le temps de réponse de la vitesse s'effectue sans dépassement qui correspond au temps d'établissement du régime permanent.
- Le couple marque un pic et se stabilise sur la consigne nulle au bout d'un temps de l'ordre.
- Le module du flux statorique trace un cercle dans le plan ($\beta\alpha$).

b. Test en charge :

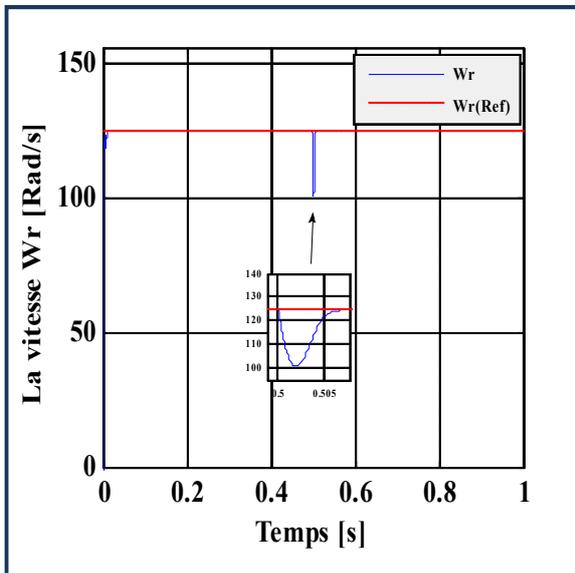


Figure IV.16 : La réponse de la vitesse De rotation

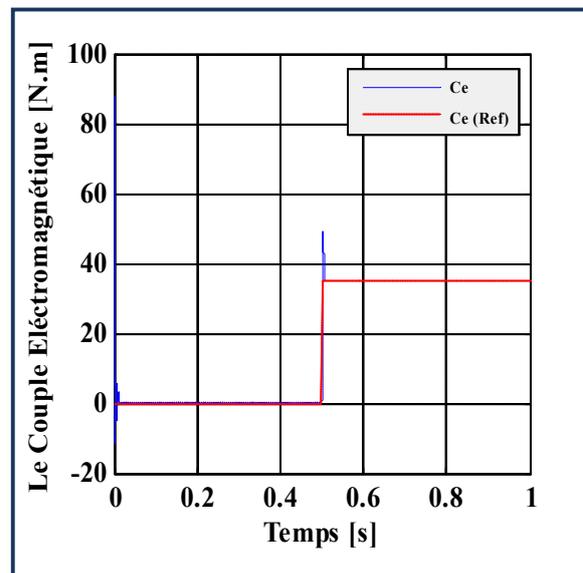


Figure IV.17: la réponse du couple électromagnétique

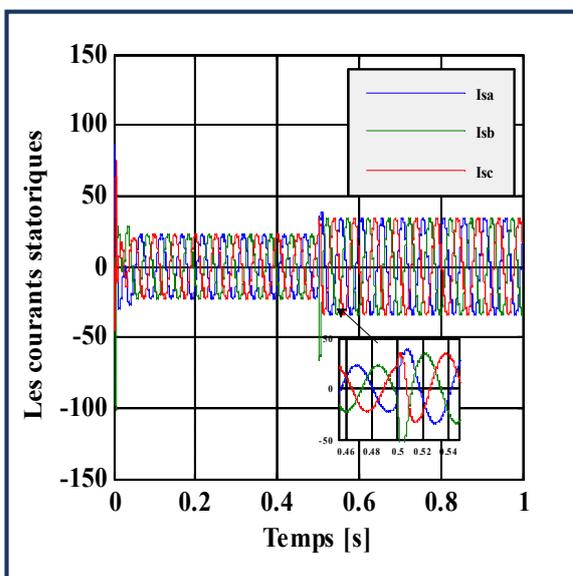


Figure IV.18 : La réponse des courants Statorique

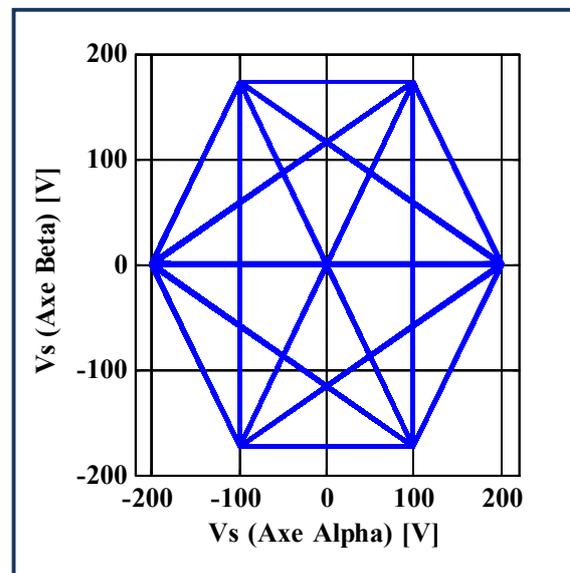


Figure IV.19 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan referentiel(α,β)

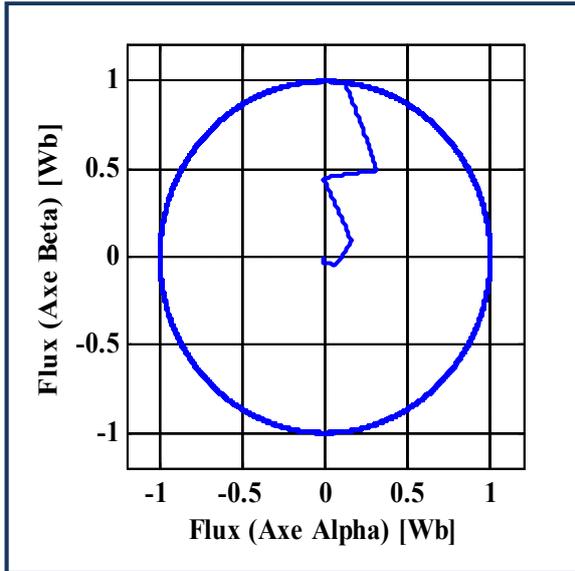


Figure IV.20 : La trajectoire du flux Statirique dans le plan référentiel ($\alpha;\beta$)

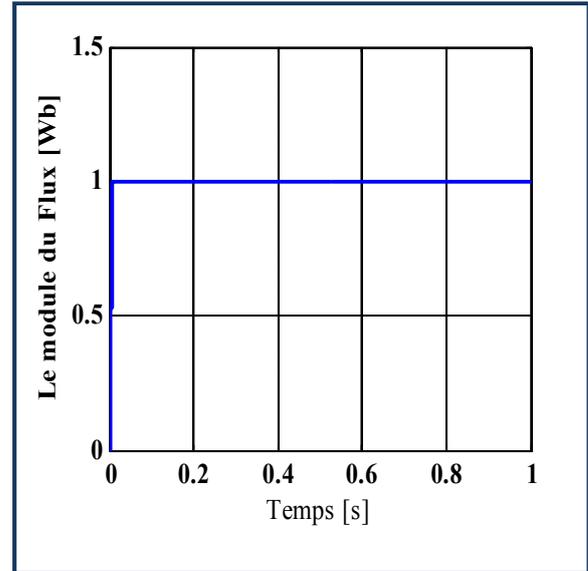


Figure IV.21 : La réponse du module du flux statorique

La figure IV.22 : les résultats de la simulation du DTC_AG avec MSAP lors d'un démarrage avec charge

✓ **Interprétation des résultats :**

On constate que :

- La vitesse atteint sa référence $\omega_{\text{réf}}=125(\text{rad/s})$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus le consigne de charge appliqué à l'instant $t=0.15\text{s}$.
- En effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre la consigne de charge introduite.
- La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par cette application.

IV.3.4 Comparative entre DTC_classique et DTC_AG :

Dans ce chapitre on a étudié une comparaison entre la commande DTC et la commande DTC_AG d'une MSAP, dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,...), et dans la même configuration de simulation numérique (le pas d'échantillonnage, temps de simulation,...). La première structure utilise un régulateur classique de type PI, et la seconde structure basée sur un régulateur optimisé par la technique AG.

L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité de chaque technique de commande.

a) Test avec charge :

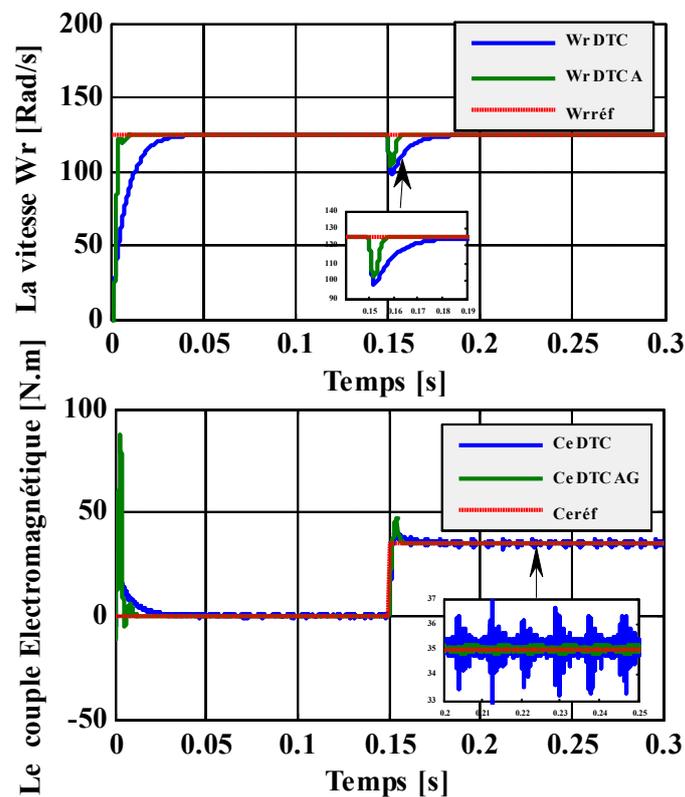


Figure IV.23 : Les résultats de simulation comparative entre DTC_classique et DTC_AG (avec charge)

✓ L'interprétation des résultats :

Dans la figure **IV.23** montre la différence entre la DTC et la DTC_AG, pour un référence de 125 [rad /s] avec un couple de charge 35 [Nm] à $t=0.15$ [s], La vitesse de la commande DTC est représentée en bleu et de la DTC_AG en vert. On remarque que :

- La vitesse de la DTC montrant un suivi de la référence tout au long du point de consigne, mais représentant une valeur de dépassement de la vitesse de 124.9 [rad/s]. Marquant un temps de réponse et un sous-dépassement de dû à l'application de la charge nominale au point de consigne. Mais la vitesse de réponse de la DTC_AG est directement liée à sa référence. Les deux réponses continues de référence complète tout au long.
- Un couple de démarrage allant jusqu'à 45 [Nm], ce qui est normal en raison des demandes de courant et aux instants soudains d'augmentation de la vitesse. On peut constater que le sous-dépassement du couple présenté par le DTC est corrigé par le GA-DTC proposé, de sorte que l'on peut observer que le DTC présente des ondulations de couple, soit une amélioration.
- Enfin, sur la base des résultats de l'ensemble de l'étude, la méthode proposée est plus performante que le DTC classique. La commande du moteur avec de faibles ondulations de couple peut être obtenue en utilisant l'approche suggérée dans ce mémoire. Le DTC_AG atteint son objectif en montrant sa résilience et sa robustesse aux ondulations de vitesse, de flux et de couple.

IV.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons montrés quelques techniques pour améliorer les algorithmes génétiques performance du DTC de MSAP. La technique est associée à une boucle de régulation de vitesse contrôlée par un PID classique dont les paramètres sont réglés par un algorithme génétique. Les résultats de simulation montrent que les performances de DTC sont améliorées par rapport aux méthodes classiques. C'est nouveaux paramètres d'évité d'avoir recours aux calculs habituels de gain du régulateur de la méthode classique. Donc, cette approche montre une amélioration considérable des performances DTC.

Bibliographie

- [1] **OULED ALI Omar**, « Commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents par l'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones, algorithme génétique et PSO) », Thèse de DOCTORAT, UNIVERSIT DJILLALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES, 2021.
- [2] **SENOUSSAOUI Hakima Ilham, BERRABAH Aicha**, " APPLICATION DES ALGORITHMES GENETIQUES A L'OPTIMISATION DE LA CONCEPTION DES MACHINES ASYNCHRONES ", Mémoire De Master, UNIVERSITE Med BOUDIAF DE M'SILA, 2008.
- [3] **Said Mahfoud, Aziz Derouich, Najib El Ouanjli, Mahmoud A. Mossa, Mahajan Sagar Bhaskar, Ngo Kim Lan et Nguyen Vu Quynh**, " A New Robust Direct Torque Control Based on a Genetic Algorithm for a Doubly-Fed Induction Motor: Experimental Validation ", Article, 2022.
- [4] **R. BOUCHEBBAT**, « Algorithmes bio-inspirés appliqués pour la commande des systèmes », thèse de doctorat, université du 20 aout 1955 Skikda, 2017
- [5] **Goldberg D.E.** "Algorithmes génétiques". Editions Addison-Wesley France, SA, Juin 1994.
- [6] **B. Mokhtari**, " DTC intelligent appliqué à la commande de la machine Asynchrone", Thèse Doctorat, Université Hadj Lakhdar de BATNA, 2014.
- [7] **YAHIAOUI Fatah**, " Application des algorithmes génétiques à la commande basée sur la passivité d'une MSAP", Mémoire de master, Université Abderrahmane MIRA BIJAIA, 2013.
- [8] **J. M. ALLIOT, N. DURAND**, «Algorithmes Génétiques», Document d'Internet, Disponible à : <http://pom.tls.cena.fr/GA/FAG/ag.pdf>, Publié le 14 Mars 2005.
- [9] **A.MASSOUM**, « Réglage flou et neuro flou d'une machine asynchrone sans capteur mécanique », mémoire en vue de l'obtention du diplôme de Magister, Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Faculté des Sciences de l'ingénieur, Département d'électrotechnique, soutenue le 27-09-2003
- [10] **D. MATTHIEU**, «Les Algorithmes Génétiques», Document d'Internet, Disponible à : <http://www.a525g.com/intelligence-artificielle/algorithme-genetique.htm>, Date de Publication 03 Septembre 2002.
- [11] **S. TOLLARI**, «Algorithmes Génétiques pour Résoudre le Problème du Commis Voyageur», Document d'Internet, Disponible à : <http://sis.univtln.fr/~tollari/TER/AlgoGen1/>, Publié le 23 Mai 2003.

- [12] **R.TALEB**,« Commande des onduleurs multi niveaux asymétriques pour l'entraînement des machines électriques », thèse de Doctorat, Sidi Bel Abbes, Algérie, 2011.
- [13] **MOUILAH Kheira**, « Commande d'une éolienne à machine asynchrone à double alimentation », Thèse Doctorat, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, 2015.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons étudié la commande directe de couple d'une machine synchrone à aimants permanents optimisée par l'algorithme génétique.

En effet, nous avons présenté au premier chapitre, une étude générale sur les aimants permanents, les avantages, les inconvénients et les domaines d'applications qui concernent les MSAP.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté la problématique de la modélisation des machines de type MSAP en se basant sur les équations physiques dans le repère (abc) et (d-q), puis la transformation Concordia. Le modèle mathématique de la machine obtenue par la transformation de PARK en tenant compte des hypothèses simplificatrices qui permettent de réduire la complexité du système. En suite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

Dans le troisième chapitre, on a présenté les notions de la stratégie de la commande directe du couple. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statorique. Nous avons également introduit la régulation de la vitesse en boucle fermée en utilisant un régulateur PID. Les résultats de simulation montrent bien les performances de la commande DTC : la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable.

Pour développer et améliorer cette stratégie de commande, dans quatrième chapitre on s'intéresse à étudier et d'utiliser d'autres méthodes d'optimisation tels que l'algorithme génétique qu'on peut associer à cette commande, on a optimisé le régulateur PID de la vitesse, cette stratégie donne très bonne performance avec un temps de réponse court par rapport au DTC classique. Puis, les résultats obtenus par la DTC sont comparés avec une commande DTC_AG, les réponses de ces derniers sont plus rapides et plus robustes. A travers ces comparaisons, on peut conclure que cette méthode d'optimisation est la meilleure solution, car elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations.

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose:

- Pour la commande DTC, plusieurs améliorations peuvent être apportées, à savoir: L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique et la fréquence de commutation.
- L'utilisation d'autre méthode d'optimisation (PSO (fourmis, les abeilles, aigle d'oré)).

Annexes

ANNEXES -A-

Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents étudié :

Paramètre	Signification	Valeur (S.I)
N	Vitesse nominale en [tr\min]	1500
R_s	Résistance statorique en [ohm]	0.25
p	Nombre de paire de pôle	4
L_d	Inductance d'axe d en [H]	4.8e-3
L_q	Inductance d'axe q en [H]	4.1e-3
V_n	Tension efficace maximale en [Volt]	400
V_{bus}	Tension du bus continu en [Volt]	400
J_m	Inertie de la machine en [Kg.m ²]	0.0067
Flux	Flux rotorique en [Wb]	0.32
F_v	Coefficient de frottement en [Nm.s\rd]	0.001
C_{em_max}	Couple électromagnétique [N.m]	71.1
I_{max}	courant maximal en [A]	42
P_u	Puissance de la machine en [Kw]	4

ANNEXES -B-

Les fonctions utilisées dans l'interface d'optimisation de l'AG:

Fonction	Définition
<u>Remainder</u>	<ul style="list-style-type: none"> • Fonction de sélection qui se déroule en deux étapes : <ol style="list-style-type: none"> 1. Dans la première étape, la fonction sélectionné des parents de manière déterministe en fonction de la partie entière de la valeur de l'échelle pour chaque individu. 2. Dans la deuxième étape, la fonction sélectionné des parents supplémentaires en utilisant les parties fractionnaires des valeurs échelonnées.
<u>Scattered</u>	<ul style="list-style-type: none"> • Fonction de croisement par défaut pour les problèmes sans contraintes linéaires, crée un vecteur binaire aléatoire et sélectionne les gènes ou le vecteur est un 1 du premier parent, et les gènes ou le vecteur est un 0 du second parent, et combine les gènes l'enfant.
<u>Adaptive feasible</u>	<ul style="list-style-type: none"> • Fonction de mutation par défaut pour Algorithme génétique lorsqu'il y a des contraintes non entières, génère aléatoirement des directions qui sont adaptives par rapport à la dernière génération réussie ou non. La mutation choisit une direction et une longueur de pas qui satisfont les bornes et les contraintes linéaires.