



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique



Université Amar Telidji - Laghouat

FACULTÉ :Technologie.....

DEPARTEMENT :Électrotechnique.....

MEMOIRE DE MASTER

Présenté par : ABDALLAHI Bah Brahim

DOMAINE : Sciences et Technologies

FILIERE : Génie Électrique

OPTION : Électrotechnique Industrielle

Thème

**Réduction des fluctuations du couple
électromagnétique d'un moteur synchrone à aimants
permanents par logique floue optimisée**

Jury de soutenance :

Nom et Prénom	Grade	Qualité
MEKHANET Mohammed	MC(A)	Président
BESSEDIK Sid Ahmed	Pr	Examinateur
BIRAME M'hamed	MC(A)	Encadreur

Promotion : JUIN -2022

Remerciements

Tout d'abord je remercie le bon ALLAH, tout Puissant, de la bonne santé, de la volonté et de la patience qu'il m'a accordé tout au long de mes études.

*Je tiens à remercier cordialement, mon cher encadreur Monsieur **BIRAME M'hamed** pour sa précieuse collaboration et son pertinent conseil, qu'il n'ait cessé de me donner tout au long de l'élaboration de ce modeste travail.*

*Mes plus vifs remerciements vont aux membres du jury. À monsieur **MEKHLANET Mohammed**, de m'avoir fait l'honneur de présider ce jury. À Monsieur **BESSEDIK Sid Ahmed** d'avoir accepté de juger ce travail et m'avoir fait l'honneur de participer au jury de ce mémoire.*

Enfin, je remercie aussi tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

ABDALLAHÍ Bah Brahím

Dédicaces

À mes très chers parents, source de vie, d'amour et d'affection

À mes chers frères et sœurs, source de joie et de bonheur

À toute ma famille, source d'espoir et de motivation

À tous mes amis, particulièrement ceux d'enfance

À vous cher lecteur

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements.....	i
Dédicaces	ii
Table des matières.....	iii
Liste des figures	v
Liste des tableaux.....	vii
Résumé.....	viii
Nomenclatures.....	A
Introduction générale	01

Chapitre I : Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents et de son alimentation

I.1. Introduction.....	04
I.2. Aimants permanents	04
I.2.1. Caractéristiques générales des aimants permanents	05
I.2.2. Différents types d'aimants permanents.....	06
I.3. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	07
I.4. Avantages des machines synchrones à aimants permanents	08
I.5. Domaine d'application.....	09
I.6. Différents types d'alimentation	11
I.6.1. Alimentation par un commutateur de courant	11
I.6.2. Alimentation par un onduleur de tension.....	11
I.7. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	12
I.7.1. Hypothèses simplificatrices	12
I.7.2. Mise en équation et modèle de Park	13
I.7.2.1. Mise en équation.....	13
I.7.2.2. Principe de la transformation de Park.....	15
I.7.2.3. Principe de la transformation de Concordia	16
I.7.2.4. Passage du repère dq au repère $\alpha\beta$	17
I.7.2.5. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère dq.....	17
I.7.2.6. Équation des flux du MSAP dans le repère de Park.....	18
I.7.2.7. Équation des tensions du MSAP dans le repère de Park	18
I.8. Expression du couple électromagnétique	19
I.9. Modélisation de l'alimentation du MSAP à vitesse variable.....	19
I.9.1. Système d'alimentation	19
I.9.1.1. Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur.....	20
I.9.1.2. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	20
I.9.1.3. Modélisation du filtre de la tension redressée	20
I.9.2. Onduleur de tension triphasé	21
I.9.2.1. Onduleur de Tension à MLI.....	22
I.9.2.1.1. Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle	22
I.9.2.1.2. MLI Vectorielle	23
I.10. CONCLUSION.....	25

Chapitre II : Commande d'un moteur synchrone à aimants permanents par la DTC

II.1. Introduction	27
II.2. Contrôle direct du couple	27
II.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé	28
II.4. Stratégie de commande directe de couple et de flux	29
II.4.1. Contrôle du vecteur de flux statorique	29

II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique	31
II.5. Sélection du vecteur de tension	31
II.6. Estimation du flux et du couple	33
II.6.1. Réglage de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux	34
II.6.2. Réglage de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux	35
II.7. Élaboration des tables de commutation	36
II.7.1. Élaboration de table de commutation avec séquences nulles	36
II.7.2. Élaboration de la table de commutation sans séquences nulles	37
II.8. Structure générale de la DTC appliquée au MSAP	37
II.9. Résultat des simulation et discussion	38
II.9.1. Commande par DTC à vide	39
II.9.2. Commande par DTC en charge	40
II.9.3. Robustesse	40
II.10. Conclusion	41

Chapitre III : Stratégie logique floue optimisée

III.1. Introduction	43
III.1.1. Historique	43
III.1.2. Pourquoi utiliser la logique floue ?	44
III.1.3. Les avantages et les inconvénients de la logique floue	44
III.2. Domaine d'application	45
III.3. Structure générale d'un système flou	45
III.3.1. Éléments de base de la logique floue	46
III.3.1.1. Les Variables Linguistiques	47
III.3.1.2. Fonction d'appartenance	47
III.3.1.2.1. Différentes formes des fonctions d'appartenance	48
III.3.2. Opérateurs de la logique floue	49
III.3.3. Système Flou	50
III.3.3.1. Base de règles	51
III.3.3.2. Interface de fuzzification	51
III.3.3.3. Logique de prise de décision (inférence floue)	52
III.3.3.4. Interface de défuzzification	52
III.4. Réduction des fluctuations du couple électromagnétique d'un MSAP commandé par DTC par l'utilisation des contrôleurs à base de la logique floue	53
III.5. Résultats de simulation	55
III.6. Conclusion	56

Chapitre IV : Optimisation des gains d'estimateur flou par PSO

IV.1. Introduction	58
IV.2. Généralités sur l'optimisation d'essaim de particules (PSO)	58
IV.3. Principe de base d'un PSO	60
IV.4. Formulation mathématique de PSO	61
IV.5. Algorithme de principe	62
IV.6. Estimation des gains de régulateur (K_e , $K_{\Delta e}$, $K_{\Delta b}$) par PSO	63
IV.7. Résultats de simulation	64
IV.8. Conclusion	65
Conclusion générale	67
Références bibliographiques	69
Annexe	73

Liste des figures

Chapitre I : Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents et de son alimentation

Fig. I.1 : cycle d'hystérésis	05
Fig. I.2 : courbe de désaimantation	05
Fig. I.3 : Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents	08
Fig. I.4 : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents.....	10
Fig. I.5 : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q) lié au rotor.....	14
Fig. I.6 : Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans les repères (a, b, c) et (α , β , o)	17
Fig. I.7 : Schéma d'un enroulement triphasé et du repère (d, q).....	17
Fig. I.8 : Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation	20
Fig. I.9 : Redresseur et Filtre associé à un onduleur de tension triphasé	20
Fig. I.10 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP.....	21
Fig. I.11 : MLI sinus-triangle bipolaire.....	23
Fig. I.12 : Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan (α , β).....	24

Chapitre II : Commande d'un moteur synchrone à aimants permanents par la DTC

Fig. II.1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP	27
Fig. II.2 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires	29
Fig. II.3 Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α , β)	30
Fig. II.4 Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1 \dots 6$	32
Fig. II.5 a) Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique	34
Fig. II.6 Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique	35
Fig. II.7 Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP	38
Fig. II.8 : Performances dynamiques de la DTC appliquée à la MSAP à vide.....	39
Fig. II.9 : Performances dynamiques de la DTC appliquée à la MSAP en charge	40
Fig. II.10 : Évolution du couple électromagnétique et du flux statorique pour une référence de couple variable	41
Fig. II.11 : Évolution du couple électromagnétique et du flux statorique pour une référence de flux statorique variable.....	41

Chapitre III : Stratégie logique floue optimisée

Fig. III.1 : Schéma général d'un bloc fonctionnel flou BFF	46
Fig. III.2 : Niveaux d'appartenance en logique booléenne	46
Fig. III.3 : Niveaux d'appartenance en logique floue	47
Fig. III.4: Variable linguistique.....	47
Fig. III.5.a, b, c, d : Différentes formes de la fonction d'appartenance	48
Fig. III.6 Différentes formes d'une fonction d'appartenance	49
Fig. III.7 : Exemple d'opérations sur des ensembles flous	50
Fig. III.8 : Traitement flou	50
Fig. III.9 : Adaptation floue de la bande des comparateurs à hystérésis du couple et du flux.....	54

Fig. III.10 : Fuzzification des variables linguistiques floues des estimateurs de b_{ce} , b_{ϕ_s}	55
Fig. III.11 : a) Couples électromagnétiques développés à vide	
b) Évolution du flux statorique dans le plan (α , β) du MSAP en FLOU	56

Chapitre IV : Optimisation des gains d'estimateur flou par PSO

Fig. IV.1 : Groupe de : (a) oiseux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles	59
Fig. IV.2 : Le cercle virtuel pour un SWARM de sept particules.....	60
Fig. IV.3 : Schéma vectoriel de déplacement d'une particule	62
Fig. IV.4 : Organigramme de principe PSO.....	63
Fig. IV.5 : Performance de la PSO.....	64

Liste des tableaux

Chapitre I : Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents et de son alimentation

Tab. I.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants 07

Tab. I.2 : Table de vérité d'un onduleur triphasé commandé par MLI vectorielle 24

Chapitre II : Commande d'un moteur synchrone à aimants permanents par la DTC

Tab. II.1 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC 36

Tab. II.2 Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur 36

Tab. II.3 Table de commutation sans séquences nulles 37

Chapitre III : Stratégie logique floue optimisée

Tab. III.1 : Règles d'inférence floue des deux régulateurs de Δb_{ce} , Δb_{ϕ_s} 55

ملخص:

تعتمد هذه المذكرة على دراسة تحاكي بعض الحلول المتعلقة بمشكلة تذبذب عزم الدوران الكهرومغناطيسي الناتج عن التحكم المباشر في عزم الدوران المطبق على محرك تزامني ذا مغنطيس دائم، وإدخال تقنية لتقليل تذبذبات عزم الدوران هذه. يتم تطبيق مقدر غامض باستخدام تحسين حشد الجسيمات على آلة متزامنة ذات مغنطيس دائم كحل. يشمل هذا العمل بشكل أساسي:

- معلومات عامة عن المحرك المتزامن ذي المغنطيس الدائم ومُدجته وتغذيته بموج كامل الموجة ثلاثي الأطوار مع ثنائيات المساري؛
- معلومات عامة عن إستراتيجية التحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي لمحرك متزامن ذي مغنطيس دائم في وجود حلقة ضبط السرعة؛
- عرض تقديمي عن المنطق الضبابي وتطوير مقدر ضبابي لنطاق التباطؤ لمحرك متزامن ذي مغنطيس دائم. وبالتالي، تأثيره على تذبذبات عزم الدوران الكهرومغناطيسي؛
- عرض لتقنية تحسين حشد الجسيمات الجديدة وتنفيذها من أجل تحسين مكاسب مقدرنا الضبابي.

Abstract:

This thesis is based on a study simulating some solutions concerning the problem of electromagnetic torque fluctuation resulting from this type of direct torque control DTC applied to the PMSM, introducing a technique to reduce these torque fluctuations. A fuzzy estimator is applied with Particle Swarm Optimization PSO to a Permanent Magnet Synchronous Machine PMSM as a solution. This work mainly includes:

- General information on the PMSM, its modeling and its association with a three-phase full-wave inverter with diodes;
- General information on the DTC and its application on the PMSM in the presence of a speed adjustment loop;
- A presentation on fuzzy logic and the development of a fuzzy estimator of the PMSM hysteresis band; thus, its effect on the fluctuations of the electromagnetic torque;
- An exposition of the new Particle Swarm Optimization PSO technology and its implementation in order to optimize the gains of our fuzzy estimator.

Résumé :

Ce mémoire est basé sur une étude par simulation de quelques solutions concernant le problème de fluctuation de couple électromagnétique résultant par la commande directe de couple (Direct Torque Control DTC) appliqué à la MSAP, en introduisant une technique pour diminuer ces fluctuations du couple. Un estimateur flou est appliqué avec l'optimisation par essaims

particulaires (Particule Swarm Optimisation PSO) à une Machine Synchrone à Aimants Permanents MSAP comme une solution. Ce travail comprend essentiellement :

- Des généralités sur la *MSAP*, sa modélisation et son association à un onduleur triphasé double alternance à diodes ;
- Des généralités sur la DTC et son application sur la MSAP en présence d'une boucle de réglage de vitesse ;
- Une présentation sur la logique floue et l'élaboration d'un estimateur flou de la bande d'hystérésis du MSAP ; ainsi son effet sur les fluctuations du couple électromagnétique ;
- Une exposition de la nouvelle technologie d'optimisation par essaims particulaires PSO et son implantation dans le but d'optimiser les gains de notre estimateur flou.

B_r	Induction résiduelle (ou rémanente)
H_{CB}	Champ coercitif
H_{CJ}	Champ coercitif de polarisation
F	Force magnétomotrice
ω_s	Vitesse angulaire
θ_m	Position mécanique du rotor par rapport au stator
d	Axe d du repère tournant (d, q)
q	Axe q du repère tournant (d, q)
α	Axe α du repère statorique (α, β)
β	Axe β du repère statorique (α, β)
L_s	Matrice des inductances statoriques
M_{se}	Valeur maximale des inductances mutuelles stator-rotor
J	Moment d'inertie du moteur
Ω_r	Vitesse angulaire mécanique du rotor
f_r	Coefficient de frottement visqueux
C_e	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r	Couple résistant, ou de charge
Ψ	Position du repère choisi pour la transformation
i_{ds}	Courant statorique instantané dans l'axe d
i_{qs}	Courant statorique instantané dans l'axe q
$i_{\alpha s}$	Courant statorique instantané dans l'axe α
$i_{\beta s}$	Courant statorique instantané dans l'axe β
e	Erreur entre grandeur réelle et de référence
Δe	Variation d'erreur entre grandeur réelle et de référence
ϕ_{ds}	Flux statorique instantané dans l'axe d
ϕ_{qs}	Flux statorique instantané dans l'axe q
$\phi_{\alpha s}$	Flux statorique instantané dans l'axe α
$\phi_{\beta s}$	Flux statorique instantané dans l'axe β
V_{ds}	Tension statorique instantanée dans l'axe d
V_{qs}	Tension statorique instantanée dans l'axe q

$V_{\alpha s}$	Tension statorique instantanée dans l'axe α
$V_{\beta s}$	Tension statorique instantanée dans l'axe β

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'énergie électrique a longtemps été utilisée pour générer de l'énergie mécanique à travers des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques. Au fil du temps, cette tendance s'est accentuée dans les secteurs industriel, tertiaire et domestique. Actuellement, elle constitue la majeure partie de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice.

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et l'efficacité la plus élevée possible.

Le moteur à courant continu répond déjà à une partie de ces exigences, mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composants électroniques et microinformatiques baisse constamment, de telle façon que la part du variateur dans le coût d'un entraînement à vitesse variable diminue.

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines, y compris les servomoteurs.

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'avènement des éléments à commutation rapide, ainsi au développement des techniques de commande, filaires ou programmées, une structure de commande plus évoluées est désormais question de choix. La commande directe du couple des machines asynchrones et synchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

Notre travail consiste à développer un ensemble de techniques d'amélioration des performances (réduire les fluctuations du couple électromagnétique) de la DTC et la commande sans capteur de vitesse (appliquées à la MSAP par l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle tels que la logique floue et l'optimisation par particule d'essaim PSO).

Ce mémoire se présentera en quatre chapitres selon l'ordre suivant :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude du moteur synchrone à aimants permanents, ses

domaines d'application et à la modélisation de la machine associée avec son alimentation constituée principalement par un onduleur de tension triphasé. Quelques techniques de commande seront exposées aussi dans ce chapitre.

Le deuxième chapitre présentera la DTC appliquée au MSAP, alimenté par un onduleur triphasé de tension à MLI vectorielle, et cela en présence d'une boucle de réglage de la vitesse.

Le troisième chapitre présentera un estimateur flou de la bande d'hystérésis du MSAP, et montrera son effet sur les fluctuations du couple électromagnétique. Des résultats de simulation seront comparés à ceux obtenus en présence de l'estimateur flou afin de juger l'efficacité et la robustesse de l'estimateur proposé.

Le quatrième chapitre exposera la nouvelle technique d'optimisation PSO et fera l'objet de l'implantation de cette technique dans le but d'optimiser les gains de notre estimateur flou. Des résultats de simulation seront comparés à ceux qui précèdent pour pouvoir juger l'apport de cette optimisation aux performances et à la robustesse de notre système.

CHAPITRE I

Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents et de son alimentation

I.1. Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Cela nous permet de simuler le comportement du système face à différentes sollicitations et ainsi de comprendre les mécanismes qui contrôlent son fonctionnement.

Les moteurs synchrones à aimants permanents, dont la puissance électrique dépasse le mégawatt, sont de plus en plus utilisés dans les applications à vitesse variable. Du fait du développement de la technologie des aimants permanents (qu'ils soient en alliage ou en terre rare), leur choix dans les entraînements à vitesse variable devient de plus en plus attractif et compétitif face aux moteurs asynchrones et à courant continu. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages notamment une faible inertie et un couple massique élevé.

Les moteurs synchrones sont fortement pénalisés par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, le moteur synchrone doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Afin de pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance.

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI).

I.2. Aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.1) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [1,2]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

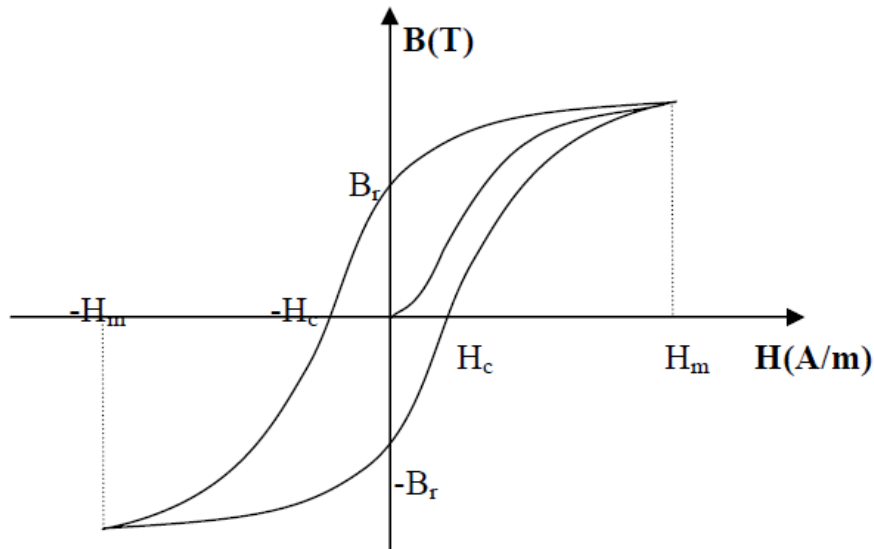


Fig. I.1 : cycle d'hystérésis

I.2.1. Caractéristiques générales des aimants permanents

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (voir figure I.2).

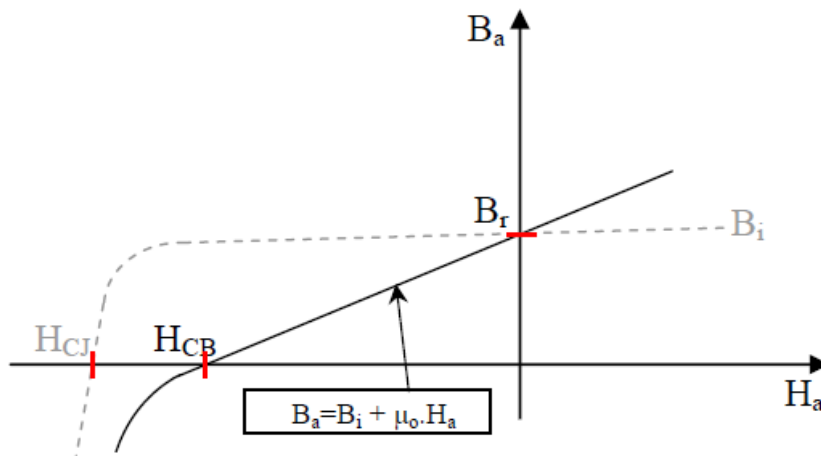


Fig. I.2 : courbe de désaimantation

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. Ces paramètres sont :

- L'induction résiduelle (ou rémanente), B_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- Le champ coercitif, H_{CB} , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.

- Le champ coercitif de polarisation, H_{CJ} , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- Le produit d'énergie $(\mathbf{B} \cdot \mathbf{H})_{\max}$: valeur énergétique de l'aimant par unité de volume. En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

I.2.2. Différents types d'aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [1,2] :

- Les Alnico : aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.
- Les Ferrites : aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.
- Les alliages métaux – terres rares : ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium–cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés.

À taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

Le choix de l'aimant est effectué en fonction de caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous.

Tab. I.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants [1,3]

Type d'aimants	Densité d'énergie $(BH)_{\max}$ (kJ/ m ³)	Induction rémanente B_r (T) à 25°C	Champ coercitif $-H_c$ (kA/m)	Température T_{\max} (°C)	Prix (€/kg)
NdFeB	200-380	1.2-1.5	900-2000	140-220	80-150
Sm Co ₅	140-200	1	2000	280	220
Sm ₂ Co ₁₇	180-240	1.05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1.1-1.3	130	550	45
Ferrites strontium	27-35	0.3-04	250	250	6
Ferrites baryum	8-30	0.2-04	170	100-240	4.5

I.3. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimants permanents comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale F_a tournant à la vitesse angulaire ω_s . Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation F_0 . Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [5]. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire.

Suivant la disposition des aimants, on distingue [4] :

- La machine à inducteurs lisses, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un moyeu ferromagnétique ((voir figure I.12d)). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites σ est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction B_e dans l'entrefer est celle de l'aimant B_a . Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois).

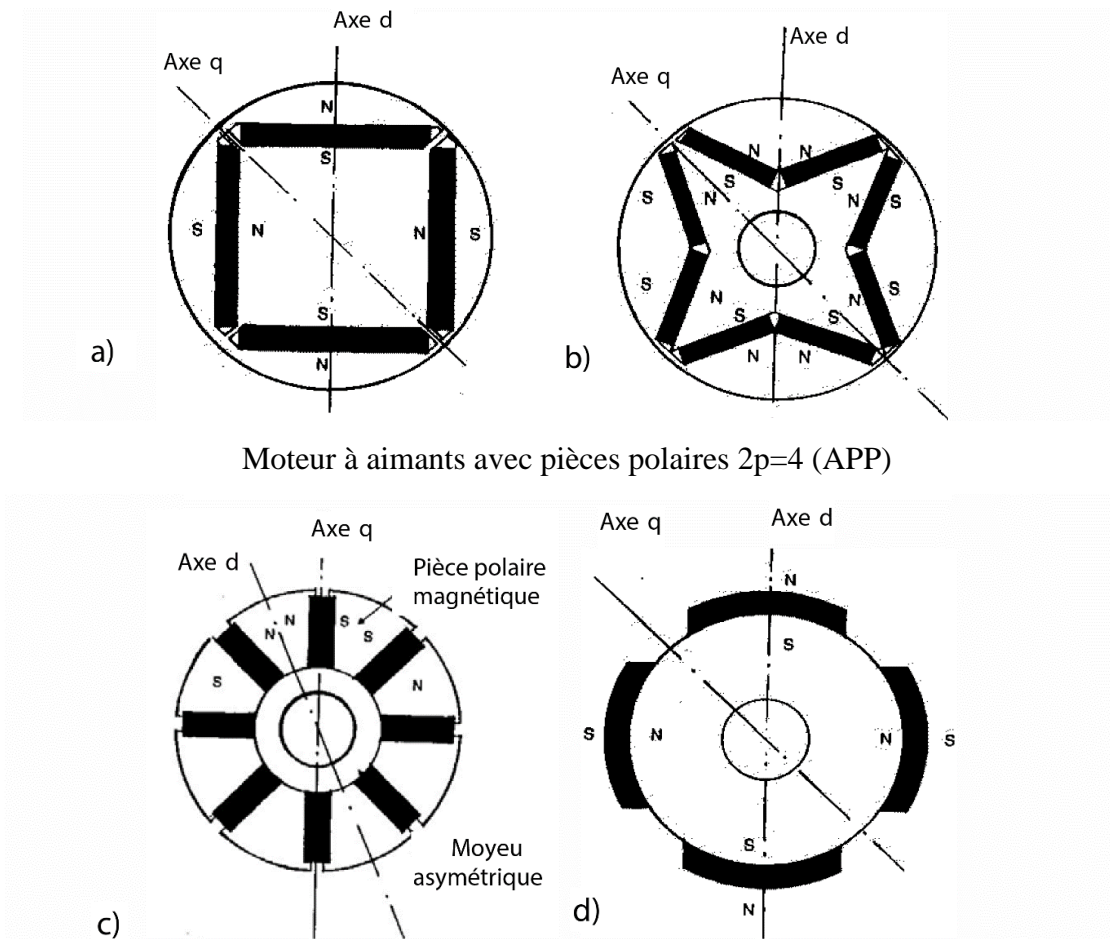


Fig. I.3 : Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents

Les aimants sont immobilisés sur le moyeu soit par une frette de fibres de verre ou de carbone liées par une résine époxy, soit par un tube mince en métal amagnétique et à résistivité élevée emmanché à chaud.

- La machine à pôles saillants, où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). Un exemple de réalisation est montré dans la figure ((I.12 a), b)) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles. La machine à pôles saillants dite « à concentration de flux » est montrée sur la figure ((I.12c)) où les aimants sont alors logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale.

I.4. Avantages des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone

à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs [5]. On cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones ;
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu ;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande ;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MASP ;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines ;
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage ;
- Fonctionnement en survitesse.

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur).

I.5. Domaine d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [5].

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

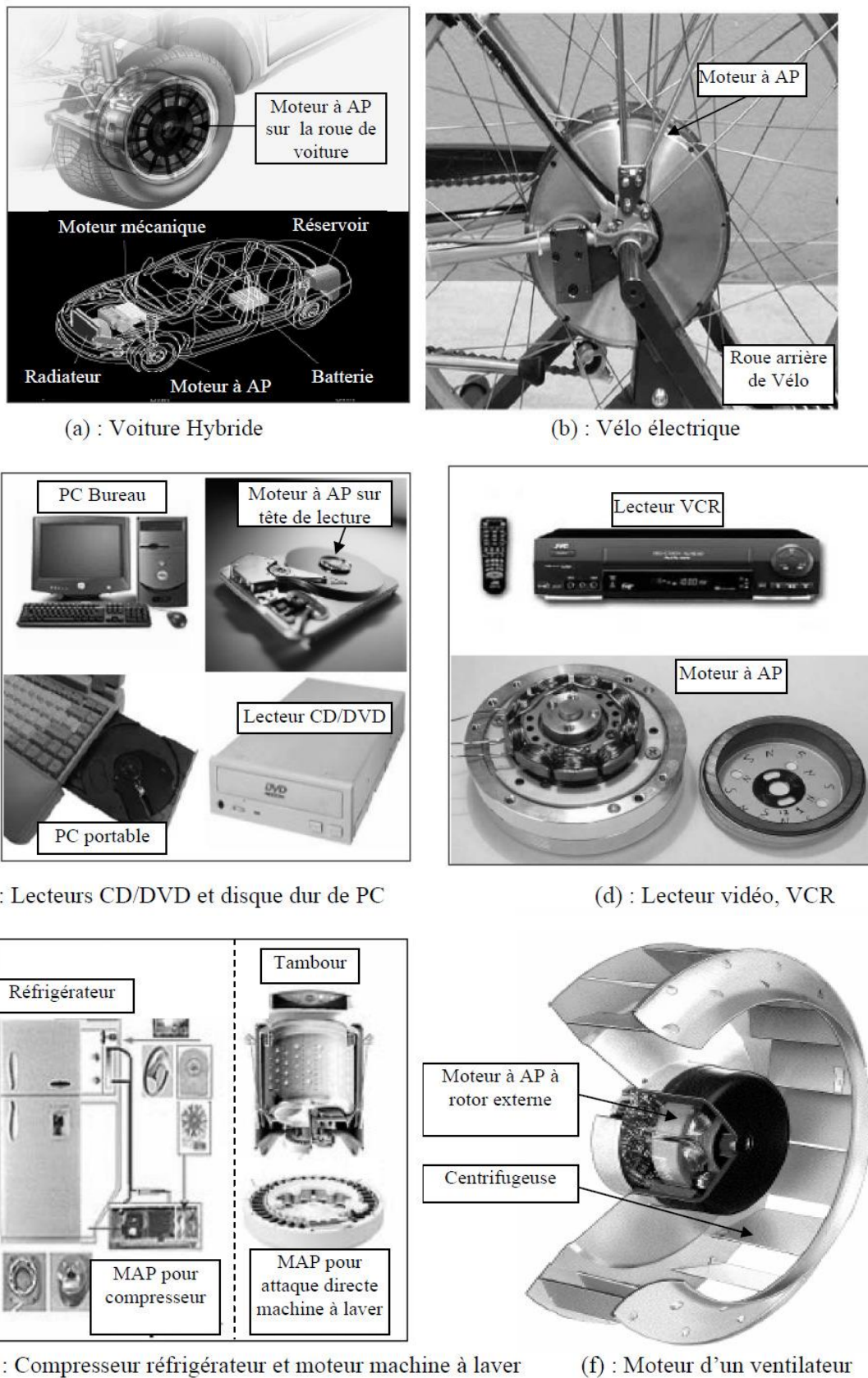


Fig. I.4 : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

I.6. Différents types d'alimentation

La machine synchrone peut être alimentée en tension ou en courant. La source doit être réversible pour un fonctionnement dans les quatre quadrants (moteur/ générateur dans les deux sens de rotation).

Les convertisseurs alternatif/continu de l'électronique de puissance, sont utilisés dans des domaines d'application variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides.

I.6.1. Alimentation par un commutateur de courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.é.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\theta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\theta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

I.6.2. Alimentation par un onduleur de tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones [6]. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle. Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut

aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT. Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (*Modulation de Largeur d'Impulsions, MLI*) ou (*Pulse Width Modulation, PWM*, dans le jargon anglo-saxon) sont utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés.

I.7. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Dans les entraînements à vitesse continuellement variables et même dans certaines applications industrielles nécessitant une certaine gamme de puissance, les machines synchrones à aimants permanents s'imposent grâce à de nombreux avantages (Pas d'excitation au niveau du rotor et donc pas de pertes rotoriques, meilleur rendement et couple massique élevé). Dans les générateurs éoliens, elles sont utilisées pour améliorer la fiabilité du système d'entraînement, en réduisant le nombre de pièce en rotation. Vu ce grand intérêt porté à cet actionneur dans les systèmes aérogénérateurs en particulier, nous allons consacrer entièrement une grande partie pour sa modélisation dynamique. Cette modélisation va consister à développer les expressions analytiques pour élaborer les différents modèles d'essais de la machine, dans l'optique d'en faire une identification paramétrique. Un modèle est donc une représentation mathématique simplifiée d'un système dans le but de prédire son comportement. En fonction des objectifs visés, la modélisation de ce système peut être orientée soit pour l'élaboration des lois de commande, soit vers la mise au point des algorithmes d'identification et de diagnostic des défauts [7].

Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire. Dans notre cas, nous en déduirons des lois de conception adaptées aux machines synchrones à aimants permanents [8],[9].

I.7.1. Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées.

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle. Cela permet une étude et

une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [10],[11],[12].

Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements ;
- Les f.m.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements ;
- L'effet d'encoche est négligé ;
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques.

I.7.2. Mise en équation et modèle de Park

La mise en équation des moteurs synchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de *Concordia* ou de *Park* permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a , b , et c . Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases a , b , et c et représente la composante homopolaire. La transformation de *Park* permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère dit de Park à axes orthogonaux (d, q, o) .

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de *Park* ou la transformation de *Concordia* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère de *Park* (d, q, o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *Park* [10],[11]. Tandis que la transformation de *Concordia* conserve la puissance instantanée elle est donc invariante en puissance.

I.7.2.1. Mise en équation

À un système triphasé quelconque (a, b, c) , on associe un système biphasé (d, q, o) donnant le même champ tournant dans un MSAP, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu parfaite, comme le montre la figure suivante :

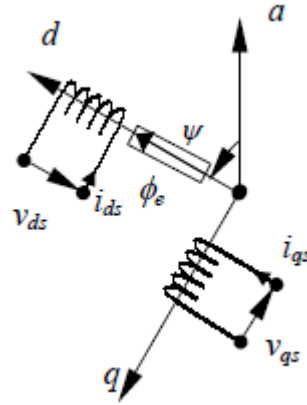


Fig. I.5 : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q) lié au rotor

D'après le schéma de la figure (I.13) on donne les équations de la machine synchrone relatives au stator et au rotor [11] :

- Équations des flux de la machine

$$\begin{aligned}\phi_e &= [M_{se}]^T [i_{abc}]_s + L_e I_e \\ [\phi_{abc}] &= [L_s][i_{abc}]_s + [M_{sf}] I_f\end{aligned}\quad (\text{I.1})$$

- Équations de tension

$$[v_{abc}]_s = [r_s][i_{abc}]_s + \frac{d[\phi_{abc}]_s}{dt}\quad (\text{I.2})$$

Où :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}]\quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{pmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{pmatrix}, [L_{s2}] = L_{s2} \begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

$$\text{Et : } [M_{se}] = M_{se} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Où, $\theta = p\theta_m$ est l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator, $[L_s]$ est la matrice des inductances statoriques, $[M_{se}(\theta)]$ correspond à la matrice des inductances

mutuelles stator-rotor, et M_{se} est la valeur maximale de ces inductances mutuelles.

On peut remarquer que les flux s'expriment en fonction de deux courants l'un est statorique et l'autre est rotorique ; ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor. Ce couplage est à la base des non linéarités du moteur synchrone. La dernière relation importante complétant le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = C_e - C_r \quad (\text{I.4})$$

Avec :

- J C'est le moment d'inertie du moteur ;
- Ω_r C'est la vitesse angulaire mécanique du rotor ;
- f_r C'est le coefficient de frottement visqueux ;
- C_e C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur ;
- C_r C'est le couple résistant, ou de charge.

On note les vecteurs triphasés de tensions, de courants ou de flux : $[x_{abc}] = [x_a \ x_b \ x_c]^T$, et

$$[x_{\alpha\beta o}] = [x_\alpha \ x_\beta \ x_o]^T.$$

I.7.2.2. Principe de la transformation de Park

La transformation directe de Park est définie par la matrice [P]. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\phi_{abc}]$, la transformation de Park fait correspondre les vecteurs $[v_{dqo}]$, $[i_{dqo}]$ et $[\phi_{dqo}]$ [11]. La transformation de Park est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants, et de flux $[x_{dqo}] = [x_o \ x_d \ x_q]^T$. Le vecteur x_o représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_a , x_b , et x_c . Les vecteurs x_d et x_q représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b , et x_c .

La transformation de Park est définie par :

$$[x_{abc}] = [P][x_{dqo}] \quad (\text{I.9})$$

$$[x_{dqo}] = [P]^{-1}[x_{abc}] \quad (\text{I.10})$$

[P] et [P]-1 sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Où ψ correspond à la position du repère choisi pour la transformation :

$$[P]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Avec $\psi = \theta_s$ pour le stator ou $\psi = \theta_r$ pour le rotor.

I.7.2.3. Principe de la transformation de Concordia

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$, $[\phi_{abc}]$, la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs $[v_{\alpha\beta 0}]$, $[i_{\alpha\beta 0}]$ et $[\phi_{\alpha\beta 0}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. Le vecteur x_0 représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_a , x_b , et x_c . Les vecteurs x_α et x_β représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b , et x_c . La transformation de Concordia est définie par [11] :

$$[x_{abc}] = [C][x_{\alpha\beta 0}] \quad (\text{I.5})$$

$$[x_{\alpha\beta 0}] = [C]^{-1}[x_{abc}] \quad (\text{I.6})$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation directe, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

La matrice de passage inverse est la transposée de la matrice $[C]$, on peut écrire donc :

$$[C]^T = [C]^{-1}$$

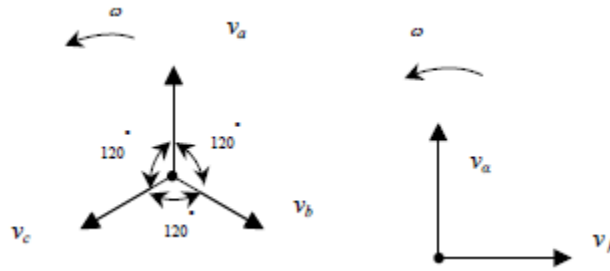


Fig. I.6 : Représentation vectorielle des vecteurs de tensions dans les repères (a, b, c) et $(\alpha, \beta, 0)$

Les amplitudes des tensions v_o , v_α et v_β sont liées aux amplitudes des trois tensions v_a , v_b et v_c . Dans le cas général ces amplitudes ne sont pas identiques. Les deux systèmes de composantes sont représentés par des vecteurs de Fresnel tournant avec une vitesse de rotation angulaire ω dans le plan formé par v_α , v_β et v_o . Toutefois, les amplitudes des composantes prennent des valeurs caractéristiques dans certains cas particuliers (absence de neutre, système équilibré, régime permanent, ...etc.).

I.7.2.4. Passage du repère dq au repère $\alpha\beta$

Le passage des composantes $\alpha\beta$ aux composantes dq est donné par une matrice de rotation exprimée par [6],[11] :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) \\ \sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

I.7.2.5. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère dq

La loi des mailles s'exprime sur l'un des enroulements statoriques par la relation $v = ri + \frac{d\phi}{dt}$.

Une équation compacte peut être établie pour trois phases repérées par les indices a, b, c sous forme matricielle [11],[5] :

$$[v_{abc}] = [r][i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt} \quad (\text{I.14})$$

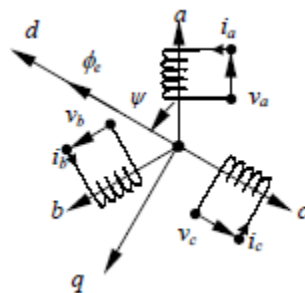


Fig. I.7 : Schéma d'un enroulement triphasé et du repère (d, q)

La transformation de *Park* $P(\psi)$ est appliquée à l'équation (I.14) comme suit :

$$[P(\psi)]^{-1} [v_{dqo}] = [r] [P(\psi)]^{-1} [v_{dqo}] + \left(\frac{d}{dt} \right) [P(\psi)]^{-1} [v_{dqo}] \quad (\text{I.15})$$

Soit en multipliant à gauche par $[P(\psi)]$:

$$[v_{dqo}] = [r] [i_{dqo}] + \frac{d[\phi_{dqo}]}{dt} + [P(\psi)] \left(\frac{d[P(\psi)]^{-1}}{dt} \right) [\phi_{dqo}] \quad (\text{I.16})$$

Après simplification, on obtient le système des équations des tensions dans le repère de *Park*, qui constitue un modèle électrique dynamique pour l'enroulement équivalent :

$$\begin{cases} v_d = r i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \phi_q \\ v_q = r i_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \phi_d \\ v_o = r i_o + \frac{d\phi_o}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Dans le cas où le système est équilibré (la somme des composantes a, b, c est nulle), la troisième équation, toujours vérifiée car identiquement nulle, devient inutile.

I.7.2.6. Équation des flux du MSAP dans le repère de Park

Les équations des flux statoriques s'écrivent dans le repère de Park lié au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

I.7.2.7. Équation des tensions du MSAP dans le repère de Park

Les équations des tensions statoriques s'écrivent dans le repère de *Park* lié au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 & -l_q \\ l_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_e \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Pour agir sur les grandeurs réelles, il faut alors opérer un changement de référentiel c'est-à-dire la transformation inverse de *Park*. De même à partir des grandeurs saisies pour l'estimation ou la commande du système, il convient pour passer dans ce repère de Park, d'opérer les deux transformations de *Clarke* et de *Park* respectivement : $abc \rightarrow \alpha\beta$ et $\alpha\beta \rightarrow dq$.

Cependant le repère lié au stator est utilisé pour l'estimation des flux dans les commandes directes. On présente le modèle complet de la machine dans le repère de *Park* lié au référentiel statorique (α, β) et mis sous forme d'état [11].

$$\begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\phi_e \sin \theta_r \\ \phi_e \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

I.8. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions, dont on retient la suivante qui convient à la commande directe, et qui correspond à la forme d'état précédente [5] :

$$C_e = \frac{3}{2} p((l_d - l_q)i_d + \phi_e i_q) \quad (\text{I.21})$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$$C_{ep} = p\phi_e i_q \quad \text{Qui représente le couple principal ;}$$

$$C_{er} = \frac{3}{2} p(l_d - l_q)i_d \quad \text{Qui est le couple de réluctance variable.}$$

I.9. Modélisation de l'alimentation du MSAP à vitesse variable

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir couple hors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système : La machine synchrone associée à un convertisseur statique. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation du MSAP [6],[11]-[12].

I.9.1. Système d'alimentation

L'alimentation du MSAP est constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et /ou d'un condensateur. Alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MSAP.

La figure (I.16) illustre le schéma synoptique d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.

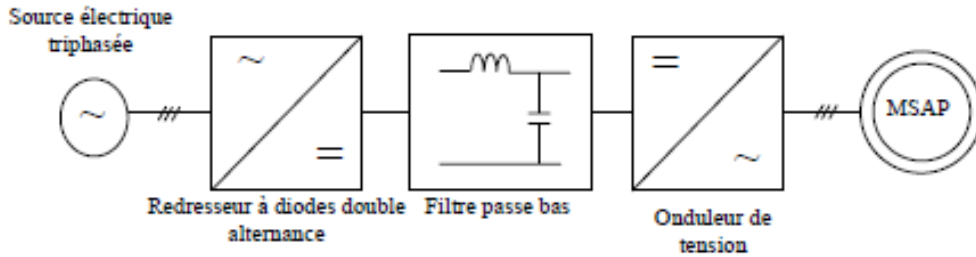


Fig. I.8 : Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation

I.9.1.1. Modélisations du redresseur et du filtre associés à l'onduleur

La tension d'alimentation $U_c(t)$ de l'onduleur associé au MSAP est générée par une cascade composée d'un redresseur et d'un filtre passe-bas schématisée par la figure suivante :

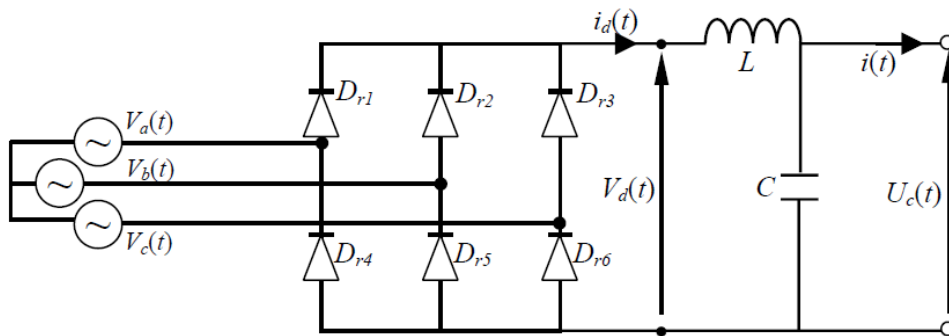


Fig. I.9 : Redresseur et Filtre associé à un onduleur de tension triphasé

I.9.1.2. Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Ce type de redresseurs comporte trois diodes à cathode commune assurant l'aller du courant $i_d(t)$: D_{r1} , D_{r2} et D_{r3} , et trois diodes à anode commune assurant le retour du courant $i_d(t)$: D_{r4} , D_{r5} et D_{r6} . Si l'effet de l'empiètement est négligé, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par [5],[12] :

$$V_d(t) = \max(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) - \min(V_a(t), V_b(t), V_c(t)) \quad (\text{I.22})$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

I.9.1.3. Modélisation du filtre de la tension redressée

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC), caractérisé par les équations différentielles suivantes [10] :

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} [V_d(t) - U_c(t)] \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} [i_d(t) - i_f(t)] \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit tout simplement placer sa fréquence de coupure au-dessous de

la fréquence de la première harmonique de $V_d(t)$, cette condition nous permet de déterminer L et C .

I.9.2. Onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristor *GTO*, est le cœur de l'organe de commande du MSAP. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_1 et K_4 , K_2 et K_5 , K_3 et K_6 doivent être contrôlés de manière complémentaire [5],[12]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par la figure (I.18) :

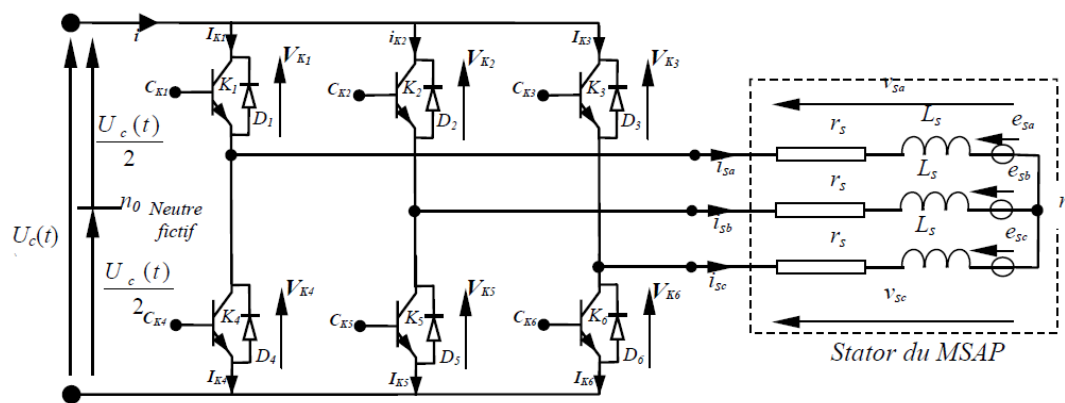


Fig. I.10 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du MSAP

Pour simplifier l'étude, on supposera que [12] :

- 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 un neutre isolé.

Les tensions simples s'écrivent en fonction des tensions composées u_{sab} , u_{sbc} et u_{sca} sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{sa} = \frac{1}{3}(u_{sab} - u_{sca}) \\ v_{sb} = \frac{1}{3}(u_{sbc} - u_{sab}) \\ v_{sc} = \frac{1}{3}(u_{sca} - u_{sbc}) \end{cases} \quad (I.23)$$

Les diodes $D_{i=1,2,\dots,6}$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la

récupération.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie la plus utilisée est la *Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI)*.

I.9.2.1. Onduleur de Tension à MLI

Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer [10] :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

I.9.2.1.1. Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-Triangle

La *MLI* permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- Repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage,
- Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence f [10]. Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé $K_{i=1,2,3}$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa [5] :

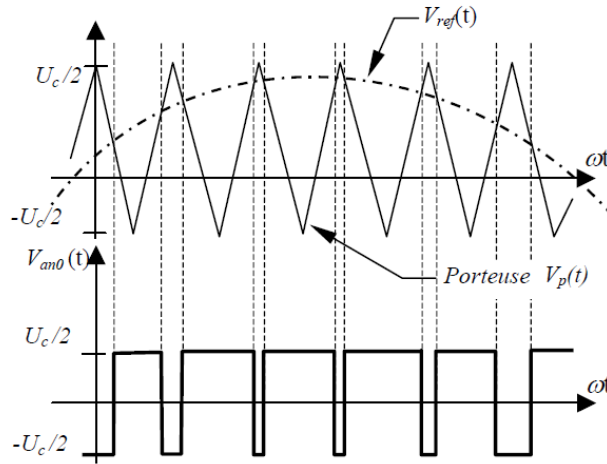


Fig. I.11 : MLI sinus-triangle bipolaire

I.9.2.1.2. MLI Vectorielle

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif [6],[10],[5]. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique de MLI est basée sur les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière),
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur, mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_m . Elle consiste, à approcher trois tensions instantanées par une action sur les signaux de commande des interrupteurs, du mieux possible. Pour ce faire, l'objectif est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer par palier, c'est-à-dire sur chaque période de commutation, la forme de ces signaux sinusoïdaux.

Soit C_{K_1} , C_{K_2} et C_{K_3} les signaux logiques de commande des interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 respectivement, ($C_{K_1} = 1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert, $C_{K_1} = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

On pose :

$$C_K = [C_{K_1} \ C_{K_2} \ C_{K_3}]^T ; \quad v_{sabc} = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T \quad (I.25)$$

Où v_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par [6],[10] :

$$v_{sabc} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{K1} \\ C_{K2} \\ C_{K3} \end{bmatrix} = U_c [T_s] [C_K] \quad (I.26)$$

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur dont six sont des séquences actives alimentant la charge. Celles-ci définissent six vecteurs de tensions à la sortie de l'onduleur : $V_{i=1,2,\dots,6}$. Les deux séquences restantes sont des séquences de roue libre et définissent deux vecteurs de tensions nuls V_0 et V_7 . La table de vérité de la *MLI* vectorielle peut être résumée dans le tableau suivant [6],[10],[5] :

Vecteur	C_{K_1}	C_{K_2}	C_{K_3}	v_{sa}	v_{sb}	v_{sc}
V_0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$
V_3	0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$
V_4	0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$
V_1	1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$
V_6	1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$
V_2	1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$
V_7	1	1	1	0	0	0

Tab. I.2 : Table de vérité d'un onduleur triphasé commandé par *MLI* vectorielle

Les six vecteurs non nuls de tension, forment les axes d'un hexagone régulier et les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine. L'objectif de cette *MLI* est d'approximer la tension de commande par une combinaison de ces huit vecteurs de tension que peut délivrer l'onduleur (V_0 à V_7). Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison linéaire de deux de ces six vecteurs non nuls.

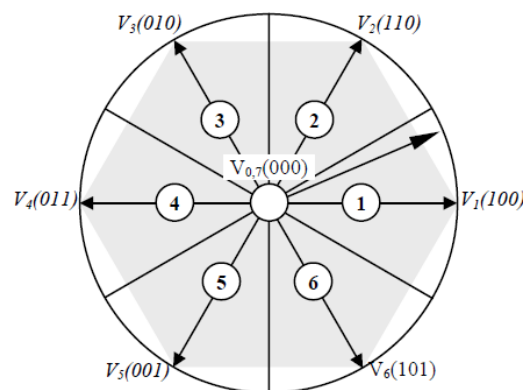


Fig. I.12 : Vecteurs de tension et états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, dans le plan (α, β)

I.10. CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ces domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, et afin de linéariser le système et de faciliter l'étude, le modèle MSAP dans le repère de Park a été établi. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des *MLI* les plus connues.

CHAPITRE II

Commande d'un moteur synchrone à aimant permanent par la DTC

II.1. Introduction

Le contrôle direct du couple (*Direct Torque Control* ou « *DTC* ») et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par chercheur Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux à la machines à courant alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour [13].

Dans ce qui suit, on s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux. Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite, des résultats de simulation du MSAP commandé par DTC et alimenté par un onduleur de tension, seront présentés, en présence d'une boucle de réglage de vitesse.

II.2. Contrôle direct du couple

Le DTC a été introduit par *I.TAKAHASHI* en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu [16]. 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 [14]. La structure de base du contrôle direct du couple est présentée sur la figure (II.1) :

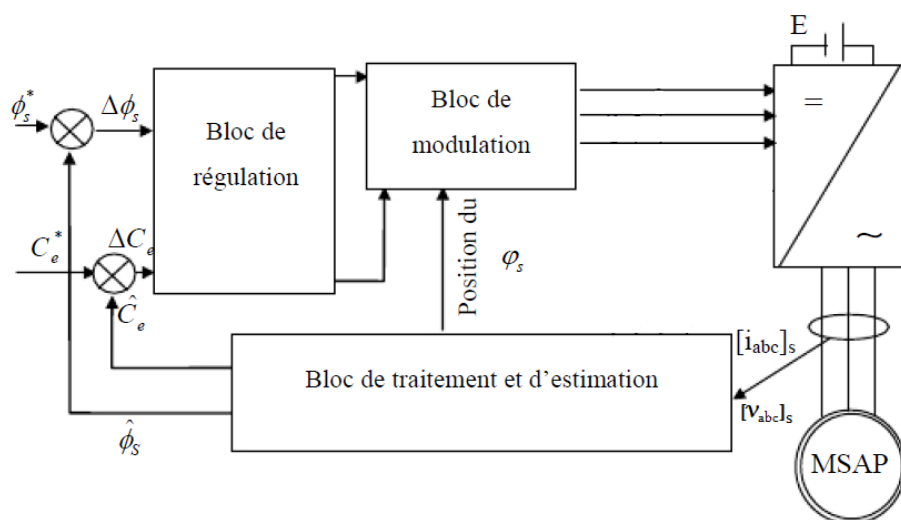


Fig. II.1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP

La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible. Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois du couple et du flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférentiellement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés [14].

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable C_{cpl} à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire C_{flx} , représentative de l'évolution souhaité pour le flux. La variable Θ_s correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur [15].

II.3. Fonctionnement et séquences 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 triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes [6], [17]. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de *Takahashi* et celle sans séquences nulles.

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, (voir figure (II.2)). On peut écrire :

$$\vec{V}_{sn0} = \vec{V}_s = v_{s\alpha} + j v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{an0} + V_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.1})$$

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

- $C_{ki} = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert ;
- $C_{ki} = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

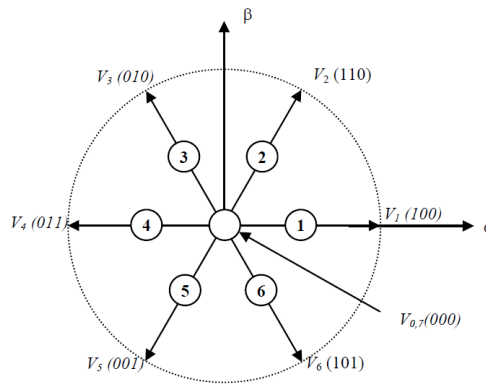


Fig. II.2 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires

Avec: $\bar{V}_0 \Leftrightarrow (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) = (0, 0, 0)$ et $\bar{V}_7 \Leftrightarrow (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) = (0, 0, 0)$.

II.4. Stratégie de commande directe de couple et de flux

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) [6], [5]-[17] qui est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites $T_e \ll 50 \mu s$;
- Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MSAP ;
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique, en utilisant les équations (II.11-13) ;
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (II.14) ;
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

II.4.1. Contrôle du vecteur de flux statorique

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique du MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.2})$$

On obtient :

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II.3})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on

trouve alors :

$$\bar{\phi}_s \approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.4})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MSAP reste constant, on peut écrire alors :

$$\bar{\phi}_s(k+1) \approx \bar{\phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.5})$$

Ou encore :

$$\Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.6})$$

Avec :

- $\bar{\phi}_s(k)$ C'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\bar{\phi}_s(k+1)$ C'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta \bar{\phi}_s$ C'est la variation du vecteur flux statorique ($\phi(k+1)$) ;
- T_e C'est la période d'échantillonnage.

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, $\bar{\phi}_s$ devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta \bar{\phi}_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP [6]-[5]. La figure (II.3) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β).

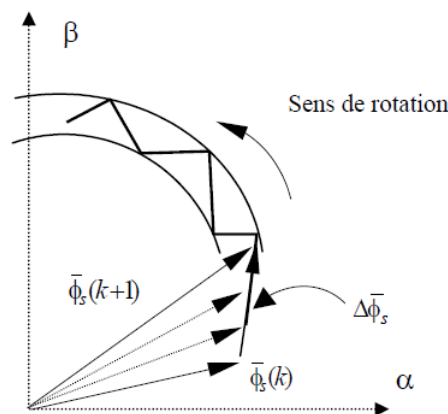


Fig. II.3 Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)

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.

II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante [6] :

$$C_e = k(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r') = k |\bar{\phi}| |\bar{\phi}_r'| \sin(\delta) \quad (\text{II.7})$$

Tels que $k = \frac{P}{l_q}$.

Avec :

- $\bar{\phi}_s$ C'est le vecteur de flux statorique ;
- $\bar{\phi}_r'$ C'est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- δ C'est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$, $\bar{\phi}_r'$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\phi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\bar{\phi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée.

II.5. Sélection du vecteur de tension

Le choix du vecteur de tension statorique V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\bar{\phi}_s$, du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$, et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique (α, β) , on peut délimiter l'espace de $\bar{\phi}_s$ en le décomposant en six zones appelées secteurs ; déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes (α) et (β) . L'axe (α) est choisi confondu avec l'axe de la phase (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c) (voir figure II.4).

Lorsque le flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone i ($i = 1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants [17], [5] :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e décroît ;
- Si V_0 , ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\bar{\phi}_s$ reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone i .

En effet, au début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Alors aux vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$, au début de la zone, alors qu'à la fin de zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\phi}_s$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

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 $\bar{\phi}_s$.

Un estimateur de module de $\bar{\phi}_s$ et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires, pour une commande DTC.

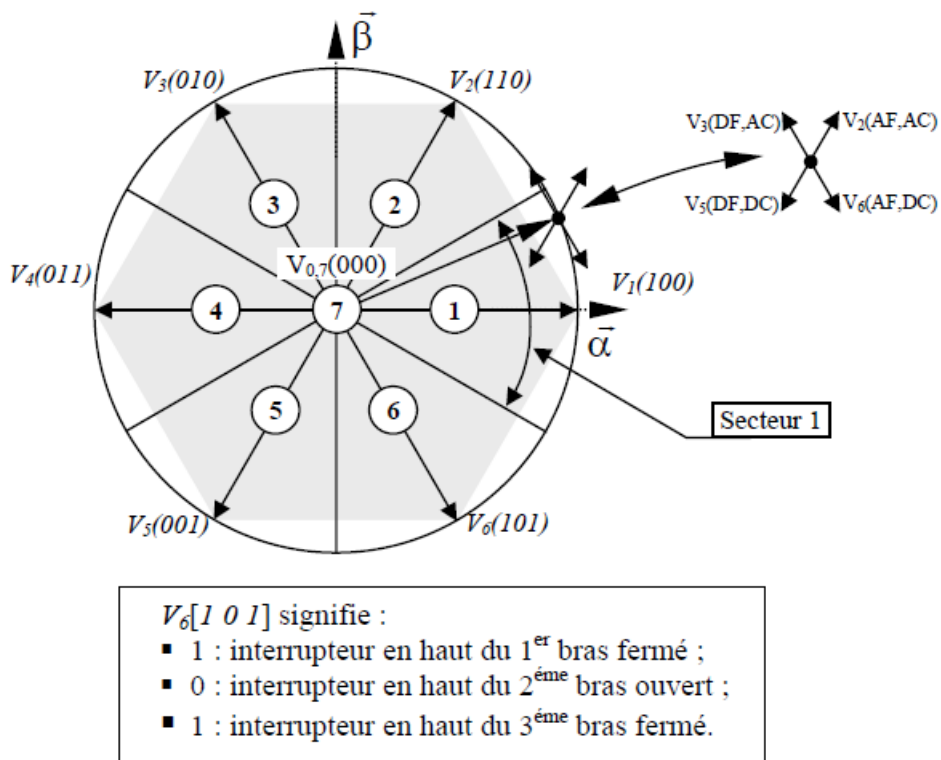


Fig. II.4 Partition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i=1 \dots 6$

II.6. Estimation du flux et du couple

On considère le système d'axes (α, β) lié au stator du MSAP. Les équations des tensions statoriques sont exprimées par [6], [18], [5] :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \dot{\phi}_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \dot{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

On obtient les tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ à partir des commandes (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) , et de la mesure de la tension U_e en appliquant la transformée de Concordia :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_{K1} - \frac{1}{2}(C_{K2} + C_{K3})) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_{K2} + C_{K3}) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

On peut écrire alors :

$$\bar{V}_s = v_{s\alpha} + j v_{s\beta} \quad (\text{II.10})$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

La version discrétisée de cet estimateur, définie pour une période d'échantillonnage T_e , peut être formulée de la façon suivante :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha}(n) = \hat{\phi}_{s\alpha}(n-1) + [v_{s\alpha}(n-1) - r_s i_{s\alpha}(n-1)] T_e \\ \hat{\phi}_{s\beta}(n) = \hat{\phi}_{s\beta}(n-1) + [v_{s\beta}(n-1) - r_s i_{s\beta}(n-1)] T_e \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

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

$$\begin{cases} \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \\ \angle \hat{\phi}_s = \arctg \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p (\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.14})$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance

préalable des composantes du courant et celles de la tension statorique. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée au MSAP en particulier et surtout la commande par DTC [1].

Dans ce travail, le modèle de la MSAP utilisé est exprimé dans le repère (d-q), pour cela il nous faut un passage biphase $\alpha\beta \rightarrow dq$.

Les deux composantes du flux statorique sont données par (I.18), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation inverse $\alpha\beta \rightarrow dq$.

II.6.1. Réglage de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique ϕ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.5).

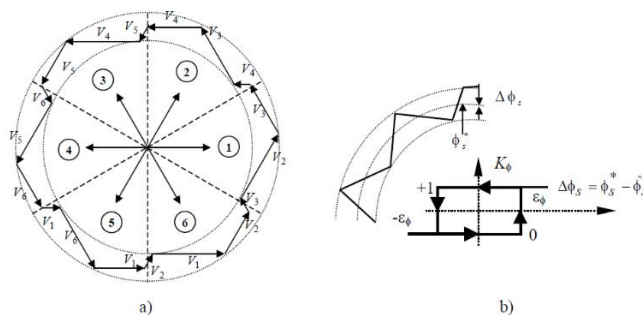


Fig. II.5 a) Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique ϕ_s

b) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux statorique

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s < \varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi/dt > 0 & \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi/dt < 0 & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 0 \end{cases}$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$, entre le flux de référence ϕ_s^* et le flux estimé $\hat{\phi}_s$ dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir figure II.5 b)), celui-ci génère à sa sortie la valeur $K_\phi = +1$ pour augmenter le flux et $K_\phi = 0$ pour le réduire ; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs \bar{V}_{i+1} ou \bar{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique ϕ_s [5].

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux ϕ_s . Ainsi, pour aller en « marche arrière », on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

II.6.2. Réglage de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif [6], [5]. Ce comparateur est modélisé par algorithme, tels que K_c représente l'état de sortie du comparateur et ε_{C_e} la limite de la bande d'hystérésis (voir figure II.6) :

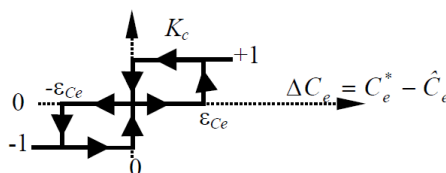


Fig. II.6 Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique

On peut écrire alors :

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_c = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} & \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} & \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } K_c = 1 \\
 \text{si } \Delta C_e > -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } K_c = -1 \\
 \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\
 \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } K_c = -1
 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

En Introduisant l'écart ΔC_e , entre le couple électromagnétique de référence C_e^* et celui estimé \hat{C}_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure II.6), celui-ci génère la valeur $K_c = 1$ pour augmenter le couple, $K_c = -1$ pour le réduire et $K_c = 0$ pour le maintenir constant dans une bande ε_{C_e} autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [28]. De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple, en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\bar{\phi}_s$), par exemple on peut appliquer les vecteurs \bar{V}_{i-1} ou \bar{V}_{i-2} , si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique).

Dans ce cas, le flux $\bar{\phi}_r$ rattrapera d'autant plus vite le flux $\bar{\phi}_s$ que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'applications des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre : inversion du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$ " [5].

II.7. Élaboration des tables de commutation

II.7.1. Élaboration de table de commutation avec séquences nulles

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 ($S_i = 1, \dots, 6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (II.7) 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 [6], [5].

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_e	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tab. II.1 Table généralisée des vecteurs de tension d'une commande par DTC

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau classique des séquences ci-dessous résumant la *MLI* vectorielle proposée par *Takahashi* pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSAP.

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tab. II.2 Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur

Les séquences nulles V_0 et V_7 , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart ΔC_e . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande : $-\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e}$.

II.7.2. Élaboration de la table de commutation sans séquences nulles

Dans ce cas, on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur [6], [17]. Alors, les séquences qui correspondent à ΔC_e nulle sont ignorées (voir tableau II.2). La table suivante illustre cette modification.

K_ϕ	0	0	1	1
K_c	-1	1	-1	1
S_1	001	010	101	110
S_2	101	011	100	010
S_3	100	001	110	011
S_4	110	101	010	001
S_5	010	100	011	101
S_6	011	110	001	100

Tab. II.3 Table de commutation sans séquences nulles

Dans ce cas, si $\Delta\phi_s$ et ΔC_e sont égales à 1 (erreurs positives) alors, on exige une augmentation du (flux/couple) et si elles sont égales à 0 (erreurs négatives) alors on applique une diminution du (flux/couple).

L'utilisation des séquences nulles des tensions permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur, en particulier, lorsque la vitesse de rotation reste faible [6].

II.8. Structure générale de la DTC appliquée au MSAP

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (II.8.). On utilise le tableau classique des séquences proposées par Takahashi. Le choix du vecteur \bar{V}_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e .

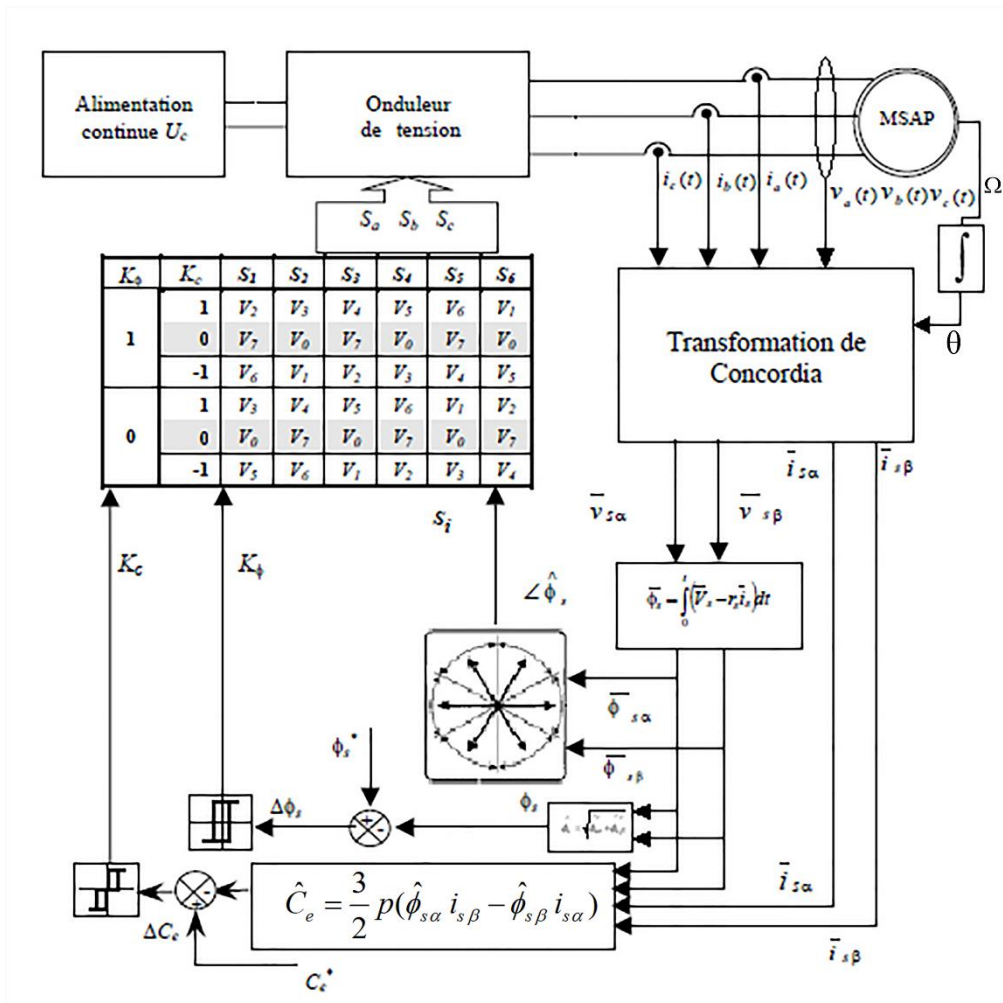


Fig. II.7 Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'un MSAP

II.9. Résultat des simulation et discussion

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé à MLI, en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande. Un programme de simulation établi nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des divers composants de la chaîne de puissance. Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de 10 (μ s) (ce choix influence nettement les ondulations de flux et de couple et la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur, donc on doit utiliser une période d'échantillonnage compromise).

Les paramètres de la machine utilisés dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine.

II.9.1. Commande par DTC à vide

La figure ci-après II.8 représente l'évolution du couple électromagnétique, du flux statorique, de la position de vecteur de flux statorique et de la vitesse de rotation du MSAP alimenté par un onduleur triphasé commandé par une DTC classique en absence de la charge.

Les résultats de simulation montrent les performances de cette régulation. Lors du démarrage, le couple atteint la valeur limite 12 (Nm) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent avec un flux statorique constant de valeur 0.45 (Wb) . On note que le couple suit sa référence.

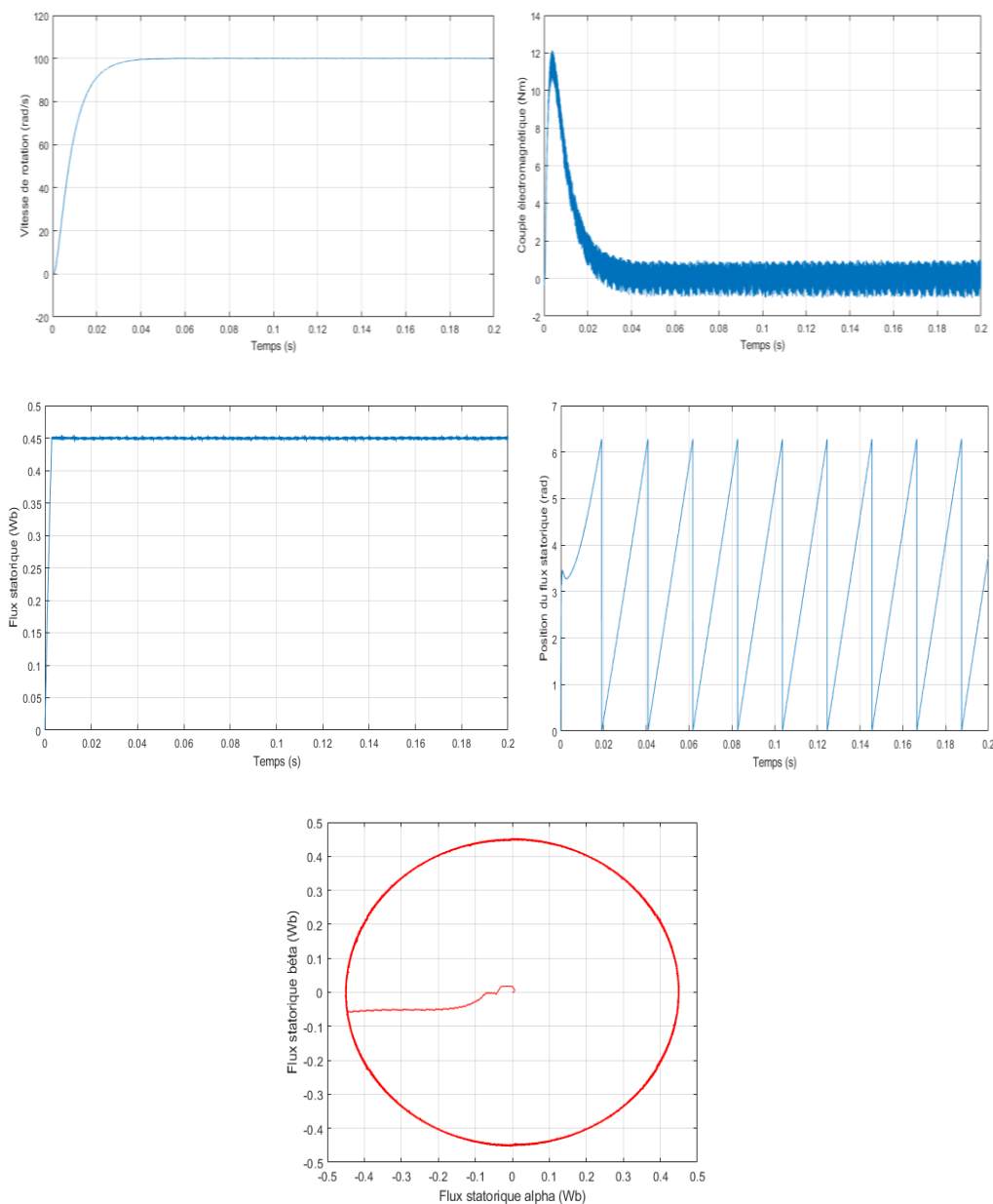


Fig. II.8 : Performances dynamiques de la DTC appliquée à la MSAP à vide

II.9.2. Commande par DTC en charge

En appliquant une charge de 5 (Nm) à la MSAP pour une vitesse référence de 100 (rd/s), on obtient les résultats de simulations de la (Figure II.9) qui montre que le couple électromagnétique répond à la sollicitation avec une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence.

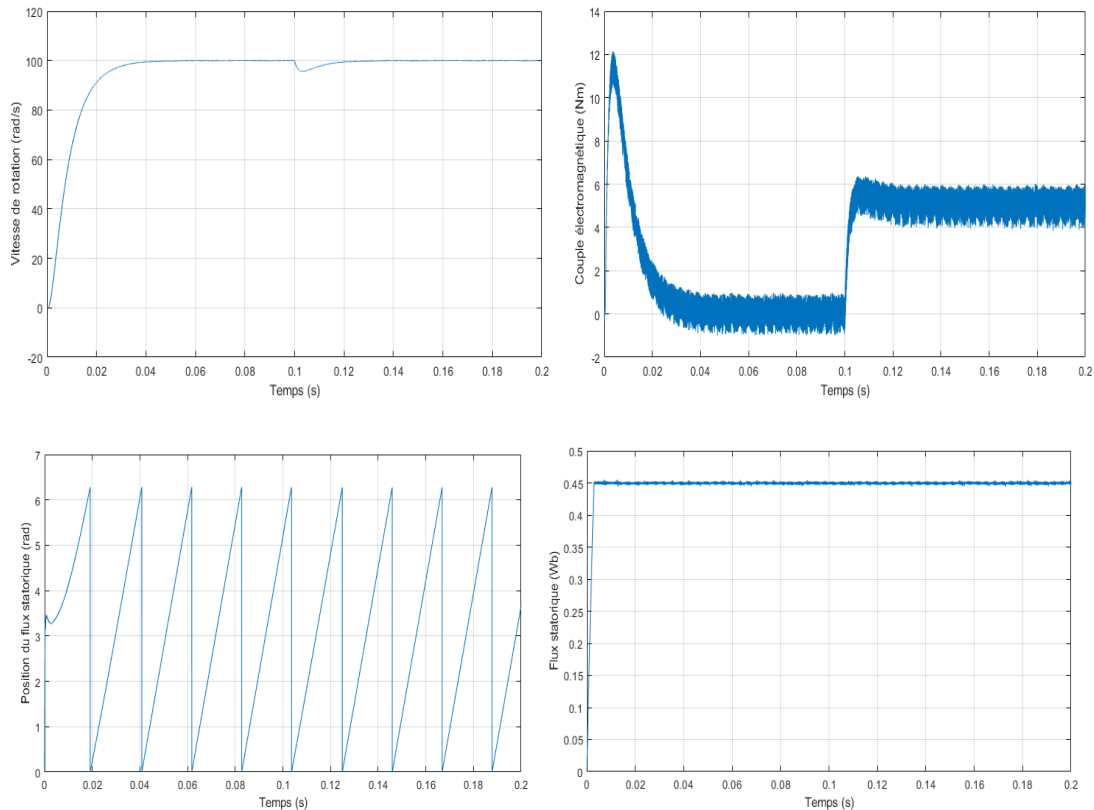


Fig. II.9 : Performances dynamiques de la DTC appliquée à la MSAP en charge

II.9.3. Robustesse

D'une part, les figures (II.10) représentent l'évolution du couple électromagnétique et du flux statorique du MSAP commandé par DTC, respectivement. La consigne de couple étant variable est égale au couple à vide à vitesse nominale du MSAP soit 0 (Nm), puis à 5 (Nm) à partir de 0.1(s).

On remarque d'après ces figures, que le couple électromagnétique suit convenablement sa consigne, mais avec des ondulations importantes. Tandis que le flux n'est pas influé par cette variation.

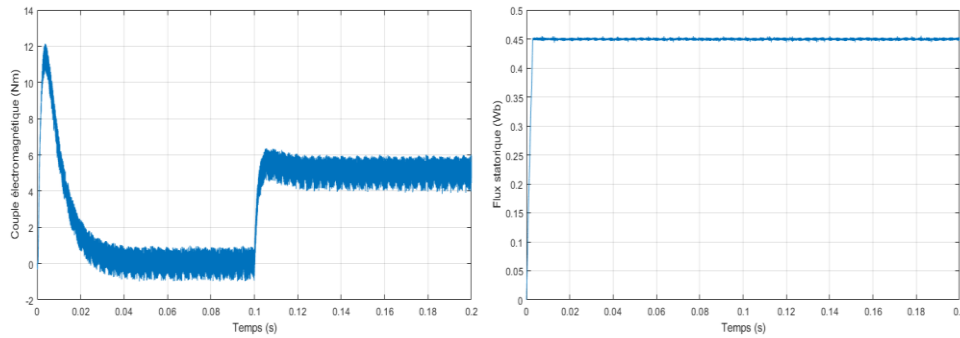


Fig. II.10 : Évolution du couple électromagnétique et du flux statorique pour une référence du couple variable

D'autre part, les figures (II.11), illustrent l'évolution du couple et du flux statorique pour une consigne de flux de $0.45(Wb)$ à $0.3375 (Wb)$ à $t=0.1 (s)$. On remarque que le flux suit convenablement sa référence. Tandis que le couple n'est pas influé par cette variation.

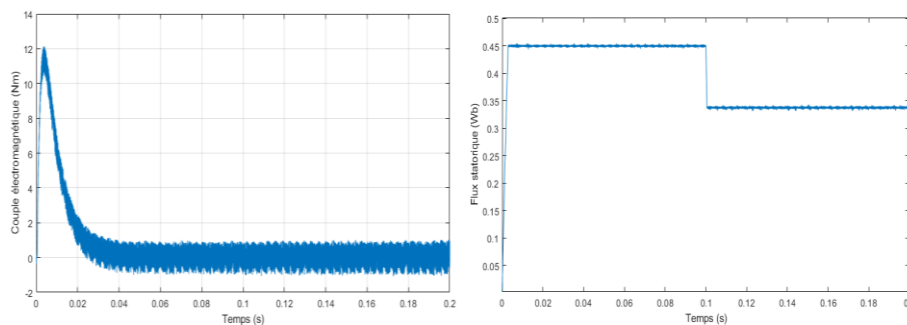


Fig. II.11 : Évolution du couple électromagnétique et du flux statorique pour une référence du flux statorique variable

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux appliquée au moteur synchrone à aimants permanents. On a abordé une structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse. On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présentent des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes.

CHAPITRE III

Stratégie logique floue optimisée

III.1. Introduction

Comme toute autre commande, la DTC a des inconvénients dont on cite la sensibilité face à la variation de la résistance statorique et les fluctuations de couple causées par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné. Par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation des résonances mécaniques ou acoustiques. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis. Différentes alternatives ont été utilisées pour surmonter ces problèmes par [19] :

- Munir la commande d'un estimateur ou un observateur de la résistance statorique, pour compenser sa variation en temps réel ;
- Utiliser des nouvelles techniques basées sur des tables de vérités modifiées pour la réduction des fluctuations de couple ;
- Utiliser des onduleurs multiniveaux pour remédier au problème de la fréquence de commutation élevée et réduire les fluctuations du couple électromagnétiques ;
- Renforcer la robustesse de la commande par l'utilisation des commandes basées sur les modes glissants et la logique floue par exemple ;
- Optimiser le dilemme fluctuations de couple électromagnétiques réduites - fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur élevée, en s'appuyant sur des solutions basées sur des techniques de l'intelligence artificielle.

Nous allons étudier l'application d'un estimateur flou pour but de minimiser les ondulations du couple et de flux dans le régime transitoire et permanent, avec une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Des résultats de simulation sont présentés dans ce chapitre pour juger ces méthodes

III.1.1. Historique

La logique floue (*fuzzy logic*) est une technique utilisée en intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "logique à valeurs multiples" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies $\{0, 1/2 \text{ et } 1\}$, pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh de l'université de Californie de Berkeley [20].

À cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les

ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle [21]. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme la médecine et le commerce. Mamdani a été le premier à appliquer ce nouveau formalisme. À partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [20].

III.1.2. Pourquoi utiliser la logique floue ?

Il convient d'utiliser la logique floue lorsque des imperfections entachent la connaissance dont nous disposons sur le système, lorsqu'une modélisation rigoureuse de celui-ci est difficile, lorsqu'il est très complexe, lorsque notre façon naturelle de l'aborder passe par une vue globale de certains de ses aspects. Si elle impose une standardisation de la signification des descriptions du système exprimée linguistiquement, ce qui peut sembler rédacteur par rapport à une utilisation purement symbolique des descriptions linguistiques, la logique floue présente l'avantage de permettre le passage d'une telle description d'un expert ou d'un observateur à l'autre [20].

III.1.3. Les avantages et les inconvénients de la logique floue

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients :

- Les avantages de la logique floue :
 - La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable).
 - Il n'y a pas nécessaire de faire un modèle mathématique du système à régler ;
 - Le système flou est une approximation universelle, c'est-à-dire, il est suffisamment général pour générer n'importe quelle action ;
 - La logique floue est facile à comprendre par ceux qui ne sont pas des spécialistes, car elle imite la stratégie du raisonnement humain ;
 - La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus;
 - La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-Linéaire et difficile à modéliser) ;
 - L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire).
- Les inconvénients de la logique floue :
 - Manque de directives précises pour la conception d'un régulateur (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;

- Approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances des opérateurs souvent difficile) ;
- Impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable) ;
- Possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire ; la cohérence des inférences non garantie à priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.2. Domaine d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...) ;
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;
- Automatisation de la production du fer et de l'acier, purification de l'eau, chaînes de montage et robots de fabrication ;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...).

III.3. Structure générale d'un système flou

Un système flou est composé de quatre parties essentielles [5] :

- D'une base des règles, qui contient les règles décrivant la conduite de l'expert ;
- D'une logique de prise de décision ;
- D'une interface de FUZZIFICATION, laquelle permet de transformer les grandeurs mesurées d'entrée en des grandeurs floues ;
- D'une interface de DEFUZZIFICATION à la sortie, laquelle détermine une action précise à partir des descriptions floues des variables de sortie.

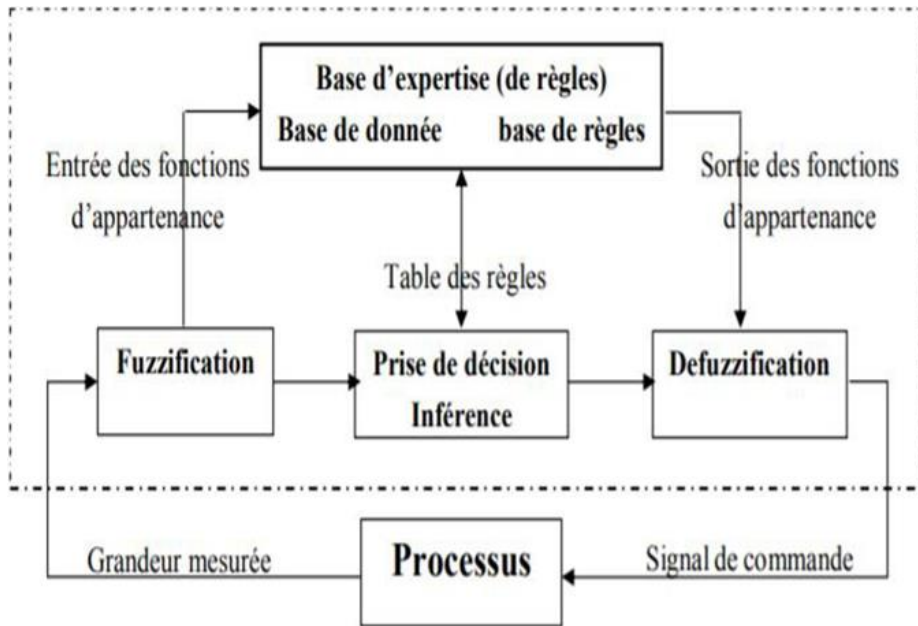


Fig. III.1 : Schéma général d'un bloc fonctionnel flou BFF

Cette définition des blocs fonctionnels flous les rend compatibles avec les langages de programmation tels que le Grafcet et les diagrammes fonctionnels, ...etc.

Les BFFs peuvent alors être utilisés comme des sous programmes par ces langages et peuvent être aussi intégrés dans tous les automatismes.

III.3.1. Éléments de base de la logique floue

A l'inverse de la logique booléenne, la logique floue permet à une condition, d'être en un autre état que vrai au faux. Il y a plusieurs degrés de vérification d'une condition. Considérons par exemple la vitesse d'un véhicule sur une route nationale. La vitesse normale est de 90 km/h. une vitesse peut être considérée comme élevée au-dessus de 100 Km/h, et comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h. la logique booléenne envisagerait. Les choses de la manière suivante [5] :

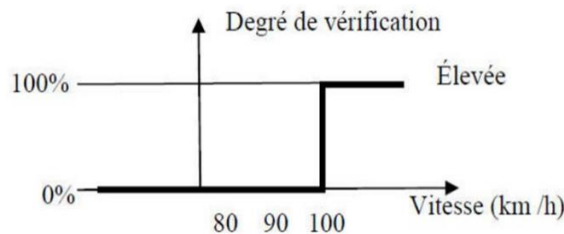


Fig. III.2 : Niveaux d'appartenance en logique booléenne

La vitesse est considérée à 100% comme élevée à partir de 100 Km/h, et 0% en dessous. La logique floue, à l'inverse, permet des degrés de vérification de la condition « la vitesse est-elle élevée ».

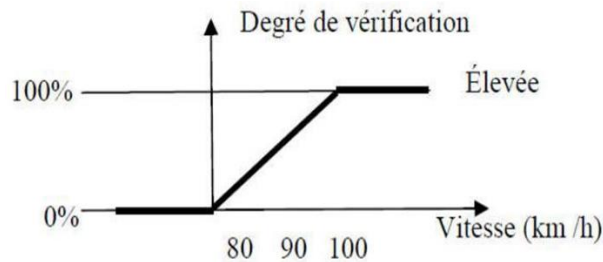


Fig. III.3 : Niveaux d'appartenance en logique floue

La vitesse est considérée comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h. on peut donc dire qu'en dessous de 80 Km/h, la vitesse est élevée à 0%. Elle est considérée comme élevée au-dessus de 100 Km/h, elle est donc élevée à 100% au-dessus de 100 Km/h [5].

III.3.1.1. Les Variables Linguistiques

Une variable linguistique représente un phénomène ou une grandeur peut être définie à partir du triplet (x, U, T_x) , où x est une variable définie sur l'univers de discours U , et $T_x = A_1, A_2, \dots$ est un ensemble composé de sous-ensembles flous de U qui caractérise x . On associe souvent à chaque sous-ensemble flou de T_x une valeur ou un terme linguistique. La figure (III.3) illustre un exemple de la variable linguistique 'vitesse' avec trois termes linguistiques : petite, moyenne et grande [21].

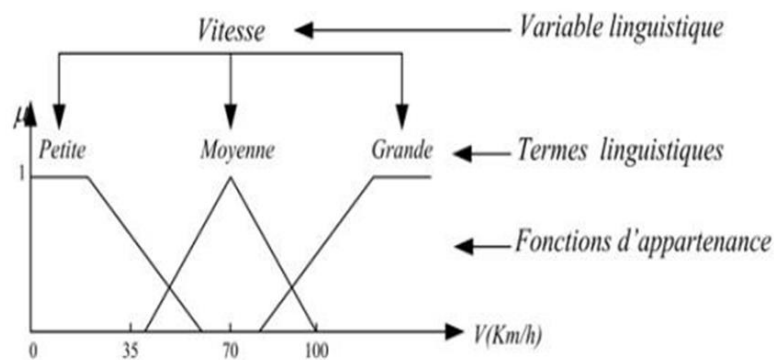


Fig. III.4: Variable linguistique

III.3.1.2. Fonction d'appartenance

Au lieu d'appartenir à l'ensemble « vrai » ou à l'ensemble « faux » de la logique binaire traditionnelle, la logique floue admet des degrés d'appartenance à un ensemble donné. Le degré d'appartenance à un ensemble flou est matérialisé par un nombre compris entre 0 et 1. Une valeur précise de la fonction d'appartenance liée à une valeur de la variable est notée μ et appelée « facteur d'appartenance ». Pour des raisons de simplicité, nous introduisons les fonctions

d'appartenances ci-dessous [22].

On distingue : fonction triangulaire, fonction d'appartenance trapézoïdale, fonction d'appartenance gaussienne et fonction d'appartenance sigmoïdale.

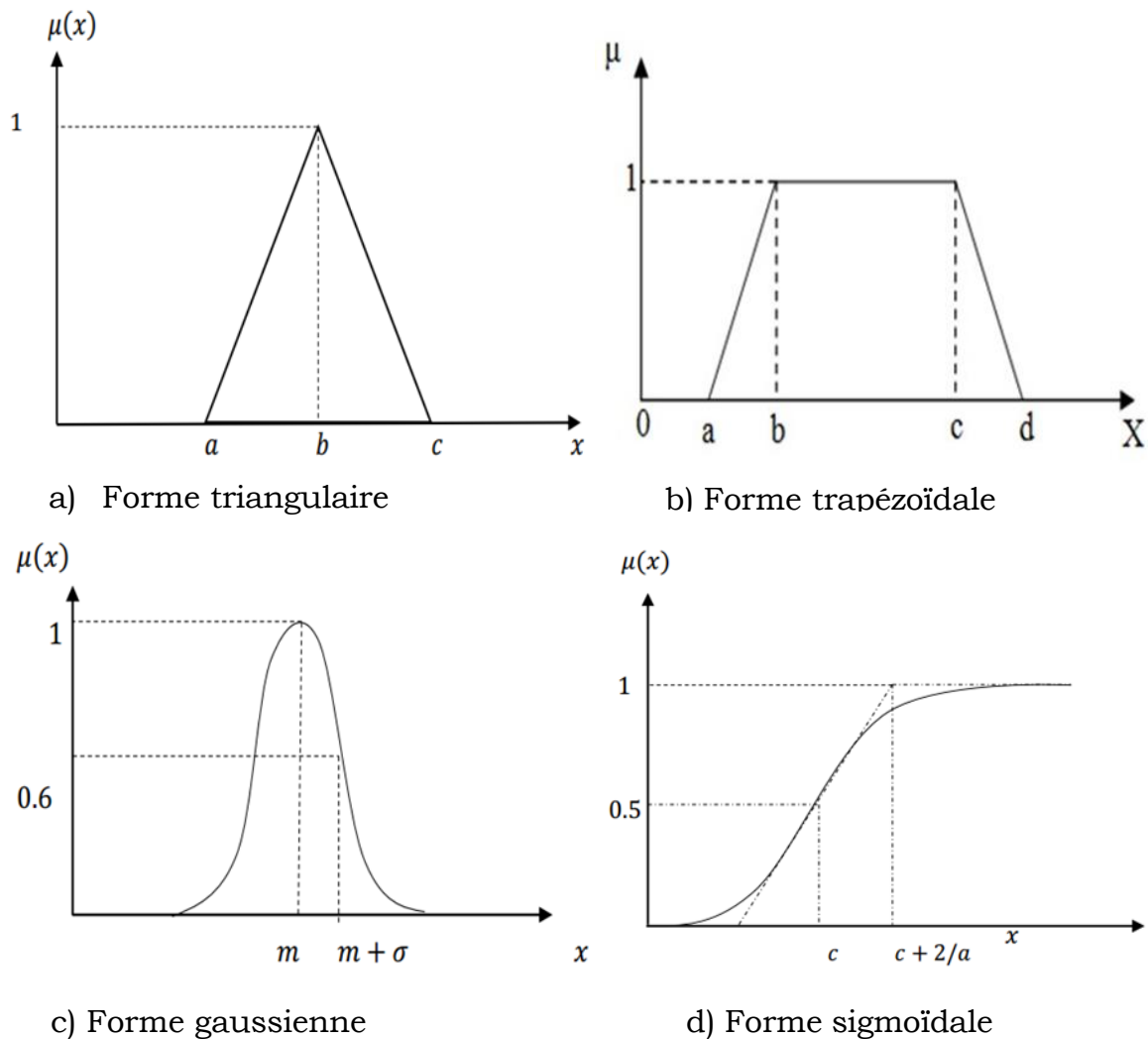


Fig. III.5.a, b, c, d : Différentes formes de la fonction d'appartenance

III.3.1.2.1. Différentes formes des fonctions d'appartenance

Les fonctions d'appartenance, leurs positions ainsi que leurs chevauchements peuvent être choisis librement. Elles (les fonctions d'appartenance) peuvent être symétriques, régulièrement distribuées ou avoir une distribution non uniforme, cependant, il convient de respecter certaines règles [20] :

- Leur forme doit être convexe,
- Les sous-ensembles d'entrées (souvent des trapèzes et des triangles) doivent se chevaucher partiellement afin qu'il n'y ait pas de zones indéterminées, tandis que pour ceux de sorties (souvent des trapèzes et des triangles), cette précaution n'est pas nécessaire,

• Éviter d'imbriquer plus de deux sous-ensembles, sinon il y aura des problèmes d'instabilité. On peut choisir des formes quelconques de fonctions d'appartenance : une forme de cloche, trapézoïdale, ou triangulaire par exemple. Mais le plus souvent on choisira une forme triangulaire ou trapézoïdale car formée de segments de droite, le calcul est plus rapide, entre autres, le calcul de la surface de la fonction. Pour la variable "Environ Zéro", on doit éviter de prendre une forme trapézoïdale susceptible d'entraîner des erreurs de réglage [20],[5].

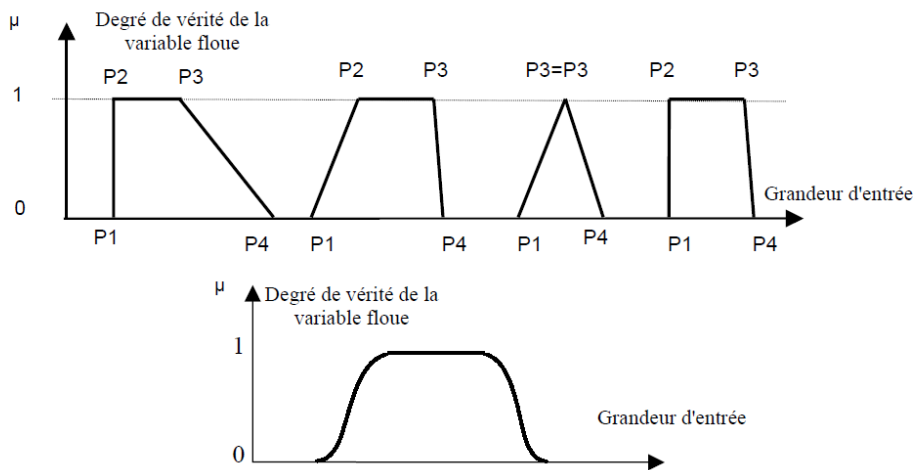


Fig. III.6 Différentes formes d'une fonction d'appartenance

III.3.2. Opérateurs de la logique floue

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection (\cap), l'union (\cup) des ensembles flous ainsi que le complémentaire ($\bar{}$) d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs « ET », « OU » et « NON ». De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces opérateurs sont établies.

- Opérateur ET (Intersection floue) :

$$x \in A \cap B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cap B} / \mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A, \mu_B] \tag{III.1}$$

- Opérateur OU (Union floue) :

$$x \in A \cup B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cup B} / \mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A, \mu_B] \tag{III.2}$$

- Opérateur NON (complémentation floue) :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \tag{III.3}$$

- L'opérateur ALORS : Cet opérateur permet d'évaluer le degré de vérité des propositions floues, il est réalisé par plusieurs méthodes tel que le produit des deux fonctions

d'appartenance $\mu_{1i}(x_1)$ et $\mu_{2i}(x_2)$ des deux ensembles flous i et j de x_1 et x_2 respectivement, c'est-à-dire :

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1)\mu_{2j}(x_2) \tag{III.4}$$

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

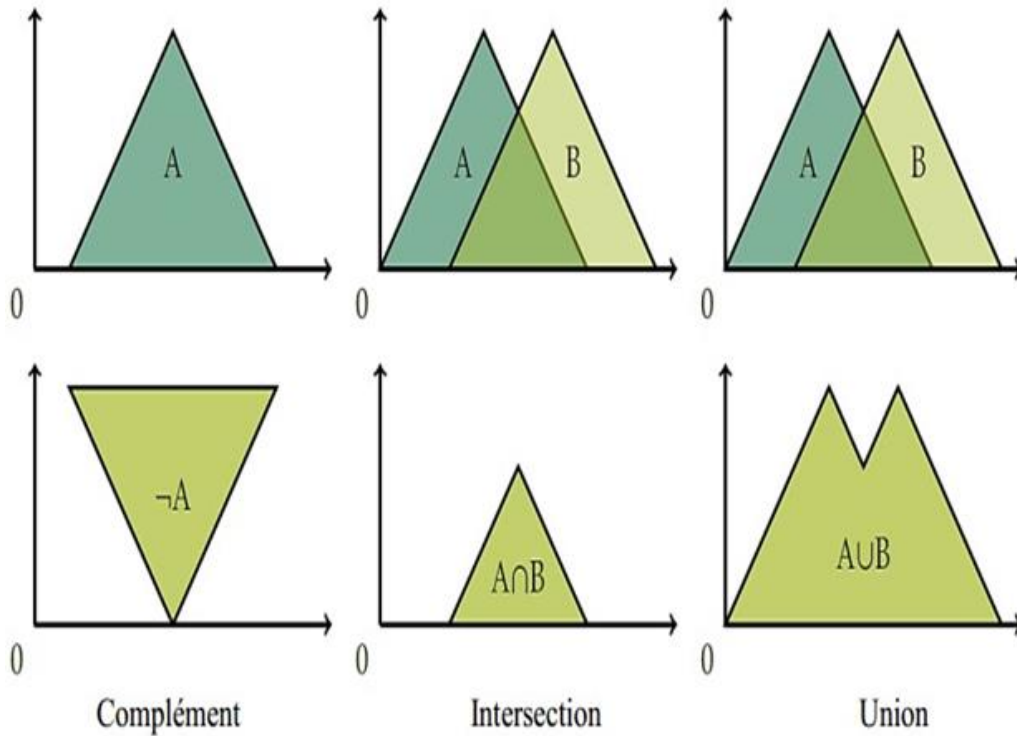


Fig. III.7 : Exemple d'opérations sur des ensembles flous

III.3.3. Système Flou

Un **Système Flou (SF)** est une relation non linéaire qui permet de prendre des données numériques (entrées nettes), les faire passer dans un domaine flou puis avoir une sortie scalaire (sortie nette). La structure générale de ce traitement est donnée par la figure qui suit [23].

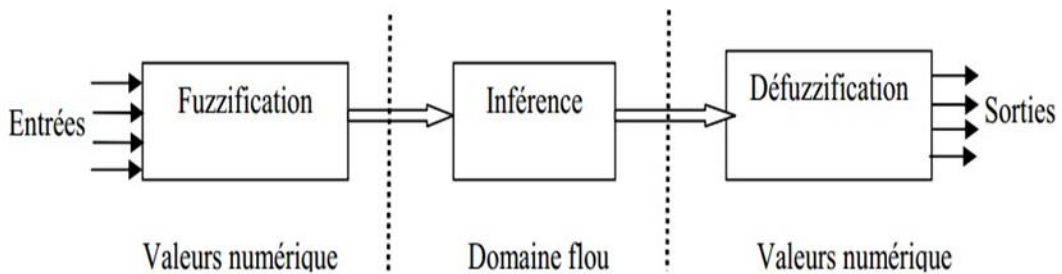


Fig. III.8 : Traitement flou

III.3.3.1. Base de règles

C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme : « if- then » ou « si-alors », elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directes numériques, par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance [23].

- **Règles linguistiques**

L'idée principale des systèmes basés sur la logique floue et d'exprimer la connaissance humaine sous la forme de règles linguistiques de forme si, alors. Chaque règle à deux parties :

- Partie antécédente (prémisse ou condition), exprimée par Si...
- La partie conséquente (conclusion), exprimée par alors...
 - La Partie antécédente est la description de l'état du système.
 - La partie conséquente exprime l'action que l'opérateur qui contrôle le système doit exécuter. Chaque règle floue est basée sur l'implication floue.

Zedah a été le premier à introduire la notion de règle floue sous la forme :

Règle : Si x est A alors y est B.

Dans ce cas, on écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant [5] :

- Si condition 1 et/ou condition 2 (et/ou...) alors action sur les sorties.

Prenons l'exemple de la conduite automobile à l'approche d'un carrefour contrôlé par des feux tricolores : Pour un conducteur normal, le processus de conduite met en œuvre les quelques règles élémentaires suivantes :

- Si la vitesse est très grande et Si le feu rouge est proche alors on freine fort,
- Si la vitesse est faible et Si le feu vert est proche alors on accélère,
- Si la vitesse est faible et Si le feu rouge est loin alors on maintient la vitesse,
- Si ma vitesse est moyenne et Si le feu orange est loin alors on freine doucement,
- etc.

III.3.3.2. Interface de fuzzification

L'interface de Fuzzification inclut les fonctions suivantes :

- Mesure des variables d'entrée.
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Représentation de la fonction de Fuzzification convertissant les données d'entrée en variables linguistiques [23].

III.3.3.3. Logique de prise de décision (inférence floue)

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue. Pour le réglage par logique floue, Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont :

- Max-Min (Implication de Mamdani).
- Max-Produit.
- Somme-produit.

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue :

- Pour la méthode d'inférence max-min (méthode de mamdani), l'opérateur « ET » est réalisé par la formation du minimum, l'opérateur « OU » est réalisé par la formation du maximum, et « ALORS », (l'implication) est réalisée par la formation du minimum.
- Pour la méthode d'inférence max-produit (méthode de larsen), l'opérateur « ET » est réalisé par la formation du produit, l'opérateur « OU » est réalisé par la formation du maximum, et « ALORS » (l'implication) est réalisée par la formation du produit.
- Pour la méthode d'inférence somme-produit (méthode de Zadeh), on réalise au niveau de la condition, l'opérateur « OU » par la formation de la somme (valeur moyenne), et l'opérateur « ET » par la formation du produit. Pour la conclusion, l'opérateur « ALORS » est réalisé par un produit.

III.3.3.4. Interface de Défuzzification

La transformation d'une information floue en une information déterminée est la défuzzification (concrétisation).

Pendant cette étape se fait la déduction de la grandeur de sortie numérique à partir de l'inférence floue. Il s'agit de calculer à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous des variables d'entrées et des ensembles flous de la variable de sortie, une valeur numérique de la variable de sortie en utilisant un ensemble de règles. Parmi les stratégies de défuzzification, on cite la méthode du centre de gravité, la méthode du maximum et la méthode de la moyenne des maximums [5] :

- La technique du maximum est la plus simple, elle consiste à ne considérer, pour chaque sortie, que la règle présentant le maximum de validité. Cette règle, simple voire simpliste, ignore les règles secondaires qui peuvent néanmoins être importantes pour le

fonctionnement et la stabilité du système. Elle est peu employée.

- La technique de la moyenne des maximums, elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issues de l'inférence est maximale.
- La technique du centre de gravité est plus performante, elle consiste à tracer, sur un même diagramme, les différentes zones trapézoïdales correspondant à chacune des règles, et à calculer le centre de gravité de la zone consolidée. La méthode de défuzzification la plus mentionnée dans la littérature est celle de la détermination de l'abscisse x_{Gr} du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu(x_r)$. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante [5] :

$$x_{Gr} = \frac{\int_{x_0}^{x_1} x_r \mu(x_r) dx_r}{\int_{x_0}^{x_1} \mu(x_r) dx_r} \quad (\text{III.5})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface. Ces deux intégrales sont calculées sur l'univers de discours de la variable de sortie ($[x_0 \ x_1]$ dans ce cas).

III.4. Réduction des fluctuations du couple électromagnétique d'un MSAP commandé par DTC par l'utilisation des contrôleurs à base de la logique floue

L'idée de base est de remplacer les bandes des comparateurs à d'hystérésis du flux et du couple par des bandes désirées délivrées par des contrôleurs à base de la logique floue (FLC : *Fuzzy Logic Controller*). La valeur du changement de l'erreur de vitesse peut être utilisée pour la mesure ou l'estimation du lissage de couple [19].

À période fixe T_n égale à la moitié de la période T_e , la variation du couple est donnée par :

$$\Delta C_{em} = C_{em}^* - C_{em}(T_n) \quad (\text{III.6})$$

L'équation mécanique du moteur en négligeant le frottement visqueux est la suivante :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant l'erreur de vitesse de rotation $e = \Omega_r - \Omega_{ref}$ dans l'équation (III.6), on trouve :

$$J \frac{d(\Omega_{ref} + e)}{dt} = J \frac{d\Omega_{ref}}{dt} + J \frac{de}{dt} = C_e - C_r \quad (\text{III.8})$$

Pour une de vitesse référence constante et une charge constante, le changement de l'erreur de vitesse

est lié au couple du moteur électrique par :

$$\frac{de}{dt} = \frac{C_e - C_r}{J} \quad (III.9)$$

On peut conclure que le changement du signal erreur de vitesse peut en effet être une bonne mesure et un bon indicateur de l'ondulation de couple moteur.

On va présenter dans ce qui suit une approche floue dédiée à la réduction des ondulations de couple. Un contrôleur flou semble être un choix raisonnable pour évaluer la bande d'hystérésis des amplitudes du couple et de flux en fonction des niveaux d'ondulations de couple et de flux.

Dans cette approche, les amplitudes des bandes d'hystérésis de couple et de flux ne sont pas préfixes, mais elles sont déterminées par deux contrôleurs flous. La figure (III.9) montre les deux contrôleurs de couple et de flux à bande d'hystérésis adaptée.

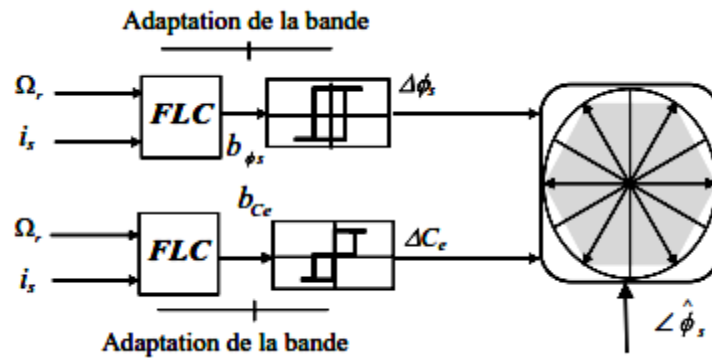


Fig. III.9 : Adaptation floue de la bande des comparateurs à hystérésis du couple et du flux

Sur la base de l'analyse proposée et le schéma ci-dessus, deux entrées sont choisies, la variation de l'erreur de la vitesse et la variation du courant statorique :

$$\begin{aligned} e_1(k) &= \Omega_r(k) - \Omega_r(k-1) \\ e_2(k) &= i_s(k) - i_s(k-1) \end{aligned} \quad (III.10)$$

Le module du courant statorique est déduit à partir de la relation suivante : $i_s = \sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2}$.

La sortie nette (avec une bande d'hystérésis adaptée) est intégrée de telle manière que l'amplitude de la bande d'hystérésis du couple et du flux soit obtenue à partir des deux équations suivantes :

$$\begin{aligned} b_{cc}(k) &= b_{cc}(k-1) + \Delta b_{cc}(k) \\ b_{\phi_s}(k) &= b_{\phi_s}(k-1) + \Delta b_{\phi_s}(k) \end{aligned} \quad (III.11)$$

Chacune des trois variables linguistiques est représentée par des sous-ensembles flous dont on cite : **NG**= Négatif Grand, **NM**=Négatif Moyen, **NP**=Négatif Petit, **ZE**= Nul (**ZE**ro), **PP**= Positif Petit, **PM** = Positif Moyen et **PG** = Positif Grand.

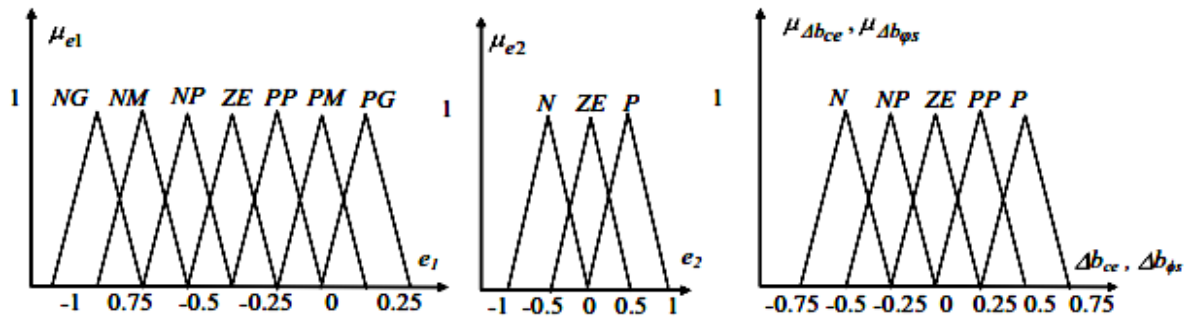


Fig. III.10 : Fuzzification des variables linguistiques floues des estimateurs de b_{ce} , b_{ϕ_s}

La défuzzification a été réalisée par la méthode du centre de gravité associée à la méthode d'inférence somme-produit. Les 21 règles d'inférence sont récapitulées dans le tableau suivant [19] :

Tab. III.1 : Règles d'inférence floue des deux régulateurs de Δb_{ce} , Δb_{ϕ_s}

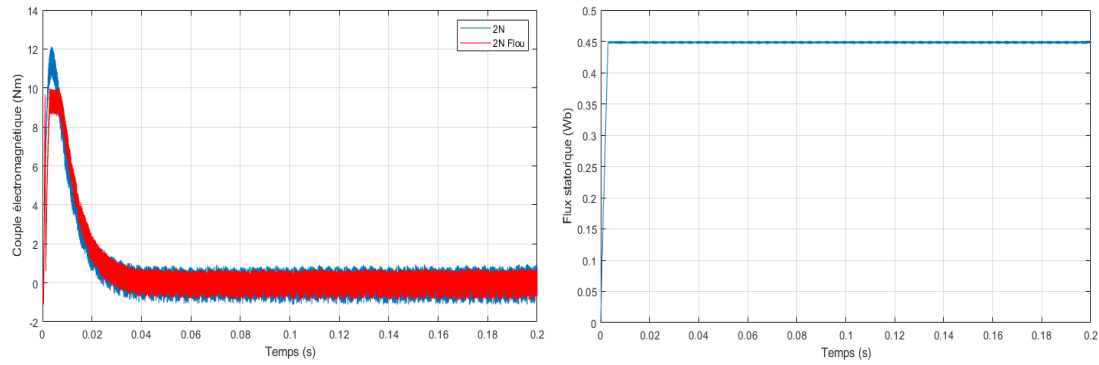
$e_1 \backslash e_2$	PG	PM	PP	ZE	NP	NM	NG
P	P	P	PP	ZE	NP	NP	N
ZE	P	P	PP	ZE	NP	N	N
N	P	NP	PP	ZE	NP	N	N

À titre d'exemple, pour e_1 Positive Grande (**PG**), et une variation e_2 Positive (**P**), alors Δb_{ce} doit être Positive (**P**) aussi. Dans ce cas, le dépassement dans l'erreur de couple peut toucher la bande supérieure ce qui va nous inciter à sélectionner un vecteur de tension inverse.

Celui-ci provoquera une réduction rapide du couple mais une réponse lente du couple au-dessous de la bande d'hystérésis. Ainsi, Δb_{ce} ne doit pas être Positive Petit (**PP**) mais plutôt Positif (**P**), afin d'éviter cette situation.

III.5. Résultats de simulation

Dans ce cas, le couple électromagnétique suit sa référence convenablement. En plus, on peut constater une réduction moyenne des fluctuations du couple (voir figure III.11), dans le cas d'une adaptation floue des bandes d'hystérésis, de 6.66 % environ.



*Fig. III.11 : a) Coups électromagnétiques développés à vide
b) Évolution du flux statorique dans le plan (α, β) du MSAP en FLOU*

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié l'introduction des contrôleurs flous pour adapter les bandes à hystérésis de couple et de flux de la DTC du MSAP. Les simulations numériques nous ont montrés les bonnes performances de ces techniques par rapport à celles obtenues dans le cas de la DTC classique.

CHAPITRE IV

Optimisation des gains d'estimateur flou par PSO

IV.1. Introduction

L'optimisation par essaim de particules est une méthode née en 1995 aux Etats Unis Sous le nom de : *Particle Swarm Optimization (PSO)*. Ses deux concepteurs, Russel Eberhart et James Kennedy, cherchaient à modéliser des interactions sociales entre des « agents » devant atteindre un objectif donné dans un espace de recherche commun. Chaque agent ayant une certaine capacité de mémorisation et de traitement de l'information. La règle de base était qu'il ne devait y avoir aucun chef d'orchestre, ni même aucune connaissance par les agents de l'ensemble des informations, seulement des connaissances locales. Un modèle simple fut alors élaboré.

Dès les premières simulations, le comportement collectif de ces agents évoquait celui d'un essaim d'êtres vivants convergeant parfois en plusieurs sous essais vers des sites intéressants. Ce comportement se retrouve dans bien d'autres modèles, explicitement inspirés des systèmes naturels. La métaphore la plus pertinente est probablement celle de l'essaim d'abeilles, particulièrement du fait qu'une abeille ayant trouvé un site prometteur sait en informer certaines de ses consœurs et que celles-ci vont tenir compte de cette information pour leur prochain déplacement. Finalement, le modèle s'est révélé être trop simple pour vraiment simuler un comportement social, mais par contre très efficace en tant qu'outil d'optimisation. Comme nous allons le voir, le fonctionnement de PSO fait qu'elle peut être rangée dans les méthodes itératives (on approche peu à peu de la solution) et stochastiques (on fait appel au hasard).

Ce chapitre vise la détermination précise des gains d'estimateur flou de la bande d'hystérésis de couple et de flux en utilisant l'approche d'optimisation par essaim de particules (PSO), nous essayons donc d'appliquer cette approche d'optimisation dédiée à la réduction des ondulations de couple de la MSAP.

IV.2. Généralités sur l'optimisation d'essaim de particules (PSO)

L'optimisation par essais particuliers est une méta-heuristique d'optimisation, proposée par Russel Eberhart et James Kennedy en 1995 [Eberhart et Kennedy, 1995], [Kennedy et Eberhart, 1995]. Cette méta-heuristique s'appuie notamment sur un modèle développé par le biologiste Craig Reynolds à la fin des années 1980, permettant de simuler le déplacement d'un groupe d'oiseaux, inspirée par le comportement social des oiseaux s'assemblant ou le banc de poissons figure (III.1) [24].

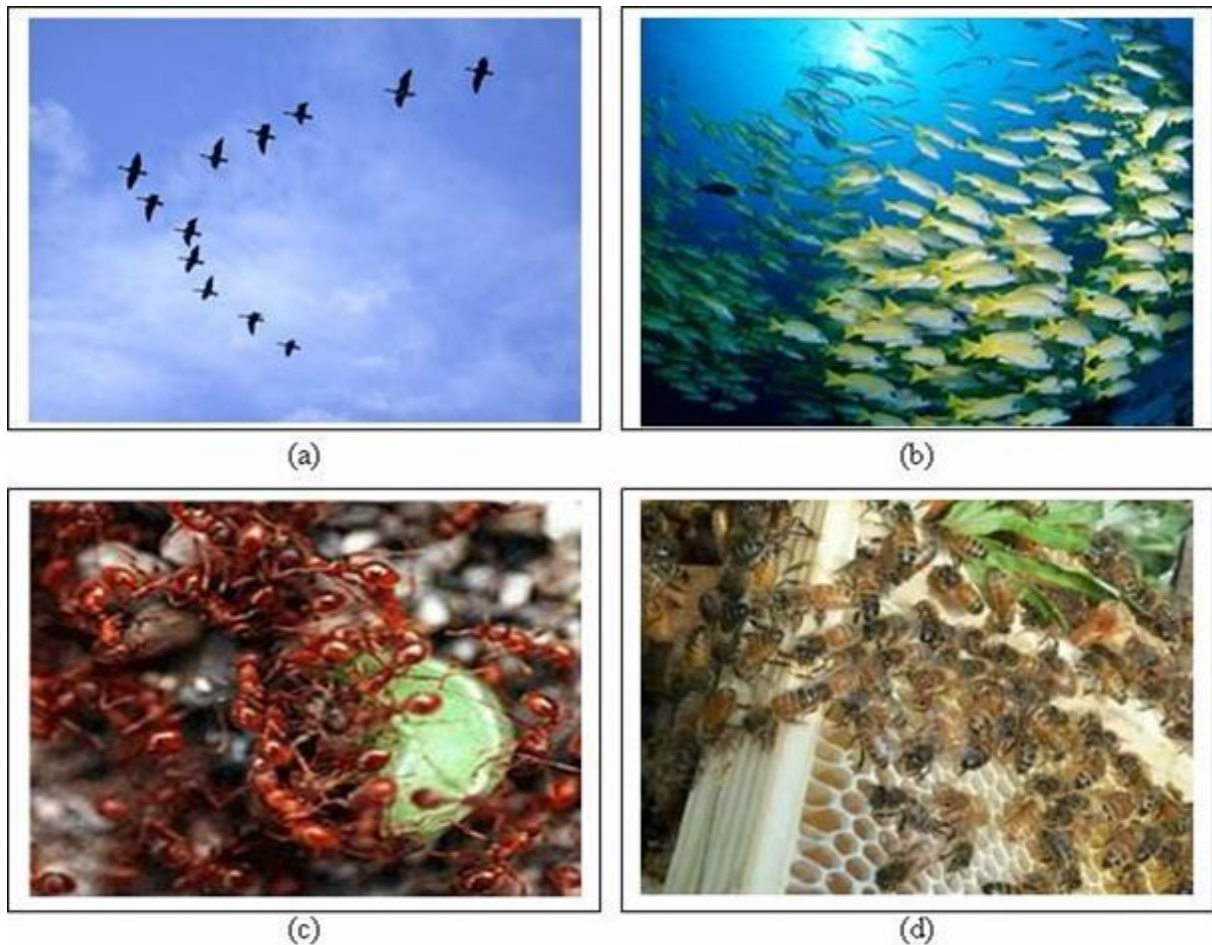


Fig. IV.1 : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons, (c) fourmis, (d) abeilles

Le PSO partage beaucoup de similitudes avec des techniques évolutionnaires de calcul telles que les Algorithmes Génétiques (AGs) [24]. Le PSO est initialisée avec une population des solutions aléatoires et recherche des optimums en mettant à jour des générations. Cependant, à la différence des AGs, le PSO n'a aucun opérateur d'évolution tel que le croisement et la mutation. Au PSO, les solutions potentielles, appelées les particules, volent par l'espace de problème en suivant les particules optimums courantes [24].

Depuis son apparition, le PSO a gagné la popularité croissante parmi des chercheurs et des praticiens comme une technique robuste et efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles. Dans le PSO, les particules individuelles d'un essaim représentent des solutions potentielles, qui se déplacent par le problème, fouillent dans l'espace cherchant un optimal, ou assez bon, la solution. La vitesse de chaque particule est ajustée en additionnant avec pondération sa vitesse à l'instant précédente ; la différence entre la position précédente et sa meilleure position puis la différence entre la position précédente et la meilleure position globale. Quant à la position elle est mise à jour simplement par l'addition de la vitesse actuelle et la position à l'instant

précédente [25].

Le PSO obtient de meilleurs résultats d'une manière plus rapide, comparé à d'autres méthodes. Une autre raison pour laquelle le PSO est attrayant c'est qu'il y a peu de paramètres à ajuster [26].

PSO a été appliquée avec succès dans de nombreux domaines : la fonction d'optimisation, la formation de réseaux de neurones artificiels, les contrôleurs flous, et d'autres zones où AGs peuvent être appliquées [26].

IV.3. Principe de base d'un PSO

Dans le PSO, chaque individu de la population est dit (particule), tandis que la population est connue sous le nom (*swarm*). Il faut noter, que la particule peut bénéficier des mouvements des autres particules dans la même population pour ajuster sa position et sa vitesse durant le processus d'optimisation. Chaque individu utilise l'information locale à laquelle il peut accéder sur le déplacement de ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles très simples comme "rester proche des autres individus", "aller dans la même direction", "aller à la même vitesse" suffisent pour maintenir la cohésion du groupe tout entier.

L'espace de recherche est défini comme « voisinage », différentes topologies sont considérées : Topologie en (étoile, rayon, circulaire, ...), le plus utilisé est le circulaire tel que schématisé sur la figure (IV.2) [27].

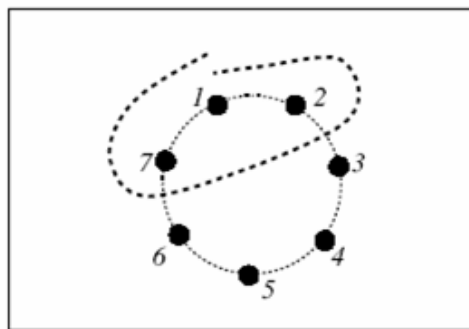


Fig. IV.2 : Le cercle virtuel pour un SWARM de sept particules

Le groupe d'information de taille trois de la particule 1 est composé des particules 1, 2 et 7.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche.

Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [24].

IV.4. Formulation mathématique de PSO

Considérons une population composée de K particules. Les équations formalisant le mouvement des particules sont données par [28] :

$$v_i(t+1) = w.v_i(t) + \varphi_1.r_1(t).(p_{bi}(t) - x_i(t)) + \varphi_2.r_2(t).(p_g(t) - x_i(t)) \quad (IV.1)$$

$$x(t+1) = x_i(t) + v_i(t) \quad (IV.2)$$

Chaque particule P_i ($i=1, 2, \dots, K$) dans l'essaim Est caractérisé par :

- 1) Sa position courante $x_i(t) \in \mathfrak{R}^d$, qui réfère à une solution candidate pour le problème d'optimisation considéré à l'itération t ;
- 2) La vitesse $v_i(t) \in \mathfrak{R}^d$;
- 3) La meilleure position $p_{bi}(t) \in \mathfrak{R}^d$ identifie Durant sa trajectoire antécédente. Soit $p_g(t) \in \mathfrak{R}^d$ la meilleure position globale identifiée dans le processus de recherche pour toutes les particules dans le swarm. La position optimale est mesurée avec une fonction dit fitness définit suivant le problème d'optimisation. Durant l'optimisation, les particules se déplacent suivant les équations (IV.1) et (IV.2).
- 4) $r_1(.)$ et $r_2(.)$ sont des variables aléatoires générés d'une distribution uniforme dans l'intervalle $[0, 1]$ afin de fournir un poids stochastique aux différentes composantes participants dans la définition de la vitesse de la particule.
- 5) φ_1 et φ_2 sont deux constantes d'accélération régulant les vitesses relatives par rapport aux meilleurs positions locales et globales. Ces paramètres sont considérés comme des facteurs d'échelle utilisés pour déterminer les mouvements relatifs de la meilleure position de la particule ainsi que la meilleure position globale. Ce sont des facteurs qui déterminent le degré d'influence des positions passées de la particule elle-même et celle des autres particules dans le swarm.
- 6) L'inertie w est utilisée comme un compromis entre l'exploration locale et globale du swarm. Des valeurs élevées de ce paramètre permettent une bonne exploration globale, tandis que pour des valeurs minimales une recherche fine est réalisée.

L'équation (IV.1) permet le calcul de la vitesse à l'itération $t+1$ pour chaque particule en combinant linéairement la position et la vitesse (à l'itération t) et les distances qui séparent la position courante de la particule de son antécédente meilleure position et la meilleure position globale, respectivement. La mise à jour de la position de la particule est réalisée à travers l'équation (IV.2). Les équations (IV.1) et (IV.2) sont itérées jusqu'à ce que la convergence soit atteinte [24]. La Figure (IV.3) présente un schéma de principe résumant les explications ci-dessus.

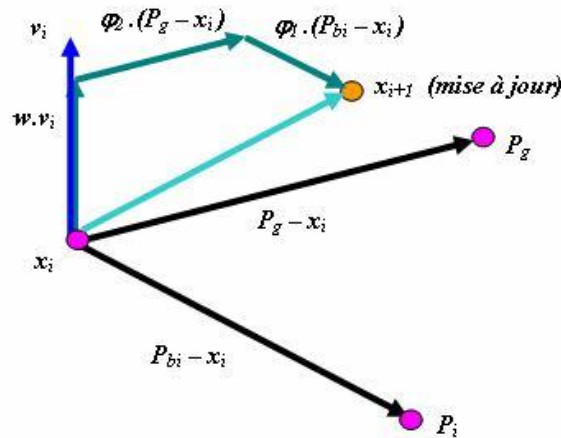


Fig. IV.3 : Schéma vectoriel de déplacement d'une particule

IV.5. Algorithme de principe

L'algorithme de base est très simple : On note g la meilleure position connue de l'essaim et $f(x)$ la fonction qui calcule le critère de x .

Pour chaque particule :

- On initialise sa position ;
- On initialise sa meilleure position p connue comme étant sa position initiale
Si $f(p) < f(g)$, on met à jour la meilleure position de l'essaim ;
- On initialise la vitesse de la particule.

Tant que l'on n'a pas atteint l'itération maximale ou une certaine valeur du critère :

- ❖ Pour chaque particule i ;
- ❖ On tire aléatoire c_1 et c_2 ;
- ❖ On met à jour la vitesse de la particule suivant la formule vue précédemment ;
- ❖ On met à jour la position x_i

Si $f(x_i) < f(p_i)$, on met à jour la meilleure position de la particule.

Si $f(p_i) < f(g)$, on met à jour la meilleure position de l'essaim g est l'optimum.

Le principe de l'algorithme peut être plus facilement résumé dans l'organigramme suivant :

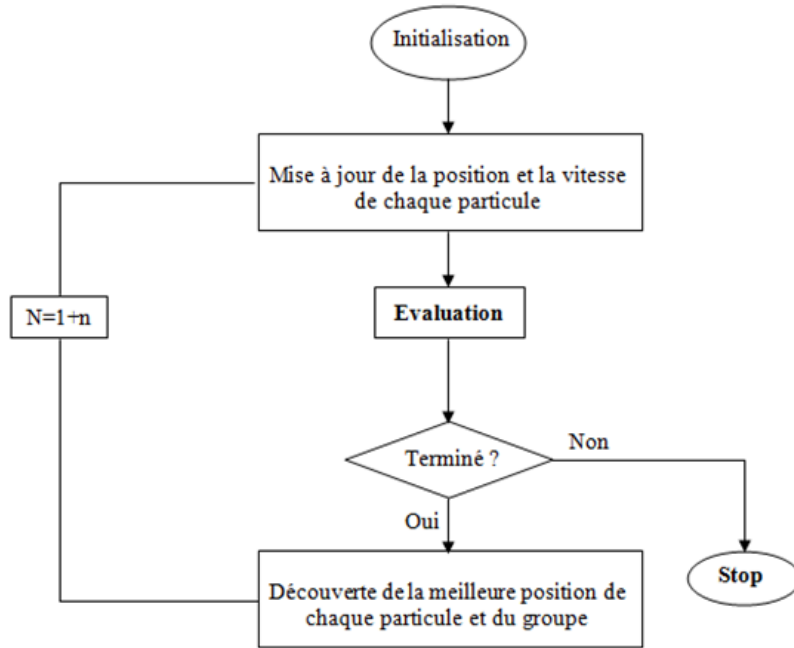


Fig. IV.4 : Organigramme de principe PSO

L'approche d'optimisation par essaim de particules possède des avantages certains sur la méthode des algorithmes génétiques qui se résument comme suite :

- ❖ Technique récente ;
- ❖ Convergence plus rapide ;
- ❖ Nombre réduit d'itérations ;
- ❖ Moins d'opérations que d'autres méthodes.

IV.6. Estimation des gains de régulateur (K_e , $K_{\Delta e}$, $K_{\Delta b}$) par PSO

Notre objectif est d'optimiser les gains d'un régulateur Flou (K_e , $K_{\Delta e}$, $K_{\Delta b}$) appliqué à un comparateur à hystérésis dédiée pour réduire les ondulations de couple pour améliorer la commande par DTC, c'est-à-dire de minimiser l'erreur entre le couple estimée et le couple de référence. Pour cela, le problème d'optimisation peut s'écrire sous la forme suivante :

$$F_{obj} = \sum_{t=0}^{t_{final}} (C_{e.ref} - C_{e.est}(k_e, k_{\Delta e}, k_{\Delta b}))^2 \quad (IV.3)$$

Cet ensemble d'équations doit être minimisé sur K_e , $K_{\Delta e}$, $K_{\Delta b}$.

Au début de l'algorithme PSO, la vitesse et la position des particules sont créées de façon aléatoire.

F_{obj} (la fonction objectif ou fitness) est l'objectif du groupe des particules. À l'aide des particules de recherche, nous pouvons obtenir le minimum de F_{obj} , ainsi les valeurs de K_e , $K_{\Delta e}$, $K_{\Delta b}$.

Le processus de calcul pour estimer les paramètres de régulateur Flou par l'algorithme PSO

peut être décrit dans les étapes suivantes :

- Étape 1 : la vitesse et la position de toutes les particules sont fixées de façon aléatoire à l'intérieur de l'intervalle prédéterminé du régulateur.
- Étape 2 : à chaque itération, les vitesses de toutes les particules sont mises à jour suivant l'équation IV.3.
- Étape 3 : à chaque itération, les positions de toutes les particules sont mises à jour suivant l'équation IV.4.
- Étape 4 : mettre à jour P_{best} et G_{best} lorsque la condition est remplie.

$$\begin{cases} p_{besti} = p_i & \text{if } f(p_i) < f(p_{besti}) \\ g_{i,besti} = g_i & \text{if } f(g_i) < f(g_{besti}) \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Avec $f(.)$ est la fonction objective soumise à la minimisation.

- Étape 5 : répéter les étapes 2 à 4 jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit satisfait (nombre maximum de générations atteint).

IV.7. Résultats de simulation

Nous avons proposé l'approche d'optimisation par essaim de particules afin d'estimer les gains Ke , $K\Delta e$, $K\Delta b$. d'estimateur flou. Les résultats de simulation montrent que l'approche PSO a été appliquée avec succès dans l'estimation des gains, d'après ces résultats, on remarque bien une minimisation de fluctuation du couple électromagnétique.

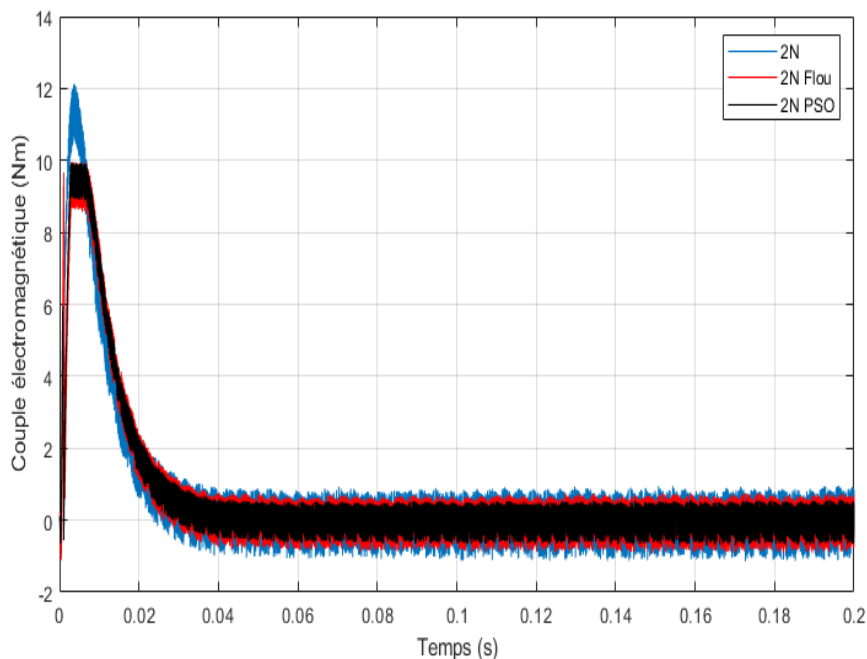


Fig. IV.5 : Performance de la PSO

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une comparaison entre les résultats obtenus par la *DTC* basée sur le régulateur optimisé par l'approche *PSO* et ceux obtenus par la *DTC* basée sur le régulateur flou pour montrer l'efficacité et la performance de cette dernière.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'ensemble de notre travail porte sur l'application de la commande direct torque DTC à la MSAP alimenté par un onduleur en tension. Cette commande, qui réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

En premier lieu, nous avons présenté brièvement la structure et la théorie de base de la machine synchrone à aimant permanent ainsi que sa modélisation et les simplifications apportées.

Dans une deuxième étape, nous avons présenté les concepts de base théorique de la commande directe torque DTC et son application à la machine synchrone à aimant permanent, associée à un onduleur de tension triphasé à MLI.

L'approche de commande par logique floue a été choisie dans ce mémoire. Comme il s'agit d'une méthode de commande nouvelle, les notions de bases ont été présentées. Les principes et concepts de la commande par logique floue ont été introduits tout en orientant notre choix de cette méthode pour but de réduire les fluctuations du couple de la machine synchrone à aimant permanent, nous avons introduit un comparateur flou en utilisant la notion de table de décision définie hors ligne (contrôleur flou). Les résultats obtenus montrent l'efficacité de cette technique.

Le dernier chapitre a été réservé à un exposé sur la théorie de l'optimisation par particule d'essaim « *Particle Swarm Optimization* » (PSO), son apparition, son principe de fonctionnement et ses différentes applications dans les divers domaines de l'industrie. Ce chapitre a été clôturé par un exemple d'optimisation par PSO. Cet exemple, a approuvé la puissance des PSO pour l'optimisation des gains, (K_e , $K_{\Delta e}$, $K_{\Delta b}$).

Finalement et comme perspectives de ce présent travail, on propose :

- L'adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel de la commande directe du couple par utilisation des cartes actuelles à microprocesseurs rapides (*DSP*) ;
- Prendre en considération certains phénomènes négligés par les hypothèses simplificatrices, telles que la saturation des tôles magnétiques, ...*etc*, dans l'étude de l'entraînement commandé par la *DTC*.

RÉFÉRENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] BOUKAIS Boussad, « *contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM)* », Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, Février 2012
- [2] G. Lacroux, "Les aimants permanents", Edition technique et documentation, LAVOISIER (1989).
- [3] Bernard MULTON, "Application des aimants aux machines électriques", notes de cours version 2009. École normale supérieure de Cachan <https://cel.archives-ouvertes.fr/cel-01246816v2/document>
- [4] B. Singh B.P. Singh, S. Dwivedi, "A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines" IE(I) Journal–EL, pp. 63-73, vol87, June 2006
- [5] Ameer 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 en électrotechnique, Université de Batna, 2003.
- [6] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [7] M. Khov, "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique" 2009.
- [8] W. Michalik, "Parameter estimation methods at three-phase induction machines," in Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, 2005, pp. 10 pp.-P. 10: IEEE.
- [9] M. Naouar, E. Monmasson, and I. Slama-Belkhodja, "Identification of synchronous machine parameters using hysteresis based current controller," in IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on, 2006, pp. 1357-1362: IEEE.
- [10] G. Guy, et C. Guy, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.
- [11] G. Sturtzer, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Ellipses Edition, Markty. S.A, 2000.
- [12] P. S. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur - machine alternative : Application à la traction électrique", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001.

- [13] 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.
- [14] Riad Toufouti, « *Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone* », Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [15] O. Ouledali, A. Meroufel, P. Wira, « *Commande floue directe du couple d'un MSAP basée sur MLI vectorielle* », Article, Laboratoire L.D.D.I, Université d'Adrar, PP-06, 2015.
- [16] Ameer Aissa, « *Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone a aimants permanent en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle* », Thèse de Doctorat en sciences en électrotechnique, Université de Batna, 2012.
- [17] M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque, "Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000.
- [18] M. F. Rahman, L. Zhong, and K. W. Lim, "A Direct Torque Controlled Interior Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 6, pp. 1246-1253, November/December 1998.
- [19] BIRAME M'hamed, « *Commande sans capteur de vitesse d'un moteur a reluctance variable par l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle* », Thèse de Doctorat en Sciences en électrotechnique, Université de Batna, 2015.
- [20] Mokeddem Diab, « *Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques* », Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2010.
- [21] F. KHAMMAR, « *Contribution à l'Étude de la Commande d'une Machine Asynchrone : Approches Intelligentes* », Mémoire de Doctorat, Université Badji Mokhtar-Annaba, Année 2017.
- [22] A. BOUNEMEUR, « *Commande Adaptative Floue Des Systèmes Non Linéaires* », Mémoire Magister, Université Constantine 1, 27/11/2014.
- [23] A. ZOUAK et K. DECHOUCHA « *Commande par logique floue d'un filtre actif parallèle* » Mémoire de Master en électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 20 19.
- [24]: Maurice Clerc, M. and Kennedy, J. The Particle Swarm : Explosion, Stability, and Convergence in a Multi-Dimensional Complex Space. In Proceedings of the IEEE Transactions on Evolutionary Computation, (2002).
- [25]: Christian Blum & Daniel Merkle : Swarm Intelligence, Introduction and Applications-

Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2008.

[26]: Chao Ou & Weixing Lin, Comparison between PSO and GA for Parameters Optimization of PID Controller, China, Proceedings of the 2006 IEEE

[27] : Maurice Clerc, L'optimisation par essaim particulaire, Tutorial pour PSO 2003-
http://www.particleswarm.net/oepe_2003.

[28] James Kennedy & Russell C. Eberhart, Swarm intelligence, Morgan Kaufmann Publishers, 2000.

ANNEXE

**PARAMÈTRES DU MOTEUR SYNCHRONÉ À AIMANT PERMANENTS
ÉTUDIÉ**

Paramètre	Valeur (S.I)
Fréquence	50
Puissance	1500
Tension d'alimentation	220/380
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4
Inductance de fuite	0.0008
Inductance longitudinale	0.0066
Inductance transversale	0.0058
Flux d'un aimant	0.15
Inertie	0.00176
Coefficient de frottements	0.00038