الجمـهـوريـة الجـزائـريـة الـديـمقـراطيـة الشـعـبيـة

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Dr. YAHIA FARES de MEDEA



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie électrique

Mémoire Présenté

Pour l'obtention de diplôme

Master en :

Génie électrique

Option : **Commande et électronique industrielle**

THEME

Optimisation par Algorithme Génétique d'un Régulateur Flou Appliquée à la Machine Synchrone à Aimants Permanents Commandée par DTC

Réalisé par :
ALLOUANE Mahfoud

Proposé et dirigé par :
Dr. **TLEMÇANI Abdelhalime**

Année Universitaire 2015/2016

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier premièrement Allah le tout puissant pour la santé, la volonté et la patience, qu'il nous a adonné durant toutes ces longues années.

Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur

Mr A. Tlemçani pour avoir d'abord proposé ce thème, pour leur suivi continuel tout au long de la réalisation de ce mémoire et pour leurs conseils précieux.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignements d'électrotechnique qui nous ont initié les notions de l'électrotechnique.

Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre modeste travail.

Nous tenons également à exprimer mes sincères remerciements à Mr N.HANNINI, pour leur soutien.

Nous tenons à remercier vivement toute personne qui nous a aidé de près ou de loin à élaborer et à réaliser ce mémoire.

Enfin, nous tenons à exprimer nos reconnaissances à tous nos amis pour leur soutien Moral.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents. Que Allah les protège.

Mes frères et mes sœurs.

Toute la famille Allouane et Toute la famille Sahlaoui.

Tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à ma formation depuis mon premier cycle d'étude jusqu'à la fin de mes études universitaires.

Tous ceux qui m'ont aidé de loin ou de près durant mes études.

.

Tous mes amis et tous mes collègues de la promotion.

Mahfoud.

Résumé

Nous avons présenté dans ce mémoire une modélisation de la MSAP et de son alimentation qui est constituée d'un filtre passe bas et d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, ainsi que le principe de la commande directe du couple(DTC) suivi d'une conception classique à base de régulateurs à hystérésis pour le contrôle du couple électromagnétique et le flux statorique. En outre, une méthodologie de contrôle par logique floue pour 'un réglage de vitesse.
Enfin, nous présentons une Optimisation par algorithme génétique de la commande de la machine synchrone à aimants permanents.

Mots –Clés : Machine synchrone à aimants permanents - DTC - logique floue – Algorithme génétique.

Abstract

We presented in this paper a model of the PMSM and diet that consists of a low pass filter and a three-phase voltage inverter with two levels, as well as the principle of direct torque control (DTC) tracking a classic design based hysteretic controllers to control the electromagnetic torque and the stator flux .Furthermore, a fuzzy control methodology for a speed setting.
Finally, we present a genetic optimization algorithm by the control of the synchronous machine with permanent magnets.

Key Words: synchronous machine with permanent magnets - DTC - fuzzy - genetic algorithm.

ملخص

قدمنا في هذه المذكرة عرض تفصيلي حول محرك متزامن ذو مغناطيس دائم وتغذيته المكونة من مقوم ثلاثي الأطوار و طابق لترشيح الكهربائي و مموج لتوتر الكهربائي ثلاثي الأطوار ذو مستويين. ثم قمنا بشرح إستراتجية التحكم المباشر في العزم و في التدفق لمحرك متزامن ذو مغناطيس دائم المغذي بمموج لتوتر الكهربائي ثلاثي الأطوار ذو مستويين.بعدها شرحنا إستراتجية التحكم بالمنطق الغامض لضبط السرعة. و في الأخير قدمنا تطوير تحكم المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم باستعمال خوارزمية وراثية.

مفتاح –الكلمات:محرك متزامن ذو مغناطيس دائم - التحكم المباشر في العزم و في التدفق - المنطق الغامض - خوارزمية وراثية.

Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE …… 01

Chapitre I : Modélisation et Alimentation de la MSAP

I.1. INTRODUCTION……... 03
I.2. Généralité sur la MSAP…….. 04
I.2. 1. Aimant permanent …….. 04
I.2. 2.avantages et inconvénients……... 04
I.2.3. DOMAINE D'APPLICATION…… 05
I.3. Hypothèses simplificatrices…… 05
I.4. Principe de l'autopilotage des machines synchrones…….. 05
I.5. Modélisation de la machine ……... 06
I.5.1. Mise en équations de la machine …… 07
I.5.2. Principe de la transformation de Park……... 08
I .5.3.Transformation de Concordia…… 12
I .5.4.Passage du repère dq au repère αβ…….. 13
I .6. Alimentation des MSAP…… 13
I .7. Modélisation du convertisseur …… 13
I .7.1. Modélisation du redresseur …… 14
I.7.2. Modélisation du filtre……... 14
I.7.3. Modélisation de l'onduleur…….. 15
I .8. Fonctionnement et séquences de l'onduleur à deux niveaux…… 17
I .9. Stratégie de commande de l'association onduleur deux niveaux-MSAP…….. 18
I .10. Résultats de simulation…… 20

Chapitre II : Commande Direct du Couple Appliquée à la MSAP

II.1. INTRODUCTION…… 24
II.2. PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE. 24
II.3. Stratégie de commande directe de couple et de flux…….. 25
II .3.1.Contrôle du vecteur de flux statorique…… 25
II .3.2. Contrôle du couple électromagnétique…… 27
II .4. Choix du vecteur tension …… 27
II .5 .Estimation du flux et du couple…… 29
II .5.1. Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux 30
II.5.2. Correction de couple en utilisant un comparateur à hystérise à trois niveaux 31
II .6. Élaboration de table de commutation …… 32

II.6.1. Élaboration de table de commutation avec séquences nulles …… 32
II.6.2. Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles …… 34
II.7. Structure générale du contrôle direct de couple…… 35
II.8. Réglage de la vitesse de la MSAP…… 36
II .9 Résultats de simulation…… 37
II.10.Conclusion …… 42

Chapitre III : Commande de vitesse de la MSAP par la logique floue

III.1. INTRODUCTION …….. 43
III.2 PRINCIPE ET HISTORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE…… 43
III.3. Domaines d'application …….. 43
III.4. Eléments de base de la logique floue…….. 44
III.4.1. Variables floues…….. 44
III.4.2. Opérateurs de la logique floue…….. 45
III.4.3. Différentes formes des fonctions d'appartenance……... 46
III.4.4. Intervalles d'inférence……... 47
III.4.5. Etablissement des règles d'inférence floue…….. 48
III.4.5.1. Linguistiquement…….. 48
III.4.5.2. Symboliquement…… 48
III.4.5.3. Par matrice d'inférence…… 48
III.4.6. Fonctions d'appartenance de la variable de sortie…… 49
III.5 structure des systèmes flous…… 49
III.5.1 base des règles…… 50
III.5.2. Moteur d'inférence…… 51
III.5.3. Interface de fuzzification…….. 51
III.5.4. Interface de déffuzification……... 52
III.6. Commande floue de la MSAP par la méthode de Mamdani.…….. 53
III.6.1. Application des règles floue sur la MSAP……... 53
III.6.2. Loi de commande……... 54
III.7 Résultat de simulation…….. 56
III.8.Conclusion …… 59

Chapitre IV : Optimisation par Algorithme Génétique Appliqué à la MSAP

IV.1 .Introduction …… 60
IV.2.Généralité sur les algorithmes génétiques …….. 60
IV.3.Définition des algorithmes génétiques …… 62
IV.3.1. Le codage …… 63
IV.3.2. Choix de la population initiale …… 63
IV.3.3. Définir la fonction à optimiser …… 63
IV.3.4. Définir les opérateurs de diversification de la population au cours des générations 63
IV.3.5. Définir les paramètres de dimension ……... 63

IV.3.6. Critères d'arrêt …….. 63
IV.4. Description des Algorithmes Génétiques …….. 65
IV.4.1. Codage des chromosomes …… 65
IV.4.1.1. Codage binaire …… 65
IV.4.1.2.Codage réel …… 65
IV.4.2.Génération de la population initiale …… 66
IV.4.3.Fonction objective et fitness …….. 66
IV.4.4.Sélection …….. 66
IV.4.4.1.Sélection par la roulette …… 67
IV.4.4.2.Sélection par rang …… 67
IV.4.4.3.Sélections de De Jong …… 68
IV.4.4.4.Sélection de Brindle …….. 69
IV.4.5.Croisement……... 69
IV.4.6.La mutation…… 71
IV.4.7.Critère d'arrêt…… 72
IV.5.La minimisation par algorithmes génétiques …… 72
IV.6.Algorithmes génétique à codage réel …….. 72
IV.6.1.Croisement barycentrique …… 72
IV.6.2.La mutation réelle …….. 73
IV.6.2.1.La mutation uniforme …… 73
IV.6.2.2.La mutation non uniforme …… 73
IV.7.Mise en œuvre de l'algorithme génétique ……... 73
IV.8.Optimisation par algorithme génétique de la commande de la MSAP …….. 74
IV.8.1.Rappel sur la méthode de Sugeno …… 74
IV.8.2.Détermination des paramètres du régulateur de Sugeno par…. 75
algorithme génétique
IV.8.2.1.La fonction objective …….. 76
IV.8.2.2.La fonction fitness …….. 76
IV.8.2.3.Paramètre de l'algorithme génétique ……... 76
IV .9 Résultat de simulation…….. 77
IV .10 Conclusion …….. 80
81
Conclusion Générale

Nomenclature

Annexe

Référentiel Bibliographique

Introduction générale

INTRODUCTION GÉNÉRALE :

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques.

Au fil de temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, tertiaire et domestique. Actuellement, elle constitue la majeure partie (95%) de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice **[Mah08].**

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 le rendement le plus élevé possible.

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée.
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 **[Ame 05].**

La commande DTC permet de commander directement le couple et le flux de la machine synchrone à partir de la tension statorique avec une grande dynamique et une structure simple. Cependant, cette méthode de commande rencontre aussi des difficultés :

1. Des ondulations du couple et du flux de la machine.
2. Une imprécision de l'estimation du flux à basses vitesses **[Mah08].**

Bien que la régulation classique à base de régulateur de type PI réalise le découplage entre le flux et le couple, ses performances en terme de temps de réponse et de dépassement reste limitées. Ces limitations son principalement dues au choix des paramètres de ces régulateurs

Afin d'obtenir de meilleures performances on a recours à l'optimisation de ces régulateurs.
Pour se faire nous faisons appel aux algorithmes génétiques. Ces derniers montrent de très bonnes performances dans la résolution de problème sur lesquels peu d'information sont disponibles ou par lesquels on doit considérer plusieurs critères d'optimisation.

L'optimisation des régulateurs PI par algorithmes génétiques à fait l'objet de plusieurs applications et publications **[Nad 06].**

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la commande directe (DTC) du flux statorique et du couple électromagnétique appliquée au MSAP (Moteur Synchrone à Aimants Permanents). Cette technique de commande connaît un développement important avec l'évolution d'une nouvelle génération de contrôle basée sur l'intelligence artificielle telles que: la logique flou et les algorithmes génétiques.

En conséquence les travaux présentés dans ce mémoire sont mené par programmation sous matlab est répartis en quatre chapitres.

Le premier chapitre sera consacré à l'étude du moteur synchrone à aimants permanents et les domaines d'application et la modélisation de la machine associée avec son alimentation constituée principalement par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Le deuxième chapitre on présente la commande directe du couple appliquée au MSAP, alimenté par un onduleur de tension triphasé, et cela en présence et en absence d'une boucle de réglage de vitesse.

Le troisième chapitre on développe la commande directe du couple en utilisant un contrôleur flou.

Au cours du dernier chapitre on exposera succinctement les principes et les lois qui régissent les algorithmes génétiques, et l'optimisation par algorithmes génétiques d'un régulateur flou appliqué au MSAP.

Enfin, une conclusion générale sera le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats auxquels on a abouti.

Chapitre I

Modélisation et Alimentation de la MSAP

I.1. INTRODUCTION:

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci est grâce au 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 **[Ame 05].**

Dans les machines synchrones à aimants permanents, les aimants sont aussi situés sur la partie tournante. Le stator est constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoïdalement.
Concernant son fonctionnent; il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor; d'où le nom des machines synchrones à aimants permanents(MSAP) **[Jaw 08**].

La réalisation du rotor à aimants permanents conduit à deux variantes technologiques selon la disposition des aimants. On distingue ainsi les machines à aimants superficiels (figure I.1.a) et les machines à aimants enterrés (figure I.1.b). Les machines à aimants permanents enterrés possèdent une robustesse mécanique élevée qui leur permet de travailler à des vitesses importantes. Le comportement magnétique de ces machines est similaire aux machines à rotor bobiné et possèdent des valeurs différentes pour les inductances directes et en quadrature **[Hac 08].**

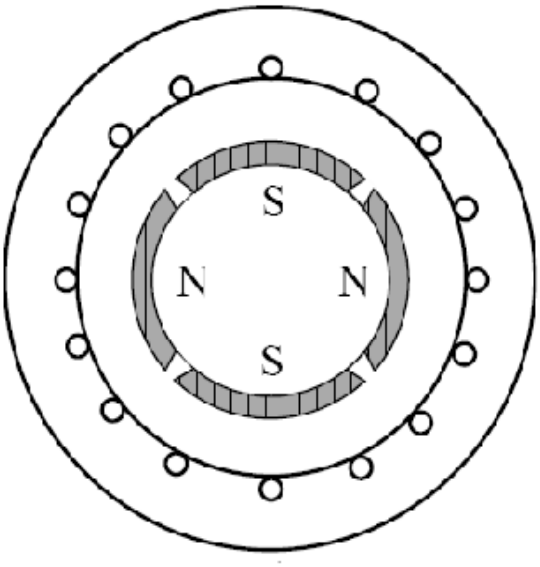


Figure I.1.a: machines à aimants superficiels

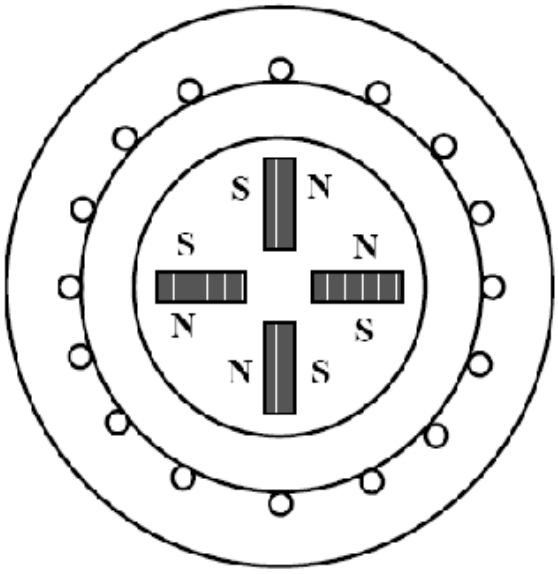


Figure I.1.b: machines à aimants enterrés

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga Watt, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares **[Tou 06].**

Dans ce chapitre, nous présenterons respectivement le modèle mathématique triphasé puis le modèle biphasé de la machine synchrone à aimant permanent, en utilisant des hypothèses simplificatrices. Une représentation d'état sera déduite en supposant la machine alimentée en tension. Enfin, nous traiterons l'association convertisseur machine où on présentera un modèle général associant la machine synchrone à aimant permanant et son alimentation.

I.2. Généralité sur la MSAP :

Ces derniers années, les aimants permanents joue un rôle très important dans la construction des MSAP celle-ci utilisée dans plusieurs application et plus particulièrement comme servomoteur remplaçant de plus les machines à courant continu, à cause de leur performances dynamique élevés **[Mes 08].**

I.2. 1. Aimant permanent :

Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir permanence une force magnétique **[Hac 08].**

Les propriétés des aimants permanents et le choix des matériaux utilisés sont très importants dans la conception d'une MSAP. Les aimants permanents sont à base de matériaux céramiques (ferrites) ou matériaux métalliques. Ces matériaux métalliques sont à base d'AlNiCo (Aluminium-Nickel-Cobalt), ou de terres rares (SmCo: Samarium-Cobalt, NdFeB: Néodyme-Fer-Bor).

La puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant. Cette densité est 5 à 6 fois plus importante dans les aimants à terre rare que dans les aimants à ferrites et 3 fois plus importante que dans les aimants métalliques à base d'AlNiCo. Ceci est dû à l'induction rémanente et au champ coercitif qui sont plus importants dans les aimants à terre rare. Il est certain que l'utilisation de tels aimants entraînera une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance. Il en résultera un rapport puissance / masse élevé **[Bou07].**

I.2. 2.avantages et inconvénients:

Les moteurs synchrones à aimants présentent des avantages indéniables:
-fort couple massique;
-bon rendement (absence de pertes par effet de joule au rotor);
-bonnes performances dynamiques grâce à la faible des inductances statoriques, due à la largeur importante de l'entrefer apparent (perméabilité des aimants voisine de celle de l'air);
-champ magnétique important dans l'entrefer;
-pas de source de tension continue pour l'excitation.

Le principal inconvénient, en dehors du coût assez élevé, est l'ondulation du couple, qui peut être néfaste dans certains domaines **[Pier].**

I.2.3. 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.
• 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 **[Ame 05].**

I.3. Hypothèses simplificatrices [Fad 06] :

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents est subordonnée par les hypothèses simplificatrices suivantes:
• l'entrefer est d'épaisseur uniforme ;
• l'effet d'encochage est négligeable ;
• l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale ;
• distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer
• le circuit magnétique est supposé non saturer ;
• les harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte ;
• le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté, i.e. : les courants de Foucault sont négligeables ;
• l'hystérésis, l'effet de peau ainsi que l'effet de la température sont négligeables.

I.4. Principe de l'autopilotage des machines synchrones [Hac 08] [Mes 08] :

Les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable; c'est pourquoi l'apport de l'électronique de puissance a été le plus sensible pour ce type de machines. Pour faire varier cette vitesse, il existe deux procédés.

- La fréquence est délivrée par un dispositif (convertisseur de fréquence) dont la commande est indépendante du moteur ; la machine fonctionne alors en boucle ouverte. Ce mode de fonctionnement direct présente de grands risques d'instabilité ainsi la machine décroche dans le cas où la charge devient importante.

- La fréquence du convertisseur statique est asservie à la vitesse de rotation de l'arbre moteur de manière à assurer le synchronisme ($\omega=\omega_r$). Le moteur élabore lui-même, en tournant, sa fréquence d'alimentation (fonctionnement autopiloté). Cette méthode élimine tous les risques d'instabilité propre au mode d'alimentation précédent. Le fonctionnement

autopiloté nécessite la détection de la position du rotor de la machine et une source d'alimentation à fréquence variable pouvant être synchronisée par rapport à une référence extérieure figure I.2.

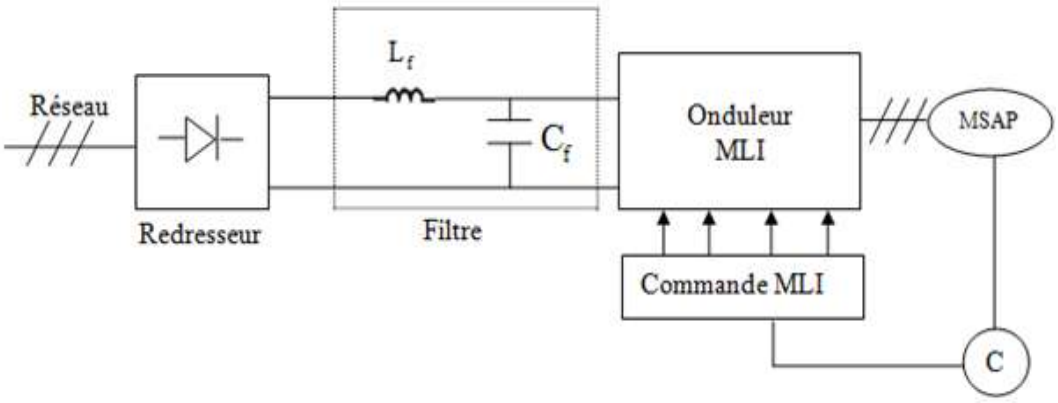


Figure I.2: Réseau électrique, Filtre, et La structure d'une machine synchrone autopilotée.

I.5. Modélisation de la machine :

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique (figure I.3) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. En fonction de la manière dont les aimants sont placés, on peut distinguer deux types de rotors.

Dans le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor. Par contre, dans le deuxième, les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides.

Afin de modéliser le MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références: le moteur possède une armature symétrique non saturée ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants et une distribution sinusoïdale de la FMM créée par les enroulements au stator **[Kad 00].**

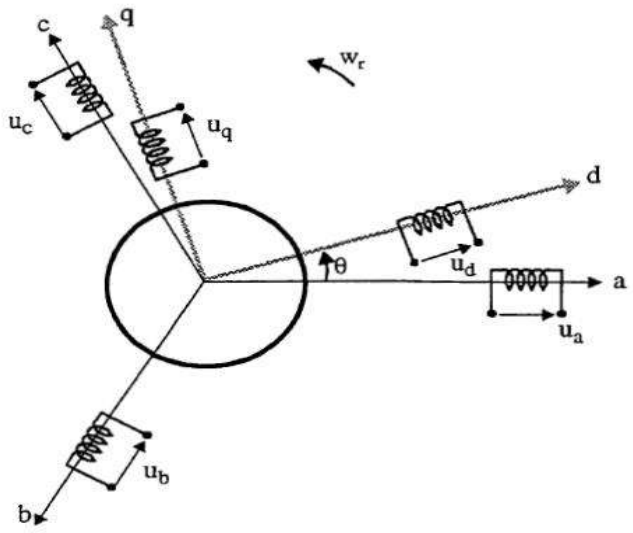


Figure I.3: Référentiel a, b, c et référentiel d-q.

I.5.1. Mise en équations de la machine :

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique. En considérant les conditions simplificatrices citées ci-haut, le modèle triphasé s'exprime par:

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc}] \tag{I.1}$$

Avec

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \tag{I.2}$$

Avec V_{abc}, i_{abc} et Φ_{abc} représentant respectivement les tensions de phases statoriques, les courants de phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques. R indique la résistance d'une phase statorique.

Les flux totaux Φ_{abc} sont exprimés par:

$$[\phi_{abc}] = [L][i_{abc}] + [\phi_{sf}]$$
$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \tag{I.3}$$

Avec : L_{ss} et M_s représentant l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques, La self inductance est la somme de deux inductances $L_{ss} = L_{fs} + \frac{3}{2} L_m$, l'inductance de fuite L_{ss} et l'inductance de magnétisation L_m. Les flux Φ_{sf} sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator. Ils représentent les amplitudes des tensions induites dans les phases statoriques à vide.

La substitution de (I.3) dans (I.1) donne :

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + [L]\frac{d}{dt}[i_{abc}] + [\phi_{abc}] \quad \text{(I.4)}$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J\frac{d\omega_r}{dt} = \left(C_{em} - C_r - C_f\right) \quad \text{(I.5)}$$

Avec : $C_f = f_c \omega_r$

$\omega_r = \frac{\omega}{P}$: Vitesse mécanique de rotation de la machine

C_r : Couple résistant

C_{em} : Couple électromagnétique

C_f : Couple de frottement

J : Moment d'inertie

P : Nombre de paires de pôles

ω : Vitesse électrique du rotor

f_c : Coefficient de frottement

I.5.2. Principe de la transformation de Park [Ame 05] :

La transformation directe de Park est définie par la matrice $[T_\Theta]$. Aux vecteurs originaux [v abc], [i abc], et [φ abc], la transformation de Park fait correspondre les vecteurs [vdqo],[idqo] et[φdqo] . La transformation de Park est appliquée de manière identique au vecteurde tensions, de courants, et de flux$[x\,dqo] = [xo\ xd\ xq]^T$. Le vecteur xo représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs xa, xb, et xc. Les vecteurs xd et xq représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs xa, xb, et xc.

a- La transformation de Park est définie par :

$[xabc]= [T_\Theta]^{-1} [xdqo]$

$[xdqo]= [T_\Theta] [xabc]$ (I.6)

$[T_\Theta]$ et $[T_\Theta]^{-1}$sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[T_\theta]=\frac{2}{3}\begin{bmatrix}\cos\theta & \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right)\\ \sin\theta & \sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right)\\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2}\end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[T_\theta]^{-1}=\begin{bmatrix}\cos\theta & \sin\theta & 1\\ \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & 1\\ \cos\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta-\frac{4\pi}{3}\right) & 1\end{bmatrix} \quad (I.8)$$

b- Equations des tensions :

On utilise la transformation (I.6) au système (I.1) on obtient :

$$[V_{dq}]=[T_\theta][V_{abc}]=[T_\theta][R][i_{abc}]+[T_\theta]\frac{d}{dt}[\phi_{abc}] \quad (I.9)$$

En appliquant la transformation (I.4) et (I.8) on aura :

$$[V_{dq}]=[T_\theta][R][T_\theta^{-1}][i_{dq}]+[T_\theta][T_\theta^{-1}]\frac{d}{dt}[\phi_{dq}]+[T_\theta]\left(\frac{d}{dt}[T_\theta^{-1}]\right)[\phi_{dq}] \quad (I.10)$$

Avec [R]est diagonale, alors :

$$[R]=[T_\theta][R][T_\theta^{-1}] \quad (I.11)$$

On a :

$$[T_\theta]\frac{d}{dt}[T_\theta]^{-1} = \frac{d\theta}{dt}\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(I.12)}$$

Et à l'aide de (I.10) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \phi_d - \omega\phi_q \\ V_q = R_s i_q + \phi_q + \omega\phi_d \end{cases} \quad \text{(I.13)}$$

c- Equations des flux :

D'après les équations (I.3), (I.6), (I.8), nous avons :

$$\begin{aligned} &[\phi_{dq}] = [T_\theta][\phi_{abc}] = [L][i_{abc}] + \phi_{sf} \\ &[\phi_{dq}] = [T_\theta][L][T_\theta^{-1}][i_{dq}] + \phi_{sf} \\ &D'ou \\ &\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_{sf} \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \end{aligned} \quad \text{(I.14)}$$

L_dL_q: Inductances d`axes directe et en quadrature. La machine étant supposée à pôles lisses,

Φ_{sf} : flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator.

d- Expression du couple électromagnétique:

La connaissance du couple électromagnétique de la machine Cem est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$P_e = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad \text{(I.15)}$$

D'après Park, cette puissance s'écrit:

$$P_e = \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q + 2V_0 i_0) \quad \text{(I.16)}$$

Pour un système équilibré on a: V_0=0 et i_0=0, ce qui donne

$$P_e = \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q) \quad \text{(I.17)}$$

En remplacent V_d et V_q par leur expression, la puissance devient :

$$P_e = \frac{3}{2}\left[R_s\left(i_d^2 + i_q^2\right)\left(i_d \frac{d\emptyset_d}{dt} + i_q \frac{d\emptyset_q}{dt}\right) + \left(\emptyset_d i_d - \emptyset_q i_q\right)\omega\right] \quad \text{(I.18)}$$

Où:

$R_s\left(i_d^2 + i_q^2\right)$: représente les chutes ohmique (pertes par effet de joule).

$i_d \frac{d\emptyset_d}{dt} + i_q \frac{d\emptyset_q}{dt}$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasiné.

$\left(\emptyset_d i_d - \emptyset_q i_q\right)\omega$: représente la puissance transféré du stator au rotor à l'entrefer.

Ainsi que:

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega} \quad \text{(I.19)}$$

Donc:

$$C_{em} = \frac{3}{2}P\left[\left(\emptyset_d i_q - \emptyset_q i_d\right)\right] \quad \text{(I.20)}$$

$$C_{em} = \frac{3}{2}P\left[\left(L_d - L_q\right)i_d i_q + \emptyset_{sf} i_q\right] \quad \text{(I.21)}$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$C_{em} = P\emptyset_{sf} i_q$: qui représente le couple principale.

$C_{em} = \frac{3}{2}P\left(L_d - L_q\right)i_d i_q$: qui est le couple de réluctance variable.

D'où les équations de la MSAP dans le référentielle de Park s'écrive comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P\omega_r i_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P\omega_r i_d - \frac{\emptyset}{L_q} P\omega_r + \frac{V_q}{L_q} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2}\frac{P}{J}\left(\emptyset i_q + \left(L_d - L_q\right)i_d i_q\right) - \frac{1}{J}C_r - \frac{f}{J}\omega_r \\ C_{em} = \frac{3}{2}P\left[\left(L_d - L_q\right)i_d i_q + \emptyset_{sf} i_q\right] \end{cases} \quad \text{(I.22)}$$

I .6. Schéma bloc :

On peut représenter la MSAP par un bloc diagramme illustré par la figure (I-4).

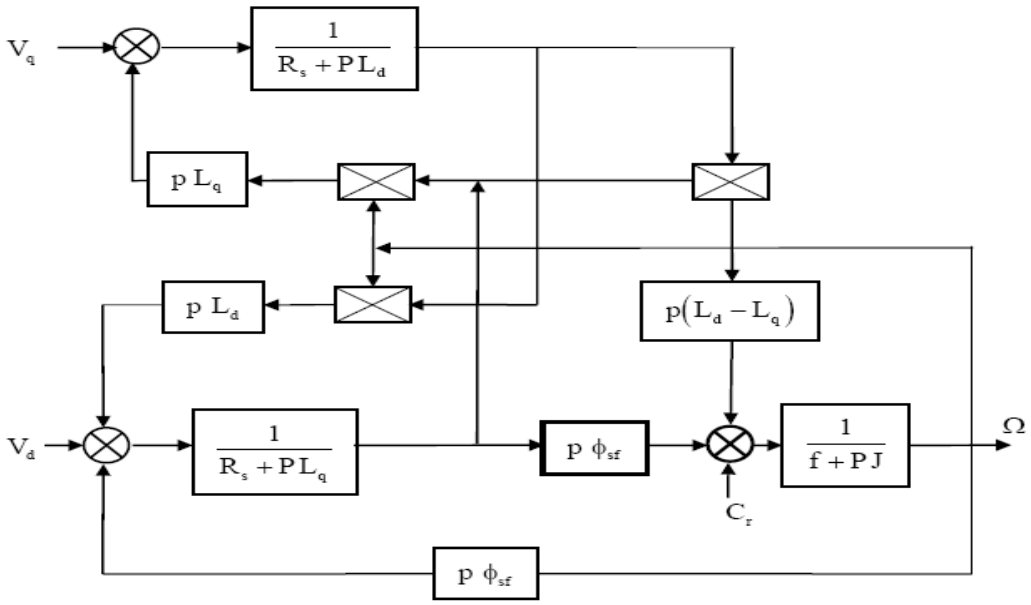


Figure I.4: Modèle de la MSAP

I .5.3.Transformation de Concordia:

La forme générale de cette transformation est la suivante:

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = (T)\begin{pmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = (T_{31}).x_0 + (T_{32})\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \qquad (I.23)$$

$$(T) = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}, (T_{31}) = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} \text{ et } (T_{32}) = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$

Cette transformation est normée et conserve les expressions des puissances. Elle s'applique de manière identique aux tensions, aux courants et aux flux **[Ait 07].**

I .5.4.Passage du repère dq au repère αβ:

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation:

$$[x_{\alpha,\beta}] = [P(\theta)][x_{dq}] \qquad (I.24)$$

Avec :

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

Le produit des deux transformations (Concordia et Park) est souvent appelé la transformation de Park généralisée **[Boc06].**

I .6. Alimentation des MSAP:

Le convertisseur qui assure l'alimentation de la MSAP est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau triphasé symétrique, et de fréquence constante, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tensions alternatives.

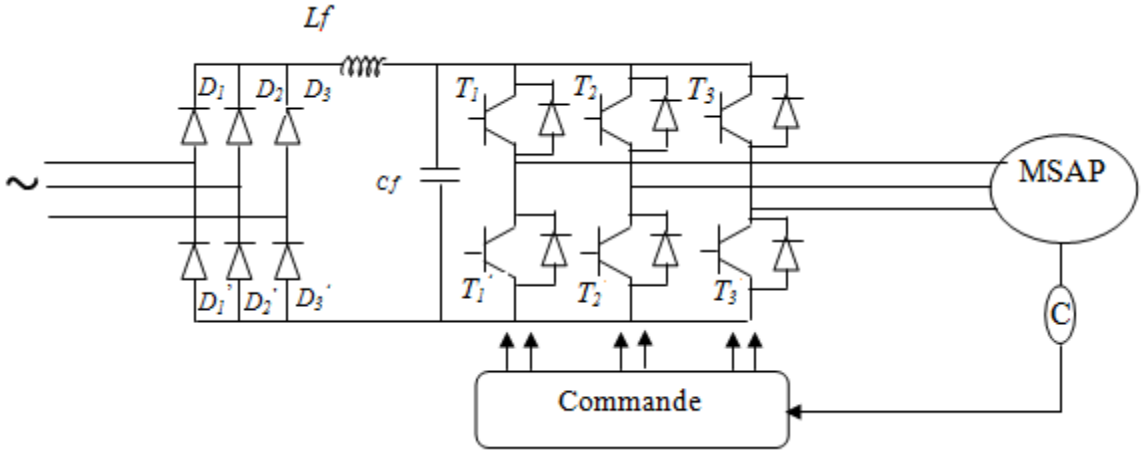


Figure I .5: le schéma synoptique d'un MSAP et de son alimentation.

I .7. Modélisation du convertisseur :

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable de la machine synchrone, il est nécessaire d'alimenter la machine à fréquence variable. Cette alimentation se fait à l'aide d'un convertisseur, les tentions d'alimentation statoriques sont contrôlées en amplitude et leur fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables par la commande **[Nait 07].**

I .7.1. Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un pont de Graêtz à six diodes figure I.6
La séquence de conduction des diodes
D1 conduit si $V_i = (V_j)\max$
D`1 conduit si $V_i = (V_j)\min$
Où i =1,3 ; j =1,3.

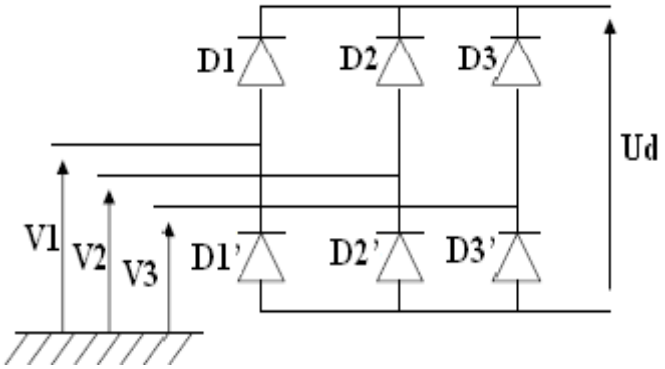


Figure I.6:Modélisation du redresseur

La tension de sortie est définie comme suit :

$$U_d = (V_{max}) - (V_{min})$$

Avec :

$$V = [V_1 \quad V_2 \quad V_3]^t$$

I.7.2.Modélisation du filtre:

Le filtre est constitué par une inductance L en parallèle avec une capacité C permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U_c sensiblement constante et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
L'inductance L permet de réduire les ondulations du courant Id.

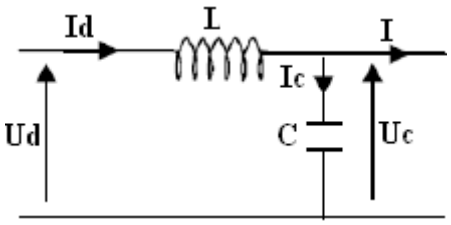


Figure I.7:Modélisation du filtre

Les équations du filtre sont:

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L}(U_d - U_c) \quad (I.25)$$

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C}(I_d - I) \quad (I.26)$$

Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tel que la pulsation de résonance soit nettement supérieure à la pulsation d'utilisation, afin d'atténué les ondulations de la tension et du courant provoquées par le fonctionnement de l'onduleur. Dans notre cas nous avons choisis : L=0,01H et C=250 µF.

I.7.3. Modélisation de l'onduleur:

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. Il est formé de semi-conducteurs à amorçage et à blocage commandé. En faible ou moyenne puissance, on utilise des transistors (à effet de champ, bipolaire ou IGBT), une diode doit être montée en parallèle, inverse avec chaque transistor de façon à former l'équivalent d'un interrupteur laissant passer le courant dans les deux sens **[Mes 08].**

L'onduleur triphasé est formé de six interrupteurs, K_1 et K_4, K_2 et K_5, K_3 et K_6 doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par la figure (I.8).

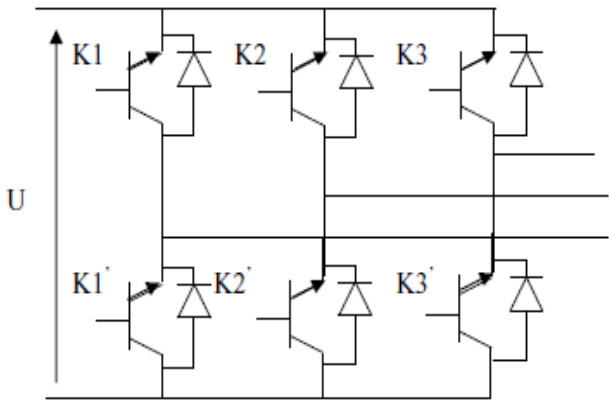


Figure I.8:Onduleur triphasé à deux niveaux

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

-La commutation des composants électriques est supposée instantanée (composants parfaits).

-La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

- La charge triphasée est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

Nous associons à chaque bras de l'onduleur, une fonction logique F_i (i=1, 2,3)

Les fonctions logiques sont définies ainsi :

$$F_j=\begin{cases}1 \quad si \quad k_i \text{ est fermé et } k_i' \text{ ouvert}\\ 0 \quad si \quad k_i' \text{ est fermé et } k_i \text{ ouvert}\end{cases} \tag{I.27}$$

Les tensions de ligne aiguillées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases}U_{ab}=U_f(F_1-F_2)\\ U_{bc}=U_f(F_2-F_3)\\ U_{ca}=U_f(F_3-F_1)\end{cases} \tag{I.28}$$

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre est isolé alors :

$$V_a+V_b+V_c=0 \tag{I.29}$$

Tensions simples :

$$\begin{cases}V_a=\dfrac{U_f}{3}(2F_1-F_2-F_3)\\ V_b=\dfrac{U_f}{3}(-F_1+2F_2-F_3)\\ V_c=\dfrac{U_f}{3}(-F_1-F_2+2F_3)\end{cases} \tag{I.30}$$

Le système d'équations (I.30) peut s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix}V_a\\ V_b\\ V_c\end{bmatrix}=\frac{U_f}{3}\begin{bmatrix}2 & -1 & -1\\ -1 & 2 & -1\\ -1 & -1 & 2\end{bmatrix}\begin{bmatrix}F_1\\ F_2\\ F_3\end{bmatrix} \tag{I.31}$$

L'expression de courant à l'entrée de l'onduleur :

$$i_f = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \tag{I.32}$$

I .8. Fonctionnement et séquences de l'onduleur à deux niveaux:

Les tensions à la sortie de l'onduleur peuvent être représentées par un seul vecteur tension V_s donné par :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_a + aV_b + a^2V_c) \quad (I.33)$$

Avec $a = e^{j.\frac{2\pi}{3}}$

On remplace les tensions simples par leurs expressions on obtient :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(F_1 + aF_2 + a^2F_3).U_f \quad (I.34)$$

La relation précédente montre qu'il existe huit combinaisons (2^3)possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur. Le tableau I.1 représente les vecteurs tensions possibles à la sortie de l'onduleur

vecteur	F_1	F_2	F_3	V_a	V_b	V_c
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2U_f/3$	$-U_f/3$	$-U_f/3$
V_2	1	1	0	$U_f/3$	$U_f/3$	$-2U_f/3$
V_3	0	1	0	$-U_f/3$	$2U_f/3$	$-U_f/3$
V_4	0	1	1	$-2U_f/3$	$U_f/3$	$U_f/3$
V_5	0	0	1	$-U_f/3$	$-U_f/3$	$2U_f/3$
V_6	1	0	1	$U_f/3$	$-2U_f/3$	$U_f/3$
V_7	1	1	1	0	0	0

Tableau I.1 : Tableau de vérité pour un onduleur à deux niveaux

La projection des vecteurs de tensions $V_s$dans le plan $(\alpha - \beta)$ est représentée par la figure suivante :

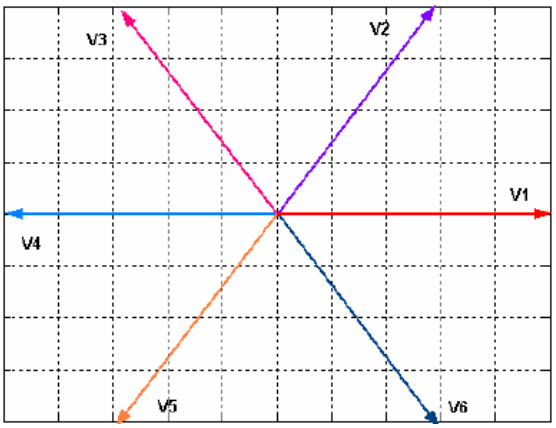


Figure I.9 : Représentation vectorielle du vecteur de tension de l'onduleur.

Deux vecteurs (V_0 et V_7) correspondent aux vecteurs nuls : (F_1, F_2, F_3) = (0, 0, 0) et (F_1, F_2, F_3) = (1, 1, 1).

I .9. Stratégie de commande de l'association onduleur deux niveaux-MSAP:

L'onduleur a pour rôle de produire des tentions alternatives variables en amplitude et en fréquence. La commande de l'onduleur par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence et tension fixes, par l'intermédiaire d'un convertisseur statique **[Ham 07].**

Parmi les nombreuses lois de commande permettant d'élaborer une onde MLI, la technique la plus simple et la plus répandue est la triongulo-sinusoïdale. Pour cette stratégie, la détermination des instants d'échantillonnage ainsi que la largeur d'impulsion s'effectue en comparant une tension de référence modulante sinusoïdale, de fréquence f, à une porteuse d'amplitude fixe et de fréquence f_p nettement supérieur à f. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres: l'indice de modulation m et le taux de modulation r **[Nait 07].**

$$m = \frac{f_p}{f} ; r = \frac{V_r}{V_p} .$$

La figure I.10 représente l'association onduleur à MLI Machine Synchrone à Aimant Permanant, où les tensions de références sinusoïdales $v_a^* v_b^* v_c^*$ sont comparées au signal de porteuse v_p, afin de déduire les instants de commutation des interrupteurs.

Les tensions de références sont données par la relation:

$v_j^* = r \sin\left(2\pi f t - 2(j-1)\frac{\pi}{3}\right)$(I.35)

avec: j=1, 2,3.

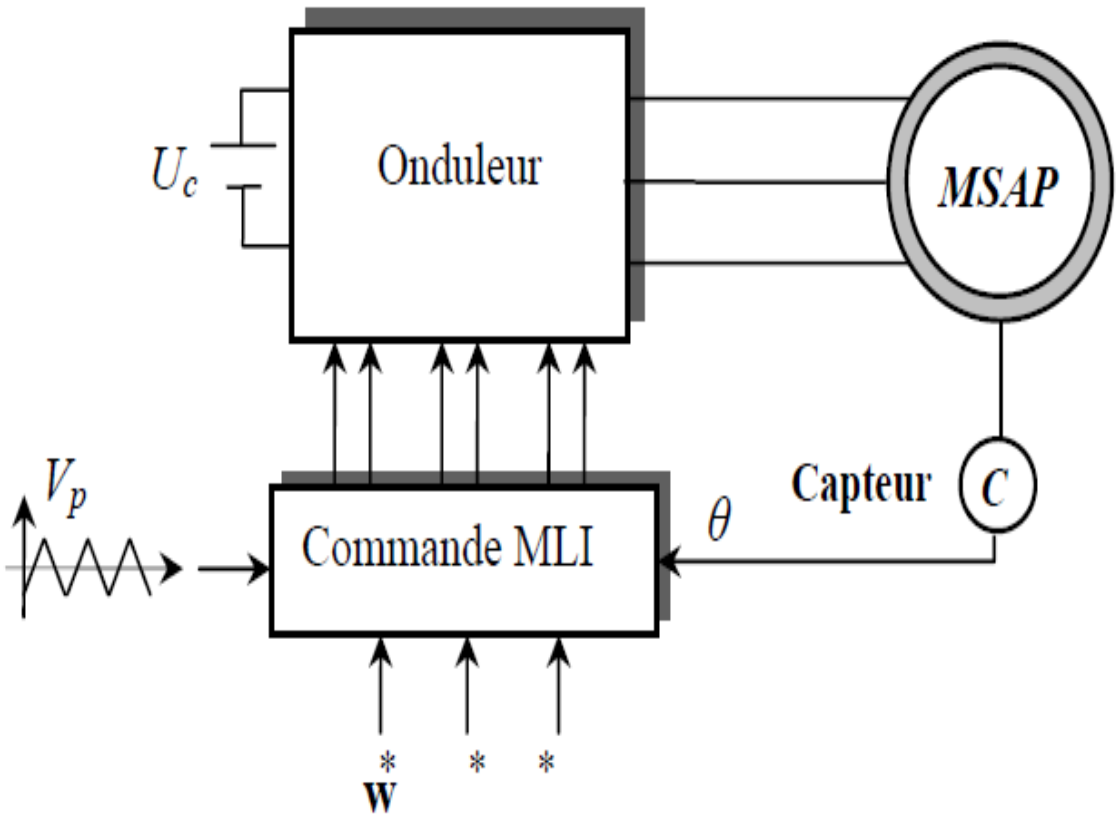


Figure I.10: association onduleur MLI machine synchrone à aimant permanant

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale pour un bras K d'un onduleur est le suivant :

$S_k = 1$ si $(V_r \geq V_p)$; $S_k = 0$ si $(V_r < V_p)$.

$K = a, b, c$.

I.10. Résultats de simulation:

Les résultats de simulation pour le fonctionnement de la MSAP à vide et en charge sont présentés par les figures (I.11) et (I.12).

- ✓ **à vide:**

On remarque bien que:

a) la vitesse se stabilise à la valeur de (1475 tr/min) au bout d'un temps de 6 secondes environ.
b) le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement.
c) on constate un fort appel de courant de démarrage, puis il se stabilise en régime permanent.

- ✓ **en charge:**

On applique un échelon de couple résistant à (t=3.5s), d'où on remarque diminution de la vitesse et une augmentation du couple électromagnétique à une valeur compensant la charge appliquée.

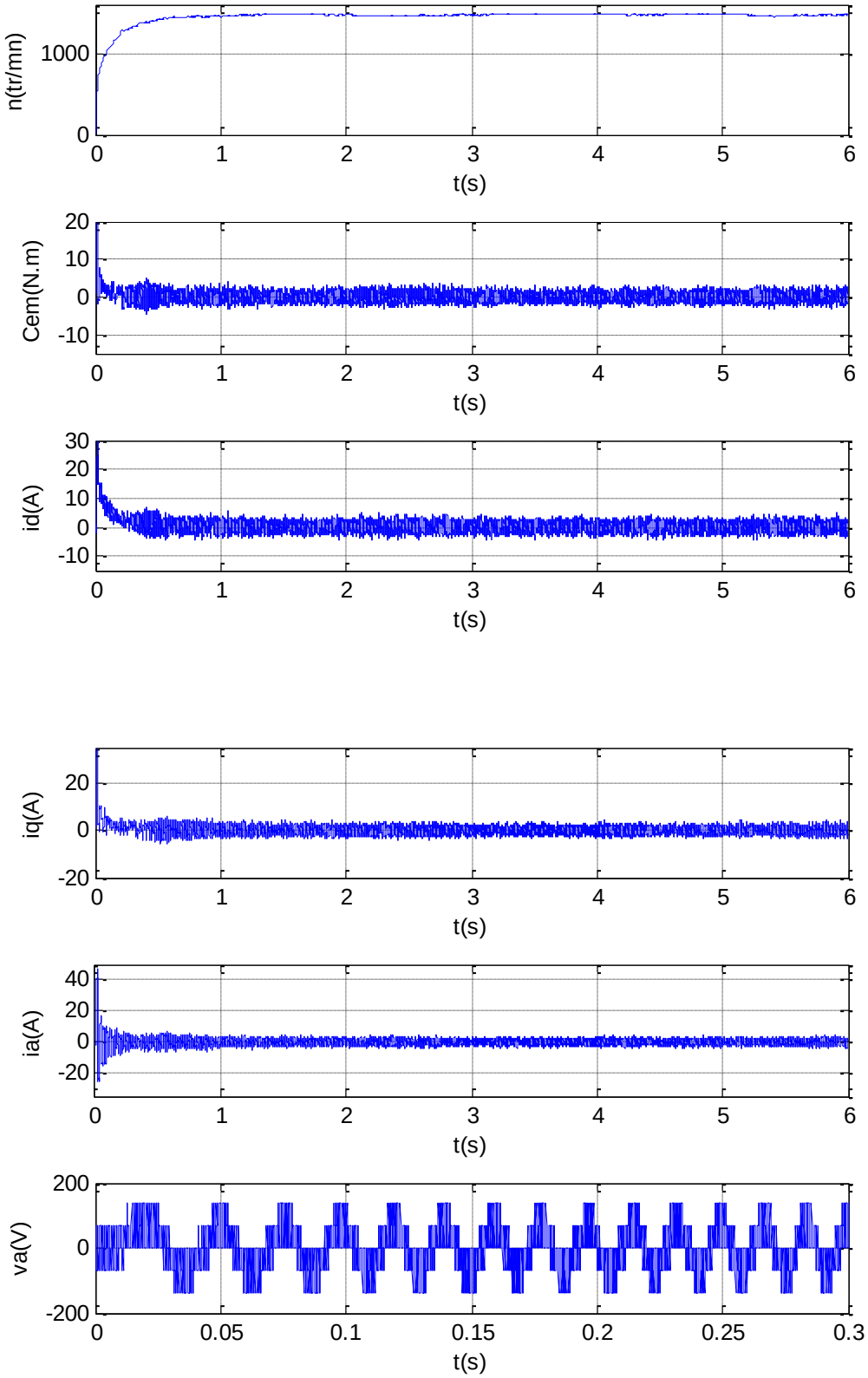


Figure I.11: Les caractéristiques dynamiques à vide de la MSAP

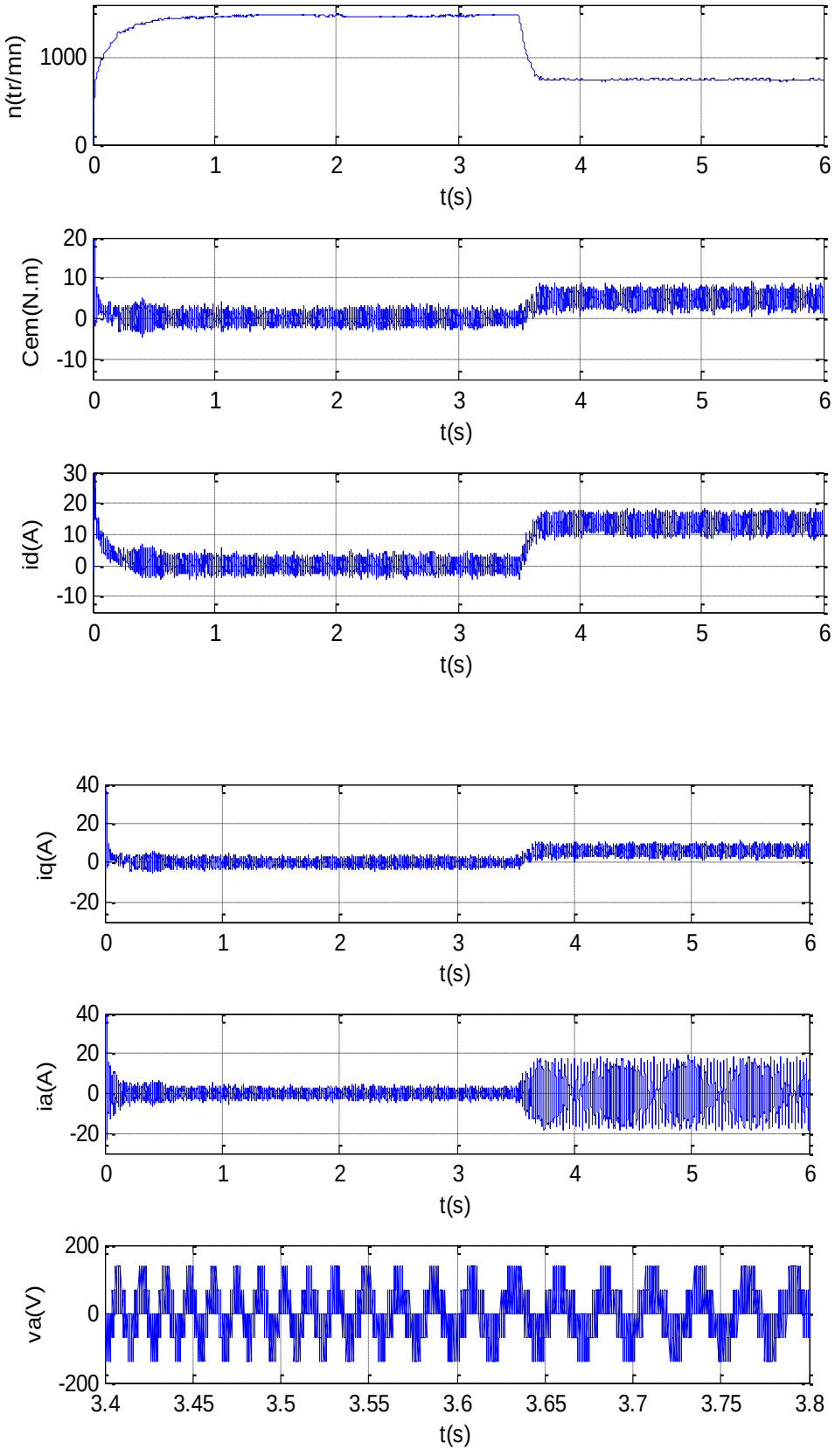


Figure I.12: Les caractéristiques dynamiques en charge de la MSAP

I .11. Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons, dans un premier lieu, présenté la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation, nous avons basé sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. On a modélisé la MSAP dans le repère de Park. En effet le choix de cette base est caractérisé par une méthode simple de modélisation, d'un modèle simple et découplé en vue de la commande de la MSAP et donc des algorithmes de commande simples lors d'une représentation globale du comportement de la MSAP. Ensuite, nous avons associé un onduleur de tension. Enfin, nous avons modélisé l'onduleur de tension à deux niveaux .

Chapitre II

Commande Direct du Couple Appliquée à la MSAP

II.1.INTRODUCTION :

Le contrôle direct du couple DTC proposé par Takahashi et Depenbrock en 1985 est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel .En effet, la stratégie de commande DTC est basée sur la commande directe de l'amplitude et de la vitesse de rotation du flux statorique en utilisant deux contrôleurs d'hystérésis et une table de commutation pour générer de façon directe les ordres de commande de l'onduleur de tension, afin d'obtenir des dynamiques du couple et du flux statorique plus importantes et séparées. La connaissance du flux statorique est donc très importante. Une méthode simple et efficace consiste à calculer le flux statorique à partir de la tension, du courant et de la résistance statorique indépendamment des autres paramètres de la machine **[Lat 12].**

II.2.PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DE COUPLE :

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur **[Ame 05].**

La commande par DTC du MSAP, peut être schématisée par la figure suivante :

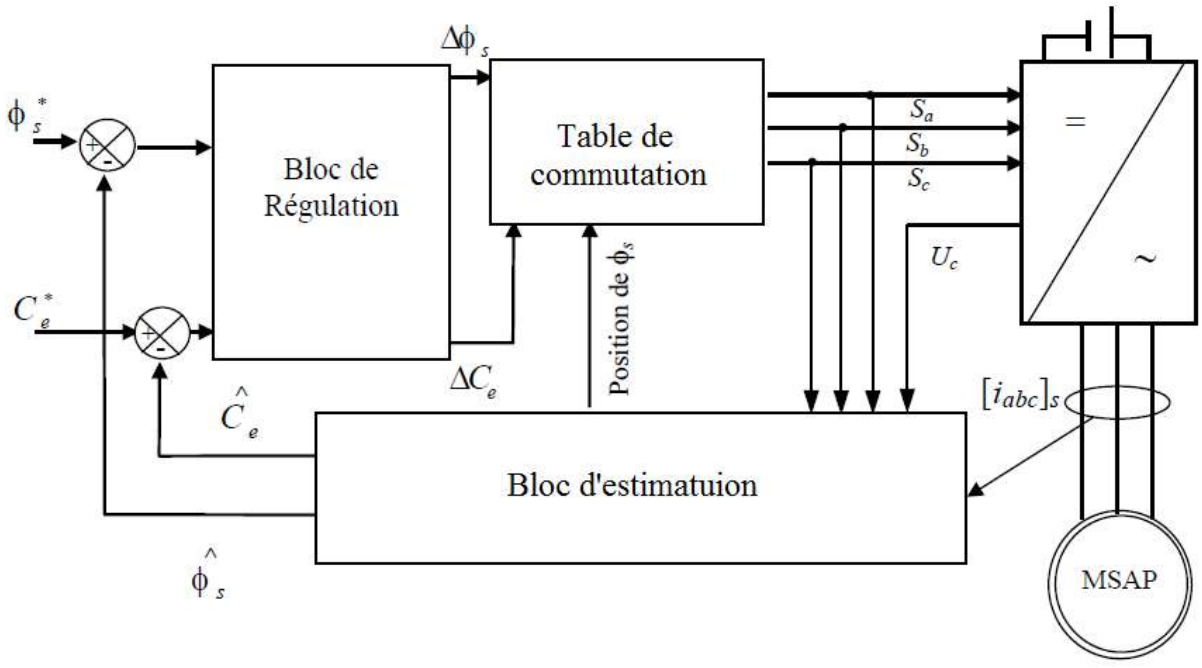


Fig. II.1: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse **[You07] :**

- ✓ La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine.
- ✓ L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator) ;
- ✓ Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple ;
- ✓ La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants ;
- ✓ Elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul.

II.3. Stratégie de commande directe de couple et de flux [Tou 06] :

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant :

- ✓ Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites $\left(T_e \leq 50\mu s\right)$;
- ✓ Pour chaque d'échantillonnage 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 .3.1.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 :

$$\overline{V_s} = r_s.\overline{i_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \qquad (\mathbf{II}.2)$$

On obtient :

$$\overline{\phi_s} = \overline{\phi}_{s0} + \int_0^t \left(\overline{V_s} - r_s.\overline{i_s}\right)dt \qquad (\mathbf{II}.3)$$

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

$$\bar{\phi}_s \cong \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \qquad (\mathbf{II}.4)$$

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

$$\bar{\phi}_s(k+1) \cong \bar{\phi}_s(k) + \bar{V}_s.T_e \qquad (\mathbf{II}.5)$$

Ou encore :

$$\Delta\bar{\phi}_s \cong \bar{V}_s.T_e \qquad (\mathbf{II}.6)$$

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 ;
- $\Delta\phi_s$ c'est la variation du vecteur flux statorique $\left(\bar{\phi}_s(k+1) - \bar{\phi}_s(k)\right)$;
- 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. La figure (II.2) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β).

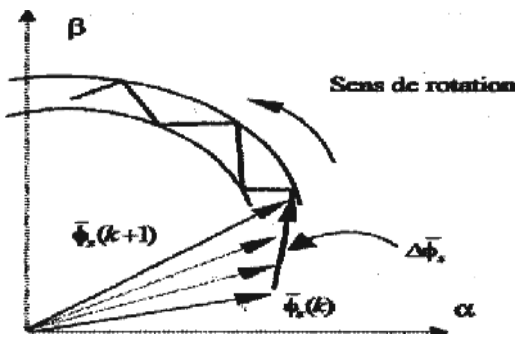


Figure II. 2 : Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β).

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

II .3.2.Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante **[Ame 05]**:

$$Cem = k\left(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r'\right) = k\left(\left|\bar{\phi}_s\right|.\left|\bar{\phi}_r'\right|\right)\sin(\delta). \qquad (\textbf{II}.7)$$

Tels que k= $\frac{p}{Lq}$

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 $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r'$ 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

[Hac 08].

II.4.Choix du vecteur tension [Hac 08] :

Le choix du vecteur *Vs* dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel (α β), de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$.

L'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans (α β) est décomposé en six zones **i**, avec **i**= [1,6], telle que représentée sur la figure (II.3).

Lorsque le flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone **i**, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants:

- Si V_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et *Cem* croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et *Cem* décroît ;

- Si V_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et *Cem* croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et *Cem* décroît ;

On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs. Comme nous disposons de trois interrupteurs, il y a donc huit possibilités pour le vecteur Vs, 2 vecteurs (V_0 et V_7) correspondent au vecteur nul : (S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0) et (S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1).

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 du flux reste inchangé.

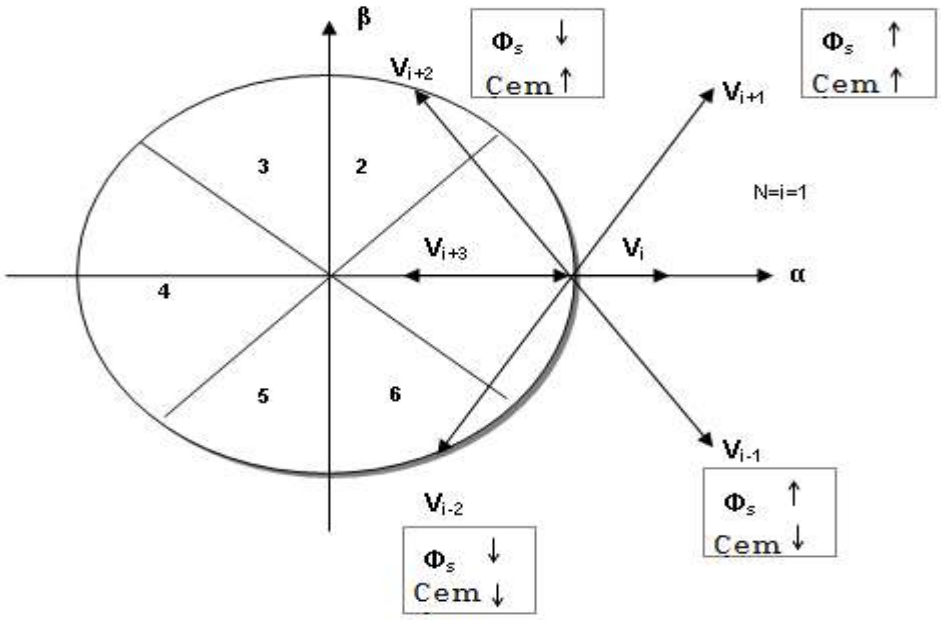


Figure II.3 : Choix du vecteur tension

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux 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'en 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 $\bar{\phi}_s$, en début de la zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire. Quelque 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 en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, stimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\phi}_s$

Un estimateur de $\bar{\phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

II .5 .Estimation du flux et du couple [Tou 06]:

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

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

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_c en appliquant la transformée de Concordia :

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

On peut écrire alors :

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

Le calcul de flux statorique 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 :

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

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

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

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celle 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.

II .5.1.Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

[Hac 08]:

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 .4)

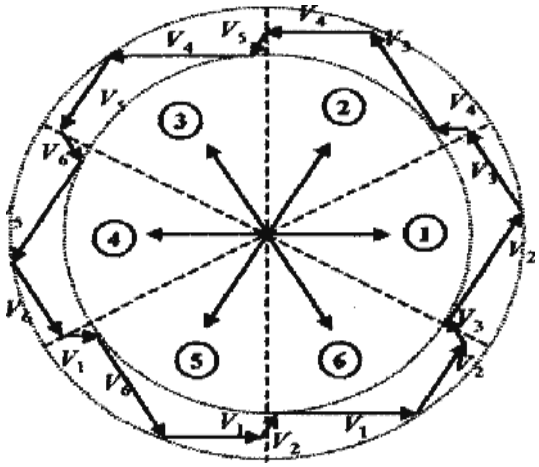


Figure II.4.a : Sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique ϕ_s

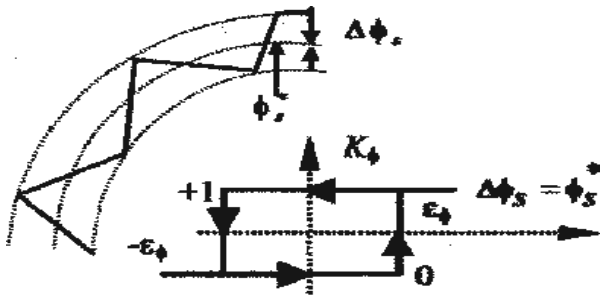


Figure II.4.b : Comparateur à hystérésis utilisée pour contrôler le module de vecteur de flux statorique.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de ϕ_s, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne K_ϕ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée $K_\phi = 1$ ou diminuée $K_\phi = 0$ de façon à maintenir: $\left|(\phi_S)ref - \phi_S\right| \le \Delta\phi_S$ avec $(\phi_S)ref$ la consigne de flux et $\Delta\phi_S$ la largeur d'hystérésis du correcteur.

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.5.2 Correction de couple en utilisant un comparateur à hystérise 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.

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (II .5), tels que K_c représente l'état de sortie du Comparateur et ε_{cem} la limite de la bande d'hystérésis.

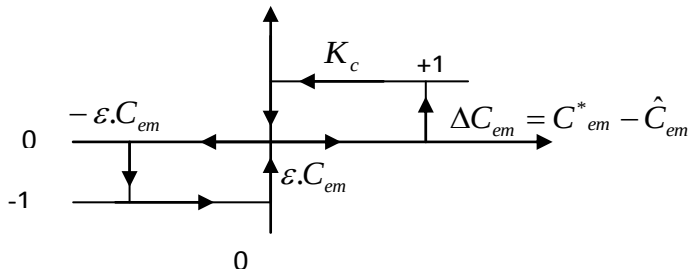


Figure II .5 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple électromagnétique

On peut écrire alors :

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

En introduisant l'écart ΔCem, entre le couple électromagnétique de référence Cem^* et celui estimé $\hat{Cem}$ dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure (II .5)), 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_{cem} 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.

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 $V_{i-1} ou V_{i-2}$, 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 $\bar{\phi}_s$ **[Tou 06]**.

II .6.Élaboration de table de commutation [Tou 06]:

II.6.1.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 $\Delta\phi_s \quad et \quad \Delta Cem$ et selon la position du vecteur de flux statorique $(S_i = 1,...,6)$. Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (IV.4) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s \quad et \quad \Delta Cem$ suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

	Augmentation	Diminution
ϕ_s	$V_{i-1}, V_i et V_{i+1}$	$V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}$
Cem	$V_{i+1} et V_{i+2}$	$V_2 et V_{i-1}$

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

En se basant sur le tableau généralisé tableau (**II** .1), on peut établir le tableau classiquedes séquences ci-dessous proposée par Takahashi pour contrôlerle 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

Tableau 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 ΔCem. Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande : $-\varepsilon_{cem} \leq \Delta Cem \leq \varepsilon_{cem}$.

II.6.2. Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles :

Dans ce cas, on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie est simple et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur. Alors, les séquences qui correspondent à ΔCem nulle sont ignorées (voir tableau (II.3)). La table suivante illustre cette modification.

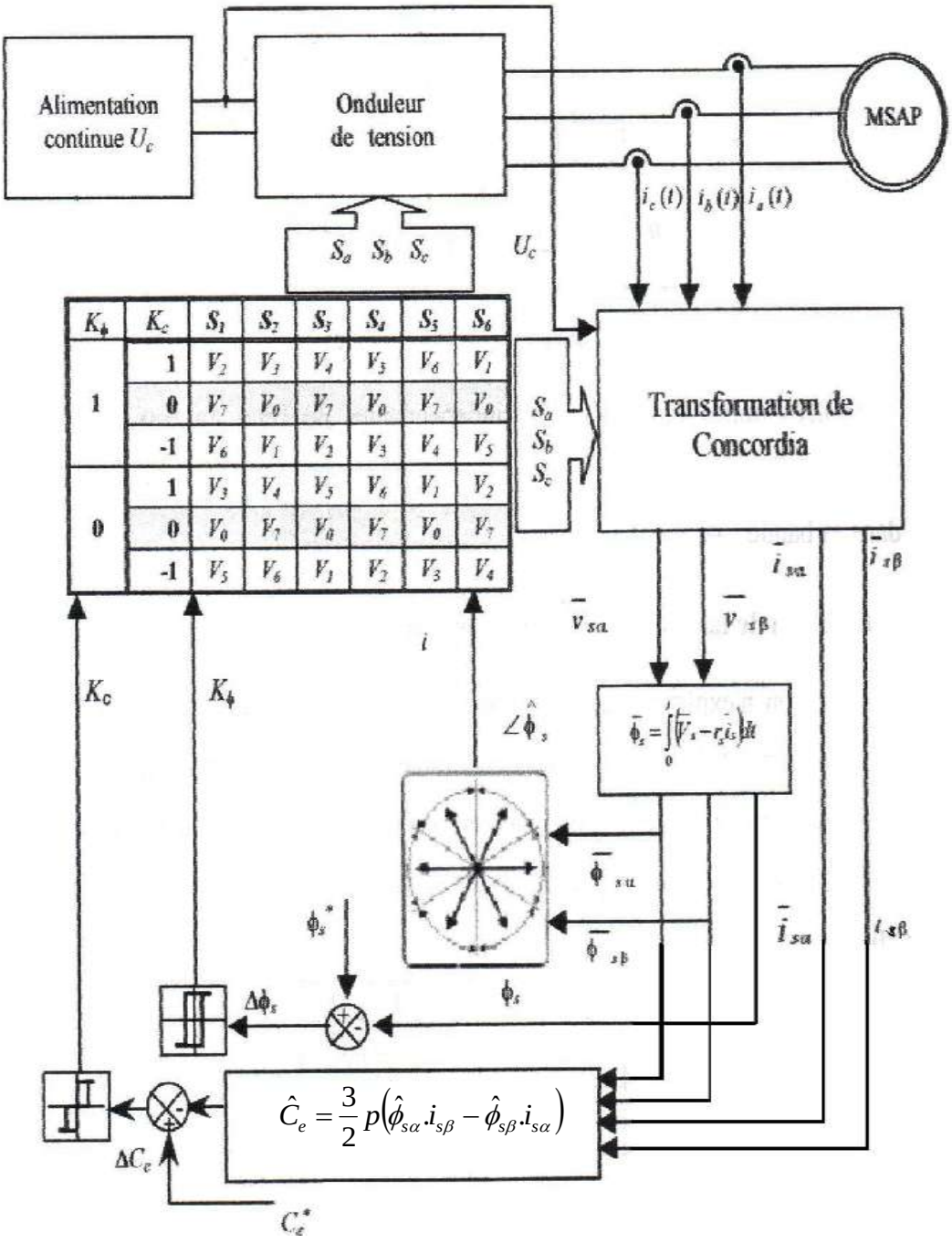
K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau II. 3 : Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur

Dans ce cas, si $\Delta\phi_s$ *et* ΔCem 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).

II.7. Structure générale du contrôle direct de couple:

La structure du contrôle direct du couple est alors résumée ci –dessous :



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

Figure II.6 : Structure générale du contrôle direct de couple

II.8. Réglage de la vitesse de la MSAP:

La commande de la vitesse de la MSAP peut se faire par des méthodes classiques ou modernes. Dans cette partie, le réglage se fait par la synthèse de régulateur au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires et cela grâce au découplage du modèle de la machine réalisé par la DTC. Ainsi, nous utilisons un régulateur de type proportionnel intégral (PI) pour régler la vitesse.

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence nécessaire à la commande directe du couple afin que la vitesse puisse suivre la référence voulue. La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F_R(P) = K_P + \frac{K_i}{P} \tag{II.16}$$

Et la vitesse à régler se définit à partir de l'équation mécanique :

$$\omega(p) = \frac{1}{f+PJ}(C_{em}(p) - C_r) \tag{II.17}$$

D'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse suivant:

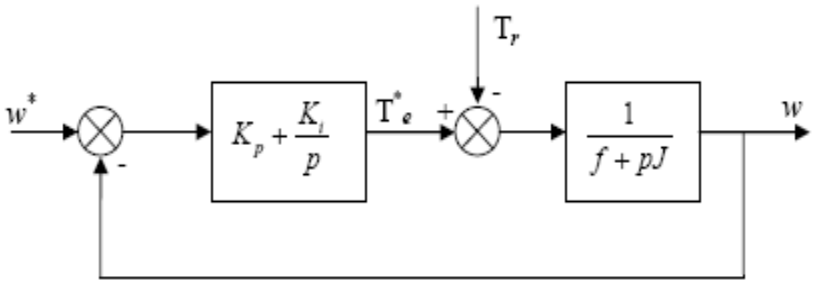


Figure II.7 : Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_pP+K_i}{JP^2+(f+K_p)P+K_i} = \frac{N(P)}{D(P)} \tag{II.18}$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés.

L'équation du dénominateur peut s'écrire :

$$D(P) = (P - P_1)(P - P_2) = P^2 - (P_1 + P_2)P + P_1P_2 \quad \text{(II.19)}$$

$$\begin{cases} P_1 = -\rho - jP \\ P_2 = -\rho + j \end{cases} \quad \text{(II.20)}$$

Et par l'identification, on obtient

$$\begin{cases} K_p = 2J\rho - f \\ K_i = 2J\rho^2 \end{cases} \quad \text{(II.21)}$$

II .9 Résultats de simulation:

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé, en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI (à videet en charge). Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire.

II .9.1 Résultats de simulation en boucle ouverte :

Les figures (II.8) et (II.9) montrent l'évolution du couple électromagnétique et le module du flux statorique, du MSAP alimenté par un onduleur triphasé à deux niveaux commandés par DTC classique sans boucle de vitesse.

Les résultats de simulation montre que :

- ✓ Le couple électromagnétique et le flux suivent parfaitement leurs références.
- ✓ On note des ondulations du couple et du flux causées par la présence des régulateurs à hystérésis.

Les figures (II.8) et (II.9) représentent les réponses du couple et du flux, en appliquant la table de commutation (II.2) (comparateur à trois niveaux) pour un échelon de couple.

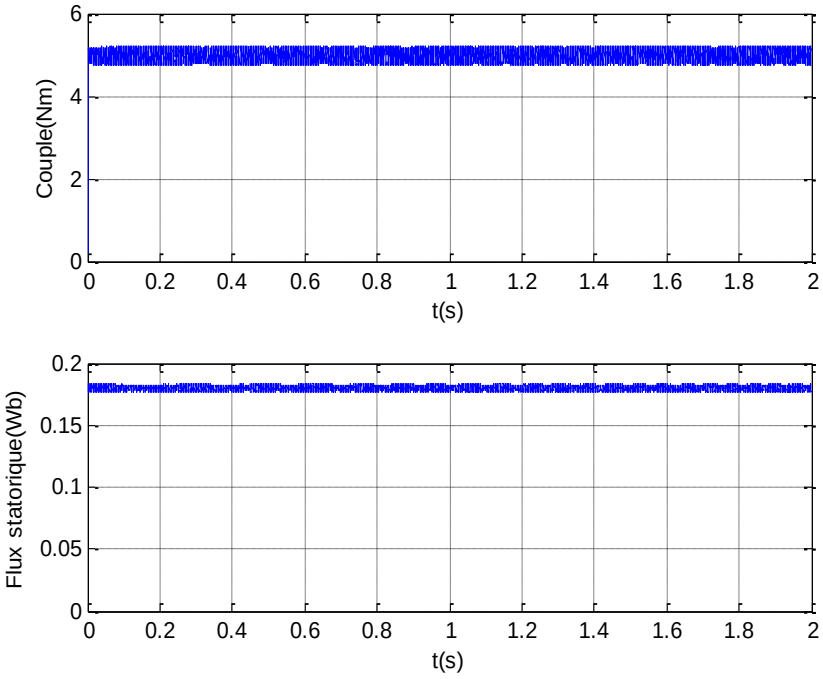


Figure II.8 : Application de la DTC classique sur la MSAP en boucle ouverte.

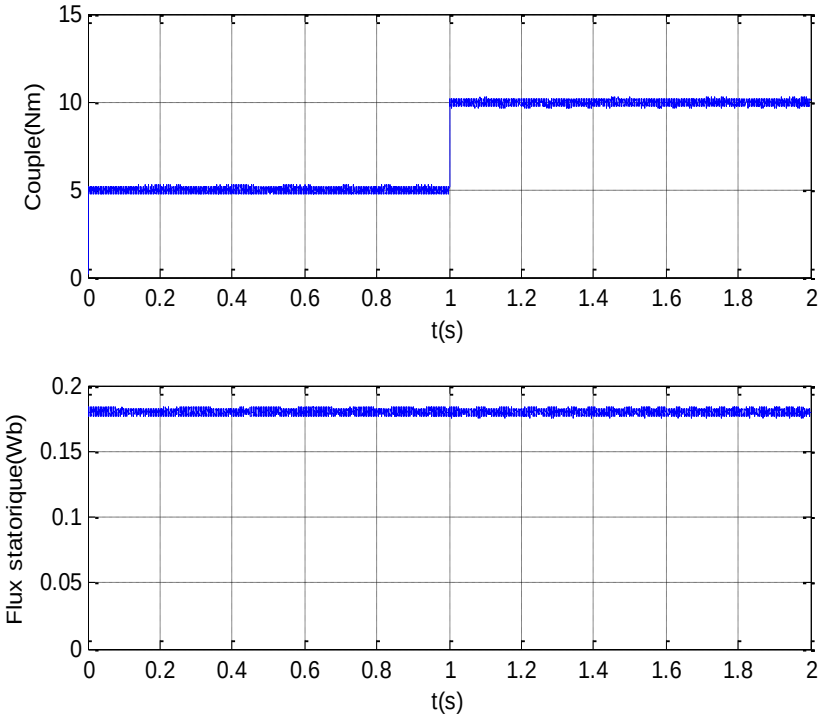


Figure II.9 : Application de DTC sur MSAP en boucle ouverte.

(Avec différente valeurs du couple).

II .9.2 Résultats de simulation en boucle fermée :

On va présenter dans cette section le résultat robustesse d'une commande de DTC appliquée au MSAP en boucle fermée. La régulation de la vitesse est obtenue par un régulateur de type (PI), pour les mêmes paramètres de régulateur, on a simulé un démarrage à vide et en charge. Les résultats de simulation montrent les performances de cette régulation.

- ✓ On constate que la vitesse répond rapidement avec un léger dépassement au démarrage avec un temps de repense court car la machine est à vide et que l'inertie est faible.
- ✓ Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée (5 N.m) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi.
- ✓ A t=1.2s jusqu'à t=1.6s la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à 2.5 N.m, le couple électromagnétique répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablie rapidement à sa référence.

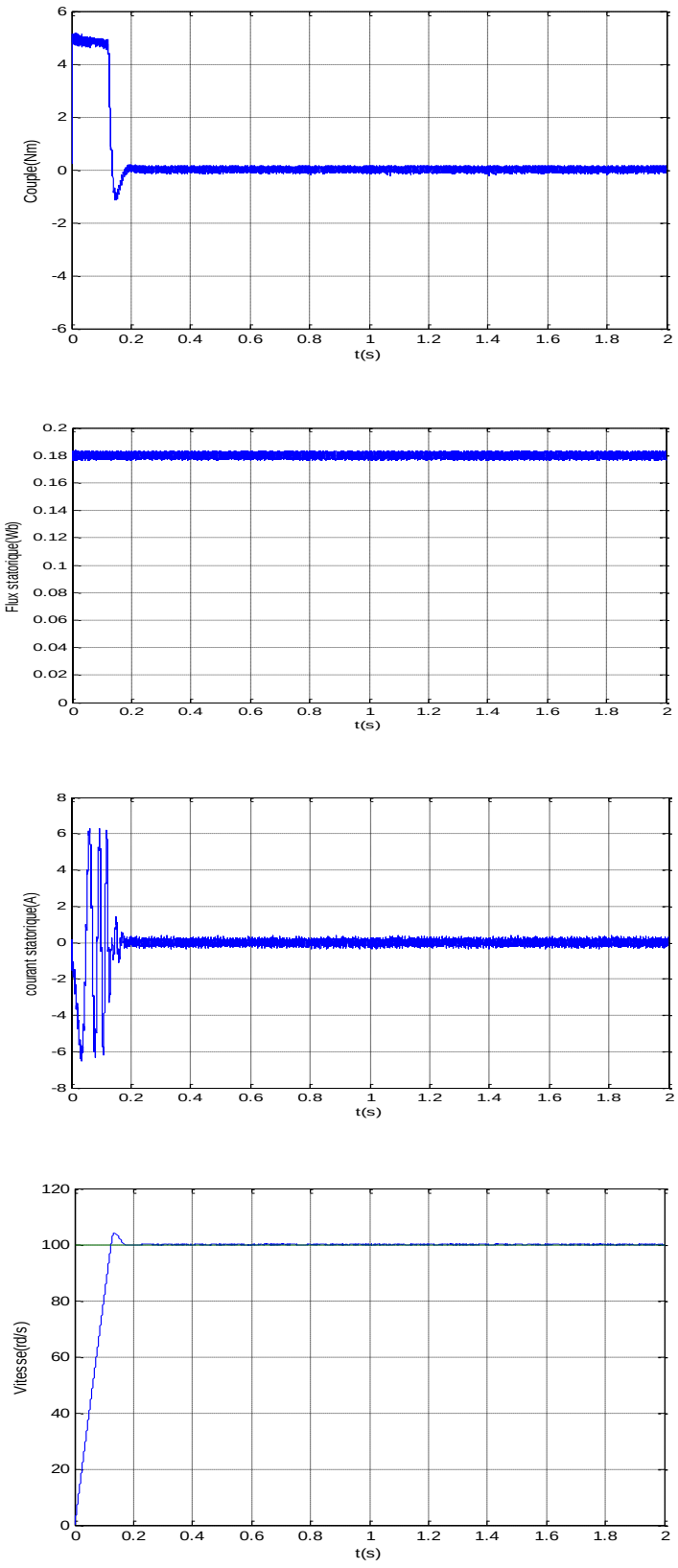


Figure II.10 : Application de la DTC sur la MSAP en boucle fermée (à vide).

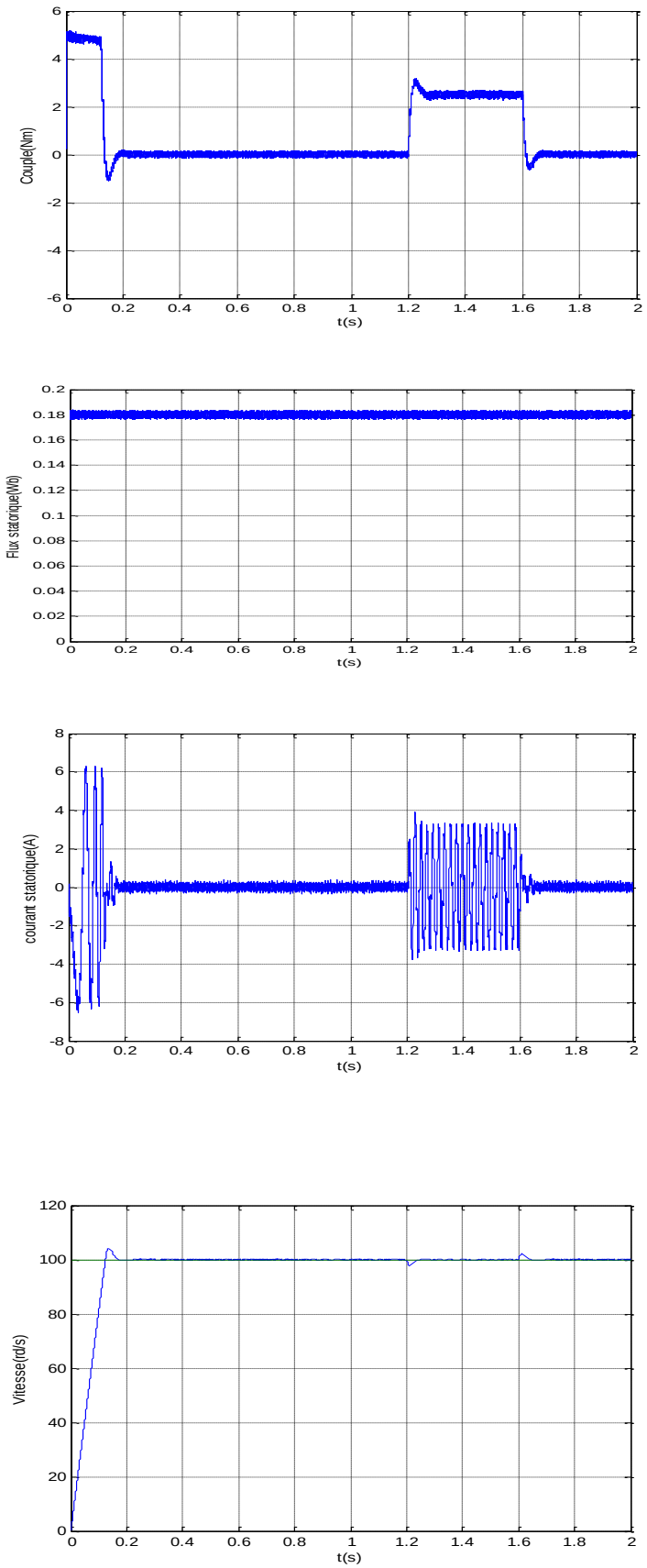


Figure II.11 : Application de la DTC sur la MSAP en boucle fermée (en charge).

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 alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension, en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques du couple et du flux.

Chapitre III

Commande de vitesse de la MSAP par la logique floue

III.1. INTRODUCTION :

La logique floue fut développée par Lofti Zadeh en 1965 à partir de sa théorie des sous-ensembles flous. Les sous-ensembles flous sont une manière mathématique de représenter l'imprécision de la langue naturelle, ils peuvent être considérés comme une généralisation de la théorie des ensembles classiques.

La logique floue est aussi appelée "logique linguistique" car ses valeurs de vérité sont des mots du langage courant : "plutôt vrai, presque faux, loin, si loin, près de, grand, petit...".

La logique floue a pour objectif l'étude de la représentation des connaissances imprécises, des raisonnements approchés et elle cherche à modéliser les notions vagues du langage naturel pour pallier l'inadéquation de la théorie des ensembles classiques dans ce domaine **[Edm 08].**

III.2 PRINCIPE ET HISTORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE :

Ce sont les premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit à l'apparition de la logique floue. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur Lotfi Zadeh, dans un article intitulé «*Fuzzy sets*» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle.
Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue:

- En 1973, Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage ;
- En 1975, le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie pour le contrôle d'une chaudière à vapeur ;
- En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue;
- En 1983, c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès ;
- A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegno au Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90telles que le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (1990) **[Bel 10].**

III.3. Domaines 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.) ;
- ✓ Systèmes autonomes mobiles ;
- ✓ Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...) ;

- ✓ Systèmes de conditionnement d'ambiance ;
- ✓ Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;
- ✓ Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance ;
- ✓ Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- ✓ Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin ;
- ✓ Produits de consommation courante **[Lat 12].**

III.4.Eléments de base de la logique floue:

III.4.1.Variables floues [Mah08] :

A l'inverse de la logique booléenne, la logique floue permet à une condition d'être en un autre état que *vrai* ou *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 90Km/h. Une vitesse peut être considérée comme élevée au-dessus de 100 Km/h, et comme pas du tout élevée en dessous de 80Km/h. La logique booléenne envisagerait les choses de la manière suivante (voir figure III.1).

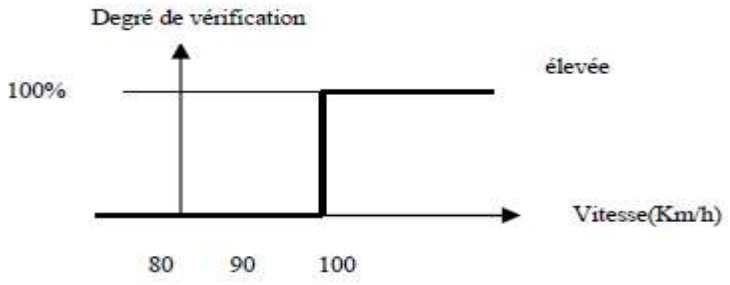


Figure III.1 : Niveaux d'appartenance en logique booléenne

La vitesse est considérée à 100% comme élevée à partir de 100Km/h, et à 0% en dessous.
La logique floue, à l'inverse, permet des degrés de vérification de la condition " La vitesse est-elle élevée?"(Voir figure(III.2)).

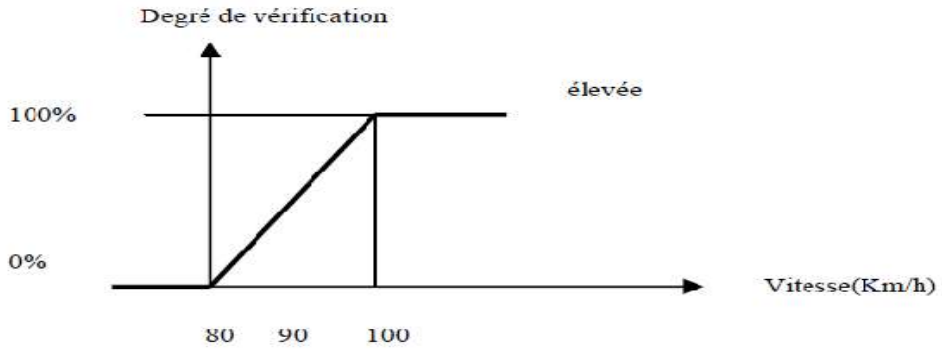


Figure III.2 : **Niveaux d'appartenance en logique floue**

La vitesse est considérée comme pas du tout élevée en dessous de 80Km/h. On peut dire qu'en dessous de 80Km/h, la vitesse est élevée à 0%. Elle est considérée comme élevée au-dessus de 100Km/h, elle est donc élevée à 100% au-dessus 100Km/h, et elle est élevée à 50% à 90Km/h et à 25% à 85Km/h. De la même manière, les fonctions "La vitesse est-elle peu élevée?" et "La vitesse est-elle moyenne?" seront définies (voir figure(III.3.a) et(III.3.b)).

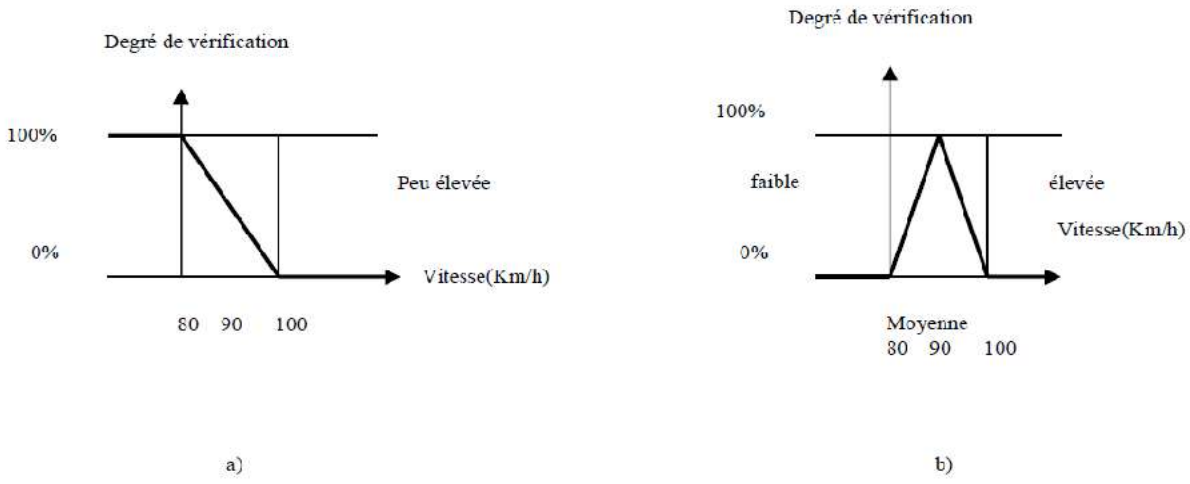


Figure III.3 : Niveaux d'appartenance en logique floue

Il n'est pas obligatoire que la transition soit linéaire. Des transitions hyperboliques (comme une sigmoïde ou une tangente hyperbolique), exponentielle gaussienne (dans le cas d'un état moyen) ou de toute autre nature sont utilisables (voir figure III.4).

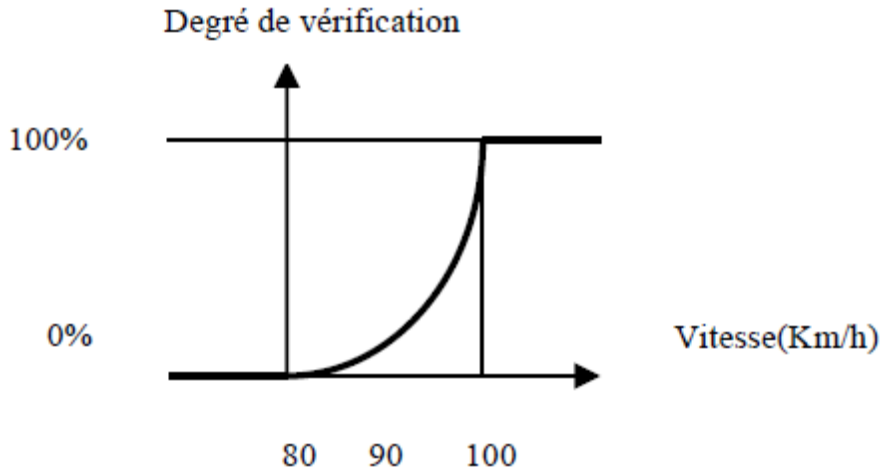


Figure III.4 : Autre forme de transition entre niveaux D'appartenance en logique floue.

III.4.2.Opérateurs de la logique floue:

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles, l'extension de certains opérateurs définis sur les ensembles de la logique classique aux cas semblables

flous pose certaines difficultés. Donc, il n'est pas possible d'appliquer directement la logique booléenne qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 ou 1). Pour pallier à ce problème, sont introduites quelques définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous **[Tle07].**

Il existe plusieurs lois de composition des différents opérateurs de la logique floue, mais les plus couramment utilisées sont les suivantes:

- Cas de l'opérateur ET: Il est réalisé par plusieurs méthodes tels que le maximum ou le produit des deux degrés d'appartenance μ *(x1)* et μ *(x2)* aux deux ensembles flous en question soit:

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

- Cas de l'opérateur OU :La réalisation de cet opérateur se fait par exemple par le calcul du maximum ou par la formation de la moyenne arithmétique des deux degrés d'appartenance μ *1i (x1)* et μ *2j (x2)* aux deux ensembles flous *i* et *j* de *x1* et *x2* respectivement, c'est –à-dire:

$$\mu(x_1, x_2) = \frac{1}{2}(\mu_{1i}(x_1) + \mu_{2j}(x_2)) \qquad \text{(III.2)}$$

- Cas de 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 μ *1i(x1),* et μ *2j (x2)* des deux ensembles flous *i* et *j* de *x1* et *x2* respectivement, c'est –à-dire:

$$\mu(x_1, x_2) = \mu_{1i}(x_1)\mu_{2j}(x_2) \qquad \text{(III.3)}$$

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 **[Ame 05].**

III.4.3.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.

- 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,

- Eviter 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 réglages **[Mah08].**

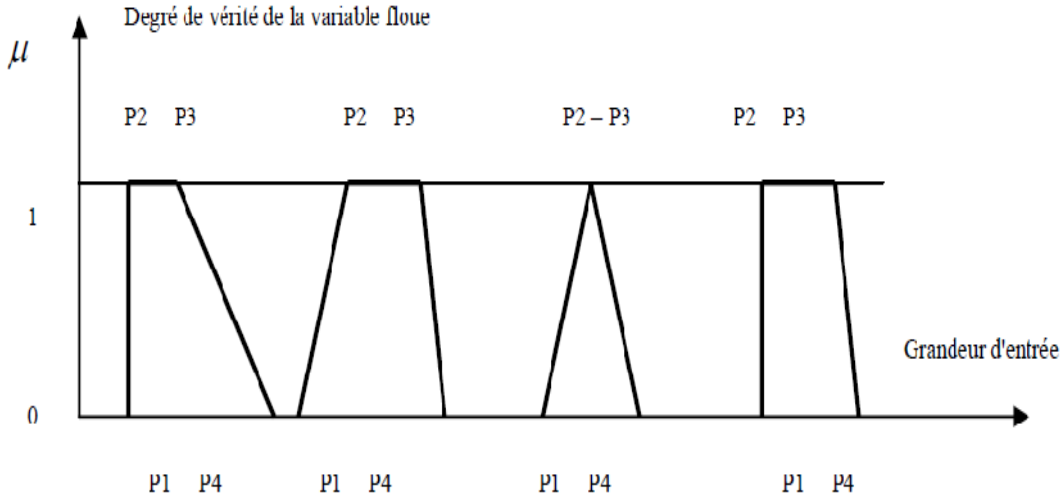


Figure III.5 : Différentes formes d'une fonction d'appartenance.

III.4.4.Intervalles d'inférence:

Un intervalle flou est quantité floue convexe. Les intervalles flous définissent le nombre de variables floues associées à une grandeur d'entrée. Pour l'exemple de la vitesse, on aurait pu définir 5 intervalles. D'une façon générale, les sous-ensembles flous sont caractérisés à l'aide de symboles tels que ceux dans le tableau(III.1).

symbole	signification
NG	Négatif Grand
NM	Négatif Moyen
EZ	Environ Zéro
PM	Positive Moyen
PG	Positive Grand

Tableau.III.1 : Symboles des cinq intervalles ou sous-ensembles flous.

Un nombre de valeurs linguistiques supérieures à sept n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du réglage. Par contre, un tel choix compliquerait la formulation des règles d'inférences **[Ame 05].**

III.4.5.Etablissement des règles d'inférence floue:

En logique floue, les règles que l'on établit n'ont qu'un but :lier les entrées aux sorties. Selon les valeurs d'entrées, on applique une règle et on obtient une (ou plusieurs) valeur(s) de sortie. Cela définit le fonctionnement d'un système qui, une fois les données quantifiées et les règles établies peut suffire à lui-même.

Le concept repose sur le principe suivant: plus la condition sur les entrées est vraie, plus l'action préconisée en sortie doit être respectée. C'est-à-dire, plus la valeur d'entrée n'aura un degré d'appartenance fort à un état, plus la valeur de sortie en aura un fort aussi. Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons **[Mah08] :**

III.4.5.1.Linguistiquement [Ame 05] :

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

• **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 les 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 est 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, ect.

III.4.5.2. Symboliquement:

Dans ce cas, il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

III.4.5.3.Par matrice d'inférence:

Dans ce cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutesles règles d'inférence sous forme d'une forme d'un tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de case que de règles. En termes d'intelligence artificielle, ces règles résument en fait *l'expérience de l'expert* et elles ne sont en général pas définissables de façon unique puisque chaque individu crée ses propres règles **[Mah08].**

III.4.6.Fonctions d'appartenance de la variable de sortie:

La variable de sortie $x_r$du régulateur flou doit aussi être fuzzifiée. Les remarques faites précédemment sur les ensembles flous et la forme des sous-ensembles restent valables. Cependant, les autres lacunes sont admises au niveau de la fuzzification de la variable de sortiex_r, voire même souhaitée (calculs plus rapides). Par exemple, on peut choisir de sous ensembles " discrets" limités à des singletons.
La grandeur de sortie peut être définie aussi à l'aide d'un certain nombre d'ensembles flous caractérisés par des fonctions d'appartenance de diverses formes. Toutefois, enpratique, cette définition peut sembler assez lourde et le concepteur (*l'expert*) peut choisir d'associer une seule valeur à chaque intervalle flou. Par exemple, pour une grandeur à cinq intervalles flous, on peut définir les valeurs du tableau (**III.2**).
Il s'agit maintenant de définir les règles d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. On va présenter les méthodes d'inférence qui permettent d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisés les opérateurs de la logique (***"ET","OU","ALORS*** «dans ce cas) utilisés dans les règles d'inférence. On trouve trois méthodes d'inférence usuelles; *Maximum-Minimum, M*aximum-*Produit, Somme-Produit* (la plus utilisée).

intervalle	Valeur en % de degré du vérité
Très petit	0
petit	25
moyen	50
grand	75
Très grand	100

Tableau.III.2 : Valeurs associées aux ensembles flous D'une variable linguistique en sortie.

Ensuite la (ou les) variables floue(s) de sortie doivent être converties en une grandeur de commande (tension, couple,..) afin d'être appliquée au système à régler. On appelle cette dernière étape la *déffuzification* **[Ame 05].**

III.5 structure des systèmes flous:

Un système flou peut être interprété selon deux points de vue : mathématique ou logique.

D'un point de vue mathématique, un système flou est une fonction non linéaire reliant un vecteur de données d'entrée à un vecteur de sortie et, de point de vue logique, un système flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux, à savoir : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie (figure 1.4)

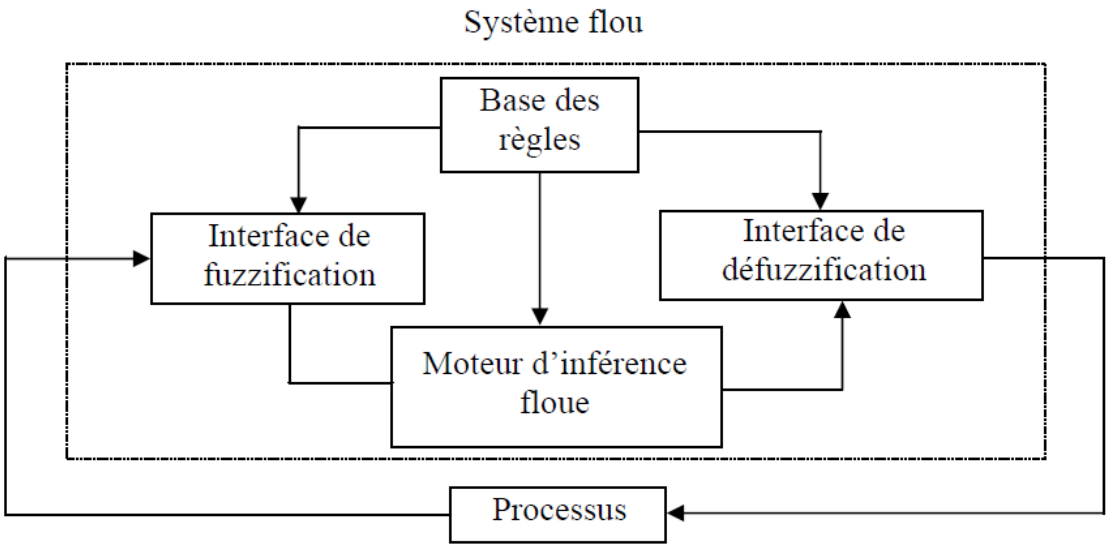


Figure III.6 : Schéma synoptique générale d'un système flou.

En générale on distingue classiquement deux grandes familles de systèmes flous: systèmes flous à conclusions symboliques (systèmes de Mamdani) et systèmes flous à conclusion fonctionnelle (systèmes flous de Takagi-Sugeno).

Ces deux types de systèmes flous sont basés sur une collection de règles "**Si ... Alors**". Dans les deux cas, les prémisses de règles sont exprimées symboliquement. Seule l'expression des conclusions de règles permet alors de dissocier les deux familles de systèmes. Les systèmes de Mamdani utilisent en effet des conclusions symboliques de même nature que les prémisses alors que les systèmes de Sugeno exploitent des conclusions numériques. Cette différence dans l'écriture des conclusions de règles permet de distinguer les deux types de systèmes à leur aspect externe **[Tle07].**

III.5.1 base des règles:

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrée, elles sont exprimées sous la forme «*SI – ALORS* », à titre d'exemple, peut être la suivante :

$$R_1: SIx_1 estA_{11} et \dots etx_n estA_{1n} aloryestB_1 \quad \text{(III .4)}$$

No

$$R_1: SIx_1 estA_{11} et \dots etx_n estA_{1n} alory = f_1(x) \quad \text{(III.5)}$$

Avec : $f(x)$ 1 est un polynôme **[Tle07].**

III.5.2. Moteur d'inférence:

Le moteur d'inférence est le noyau du système 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. Dans les règles floues interviennent les opérateurs «*ET*» et «*OU*».

L'opérateur «*ET*» s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur «*OU*» lie les différentes règles, il existe plusieurs possibilités pour interpréter ces opérateurs. Pour le réglage par logique floue, est utilisée en générale une des méthodes suivantes **[Tle07] :**

• Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) :

La méthode d'inférence max-min, réalise, au niveau de la condition, l'opérateur «*ET*» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «*Alors*», lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie, réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «*OU*», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum **[Cho 11].**

•Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) :

La méthode d'inférence max-produit réalise, au niveau de la condition, l'opérateur «*ET*» par la formation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par «*Alors*», est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «*OU*» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum **[Cho 11].**

•Méthode de Sugeno :

L'opérateur «*ET*» est réalisé par la formation du produit, la conclusion de chaque règle floue à une forme polynomiale. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue **[Cho 11].**

III.5.3. 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.
- Transformation des variables d'entrée en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance **[Tle07].**

III.5.4. Interface de déffuzification:

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de déffuzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Une stratégie de déffuzification est alors nécessaire. Plusieurs stratégies de déffuzification existent, les plus utilisées sont :

- Méthode du maximum
- Méthode de la moyenne des maxima
- Méthode du centre de gravité
- Méthode des hauteurs pondérées

• Méthode du maximum :

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

• Méthode de la moyenne des maxima :

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

• Méthode du centre de gravité :

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous, elle génère le centre de gravité y de la fonction d'appartenance issue de l'inférence.
L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{y} = \frac{\int y\mu_{res}(y)dy}{\int \mu_{res}(y)dy} \qquad \text{(III.6)}$$

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

La détermination du centre de gravité nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel. De ce fait, cette méthode est la plus coûteuse en temps de calcul.

• Méthode des hauteurs pondérées :

Au fond, cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres (rectangles de largeurs étroites), et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

L'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{I=1}^{M} \mu_i \bar{y}_i}{\sum_{I=1}^{M} \mu_i} \qquad \text{(III .7)}$$

Où :

M : nombre de règles μ_i: représente le degré de confiance ou d'activation de la règle *Ri* .*yi*: est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle *Ri* **[Tle07].**

III.6. Commande floue de la MSAP par la méthode de Mamdani:

C'est au début des années 70 que l'application de la logique floue aux problèmes de la commande avait été introduite. L'introduction de cette technique constitue un bon moyen de contrôle pour les processeurs mal modélisés. Elle permet de définir une loi de commande numérique à partir des connaissances linguistiques.

Contrairement à la commande classique qui nécessite l'introduction des relations analytiques (équations différentielles, équations aux dérivées partielles, ...), la commande floue utilise des informations qualitatives (règle floue) pour décrire le comportement dynamique du processeur à commander.

III.6.1. Application des règles floue sur la MSAP:

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-variables. Ce schéma est représenté comme suit:

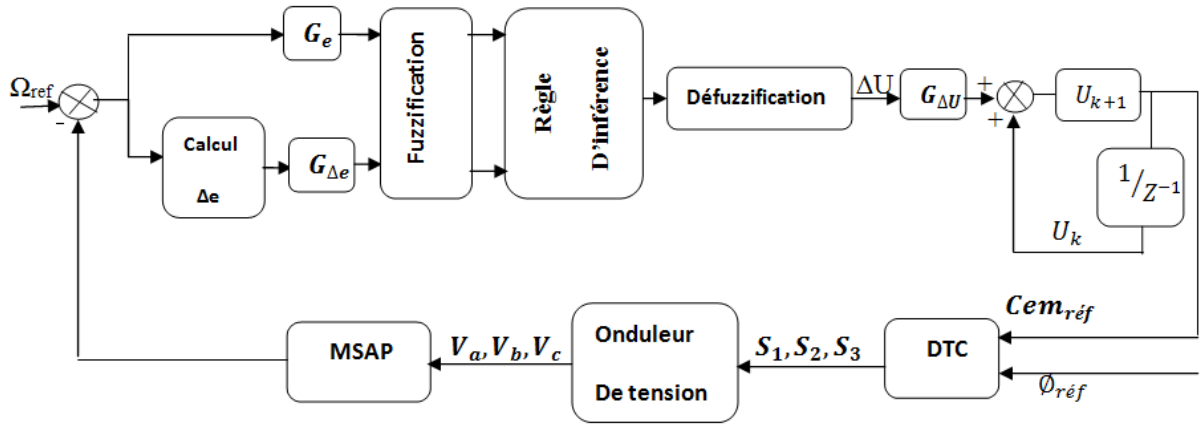


Figure III.7 : schéma bloc de la régulation de vitesse par contrôleur flou.

Comme le montre la figure III.7, la structure comprend une boucle pour le réglage de la vitesse mécanique de la machine "Ω". Cette boucle de vitesse contient un contrôleur flou dont les variables linguistiques sont :

En entrée l'erreur et la variation de l'erreur notées respectivement "e" et "Δe".
En sortie la variation de la commande notée par "Δu".

L'intervalle d'intérêt de chaque variable linguistique en entrée et en sortie et subdivisé en sept (7) classes. Chacune des classes lui est associée une fonction d'appartenance.

Ces classes sont notées comme suit:

NG : Négative Grand.
NM: Négative moyen.
NP : Négative petit.
ZR : Zéro.
PP : Positive Petit.
PM: Positive Moyen.
PG : Positive Grand.

En se basant sur la méthode de super division dans le plan de phase, on déduit les lois de commande suivantes:

e / Δe	NG	NM	NP	ZR	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZR
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZR	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZR	PP	PM
ZR	NG	NM	NP	ZR	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZR	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZR	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZR	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau III.2 : Table des règles de commande (règles d'inférences)

III.6.2. Loi de commande:

Cette loi de fonction de l'erreur et sa variation telle que u=f(e). Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande " Δu" nécessite définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta u}\Delta U_{k+1} \qquad \text{(III.8)}$$

Où :
$G_{\Delta u}$: Gain associe à la commande ΔU_{k+1} , généralement est choisi faible pour assurer la stabilité du système.

ΔU_{k+1} : Variation de la commande.

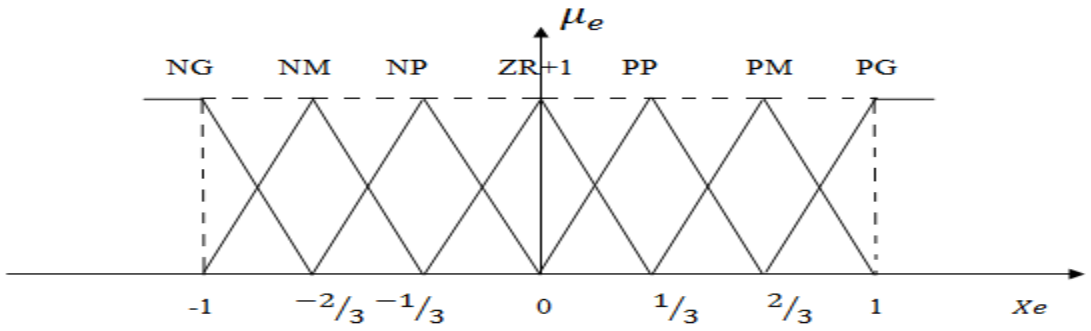
L'erreur "e" et sa variation "Δe" sont normalisées comme suit :

$$x_e = \frac{e}{G_e} \quad \text{(III.9)}$$

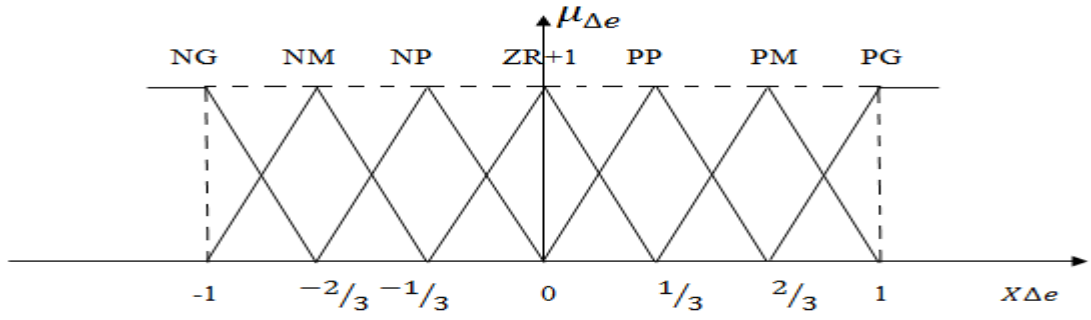
$$x_{\Delta e} = \frac{\Delta e}{G_{\Delta e}} \quad \text{(III.10)}$$

G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ représentent les gains d'adaptation et de normalisation. Ils jouent le rôle extrêmement important. En effet, ces gains fixeront les performances de la commande.

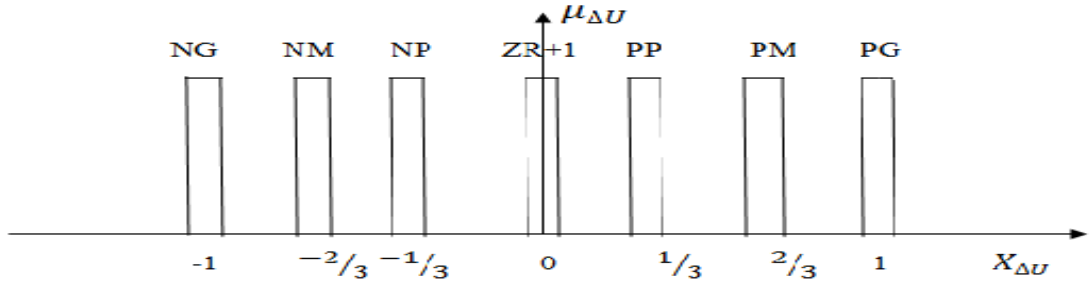
L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en sept classe, est celui de la sortie est subdivisé en sept classe, comme le montre la figure (III.**8).**



- a -



-b-



-c-

FigureIII.8:Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques.

- **a- pour l'erreur.**
- **b- pour la variation de l'erreur.**
- **c- pour la variation de la commande.**

Les règles de commande s'écrivent comme suite:
si (e et NG) et (Δe et NG) alors Δu est NG.
Ou
si (e et EZ) et (Δe et EZ) alors Δu est EZ.
Ou
si (e et PG) et (Δe et PG) alors Δu est PG.

La variation de commande est obtenue en suivant les étapes suivantes:

- Calcul de l'erreur présente et sa variation.
- conversion de valeurs obtenues en variables floues (fuzzification).
- calcul de l'entrée déterministe pour le prossus.

La déffuzificationse fait par la relation des hauteurs pondérées donnée comme suit:

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^{n} u_i \mu_{\Delta u_i}}{\sum_{i=1}^{n} \mu_{\Delta \mu_i}} \qquad \text{(III.11)}$$

III.7 Résultat de simulation:

On a appliqué le réglage de la vitesse d'une machine synchrone à aimant permanents alimentée en tension, et commandée par DTC utilisant un contrôleur flou. La commande u est le couple électromagnétique de référenceC_{em}^{*}.

Les résultats de simulation illustrent les performances de la MSAP commandée par le contrôle direct du couple, avec un régulateur flou.

D'après ces résultats on remarque que la vitesse suit sa référence (157 rad/s) sans dépassement, avec un temps de réponse (0.095 s) au démarrage.

Le régulateur flou rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de robustesse du réglage de vitesse vis-à-vis de perturbation.

A vide :

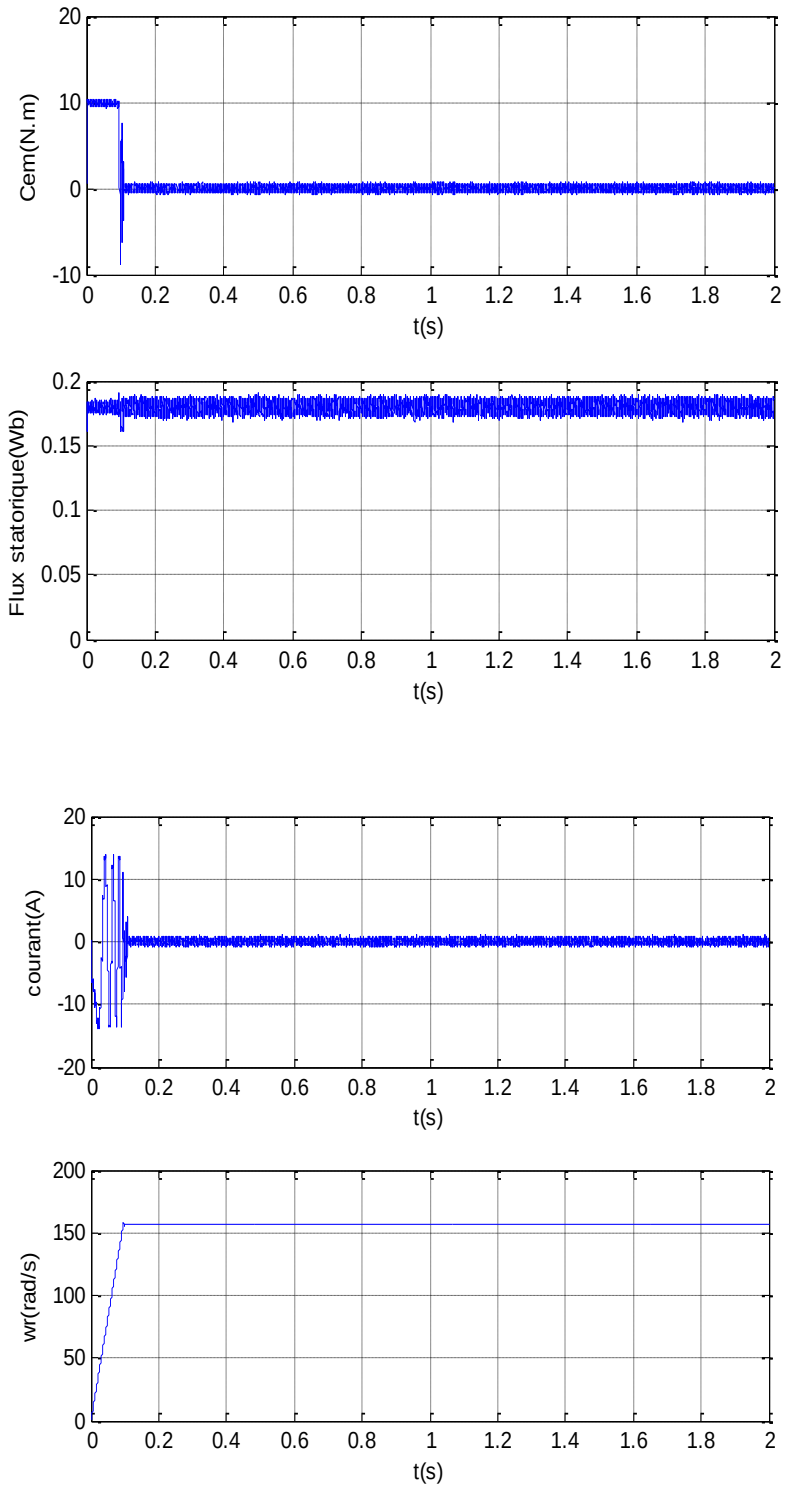


Figure III.9:Réponse pour un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 157rd/s.

En charge :

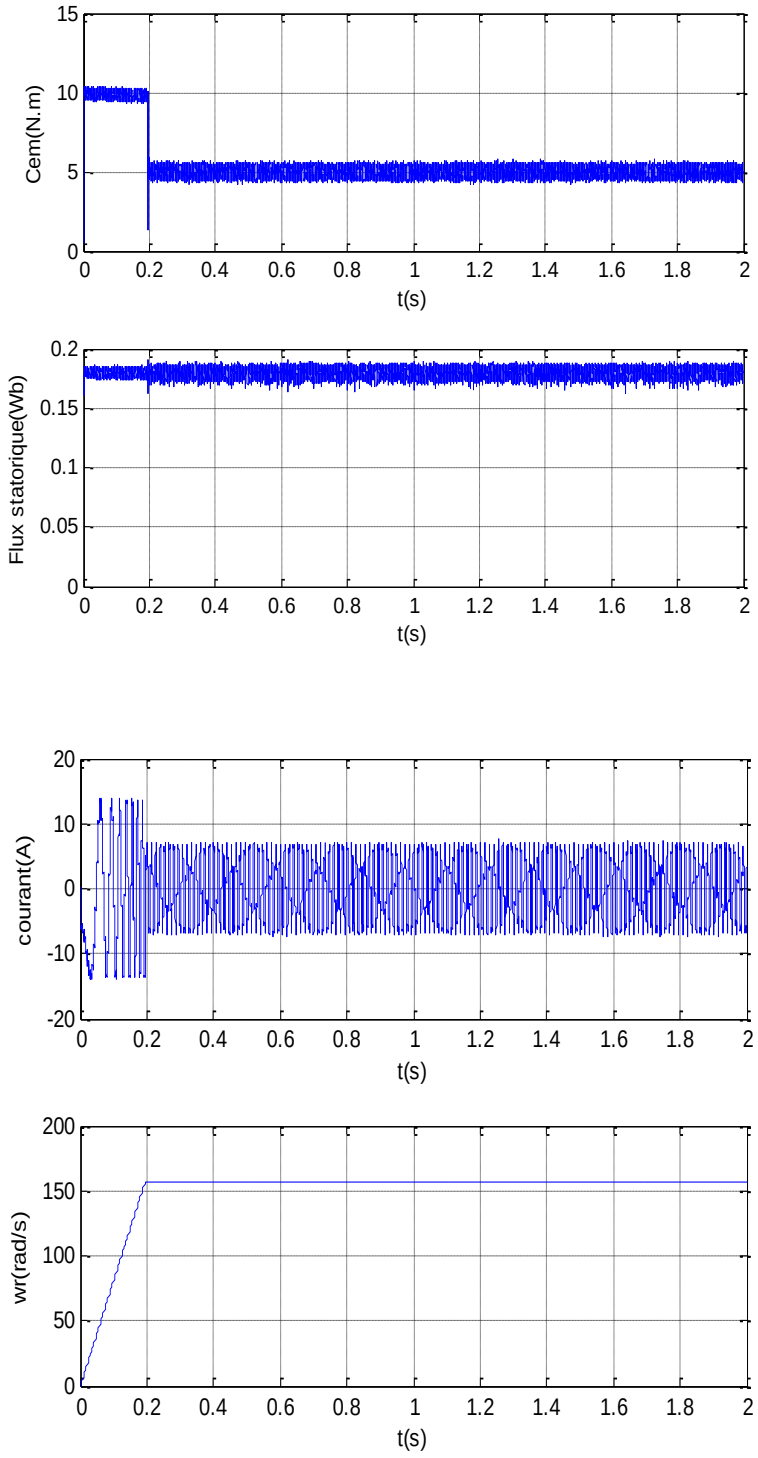


Figure III.10 : Réponse pour un démarrage en charge (application de couple égal 5 Nm) pour une consigne de vitesse de 157rd/s.

III.8.Conclusion :

La commande moderne des processus demande des conditions satisfaisantes pour un bon fonctionnement en terme de réduire le temps de réponse aussi court que possible. L'usage de commande floue basée sur l'expertise de l'opérateur humain semble être une alternative intéressante, voire même nécessaire.

Le travail réalisé dans ce chapitre présente l'application de la logique floue au réglage de la vitesse d'un MSAP triphasé alimenté en tension et basée sur la DTC dans le but de montrer la robustesse de cette commande où les résultats obtenus présentent des performances dynamiques satisfaisantes.

Chapitre IV

Optimisation par Algorithme Génétique d'un régulateur flou Appliqué à la MSAP

IV.1 .INTRODUCTION :

Les algorithmes génétiques (AG) sont des techniques de recherche et d'optimisation stochastique dérivées de la génétique et des mécanismes de la sélection naturelle et de l'évolution. Leurs champs d'application sont très vastes : économie, finance, optimisation de fonctions, planification, et bien d'autres domaines **[Lam 06].**

Les Algorithmes génétiques, permettent l'optimisation de fonctions complexes et à variables multiples tout en respectant les contraintes et les conditions imposées. Un algorithme génétique aura une grande chance à être bien meilleur que les autres méthodes de recherches.

Les performances d'un algorithme génétique dépondront certainement des détails d'implémentations, c'est-à-dire du codage des solutions candidates, des opérateurs, et du choix des paramètres de l'algorithme génétique et du critère d'adaptation des solutions (la fonction objective).

Au cours de ce travail nous procéderons à l'optimisation du régulateur floue qui est synthétisés en utilisant le mode de raisonnement de Sugeno où les conséquences des règles sont considérées comme un polynôme d'ordre un des entrées, utilisé pour la commande directe de couple de la MSAP. L'algorithme génétique servira à déterminer le vecteur des paramètres des règles floues afin que la sortie du régulateur flou de MAMDANI.

Ce chapitre concerne la présentation de quelques concepts fondamentaux sur les algorithmes génétiques et l'application à la commande de la machine synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension commandé par DTC.

IV.2.Généralité sur les algorithmes génétiques :

L'homme, a de tout temps, aspiré à la perfection. Quel que soit ce qu'il entreprend il désire atteindre tout ce qui est meilleur en améliorant ses performances (maximisation) et en diminuant ses erreurs (minimisation).

«Le désir humain de la perfection trouve son expression dans la théorie de l'optimisation. Elle étudie comment décrire et atteindre ce qui est meilleur, une fois que l'on connaît comment mesurer et modifier ce qui est bon et mauvais… La théorie de l'optimisation comprend l'étude quantitative des optimums et les méthodes pour les trouvées. » Beightler, Philips, et Wild (1979, p.1) **[Nad 06].**

Ainsi l'optimisation cherche à améliorer une performance en se rapprochant le plus possible d'un ou plusieurs points optimums. Elle permet d'augmenter de façon sensible les performances des systèmes sur laquelle elle est appliquée.

Ces systèmes, quel que soit leur nature, sont souvent représentés par des équations mathématiques. Le but de l'optimisation sera donc, de trouver les valeurs de ou des variables qui maximisent ou minimisent ces fonctions.

Plusieurs méthodes d'optimisation ont été mises au point, cependant les plus performantes d'entre elle ont déjà atteint leur limite. La principale limite de telles méthodes réside dans le fait que rien ne garantit que l'optimum trouvé soit un optimum global et non local (figure IV.1). Bien qu'elles aient données de bons résultats dans la plupart des situations, elles ne permettent pas d'aboutir à une solution pratique lorsque les problèmes abordés atteignent une taille et/ou une complexité importante.

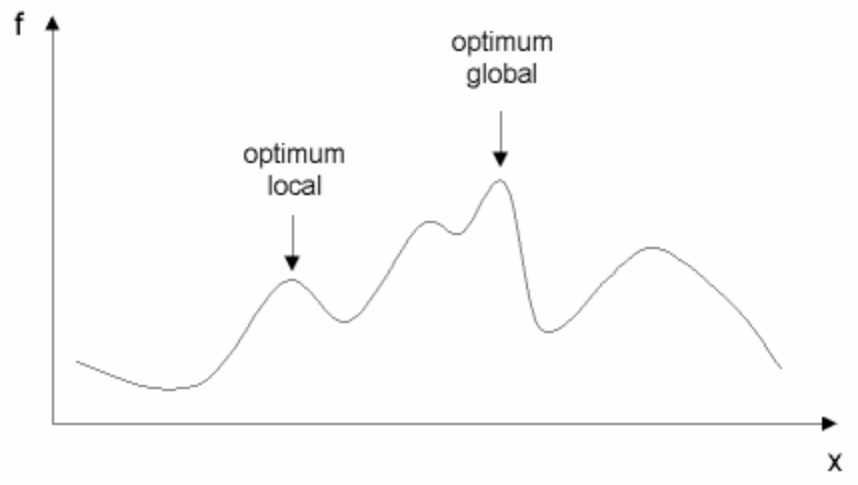


Figure IV.1: Optimum global et local.

Pour cette raison les recherches se sont orientées vers des méthodes qui assurent la convergence vers la solution optimale en dépit de la complexité et de la taille du problème à optimiser.

L'idée était de concevoir des mécanismes de recherche robustes et capable de s'adapter à n'importe quel environnement et à n'importe quelles contraintes. Quand il est question de robustesse, de perfection et de complexité la nature fait mieux que les scientifiques. C'est pour cela que les chercheurs se sont orientés vers l'adaptation des mécanismes naturels pour la résolution de problèmes ou l'amélioration des techniques qui existent déjà. Parmi ces adaptations on trouve les réseaux de neurones, la logique floue et les algorithmes génétiques.

Les algorithmes génétiques ont été inspirés de la sélection naturelle, de la reproduction etde la génétique.

Les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique ont était établies par les scientifiques Darwin et Mendel.

Les observations de Darwin et ses théories sur l'évolution des espèces vivantes, bien que Contre versées, restent cependant, fondées. Darwin explique que seul les individus les mieux adaptés, c'est-à-dire capable d'effectuer des taches nécessaires à leur survie se reproduisent à des taux plus élevés alors que les individus les moins adaptés se reproduisent à des taux plus faibles. Une population ayant une grande variété va, de génération en génération contenir des

individus dont le génotype (ensemble de caractères) se traduit par une meilleure adaptation, et ceci en raison de la contrainte de la sélection naturelle.

Mendel a, quant à lui, expliqué les mécanismes de la reproduction et de l'adaptation par le croisement et la mutation

A chaque génération, les meilleurs individus d'une population seront sélectionnés pour se reproduire. Leur descendance formera une nouvelle population qui sera à son tour sujet de sélection, de croisement et de mutation.

La communauté scientifique n'a pu que s'émerveiller devant la robustesse, l'efficacité et la flexibilité de ce système. Son aspect itératif, sa capacité à s'adapter et à sélectionner les meilleurs éléments n'a pas laissé insensible des chercheurs qui y ont vite trouvé un moyen robuste d'optimisation.

Les algorithmes génétiques ont été développés par John Holland, ses collègues, et ses étudiants de l'université du Michigan. En 1975 il publie son livre « Adaptation in Natural and Artificial Systems » qui pose les bases des algorithmes génétiques **[Nad 06].**

IV.3.Définition des algorithmes génétiques :

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes évolutionnistes d'optimisation qui recherchent le ou les extrêmes d'une fonction définie sur un intervalle de donnés. Fondés sur la théorie de l'évolution de Darwin et sur les lois de la génétique vue précédemment. Ces algorithmes fonctionnent (évoluent) de la façon dont peut évoluer une population en passant par les mêmes étapes : sélection, croisement et mutation.

En se basant sur les informations délivrées par la fonction à optimiser, les algorithmes génétiques contrairement aux autres méthodes explorent plusieurs points de l'espace(population). A chaque génération seule les points qui correspondent aux valeurs les plus élevées de la fonction à optimiser seront sélectionnés. Ils engendreront suite au croisement et la mutation de nouveaux points (une nouvelle population). A chaque génération, un optimum est calculé **[Nad 06].**

Il est nécessaire de définir quelques termes de base rencontrés dans la littérature :

- **Un individu :** solution potentielle du problème.
- **La population :** ensemble fini d'individus (de solution).
- **Le chromosome :** solution potentielle du problème sous une forme codée, c.-à-d. une suite (chaine de caractère.
- **Le gène:** est la partie élémentaire (caractère) non divisible d'un chromosome.

- **Fitness :** Terme anglo-saxon qui désigne la fonction d'évaluation d'un individu. Cette fonction est liée à la fonction à optimiser et permet de définir le degré de performance d'un individu (donc d'une solution) vis-à-vis du problème **[Lam 06].**

Pour exploiter un tel algorithme, il est nécessaire de procéder suivant le processus Suivant :

IV.3.1. Le codage :

Lors de cette étape chaque point de l'espace est associé à une structure de donnée. Ceci sefait généralement après la modélisation du problème à traiter.

IV.3.2. Choix de la population initiale :

Le choix se fera sur un ensemble hétérogène d'individus qui seront la génération mère. Ce choix est d'autant plus important qu'il peut rendre l'algorithme plus ou moins rapide. La population initiale est répartie sur tout le domaine de recherche, dans le cas où le problème à résoudre est inconnu.

IV.3.3. Définir la fonction à optimiser :

Cette fonction est appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.

IV.3.4. Définir les opérateurs de diversification de la population au cours des générations :

Ces opérateurs sont la sélection, le croisement et la mutation. Au cours de la sélection les individus les mieux adaptés sont seul choisis pour constituer la nouvelle génération. L'opérateur de croisement recompose les gènes et propose de nouveaux individus. L'opérateur de mutation garantie l'exploration de l'espace de recherche.

IV.3.5. Définir les paramètres de dimension :

La taille de la population, l'intervalle de recherche, les probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation et le critère d'arrêt.

IV.3.6. Critères d'arrêt :

Le critère d'arrêt peut représenter :
- Le nombre de génération fixé initialement.
- La valeur de la fonction d'évaluation ou de fitness a atteint une valeur fixée a priori.
- L'absence de l'évolution de la valeur de la fonction d'évaluation des individus d'une population à une autre.
- Les individus ont atteint un certain degré d'homogénéité.

Dans ce qui suivra nous passerons en détail les différentes étapes citées plus haut.

Cet algorithme est schématisé par l'organigramme représenté par la figure (IV.2)

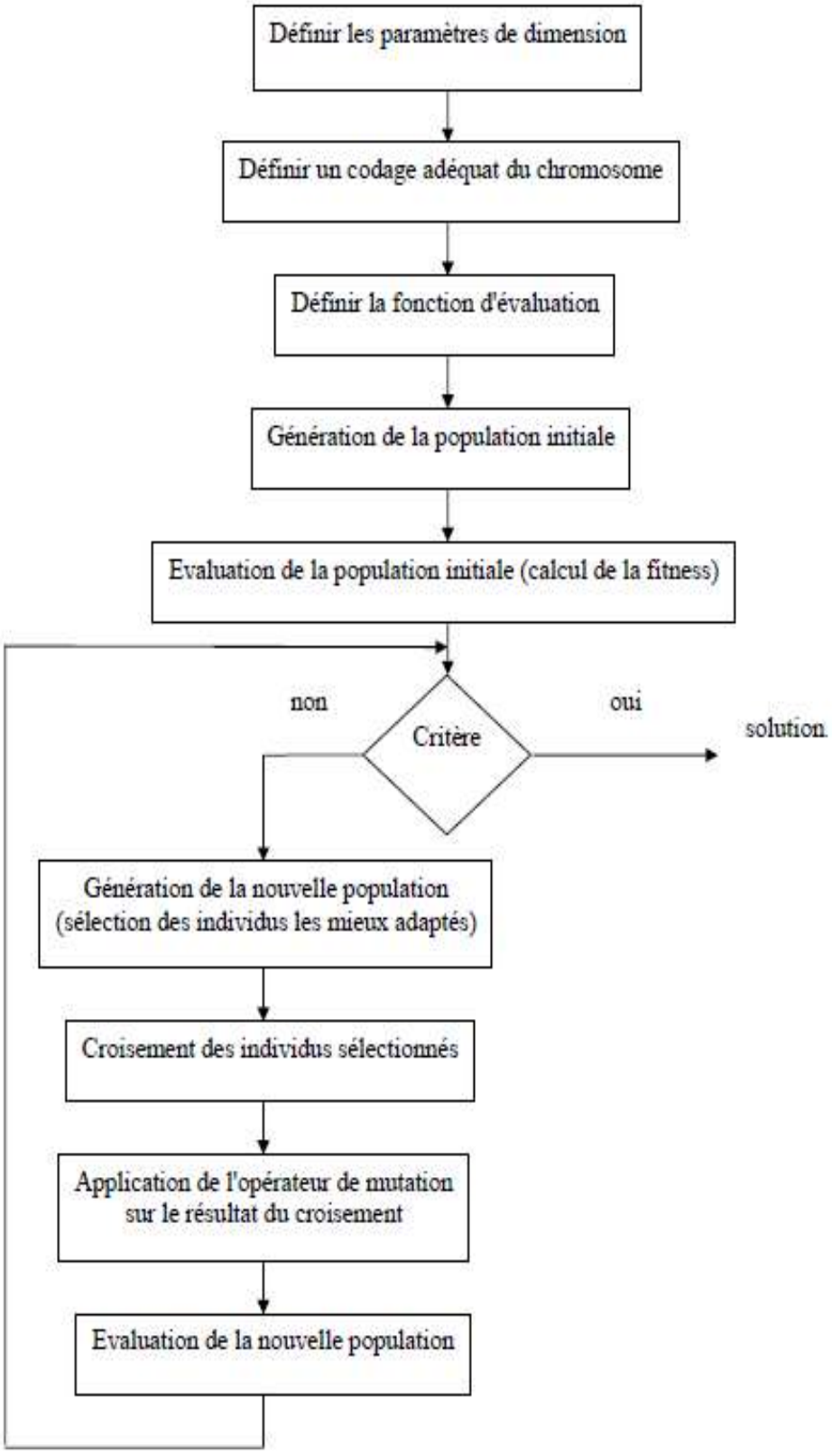


Figure IV.2 : Organigramme de l'algorithme génétique.

IV.4. Description des Algorithmes Génétiques :

Dans ce qui suit, nous allons décrire plus en détail les différentes étapes du simple algorithme génétique.

IV.4.1. Codage des chromosomes [Bel 10] :

La première étape d'un algorithme génétique est de définir et de coder convenablement le problème. Plusieurs codes d'informations sont utilisés. Les plus fréquemment utilisés sont le code *binaire* naturel et le code binaire de Gray. Plus récemment le codage *réel* a fait son apparition.

IV.4.1.1. Codage binaire :

Ce codage consiste, pour un individu donné, à concaténer toutes ses variables codées en binaire (voir l'exemple de la figure (IV.3)). Ce codage binaire présente plusieurs avantages comme l'alphabet minimum, la facilité de mise en place d'opérateurs génétiques et l'existence de résultats théoriques. Néanmoins, ce codage présente quelques inconvénients majeurs comme :

- Les performances de l'algorithme sont diminuées lorsque la longueur de la chaîne augmente
- Deux nombres décimaux voisins (exemple : 7 et 8) peuvent être très éloignés dans le codage binaire naturel (1000 et 0111). Ce problème peut être réglé en remplaçant le code binaire naturel par le code binaire de Gray.

IV.4.1.2.Codage réel :

Ce codage consiste tout simplement à la concaténation des gènes d'un individu (voir figure (IV.3)). Ce codage présente des avantages majeurs. Il est plus précis que le codage binaire et l'espace de recherche est le même que l'espace du problème. Il a le mérite d'être simple à utiliser, l'évaluation de la fonction coût est plus rapide. Le codage réel évite de faire le transcodage du binaire naturel ou de Gray vers les réels à chaque évaluation.
Néanmoins, il possède deux inconvénients, son alphabet est infini, et il a besoin d'opérateurs appropriés.

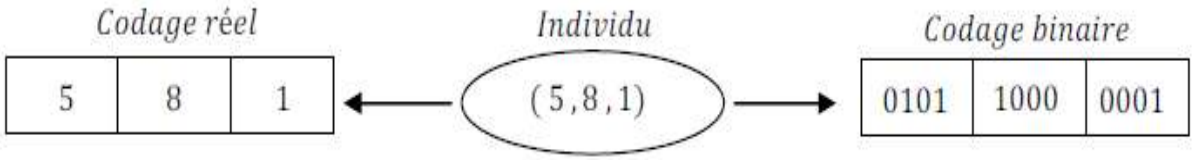


Figure IV.3: Illustration schématique du codage d'un individu.

IV.4.2.Génération de la population initiale [Nad 06] :

La rapidité de l'algorithme dépend beaucoup du choix de la population initiale. Si la position de l'optimisation dans l'espace d'état est inconnue il est normal de générer des individus aléatoirement et de les exploiter de sorte qu'ils respectent les contraintes.

Si l'information est disponible, on ne génère que des générations qui respectent les contraintes, ceci accélère la convergence puisqu'il n'y aura pas d'étape d'élimination des points non respectueux des contraintes.

La diversité d'une population est entretenue sur plusieurs générations par des manipulations effectuées sur la structure des chromosomes. Ce rôle est tenu par les opérateurs de croisement et de mutation.

Le choix de la taille de la population est un choix délicat. Pour une taille relativement petite l'algorithme évolue vers un optimum local peu intéressant. Pour une taille trop élevée l'algorithme prend plus de temps pour converger vers une solution envisageable. La taille de la population doit être choisie de façon à réaliser un bon compromis entre le temps de calcul et la qualité du résultat.

IV.4.3.Fonction objective et fitness :

On appelle fonction objective, la fonction qu'on souhaite optimiser. La fitness quant à elle est la fonction d'évaluation de l'individu.

La fonction fitness est déterminée selon le problème posé (à optimiser). Dans le cadre d'une simple optimisation de fonction, la fonction fitness est la fonction objective.

La fitness peut être envisagée comme étant une mesure de profit, d'utilité ou de qualité.
Elle sert à attribuer à un individu une valeur numérique en rapport avec l'intérêt qu'il représente en tant que solution.

Les individus d'une population seront sélectionnés ou éliminés en fonction de leur fitness. Seul les individus dont la fitness est élevée seront reproduits.

IV.4.4.Sélection :

La sélection, comme son nom l'indique, permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus d'une population et d'éliminer partiellement les mauvais.
Il existe différents principes de sélection, dont on citera parmi eux les suivants **[Bel 10] :**

IV.4.4.1.Sélection par la roulette [Nad 06] :

Chaque individu est un chromosome. L'ensemble de ces chromosomes est placé sur une roulette ou chaque chromosome occupe un espace proportionnelle à sa capacité d'adaptation.

Soit Sf la somme des fitness d'une population et fi la fitness de chaque chromosome. On définit Pi comme étant le pourcentage qu'occupe ce chromosome de la roue

$$P_i = \frac{f_i}{s_f} \qquad \text{(IV.1)}$$

Chaque chromosome i occupe Pi% de la roulette.

Les chromosomes sont choisis suite au lancement d'une bille, le chromosome désigné par son arrêt seras sélectionné et participera à la formation de la nouvelle génération. Supposons qu'un chromosome occupe plus de 90% de la roulette, dans ce cas il est fort probable qu'il soit le seul sélectionné ce qui limite l'évolution de la population. C'est la raison pour laquelle on s'est tourné vers une autre méthode de sélection.

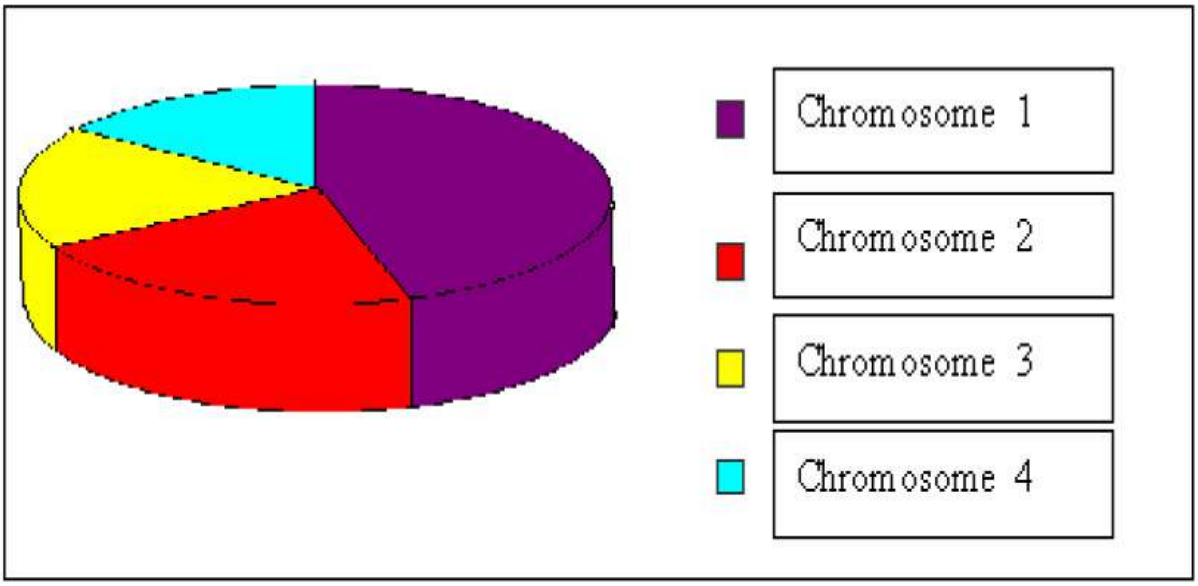


Figure IV.4 : Sélection par roulette.

IV.4.4.2.Sélection par rang :

On procède de la même manière que pour la sélection par roulette, sauf que, les chromosomes ne sont pas placés sur une roulette, mais triés par rang du plus mauvais au meilleur. Pour une population initiale de taille N, le plus mauvais chromosome sera attribuer au rang 1 et le meilleur au rang N. Ainsi la sélection dépendra du rang du chromosome et non pas de sa capacité d'adaptation. Tous les chromosomes auront alors une chance d'être sélectionnés.

Ceci dit les chromosomes sélectionnés ne sont pas très différents. Leur évolution est lente.
L'algorithme génétique doit donc créer plusieurs générations pour aboutir à la solution optimale.

La performance d'un algorithme génétique dépend fortement de la sélection. Le fait de créer à chaque génération, une population constituée de m copies des meilleurs individus de la population précédente, mène à une convergence plus rapide de l'algorithme vers la solution optimale. Etant donné l'importance de la sélection et les limites de ses techniques conventionnelles, les chercheurs se sont vu contraint de mettre au point des méthodes plus appropriées et à même de donner de meilleurs résultats. Les travaux les plus intéressants sont ceux de De Jong et de Brindle.

IV.4.4.3.Sélections de De Jong :

De Jong a combiné les théories développées par Holland avec ses propres expérimentations informatiques particulièrement méticuleuses.
Connaissant toutes les applications possibles de l'algorithme génétique De Jong s'est particulièrement intéressé à son utilisation dans l'optimisation des fonctions. Il s'est fixé comme objectif, l'amélioration de l'algorithme génétique simple, par la mise au point de nouvelles méthodes de sélection. A cette fin il a conçu quatre méthodes de sélection. On en cite les trois suivantes :

- **Elitisme :**

Cette méthode vise à préserver l'élite de la population. Lors de la création d'une nouvelle génération il est fort possible que de bons chromosomes soient perdus au cours du croisement et de la mutation.

Pour y remédier, on copie un ou plusieurs de ces chromosomes dans la nouvelle génération.

On définit ind (t) comme étant le meilleur individu généré par l'algorithme jusqu'a la génération t. Si, ind (t) n'est pas contenu dans la génération (t+1) alors il y sera ajouté.

- **Méthode de l'espérance mathématique :**

De Jong s'est basé pour sa sélection sur la capacité d'adaptation de chaque chaîne. Cette capacité est donnée par la relation :

$$C_i = \frac{f_i}{\bar{f}} \qquad \text{(IV.2)}$$

Où $\bar{f}$ représente la fitness moyenne de la population.

On suppose que toutes les chaînes seront sélectionnées pour la formation de la nouvelle génération. Chaque fois qu'une chaîne est sélectionnée pour un croisement, un compteur, qui

lui est attaché, est décrémenté de 0.5. Si la chaîne est sélectionnée pour la reproduction sans croisement son compteur est décrémenté de1. Les chaînes dont le compteur passe au-dessous de zéro ne seront plus disponibles à la sélection.

C'est la combinaison des méthodes précédemment citées, qui conduit à une **méthode élitiste de l'espérance mathématique**. L'analyse des résultats obtenus par les trois méthodes met en exergue l'efficacité et la supériorité de la deuxième méthode de sélection.

IV.4.4.4.Sélection de Brindle [Nad 06] :

Brindle s'est intéressée à l'amélioration des performances de l'algorithme génétique par l'amélioration de la sélection.

Dans ses recherches, Brindle évoque plusieurs méthodes de sélection, sans pour autant, en déterminer la plus performante. Des études ultérieures ont cependant démontré la supériorité de deux d'entre elle.

- **Sélection stochastique pour la partie restante sans remplacement :**

La probabilité qu'un élément i soit sélectionné est donnée par la relation :

$$Pselect_i = \frac{f_i}{s_f} \qquad \text{(IV.3)}$$

Pour constituer une population de taille n, le nombre de copies attendues pour chaque élément est

$$nc_i = n * Pselect_i \qquad \text{(IV.4)}$$

Chaque élément i se verra accordé avec certitude un nombre de copies égal à la partie entière de nc_i et une probabilité d'une copie éventuelle égale à sa partie flottante.

- **Sélection par tournoi :**

Cette méthode consiste à sélectionner une paire d'individus par roue de loterie**.** L'individu ayant l'adaptation la plus élevée sera déclaré vainqueur du tournoi et sera par conséquent ajouté à la nouvelle génération. Ce processus sera répéter jusqu'à ce que la population soit constituée.

IV.4.5.Croisement [Edm 08] :

Le croisement est un opérateur essentiel car il permet l'échange du matériel génétique entre 2 individus de bonne qualité dans le but d'obtenir un ou deux nouveau(x)individu(s) appelé(s) enfant(s).

Le croisement entre 2 individus sélectionnés peut être **un croisement à 1 point** que nous illustrons dans la Figure IV.5.

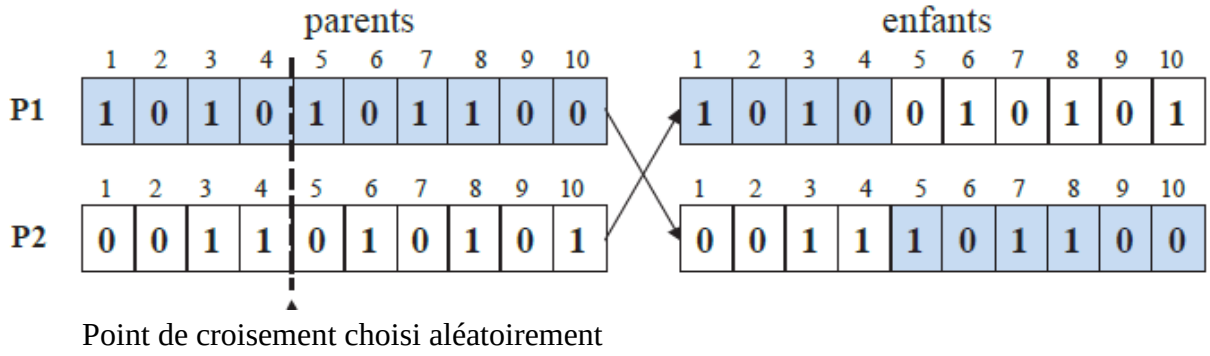


Figure IV.5: Exemple de croisement à 1 point

Ce croisement à 1 point suit le mécanisme [Holland, 1975] :
– Partition des individus des parents selon un critère de croisement aléatoire
– Combinaison croisée des parties d'individus des parents pour obtenir deux nouvelles solutions (enfants).

Le croisement à 2-points, où les individus (parents) sélectionnés sont coupés en deux points. Chaque point de coupure est choisi de manière aléatoire et les parties centrales des deux parents sont échangés. (Voir Figure (IV.6)).

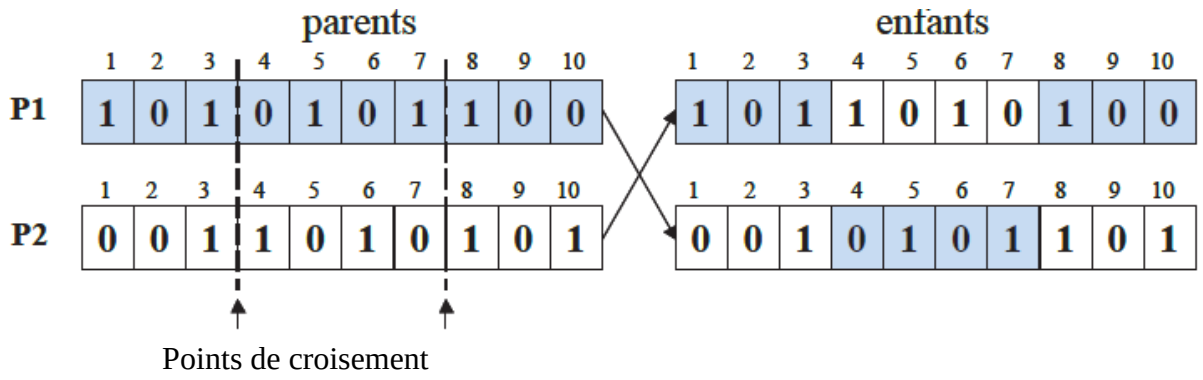


Figure IV.6: Exemple de croisement en 2 points.

- **Probabilité de croisement :**

La probabilité de croisement Pcrois désigne le nombre de chromosomes (éléments) à croiser. Pour une population de taille n et une probabilité de croisement Pcrois seuls Pcrois*m éléments seront appariés et croisés.
Dans la plupart des problèmes traités la probabilité de croisement choisie est de 0.6.

IV.4.6.La mutation [Bru 99] :

La mutation est une altération aléatoire d'un gène d'un individu. L'opérateur de mutation consiste à complémenter la valeur d'un bit du chromosome avec une probabilité *pmut* (voir la Figure IV.7).

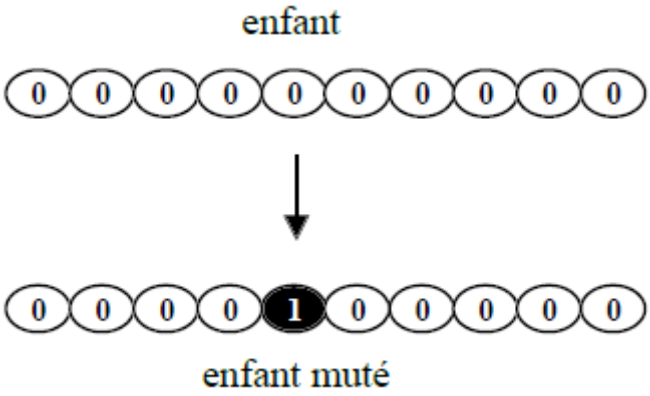


Figure IV.7 : Principe de la mutation.

- **Probabilité de mutation :**

La probabilité de mutation Pmut désigne le nombre de bits à muter k. Une fois se nombre définie, k bits de la population seront choisis au hasard pour être mutés.

Prenons l'exemple d'une population constituée de cinq chromosomes, où chaque chromosome est représenté par une chaîne de dix bits. Le nombre de bits total de la population sera de 50 bits. Pour une probabilité de mutation de 0.2 seul dix bits subiront une mutation. Leur emplacement sera choisi aléatoirement.

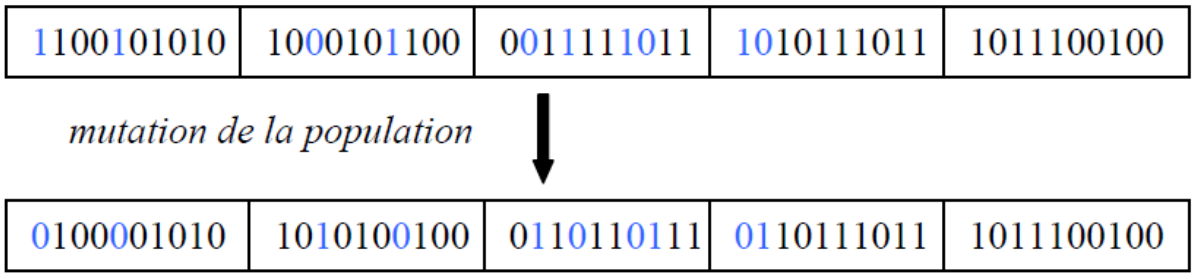


Figure IV.8 : Notion de probabilité de mutation.

Contrairement au croisement, la mutation converge lentement vers les meilleures solutions, de ce fait la probabilité de mutation doit être petite et inférieure à la probabilité de croisement. Cette faible probabilité nous permet d'éviter une convergence prématurée tout en nous permettant d'explorer de nouveaux points.

IV.4.7.Critère d'arrêt [Lam 06] :

Comme dans tout algorithme itératif, il faut définir un critère d'arrêt. Celui-ci peut être formulé de différentes façons parmi lesquelles nous pouvons citer :

- Arrêt de l'algorithme lorsque le résultat atteint une solution satisfaisante.
- Arrêt s'il n'y a pas d'amélioration pendant un certain nombre de générations.
- Arrêt si un certain nombre de générations est dépassé.

IV.5.La minimisation par algorithmes génétiques [Nad 06] :

L'optimisation de certains problèmes se traduit, non pas par le calcul du maximum d'une fonction $f(x)$ mais par celui de son minimum. Les algorithmes génétiques sont des outils d'optimisation conçus dans le seul but de calculer le maximum d'une fonction**.**

La minimisation d'une fonction $f(x)$ par algorithmes génétiques se traduit par la maximisation de la fonction $g(x) = -f(x)$. Si f_{max}est le maximum obtenu de la fonction $g(x)$ le minimum de la fonction $f(x)$ sera $f_{min} = -f_{max}$.

IV.6.Algorithmes génétique à codage réel :

C'est grâce au codage binaire que les premiers résultats de convergence ont été obtenus. Mais ce procédé connaît ses limites dans les problèmes de grandes dimensions car chaque point est représenté par une partie de la chaîne mais le problème n'est pas reflété. L'ordre de variable étant important pour un chromosome ne l'est pas pour le problème.

Pour éviter cet inconvénient, les algorithmes génétiques utilisent le codage par vecteur réel, ce procédé permet de conserver les variables du problème dans le codage et cela, sans passer par le codage binaire.

Les opérateurs classiques, de croisement et de mutation, comme définis précédemment ne seront plus valables. D'autres procédés de croisement et de mutation ont été mis au point.

IV.6.1.Croisement barycentrique :

Le croisement barycentrique est utilisé dans le cadre d'un codage réel des paramètres. Les enfants E1 et E2 seront formés à partir des parents P1 et P2 comme suit :

$$\begin{cases} E1 = \alpha_1 P1 + (\alpha_1 - 1)P2 \\ E2 = \alpha_2 P2 + (\alpha_2 - 1)P1 \end{cases} \quad \text{(IV.5)}$$

Le nombre α est choisi aléatoirement.

- Si $\alpha_1 = \alpha_2$, le croisement est dit symétrique.
- Si $\alpha_1 = \alpha_2 = 0.5$, le croisement est dit arithmétique.
- Si $\alpha_1 \neq \alpha_2$, le croisement est dit asymétrique.

IV.6.2.La mutation réelle [Ome 03] :

La mutation réelle ne se différencie de mutation binaire que par la nature de l'élément qu'elle altère, ce n'est plus un bit qui est complémenté, mais une variable réelle qui est de nouveau tirée au hasard dans son intervalle de définition.
On distingue l'opérateur de mutation uniforme et celui non uniforme.

IV.6.2.1.La mutation uniforme :

Elle sélectionne au hasard un gène k dans la chaine $x = \langle x_1, x_2, \dots\dots, x_k, \dots\dots, x_n \rangle$et génère la nouvelle chaine $\grave{x} = \langle x_1, x_2, \dots\dots, \grave{x_k}, \dots\dots, x_n \rangle$ où $\grave{x_k}$ est une valeur aléatoire prise dans l'intervalle $[x_{km}, x_{kM}]$.

IV.6.2.2.La mutation non uniforme :

La mutation non uniforme possède la particularité de modifier les éléments qu'elle altère dans un intervalle de définition variable et de plus en plus petit. Plus les générations avancent, moins la mutation écarte les éléments de la zone de convergence. Cette mutation adaptative offre un bon équilibre entre l'exploration du domaine de recherche et l'affinement des individus. Le bon coefficient d'atténuation de l'intervalle est un paramètre de cet opérateur.
Il génère une nouvelle valeur $\grave{x_k}$ pour le gène k sélectionné au hasard, donné par la formule :

$$\grave{x_k} = \begin{cases} x_k + \Delta(g, x_{kM} - x_k) \\ ou \\ x_k - \Delta(g, x_k - x_{km}) \end{cases} \qquad \text{(IV.6)}$$

Où g représente la génération courante et $\Delta(g, y)$ est une fonction qui retourne un nombre aléatoire dans [0,y] et dont la probabilité de renvoyer un nombre proche de 0 augmente lorsque g augmente. Cette propriété de Δ permet à l'opérateur de chercher de façon uniforme dans l'espace des solutions dans les premières générations puis de façon plus locale en fin d'exécution. Michalewicz a proposé pour la fonction Δ :

$$\Delta(g, y) = y.(1 - rand^{\left(1-\frac{g}{G}\right)^b}) \qquad \text{(IV.7)}$$

Où **G** est le nombre maximum de génération, **rand** un nombre aléatoire dans [0,1] et **b** un paramètre de l'opérateur qui détermine le degré de dépendance au nombre d'itérations.

IV.7.Mise en œuvre de l'algorithme génétique :

Généralement, la génération de la nouvelle population se fait on appliquant les opérateurs de croisement et de mutation selon leur probabilité respective. Comme nous l'avons décrit précédemment un certain nombre d'individus est choisi pour être par la suite apparié et croisé.

La mutation sera quant à elle, appliquée sur le reste de la population qui n'a pas été croisée. Pour notre algorithme nous avons choisi de procéder différemment.

Parmi la population, le croisement ne sera appliqué que sur les meilleurs individus.
Chaque couple sera représenté par un descendant c issu d'un croisement arithmétique. Le nombre de descendants attendus de chaque couple pour l'obtention d'une nouvelle population (de la même taille que la précédente) sera déterminé en fonction de la fitness du descendant c. une fois le croisement achevé on obtient une population de descendant dont la taille est égale à celle désirée.

La mutation sera appliquée sur l'ensemble de la nouvelle population. Si le meilleur individu obtenu après mutation présente une fitness inférieur, la mutation est estimée comme défectueuse et sera par la suite éliminée. La nouvelle génération ne sera donc issue que du croisement da la population mère.

IV.8.Optimisation par algorithme génétique de la commande de la MSAP :

L'utilisation des régulateurs de Mamdani à sept classes a permis l'obtention de meilleures performances, ceci est dû à l'augmentation du nombre de classes. Cependant l'augmentation du nombre de règles rend difficile l'obtention de ces règles, et rend aussi plus lent le calcul de la commande. A noter qu'un nombre élevé d'ensemble a pour conséquences de règles d'inférence. Ce qui augmente considérablement le temps de traitement. Donc, pour que le temps de calcul de la commande soit bref, il faut réduire la taille du régulateur en minimisant le nombre de règles constituant la base de connaissance. Pour résoudre ce problème, nous avons choisis les régulateurs de type Sugeno.

IV.8.1.Rappel sur la méthode de Sugeno :

Le contrôleur flou du type Sugeno est initialement dû à Takagi et Sugeno, qui cherchent à développer une méthode systématique de génération des règles floues à partir d'un ensemble de données entré-sortie. Dans ce cas les conséquences des règles floues sont des fonctions numériques, qui dépendent des valeurs actuelles des variables d'entrée. Etant donné que chaque règle possède une conclusion numérique, la sortie totale du contrôleur flou est obtenue par le calcul d'une moyenne pondérée, et de cette manière, le temps consommé par procédure de déffuzzification est évité.

Notons par e_s et Δe_s les entrées du contrôleur flou, et par $\Delta\mu_s$ sa sortie. La base des règles du contrôleur flou comporte $M = m_1 * m_2$ règles floues de la forme :

R_l : Si e_s est $F_{e_s}^{l_1}$ et Δe_s est $F_{\Delta e_s}^{l_2}$ Alors $\Delta\mu_s = f_l(e_s, \Delta e_s) = r_l + p_l e_s + q_l \Delta e_s$ (IV.8)

Avec $l = 1,2 \ldots\ldots, M$; $1 \leq l_1 \leq m_1$; $1 \leq l_2 \leq m_2$.

Où m_1 et m_2 sont les nombres d'ensemble flous associées respectivement à $e_s$et Δe_s.

Ainsi, la sortie du contrôleur flou est donnée par la fonction suivante :

$$\Delta\mu_s = \frac{\sum_{l=1}^{M} \alpha_l f_l}{\sum_{l=1}^{M} \alpha_l} \quad \text{(IV.9)}$$

Où α_l représente le degré de confiance ou d'activation de règle R_l, il est donné par :

$\alpha_l = \mu_{F_{e_s}^{l_1}} \mu_{F_{\Delta e_s}^{l_2}}$

Dans notre cas et pour la méthode de Sugeno, les variables d'entrée e_s et Δe_s sont caractérisées par trois ensembles flous de type gaussien : NB, ZR, PB défini par la relation suivante :

$\mu(x) = exp\{-05(v_i(x - c_i))^2\}$ (IV.10)

Où $c_i$est la moyenne et v_i l'inverse de la variance.

Les règles floues servant à induire la commande pour le cas du régulateur flou Sugeno, sont groupées dans le tableau suivant :

Δe_s / e_s	NB	ZR	PB
NB	f_1	f_4	f_7
ZR	f_2	f_5	f_8
PB	f_3	f_6	f_9

Tableau IV.1 : Règle d'inférence pour RLF3 de Sugeno.

Le problème revient à déterminer tout d'abord les $3M + 2(m_1 + m_2)$ paramètres pour utiliser la méthode de Sugeno.

IV.8.2.Détermination des paramètres du régulateur de Sugeno par algorithme génétique :

La détermination des paramètres d'un contrôleur flou de Sugeno constitue la phase la plus délicate dans sa conception, compte tenu du nombre important de paramètres à déterminer (paramètres des prémisses et des conséquences).

Considérons un régulateur flou de Sugeno caractérisé par un vecteur de paramètre θ. Soit un ensemble de données entrée-sortie $(x_M(k), \Delta\mu_M)$. Notre objectif est de trouver les valeurs du vecteur θ pour que la sortie du régulateur flou approche le mieux que possible la sortie désirée $\Delta\mu_M$, c'est-à-dire pour avoir $\Delta\mu_s(x(k), \theta) = \Delta\mu_M$.

IV.8.2.1.La fonction objective :

L'optimisation d'un régulateur flou de type Sugeno se traduit par l'optimisation de la fonction d'objective f_{obj} qui donnée par la relation suivante :

$$f_{obj} = -\frac{1}{2}\sum(e_i)^2 \qquad \text{(IV.11)}$$

e : erreur.

$e_i = \Delta\mu_M(i) - \Delta\mu_s(i)$.

IV.8.2.2.La fonction fitness :

La fonction fitness est conçue pour garantir la minimisation de l'erreur, qui est la différence entre la sortie de Mamdani et la sortie de Sugeno. On prend comme fonction fitness la fonction objective définie précédemment.

IV.8.2.3.Paramètre de l'algorithme génétique :

- Taille de la population initiale 150
- Nombre de générations 300
- Méthode de sélection sélection stochastique sans remplacement
- Type de croisement croisement barycentrique
- Probabilité de croisement 0.6
- Type de mutation mutation uniforme
- Probabilité de mutation 0.08

Les intervalles de recherche sont :

- pour r [-5 5].
- pour p [-5 5].
- pour q [-5 5].
- pour c [-1 1].
- pour v [0 3].

Les résultats obtenus par algorithme génétique sont les suivants :

	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9
r	-3.1214	1.0482	-3.6432	-4.7571	-2.8687	-0.4504	-0.1202	4.6541	0.4225
p	-4.8487	-2.8839	-1.2568	3.6608	4.8727	-2.3942	-0.0213	-2.2255	-0.6974
q	4.9929	4.0473	-1.4372	4.9631	4.9750	4.1480	3.9134	3.4074	-2.1899

Tableau IV.2 : résultats de l'optimisation par algorithme génétique des paramètres des conséquences.

	Erreur			Variateur de l'erreur		
	NB	ZR	PB	NB	ZR	PB
c	-0.3550	-0.7384	0.0022	0.5531	0.5774	0.5186
v	2.2203	1.8085	0.0221	2.8822	1.4419	1.5251

Tableau IV.3 : résultats de l'optimisation par algorithme génétique des paramètres des prémisses.

IV-Résultats de simulation :

Pour appliquer le réglage de la vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée en tension, et la commander par la commande directe de couple, on a utilisé les paramètres des conséquences et des prémisses obtenues par l'algorithme génétique.

Les résultats de simulation montrent les performances de conduite de la machine commandée par le contrôle directe du couple, avec un régulateur flou de type Sugeno à trois classes.

De ces résultats on remarque que la vitesse suit bien sa référence (157rd/s) sans dépassement, avec un temps de réponse (0.095s) au démarrage.

Le régulateur flou rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de la robustesse du réglage de vitesse vis-à-vis de la perturbation.

La comparaison, entre ces résultats et ceux obtenus par l'utilisation des régulateurs flous du type Mamdani à sept classes, révèle que les réponses dynamiques de la machine sont identiques, ce qui montre l'efficacité de l'algorithme génétique utilisé

L'avantage essentiel présenté par le régulateur de Sugeno réside dans le fait qu'il est construit uniquement autour des trois fonctions d'appartenances et l'ensemble des règles servant à induire la commande est de neuf de plus, l'étape de défuzzification est éliminée. Tout ceci

conduit à un algorithme très réduit, pour la détermination de la commande, par rapport à celui de Mamdani à sept ensemble flous.

A vide :

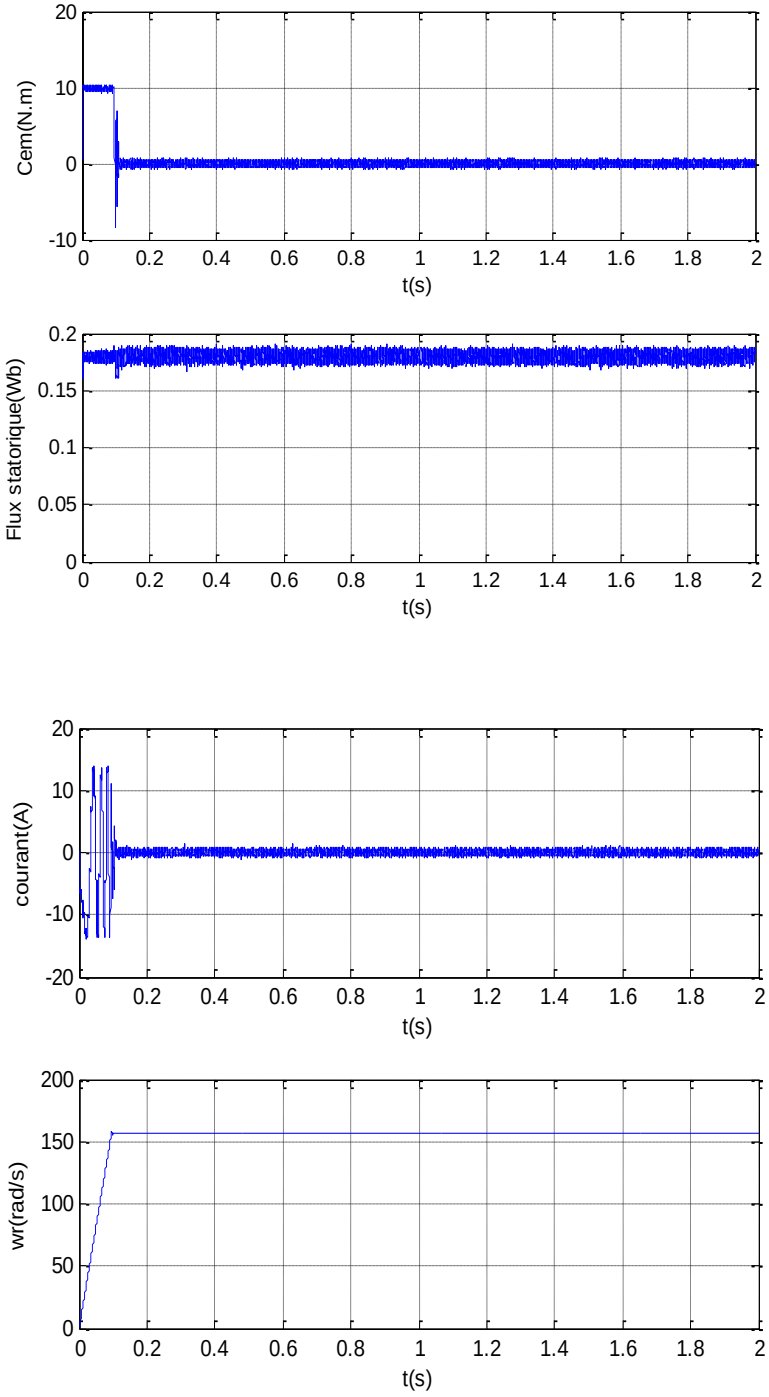


Figure IV-9 : Réponse pour un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 157rd/s.

En charge :

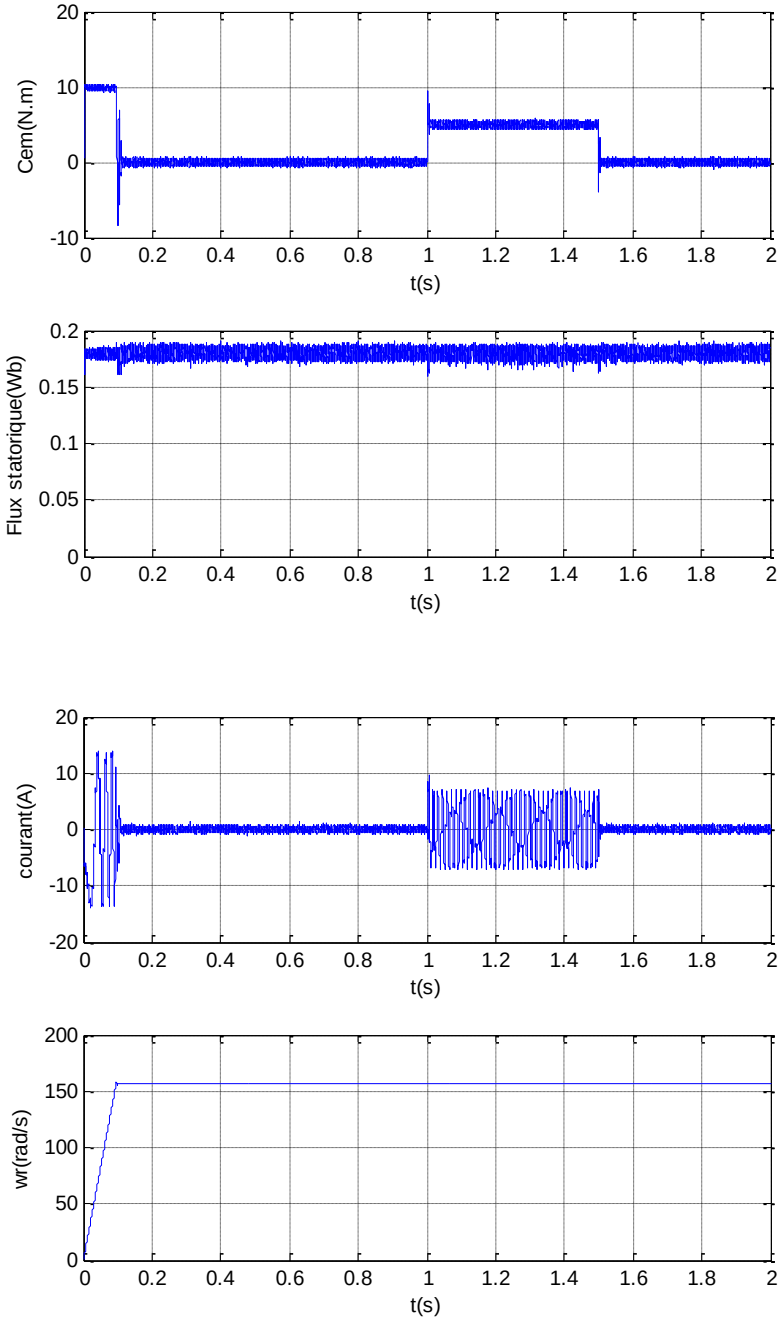


Figure IV.10 : Réponse à consigne de vitesse de 157rd/s avec application de couple égal 5Nm à t=1s jusqu'à t=1.5s

IV.9 Conclusion :

L'optimisation par l'algorithme génétique de la commande de la MSAP, mise en œuvre dans ce chapitre, passe par l'optimisation du régulateur flou de type Sugeno.

Le régulateur flou de Segeno est défini tel que la sortie du régulateur dépend, comme un polynôme d'ordre un, de ses entrées. Les paramètres des prémisses et des conséquences des règles floues de Sugeno sont déterminés en recopiant les données entrée sortie obtenues en synthétisant tout d'abord un régulateur flou de Mamdani. Pour ce dernier les variable linguistiques d'entrée e_M *et* Δe_M et de sortie Δu_M. La recopie est obtenu par algorithme génétique.

Après les différentes simulations réussies nous pouvons, affirmer les performances élevées de notre commande et par voie de conséquence, l'efficacité de notre optimisation.

Conclusion générale

Conclusion générale :

L'objective de ce mémoire étant l'optimisation des régulateurs flou implanté au sein de la Commande Directe du Couple de la Machine Synchrone à Aimants Permanents alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

Afin d'atteindre cet objectif, on a passés par plusieurs étapes :

La première étape a consisté en la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et de l'onduleur.
L'introduction de quelques hypothèses simplificatrices a permis l'obtention d'un modèle triphasé, réduit à son tour en modèle biphasé suite à l'application de la transformation de Park.
On a aussi modélisé la machine dans le repère ($\alpha\beta$).
En deuxième lieu, on a présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux à structure NPC.

En deuxième étape de ce travail, on a présenté la Commande Directe du Couple appliquée à la Machine Synchrone à Aimants Permanents alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux. On a développé une étude théorique de la DTC suivie des résultats de simulation avec commentaire.

La troisième étape, en premier lieu on a exposé tous les concepts de base de la logique floue. En seconde lieu nous avons adapté un réglage flou par un régulateur flou de Mamdani pour la commande de vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent triphasé alimenté en tension et basé sur la commande directe de couple dans le but de montrer la robustesse de cette commande où les résultats obtenus présentent des performances dynamiques satisfaisantes.

La quatrième étape, au premier lieu nous avons développé les notions de sélection, de croisement et de mutation des algorithmes génétiques, nous avons essayé de concevoir un algorithme génétique qu'on a appliqué par la suite à la commande de notre machine. En seconde lieu nous avons développé, le réglage par logique floue de la machine synchrone à aimants permanents en exploitant la méthode de Sugeno. Le régulateur flou de Sugeno est défini tel que la sortie du régulateur dépend, comme un polynôme d'ordre un, de ses entrées. Les paramètres des prémisses et des conséquences des règle floues de Sugeno sont déterminés en recopiant les données entrée sortie obtenues en synthétisant tout d'abord un régulateur flou de Mamdani. La recopie est obtenu par l'optimisation par les algorithmes génétiques.

Les résultats obtenus pour les deux types de régulateurs sont parfaitement identique, cependant le régulateur de Sugeno possède un algorithme très réduit par rapport à celui de Mamdani, car le temps de calcul consommé par la procédure de défuzzification est évité de plus le régulateur de Sugeno est construit uniquement autour de trois fonction d'appartenance. Donc on peut affirmer les performances élevées de notre nouvelle commande et par voie de conséquence, la robustesse, l'efficacité et la flexibilité de notre optimisation.

Nomenclature

d :	Axe d du repère tournant (d,q)
q :	Axe q du repère tournant (d,q)
α :	Axe α du repère (α,β)
β :	Axe β du repère (α,β)
p:	Nombre de paires de pôles
r :	Résistance statorique
L_d :	Inductance longitudinale
L_q :	Inductance transversale
ϕ_f :	Flux d'un aimant
U_C :	Tension d'entrée de l'onduleur
v_d :	Tension statorique instantanée dans l'axe d
v_q :	Tension statorique instantanée dans l'axe q
i_d :	Courant statorique instantanée dans l'axe d
i_q :	Courant statorique instantanée dans l'axe q
J :	Moment d'inertie
f :	Coefficient de frottement
Ω_r :	Vitesse angulaire mécanique du rotor
Cem :	Couple électromécanique
C_r :	Couple résistant
$\hat{x}$:	Estimation de x
θ :	Déphasage entre le rotor et le stator
w_r :	Vitesse de rotation électrique
e :	Erreur entre grandeur réel et de référence
Δe :	Variation de l'erreur e

Annexe

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont :

Symboles	Description	Valeur	Unités
U	Tension nominale	210	V
r	Résistance statorique	1.2	Ω
L_d	Inductance directe	0.011	H
L_q	Inductance quadratique	0.011	H
ϕ_f	Flux d'excitation des aimants permanents	0.18	Wb
J	Moment d'inertie totale du moteur	0.006	N.m.s²/rd.
f	Coefficient de frottement visqueux	0.0001	N.m.s/rd.
P	Nombre de paires de pôles	3	_

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

[Ame 05]AMEUR AISSA : Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants. Université de Batna 2005. Thème de Magister.

[Tou 06]TOUABA Kheireddine :Commande directe du couple de Machine Synchrone à Aimants Permanents alimentée par onduleur à trois niveaux de tension.Université de Médéa 2006. Thème d'ingénieur.

[Tle07]TLEMÇANI Abdelhalim : Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série. ENP 2007. Thèse de doctorat.

[Jaw 08]Jawade Ahmed FAROUQ: Etude du problème inverse en vue de la localisation des des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents. UTBM-Laboratoire Système Et Transport (SET)2008. Thèse de doctorat.

[Hac08] R. Hachlef, Z. Abdelkader : Backstepping/DTC appliquée à la Machine Synchrone à Aimants Permanents, Université de Médéa 2008. Thème d'ingénieur.

[Fad 06]FADLI Ouahiba : Modélisation et commande non linéaire de l'association machine synchrone a aimants permanents – onduleur de tension a trois niveaux. Université de batna2006. Thème de magister.

[Pier] Pierre Mayé : Aide-mémoire Electrotechnique. Page 189.Dunod.

[Bou07] Boumediene Abdelmadjid : Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en tension. ENP 2007. Thèse de doctorat.

[Kad 00] Azeddine KADDOURI : Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents**.** Université Laval 2000. Thèse de doctorat**.**

[Mes 08] S. Mesrati, A. Salema : Algorithmes adabdatifs flous et la DTC appliqués à la commande de la machine synchrone à aimants permanents. Université de Médéa 2008. Thème d'ingénieur.

[Ait 07]Yazid AIT GOUGAM : Modèle inverse et minimisation des ondulations de couple des machines synchrones à aimants à fém et inductances non sinusoïdales. ENP 2007. Thèse de doctorat.

[Boc06] F. Bouchafa : Etude et commande de différentes cascades à onduleurs à neuf niveaux à structure NPC application la conduite d'une MSAP. ENP 2006. Thèse de doctorat.

[Nait 07] NAIT SEGHIR Amirouche : Contribution a la commande adabdative et neurounale d'une machine synchrone a aimants permanents. enp 2007. thèse de doctorat.

[You07] M. Yousfi, Z. Bouhenaf : Commande Directe du Couple de la Machine Synchrone à Double Etoile Alimentée par deux Types d'onduleurs. ENP 2007. Thème d'ingénieur.

[Ham 07] HAMMACHE Hkim : Etude et réalisation d'une Machine Asynchrone Double Etoile, conception, alimentation et commande. EMP 2007. Thème de magister.

[Lat 12] LATRECHE Mohammed Tahar : Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanant (MSAP) utilisée dans un système éolien. Université Ferhat Abbas de Sétif 2012. Thèse de doctorat.

[Bel 10]TOUAL Belkacem : Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable. Université de Batna 2010. Thèse de magister.

[Lam 06] Lamia KARTOBI : Optimisation de la Synthèse des FACTS par les Algorithmes Génétiques et les Essaims Particulaires pour le contrôle des Réseaux Electriques. Enp 2006. Thème de magister.

[Nad 06]Nadra MAHMOUDI : Optimisation par algorithmes génétiques application a la commande de la machine asynchrone. Université Mohamed Boudiaf de m'sila 2006. thème d'ingénieur.

[Ben 02]Nadia BENAHMED : optimisation de réseaux de neurones pour la reconnaissance de chiffres manuscrits isolés : sélection et pondération des primitives par algorithmes génétiques. Université du Québec 2002.

[Bru 99]Bruno SARENI : Méthodes d'optimisation multimodales associées a la modélisation numérique en électromagnétisme. L'école doctorale de Lyon 1999. thèse de doctorat.

[Edm 08]Edmundo BONILLA HUERTA : Logique floue et algorithmes génétiques pour le prétraitement de données de biopuces et la sélection de gènes. université angers 2008. thèse de doctorat.

[Ome 03] Omessad HAJJI :Contibution au developpement de methodes d'optimisation stochastiques. Applicationdes a la concepton des dispositifs electrotechniques. Ecole central de LILLE 2003.Thèse de doctorat.

[Mah08] Mahdab Salim : Commande du Couple par la Logique Floue d'une Machine Synchrone à Double Etoile. Université de Médéa. 2008. Thème de Magister.

[Cho 11]CHOUG Noureddine : Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel. Université de Batna 2011. Thème de Magister.