

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° D'ORDRE :



EFILIERE : ELECTROMECHANIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

Par : FERAHTIA Boukhalfa

BOUDJELLAL Abderaouf

THEME

Commande floue adaptative de la machine synchrone
à aimant permanent

Soutenu devant le jury composé de:

ZEMMIT Abderrahim
HERIZI Abdelghafour
ROUABHI Riyadh
BAHIDDINE Miloud

Université de M'sila
Université de M'sila
Université de M'sila
Université de M'sila

Président
Encadreur
Co-Encadreur
Examineur

Année universitaire : 2021/2022

Remerciements

*Mes remerciements vont premièrement à **Allah** le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces années d'études.*

Et je remercie vivement mes chers parents pour leurs aides, leurs soutiens et leurs encouragements.

Ainsi, Je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur Dr. HERIZI Abdelghafour.

Je remercie vivement tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail Pour tous les personnes administratives du département génie électrique de l'université de M'sila.

Enfin, je remercie toute personne de près ou de loin qui a participé pour rendre ce travail réalisable et présentable.

Dédicaces

*A mon père et à ma mère avec toute ma gratitude pour toutes ces
années de sacrifices et d'encouragement*

A mon frère

A mes sœurs

A toute ma famille.

A tous mes amis

A tous ceux que j'aime

Je dédie ce travail .

Ferahtia Boukhalfa

SOMMAIRE

Notation et symboles	
Liste des figures	
Introduction Générale.....	1

Chapitre I

Généralité, Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimant permanent

I.1. Introduction :.....	4
I.2. Description Générale des Machines Synchrones à Aimants Permanents :	4
I.3. Principe de fonctionnement :	5
I.4. Les avantages et Les inconvénients de la MSAP :.....	6
I.4.1. Les avantages de la MSAP :	6
I.4.2. Les inconvénients de la MSAP :	6
I.5. Les domaines d'application de la MSAP :	6
I.6. Modélisation de MSAP :	7
I.6.1. Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c) :	7
I.6.3. Transformation de Park :.....	10
I.7. Modélisation de l'association convertisseur–MSAP :	13
I.7.1. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux :	14
I.7.2. Différents types de commande des interrupteurs :	16
I.7.3. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle) :	16
I.7.4. Principe de la commande par (MLI sinus-triangle) :	16
I.8. Résultats de simulation :	18
I.8.2. Interprétation des résultats :	20
I.9. Modélisation de l'onduleur de tension :	20
I.9.1. Stratégie de commande de l'onduleur par MLI triangulo-sinusoïdale :	21
I.10. Résultats de simulation :	22
I.10.1. Interprétation des résultats de simulation :	23
I.11. Conclusion :	23

Chapitre II

Commande vectorielle appliquée à la MSAP

II.1. Introduction :	26
II.2. Principe de la commande vectorielle :	26
II.3. Commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension :	28
II.3.1. Description du système global :	28
II.3.2. Découplage :	29
II.3.2.1. Découplage par compensation :	30
II.3.3. Dimensionnement des régulateurs :	31
II.3.3.1. Régulation du courant I_d :	32
II.3.3.2. Régulation du courant I_q :	34
II.3.3.3. Régulation de la vitesse Ω :	34
II.4. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :	35
II.5. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension :	35
II.6. Interprétation des résultats :	37
II.8. Conclusion :	38

Chapitre III

Commande par logique floue adaptative appliquée à la machine synchrone à aimant permanent

III.1. Introduction :	40
III.2. Définition de la logique floue :	40
III.3. Pourquoi utiliser la logique floue ?	40
III.4. Les avantages et les inconvénients de la logique floue :	40
III.5. Domaine d'application :	41
III.6. La théorie de la logique floue :	41
III.6.1 Définition :	41
III.6.2. Ensembles flous :	43
III.6.3. Caractéristique d'un sous ensemble flou :	43
III.6.4. Fonction d'appartenance :	44
III.6.5. Variable linguistique :	45
III.6.6. Opérateurs de la logique floue :	46
III.6.7. Logique floue et raisonnement approximatif :	46
III.6.8. Implication floue :	47
III.7. Définition de la commande adaptative :	47
III.8. Pourquoi la commande adaptative ?	48
III.9. Les tâches typiques de la commande adaptative :	48
III.10. Principe de la commande adaptative :	48
III.11. Domaines d'application de la commande adaptative :	49
III.12. Les types de la commande adaptative :	49
III.12.1. Commande adaptative directe :	49
III.12.2. Commande adaptative indirecte :	50
III.13. Technique de la commande adaptative :	51
III.13.1. Commande adaptative à gain programmé :	51
III.13.2. Commande adaptative à modèle de référence (MRAC) :	52
III.13.3. Commande adaptative auto-ajustable :	52
III.14. Les différents domaines de la commande adaptative:	52
III.14.1. La commande floue adaptative :	52
III.14.2. La commande adaptative neuronale :	53
III.15. Commande floue adaptative:	53
III.16. Application de la commande floue adaptative à la MSAP :	54
III.16.1. Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse :	55
III.16.2. Application de la commande floue adaptative :	56
III.17. Simulation et interprétation des résultats :	58
III.17. 1. Interprétations des résultats :	60
III.17. Conclusion :	60
 Conclusion Générale	 61
Bibliographie	63
ANNEXE	66

Notation et Symboles

MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent.
MCC	Moteur à Courant Continu.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
F.M.M	Force magnétomotrice.
MRAC	Commande Adaptative Avec Modèle de Référence.
CV	Commande Vectorielle.
FOC	Field Oriented Control.
FLC	Fuzzy Logic Controller.
a, b, c	Axe liés aux enroulements triphasés.
α, β	Axe de référentiel statorique.
V_a, V_b, V_c	Tensions statoriques de phase a,b,c.
V_s	Tension statorique .
i_a, i_b, i_c	Courant statorique de phase a,b,c.
i_s	Courant statorique.
R_{s1}	Résistance statorique.
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	Flux statorique de phase a,b,c.
ϕ_s	Flux statorique.
L_s	Inductance statorique
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_{sf}	Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.
L_d	Inductance cyclique directe.
L_q	Inductance cyclique quadrature.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park.
d, q	Les axes biphasés respectivement directe et en quadrature « axe de référentiel de park ».
V_{ds}, V_{qs}	Tension statorique d'axe direct et en quadrature.
I_{ds}, I_{qs}	Courants statoriques d'axes direct et en quadrature.
Ω	Vitesse de rotation de la machine.
J	Moment d'inertie de la machine..
f	Coefficient du frottement
P	Nombre de paires de pôles.
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
ω	Vitesse électrique du rotor.
Ω_r	Vitesse de rotation de la machine.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
u_{a0}, u_{b0} et u_{c0}	Des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).
ϕ_f	Flux des aimants. ϕ_d Flux statorique instantané dans l'axe d.
ϕ_q	Flux statorique instantané dans l'axe q.
X_{ref}	Valeur de référence K_p, K_i Coefficients du régulateur de vitesse
e_d, e_q	Termes de découplages.
$\mu(x)$	Degré d'appartenance.

Liste des figures

Chapitre I

Généralité, Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimant permanent

Figure (I.1) : Structure de la machine synchrone à aimant permanent.	4
Figure (I.2) : stator et rotor de la machine à aimant permanent	5
Figure (I.3) : Différents types de rotors d'une MSAP.	5
Figure (I.4) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.	6
Figure (I.5) : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	7
Figure (I.6) : Les différents couples qui agissent sur le rotor	9
Figure (I.7) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....	10
Figure (I.8) : Schéma fonctionnel du modèle de Park.....	13
Figure (I.9) : Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	14
Figure (I.10) : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.	15
Figure (I.11) : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz	18
Figure (I.12) : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.	18
Figure (I.13) : Résultats de simulation de la MSAP à vide.	19
Figure (I.14) : Résultats de simulation de la MSAP avec charge.	19
Figure (I.15) : Schéma de principe de l'onduleur de tension.	20
Figure (I.16) : Modèle de l'onduleur triphasé.....	21
Figure (I.17) : Schéma de simulation de la MLI sinus-triangle.	22
Figure (I.18) : Résultats de simulation de la MSAP avec onduleur a vide.	22
Figure (I.19) : Résultats de simulation de la MSAP avec onduleur en charge.....	23

Chapitre II

Commande vectorielle appliquée à la MSAP

Figure (II.1) : Ensemble Commande-Onduleur-Machine.....	26
Figure (II.2) : Passage de système triphasé au système biphasé.....	27
Figure (II.3) : Commande par orientation du champ de la MSAP (I_{ds} nul).....	28
Figure (II.4) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP.....	29
Figure (II.5) : Description des couplages.....	29
Figure (II.6) : Schéma bloc de la compensation.	30
Figure (II.7) : Découplage par compensation.	31
Figure (II.8) : Commande découplée.....	31
Figure (II.9) : Régulateur PI.	32
Figure (II.10) : Boucle de régulation du courant I_d	33
Figure (II.11) : Boucle de régulation du courant I_q	34
Figure (II.12) : Boucle de régulation de la vitesse.	34
Figure (II.13) : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur PI.....	36
Figure (II.14) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP dans le régime nominal...36	
Figure (II.15) : L'allure des paramètres de la MSAP lors de la commande vectorielle avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s.....	37
Figure (II.16) : Zoom sur la vitesse en fonction du temps avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s (commande vectorielle).	37

Chapitre III

Commande par logique floue adaptative appliquée à la machine synchrone à aimant permanent

Figure (III.1) : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.....	42
Figure (III.2) : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.....	42
Figure (III.3) : Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.....	43
Figure (III.4) : Différentes formes de la fonction d'appartenance.....	45
Figure (III.5) : Représentation des variables linguistiques.....	46
Figure (III.6) : Schéma bloc d'une commande adaptative.....	47
Figure (III.7) : Principe des systèmes de commande adaptative.....	49
Figure (III.8) : La commande adaptative directe.....	50
Figure (III.9) : La commande adaptative indirecte.....	51
Figure (III.10) : schéma d'une commande adaptative à gain programmé.....	51
Figure (III.11) : Commande adaptative à modèle de référence.....	52
Figure (III.12) : Commande adaptative floue directe.....	53
Figure (III.13) : Commande adaptative floue indirecte.....	54
Figure (III.14) : Schéma bloc de la commande adaptative de la MSAP.....	54
Figure (III.15) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.....	55
Figure (III.16) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou adaptative de vitesse.....	56
Figure (III.17) : Fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.....	57
Figure (III.18) : Schéma bloc de la commande floue adaptative appliqué à la MSAP.....	58
Figure (III.19) : Résultats de simulation de la commande floue adaptative de la MSAP dans le régime nominal.....	59
Figure (III.20) : L'allure des paramètres de la MSAP lors de la Commande floue adaptative avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s.....	59
Figure (III.21) : Zoom sur la vitesse en fonction du temps avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s (Commande floue adaptative).....	60

Introduction Générale

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages: une faible inertie rotorique, une dissipation de chaleur efficace et un couple massique important. De plus, l'élimination des balais réduit les bruits et supprime la nécessité de leurs maintenances. Les recherches actuellement ont pour but de remplacer les Machines à Courant Continu (MCC) par des (MSAP) dans le domaine industriel initialement occupé par la commande des MCC. Le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique simple et une régulation de son courant d'induit permet de maîtriser son couple. Pour la MSAP, la fonction du collecteur est réalisée par un onduleur synchronisé avec la position du rotor [JAS 04], [BEN 94].

Cependant, son principal défaut est le collecteur mécanique, qui peut être gênant dans certaines situations environnements, ainsi que l'augmentation des coûts de maintenance. Ces contraintes ont influencé le résultat, études orientées vers des entraînements avec des machines à courant alternatif.

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [KOB 17].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [KOB 17].

La commande vectorielle est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux. Elle a été proposée par Blaschke en 1972. Si cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès réalisés actuellement dans la technologie des semi-conducteurs et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels de vitesse actuels. Cette commande permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type PI nécessite que les paramètres de la machine soient précis (les variations paramétriques internes et externes du système dues à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles, engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés). Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [LAH 09], [NOU 14].

Dans le souci d'améliorer les performances dynamiques du réglage en vitesse de la MSAP, nous avons présenté dans ce travail, par simulation numérique, la commande en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension, avec orientation du flux, par des régulateurs de différents algorithmes (régulateurs classiques PI, régulateurs flous et régulateurs flous adaptative).

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres:

Le premier chapitre concerne, dans une première partie, la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité. L'utilisation de la transformation de Park permet d'obtenir un modèle plus simple. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI.

Dans le deuxième chapitre on a dédié à la présentation de la technique de commande vectorielle PI appliquée à la MSAP pour l'asservissement de vitesse. Les résultats de simulation obtenus montrent l'applicabilité de cette technique.

Le troisième chapitre fera l'objet de la présentation de la théorie de la logique floue et la commande floue adaptative. La description de cet outil est faite d'une façon qui permet au lecteur d'avoir une idée sur la richesse et la diversité des solutions qui peuvent être ajoutées grâce à cet outil. Un exemple de contrôleur flou est traité dans un but de montrer l'application de cette théorie dans notre cas. La commande proposée dans ce chapitre consiste à remplacer le régulateur PI de la vitesse appliqué à la commande vectorielle par un régulateur à base de la logique floue du type 1. Enfin, les performances et les améliorations qu'apporte cette dernière par rapport au la commande précédente seront montrées à travers des résultats de simulation et des interprétations.

Enfin, quelques remarques et perspectives seront données dans la conclusion.

Chapitre I :

Généralité, Modélisation et simulation de la machine synchrone à aimant permanent

I.1. Introduction :

Grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques, le moteur synchrone à aimants permanents, est de plus en plus utilisée dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et a courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares [ZOR 06].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse du synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour palier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [ZOR 06].

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

I.2. Description Générale des Machines Synchrones à Aimants Permanents :

Les machines synchrones à aimants permanents se composent d'un stator (partie fixe) comportant un bobinage qui est alimenté en triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation et d'un rotor (partie mobile) où le champ magnétique est produit par des aimants permanents et aussi la mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.



Figure (I.1) : Structure de la machine synchrone à aimant permanent.

- Le stator : Le stator ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.
- Le rotor : Le rotor ou inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi

que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique.

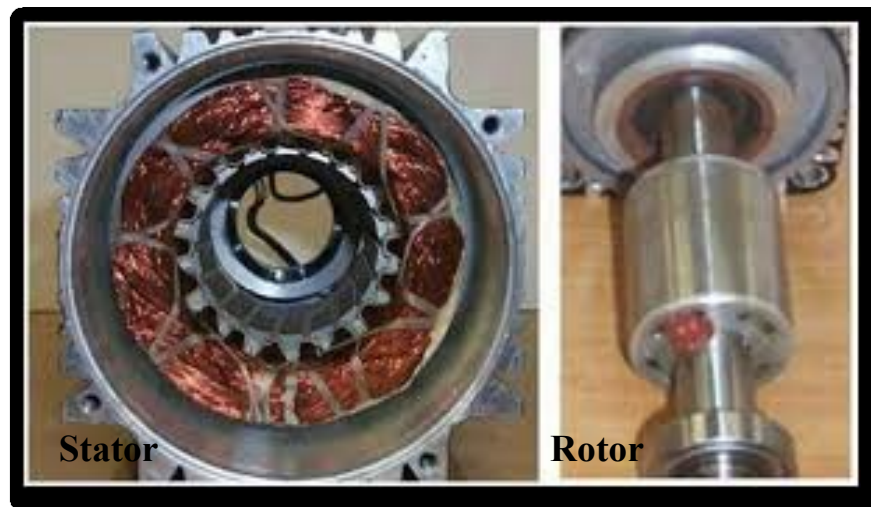


Figure (I.2) : stator et rotor de la machine à aimant permanent

Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants. Le rotor possède différentes configurations .

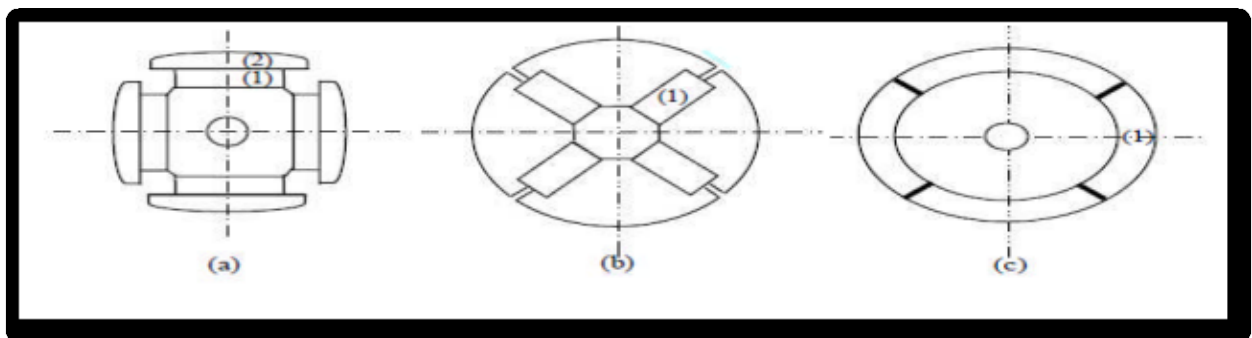


Figure (I.3) : Différents types de rotors d'une MSAP.

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2), (b) aimants permanents (1) noyés,
(c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

La figure (I.3) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles. o Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure (I.3.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial. o Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure (I.3.b). Enfin la figure (I.3.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

I.3. Principe de fonctionnement :

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La figure (I.4) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles.

Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire $P(\theta)$ comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure, $P(\theta) = 90^\circ$ Ceci correspond au passage de la figure (I.4.a) à la figure (I.4.c). Les demi-bas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.4.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [SAI 20].

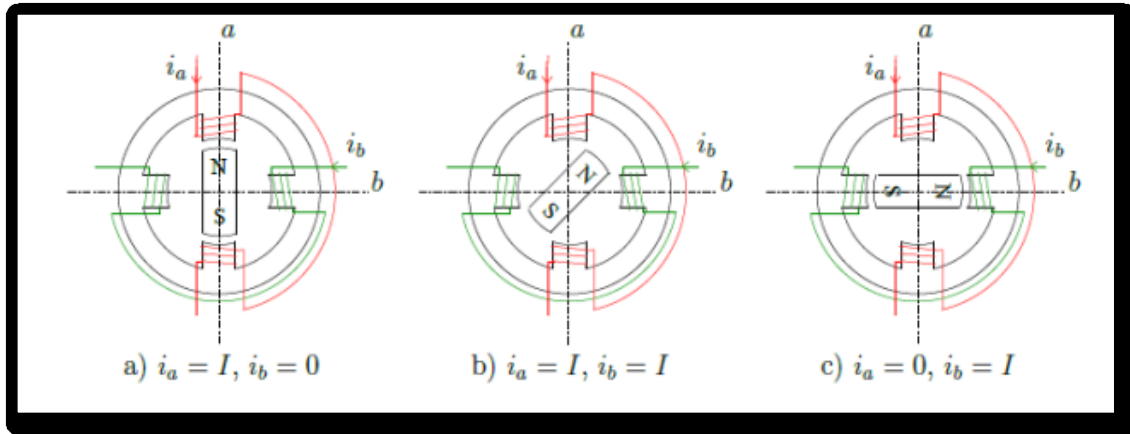


Figure (I.4) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

I.4. Les avantages et Les inconvénients de la MSAP :

I.4.1. Les avantages de la MSAP :

La machine synchrone a beaucoup d’avantages par rapport aux autres types de machine à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone [SAI 20]. Parmi les avantages peut citer :

- Meilleure caractéristique thermique la localisation des pertes fers et joules au stator simplifie le refroidissement de la machine.
- Pas de contacts glissants.
- Rendement et facteur de puissance élevés (un bon rendement).
- Pas de courant d’excitation.
- Une capacité de fonctionnement avec une grande vitesse.
- Puissance massique élevée.

I.4.2. Les inconvénients de la MSAP :

Parmi les inconvénients de la MSAP on cite:

- Coût de la machine élevé.
- Les vibrations et les chocs influent sur la structure de la machine.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

I.5. Les domaines d’application de la MSAP :

C’est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Les automobiles.
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives).
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- Les servomoteurs.
- Les applications robotiques.
- La production d'électricité.
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- Les machines-outils.
- Les applications de l'énergie de l'éolienne

I.6. Modélisation de MSAP :

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [BOU 14].

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références [BOU 14] :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique,
- La distribution sinusoïdale de le F.M.M créée par les enroulements du stator,
- L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau,
- L'effet d'encoche est négligeable,
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

1.6.1. Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c) :

La figure (1.5) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

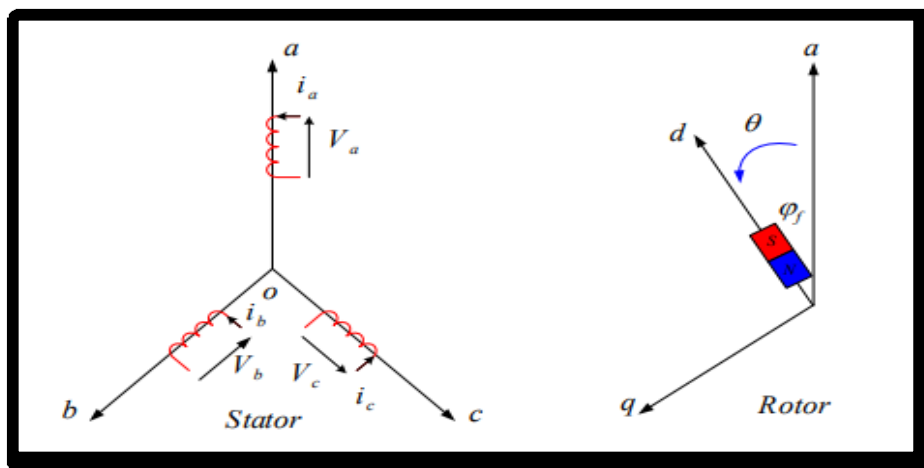


Figure (I.5) : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

La modélisation d'une MSAP se compose de trois types d'équations qui sont : équations électrique, mécanique et électromagnétique.

1. Equations électriques :

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents s'écrivent :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.1)$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T : \text{vecteur de tension statoriques.}$$

$$[I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T : \text{vecteur de courant statoriques.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T : \text{vecteur flux statorique.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} : \text{matrice de résistance du stator.}$$

Au rotor on donne les équations suivantes :

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} [\Phi_f] \quad (I.2)$$

Tel que :

$$[V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}; [I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$[V_f]$, $[R_f]$ et $[\Phi_f]$: tension, courant et flux du rotor de la machine.

2. Equation magnétiques :

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (I.4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (I.5)$$

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[L_{s2}] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec :

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statorique.

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

Et pour le Flux rotorique :

$$[\Phi_f] = [L_f][I_f] + [M_{fs}][I_s] \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$$[L_f] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}; [M_{fs}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

On développe les équations sous formes :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}][I_s] + [M_{sf}][I_f]) \quad (\text{I.9})$$

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} ([M_{fs}][I_s] + [L_f][I_f]) \quad (\text{I.10})$$

3. Couple mécanique :

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - C_f \\ C_f &= f\Omega \end{aligned} \quad (\text{I.11})$$

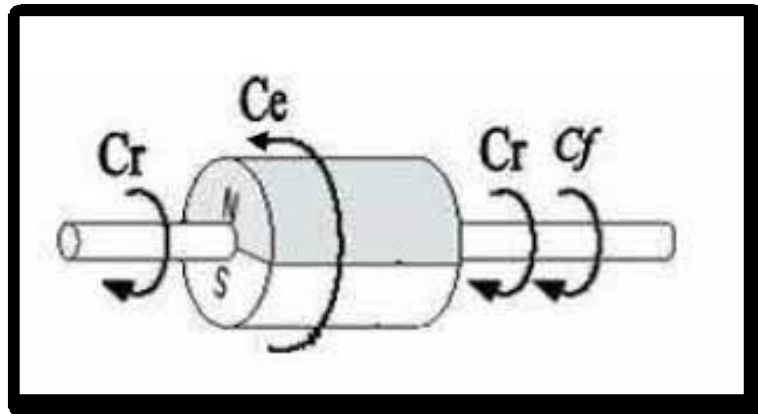


Figure (1.6) : Les différents couples qui agissent sur le rotor

$\Omega = \omega_r/p$: Vitesse de rotation de la machine.

J : moment d'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

ω_r : vitesse électrique du rotor.

f : coefficient du frottement.

p : Nombre de paires de pôles.

I.6.3. Transformation de Park :

Pour éliminer θ de la matrice $[L_{ss}]$, et afin les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues. Les enroulements statoriques (a, b, c) sont remplacés par deux enroulements (d, q) en quadrature. Le passage des grandeurs électriques du stator (a, b, c) aux grandeurs électriques (d, q) qui assure la conversion de la FMM et de la puissance instantanée est obtenu par la transformation de Park. La Figure (I.7) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (Oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω_r .

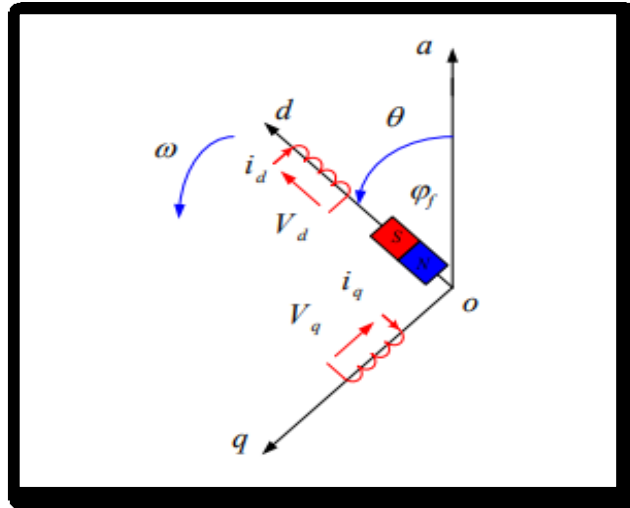


Figure (I.7) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

1. Passage direct :

triphasé au biphasé La matrice de passage notée $[P(\theta)]$ appelée matrice de Park est donnée par :

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Le passage du système triphasé au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant les relations suivantes :

$$[V_a \ V_b \ V_c] = [P(\theta)] [V_d \ V_q] \quad (I.13)$$

$$[I_a \ I_b \ I_c] = [P(\theta)] [I_d \ I_q] \quad (I.14)$$

$$[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c] = [P(\theta)] [\phi_d \ \phi_q] \quad (\text{I.15})$$

2. Passage inverse : biphasé au triphasé :

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

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

I.6.4. Choix du Référentiel :

Pour étudier la théorie des régimes de la MSAP, on distingue trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) :

1. **Référentiel lié au stator :** Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, la vitesse du repère de PARK est : $w_\theta = 0$
2. **Référentiel lié au rotor :** Dans cette référence, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r : $w_\theta = w_r$
3. **Référentiel lié au champ tournant :** Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant : $w_\theta = w$,
 w : Pulsation de l'alimentation.

I.6.5. Application de la transformation de Park à la MSAP :

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

Equations magnétiques :

Sur l'axe d :

$$\phi_d = L_d I_d + \phi_f \text{ et } \phi_f = M_f I_d + L_f I_f \quad (\text{I.17})$$

Sur l'axe q :

$$\phi_q = L_q I_q \quad (\text{I.18})$$

Equations électrique :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [I_s] + [M_{sf}] [I_f]) \quad (\text{I.19})$$

$$[V_{sdq}] [P(\theta)] = [R_s] [P(\theta)] [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [P(\theta)] [I_{sdq}] + [M_{sf}] [I_f]) \quad (\text{I.20})$$

$$[V_f] = [R_f] [I_f] + \frac{d}{dt} ([M_{sf}] [I_f] + [L_f] [I_f]) \quad (\text{I.21})$$

$$[V_f] [P(\theta)] = [R_s] [P(\theta)] [I_{sdq}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [P(\theta)] [I_{sdq}] + [M_{sf}] [I_f]) \quad (\text{I.22})$$

Sur l'axe d :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.23)$$

$$[V_{ds}] = [R_s] [I_{ds}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ds}] - \omega \phi_{qs} \quad (I.24)$$

Sur l'axe q :

$$[V_s] = [R_f] [I_f] + \frac{d}{dt} [\phi_f] \quad (I.25)$$

$$[V_{qs}] = [R_s] [I_{qs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{qs}] - \omega \phi_{ds} \quad (I.26)$$

En remplaçant les expressions des flux dans les équations de tension nous obtenons:

$$[V_{ds}] = [R_s] [I_{ds}] + [L_{ds}] \frac{d}{dt} [I_{ds}] - \omega [L_{qs}] [I_{qs}] \quad (I.27)$$

$$[V_{qs}] = [R_s] [I_{qs}] + [L_{qs}] \frac{d}{dt} [I_{qs}] + \omega [L_{ds}] [I_{ds}] + \omega [\phi_s] \quad (I.28)$$

Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit:

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{géo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad (I.29)$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$p(t) = \frac{3}{2} (V_d I_q + V_q I_d) \quad (I.30)$$

En remplaçant V_d, V_q par leurs expressions on aura :

$$p(t) = \frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2) + (\frac{d\theta_d}{dt} I_d + \frac{d\theta_q}{dt} I_q) + \frac{d}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d)] \quad (I.31)$$

Avec :

$\frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$: représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} (\frac{d\theta_d}{dt} I_d + \frac{d\theta_q}{dt} I_q)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

$\frac{3}{2} (\phi_d I_q - \phi_q I_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (I.32)$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}(\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) \quad (I.33)$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p[(L_d - L_q)I_d I_q - I_q \Phi_f] \quad (I.34)$$

Le système peut être mis sous forme d'équations d'état :

$$[X] = [A] [X] + [B] [U]$$

Avec :

$$[X] = [I_d I_q]^T \text{ et } [U] = [V_d V_q \Phi_f]^T$$

$$\frac{d}{dt} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & w_r \left(\frac{L_d}{L_q}\right) \\ -w_r \left(\frac{L_d}{L_q}\right) & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{w_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + w_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} = [A_1] + w_r [A_2] \quad (I.36)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + w_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} = [B_1] + w_r [B_2] \quad (I.37)$$

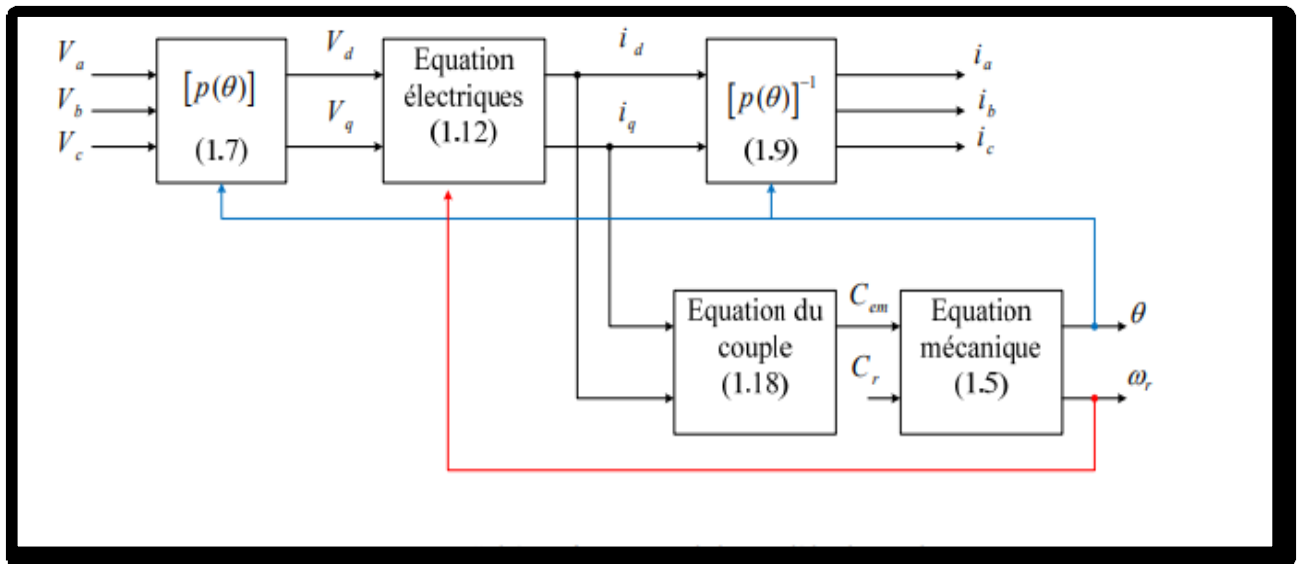


Figure (I.8) : Schéma fonctionnel du modèle de Park.

I.7. Modélisation de l'association convertisseur-MSAP :

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé. La figure I.9 illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAP.

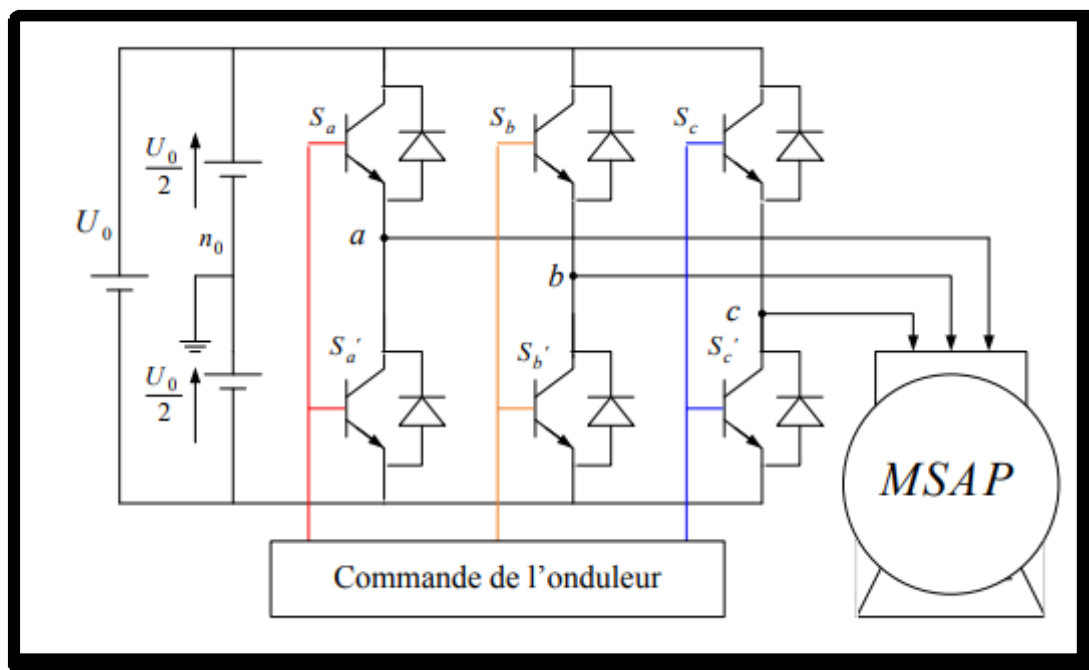


Figure (I.9) : Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique du type alternatif. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours...etc. Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [BOU 14].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source : 9 onduleurs de tension, 9 onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.)..

I.7.1. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux :

Pour modéliser l'onduleur de tension «**Figure (I.11)**» on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 . La machine a été modéliser à partir des tensions simples qui nous notons V_{an} , V_{bn} , V_{cn} [BOU 14].

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont Complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants.

Ces deux états :

$$\begin{cases} S_{a,b,c} = 1 : \text{interrupteur du demi bras haut (à boucle fermé)} \\ S_{a,b,c} = 0 : \text{interrupteur du demi bras bas (à boucle fermé)} \end{cases}$$

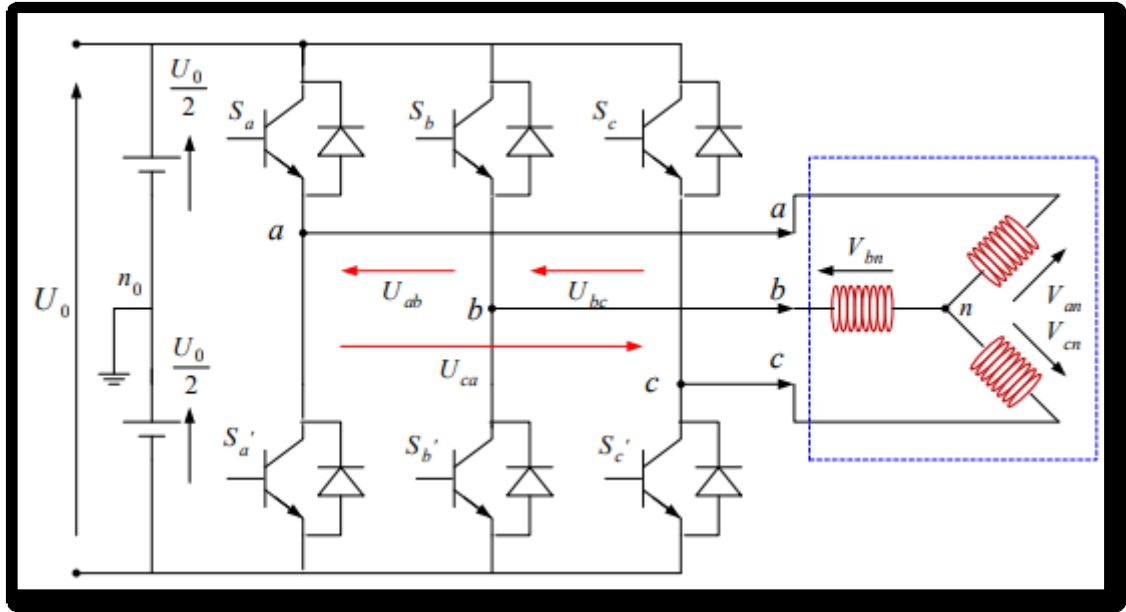


Figure (1.10) : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [BOU 14] :

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

U_{ab} , U_{cb} , U_{ca} sont des tensions composées et définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I.38)$$

U_{ao} , U_{bo} , U_{co} : peuvent être considérées comme des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).

Soit « n » l'indice du point neutre du côté alternatif. On a:

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I.39)$$

U_{an} , U_{bn} , U_{cn} : sont les tensions simples de la machine. Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0$$

Par la somme des équations de (1.38), on a :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I.40)$$

En remplaçant (I.39) dans (I.28), on aboutit à :

dans (I.28), on aboutit à :

$$\begin{aligned}
U_{an} &= \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\
U_{bn} &= -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\
U_{cn} &= -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co}
\end{aligned} \tag{I.41}$$

Alors :

$$\begin{cases}
U_{an} = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\
U_{bn} = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\
U_{cn} = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b + 2S_c)
\end{cases} \tag{I.42}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{I.43}$$

Il reste à déterminer les fonctions S_i , celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

I.7.2. Différents types de commande des interrupteurs :

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie [ZAI 20].

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable .xw<
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéresse dans notre travail à la commande (MLI).

I.7.3. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle) :

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoidal (en anglais, Pulse Width Modulation PWM).

I.7.4. Principe de la commande par (MLI sinus-triangle) :

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Signal de référence (modulatrice).
- Signal de la porteuse (triangulaire).

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence [BOU 14].

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. Telle que lorsque le signal de référence est au dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0 [BOU 14].

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

$$\text{Si } U_r \geq U_p \rightarrow S(t) = 1, \text{ Si non } S(t) = 0$$

U_r : la tension de référence.

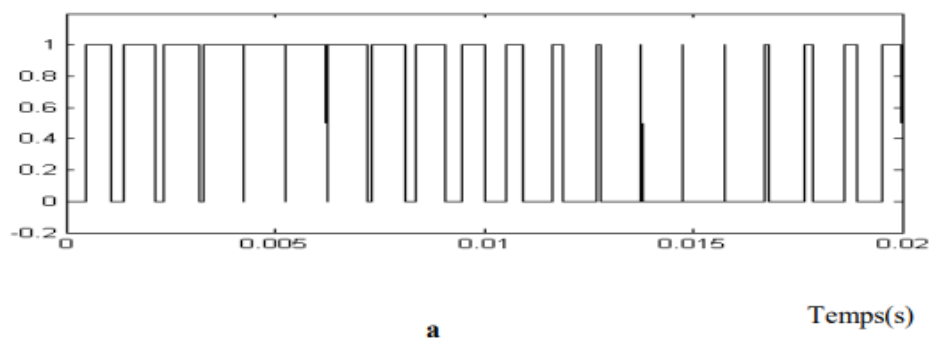
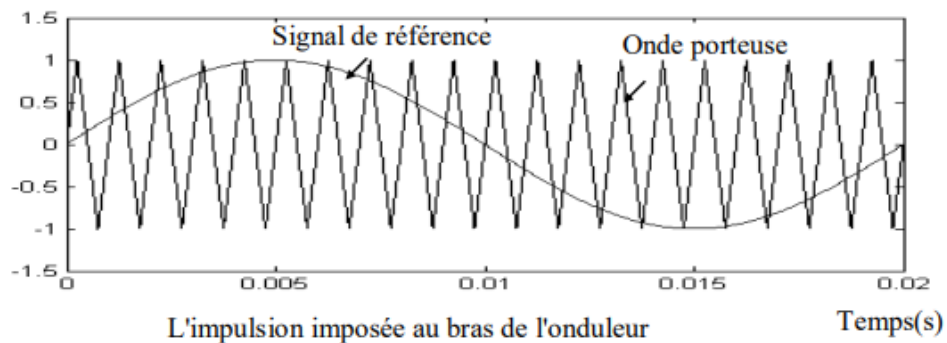
U_p : la tension de porteuse.

$S(t)$: est le signal MLI résultant.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si:

$$f_{\text{porteuse}} \geq f_{\text{référence}} \quad (\text{I.44})$$

La figure (I.12) représente deux signaux à MLI générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure I.11.a) et 2kHz (figure I.11.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.



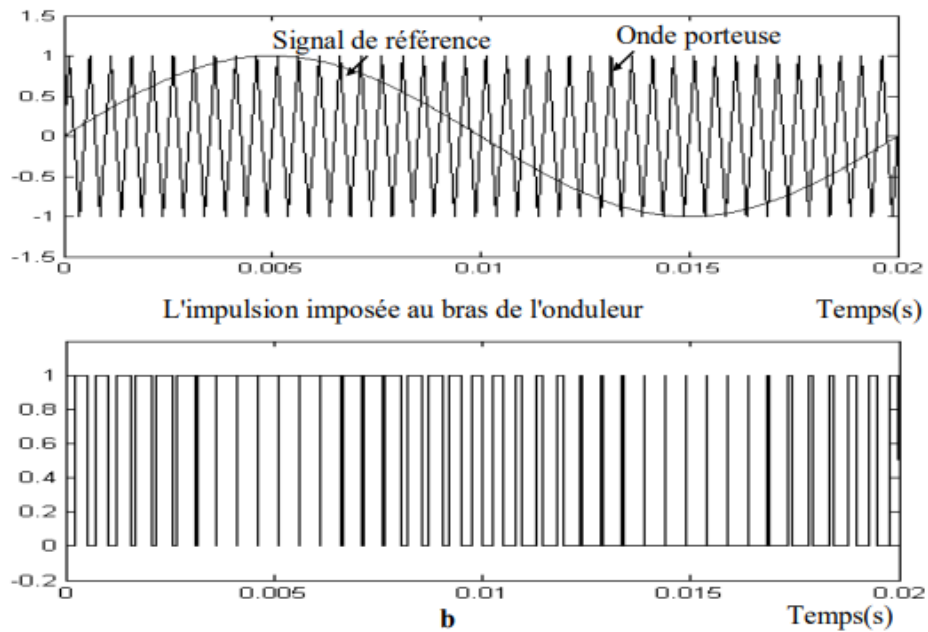


Figure (I.11) : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz (b).

I.8. Résultats de simulation :

Pour faire valider l'étude qu'on a faite, nous avons simulé le modèle de la machine synchrone à aimant permanent par l'outil MATLAB SIMULINK, et nous avons relevé le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique et des courants statoriques I_{ds} et I_{qs} .

La figure (I.12) montre le schéma bloc de la simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé sans onduleur, les paramètres de la machine utilisés sont donnés en l'annexe, on va simuler le modèle de la machine en deux étapes. Dans une première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension efficace $V=220$ v et de fréquence 50Hz, et la deuxième étape on applique un couple résistant de 10 N.m à l'instant $t = 0.5$ s.

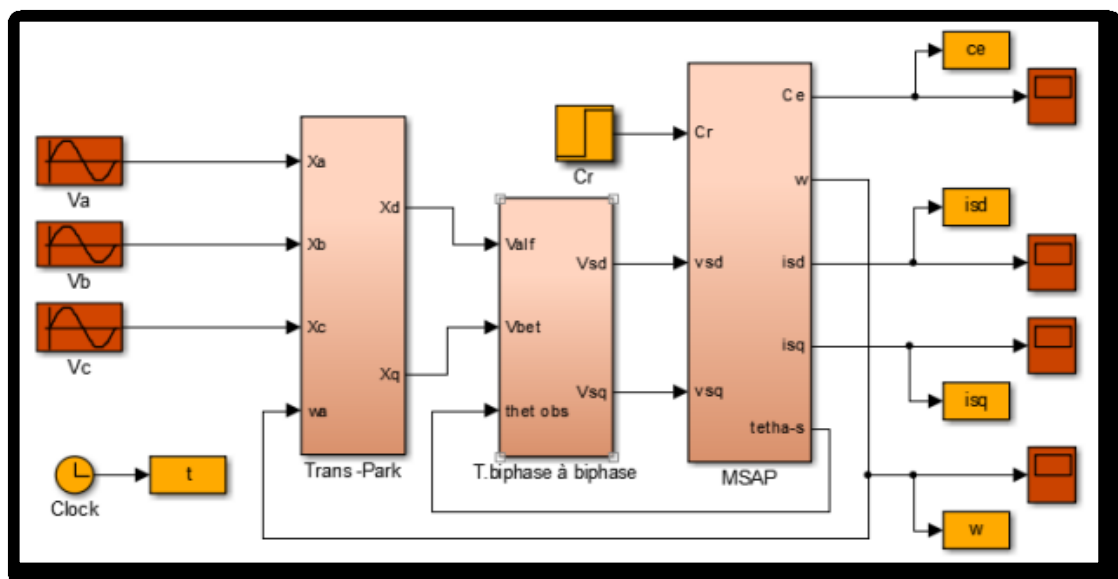


Figure (I.12) : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.

1. Essai A vide :

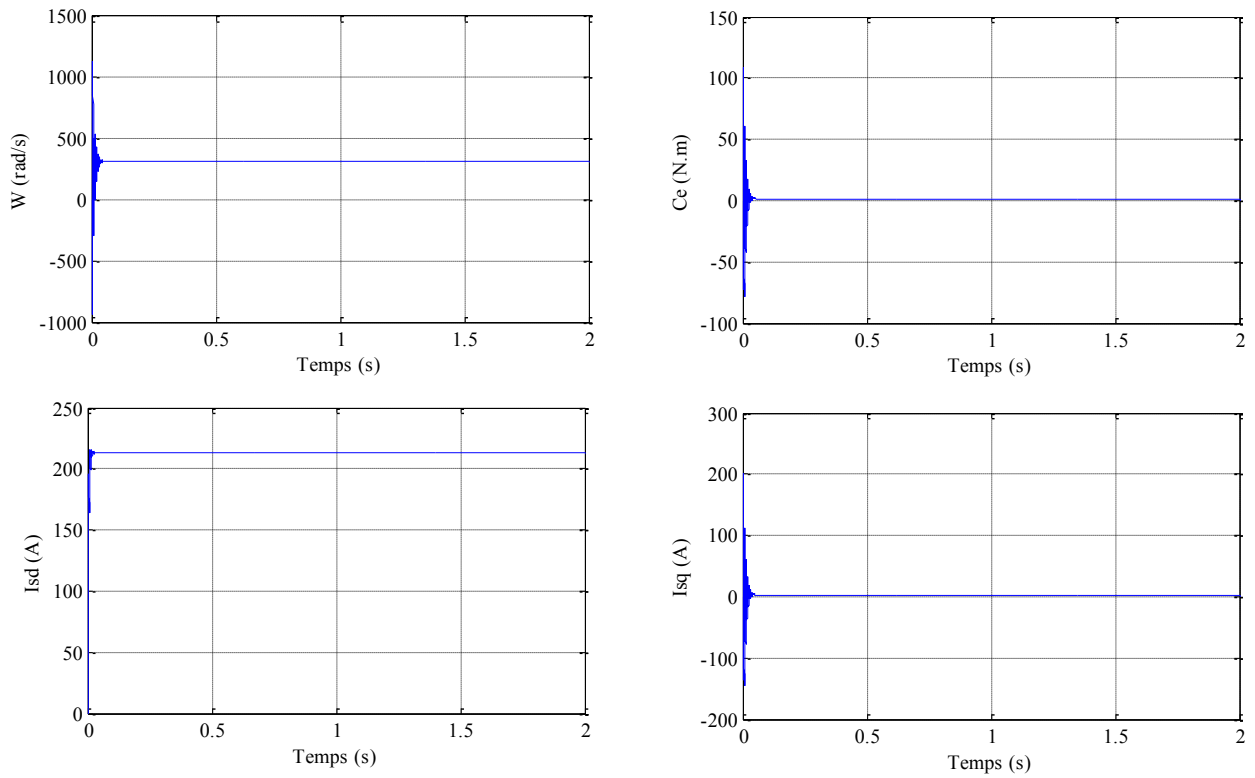


Figure (I.13) : Résultats de simulation de la MSAP à vide.

2. Essai en charge :

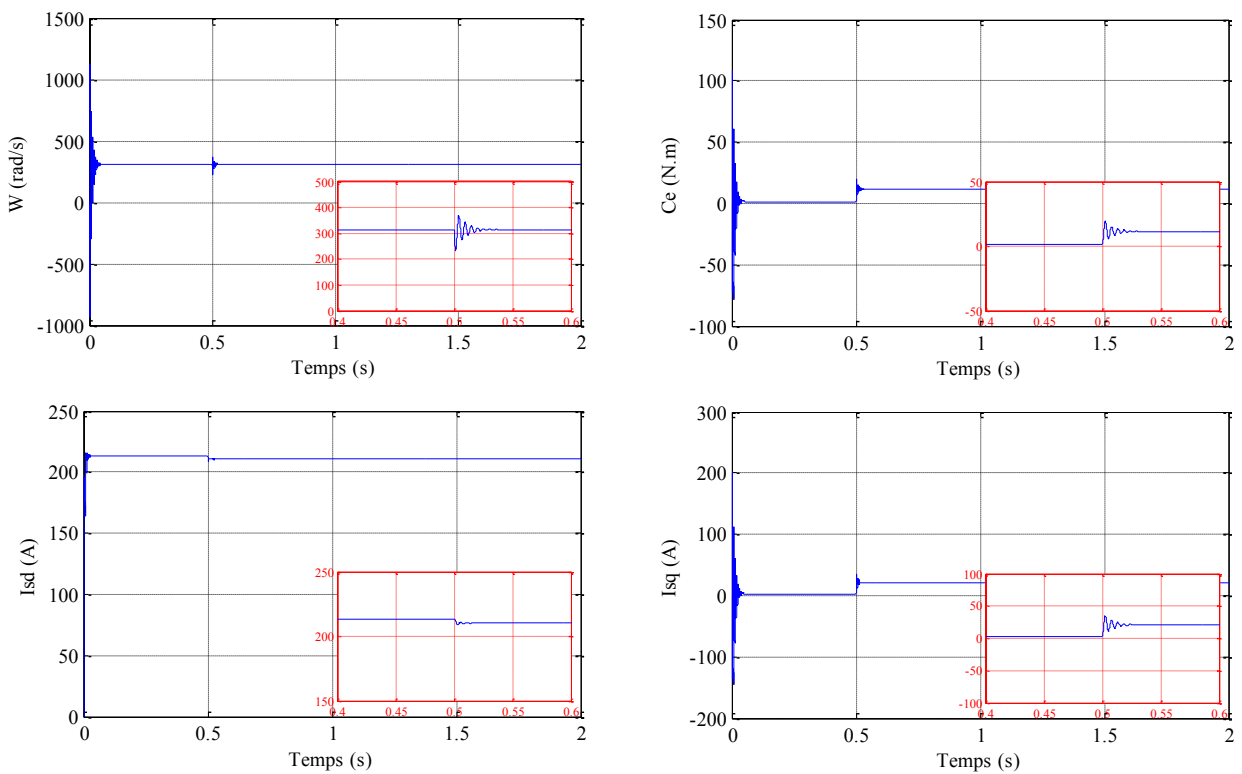


Figure (I.14) : Résultats de simulation de la MSAP avec charge.

I.8.2. Interprétation des résultats :

La simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220\text{ V}$ et de fréquence 50 Hz . En deuxième étape on applique un couple résistant de 10 N.m à l'instant $t = 0.5\text{ s}$.

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 320 rad/sec . La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négatives très faibles et de courte durée,
- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabiliser à zéro puisque la machine est à vide.
- Pour les courants I_{ds} et I_{qs} au début du démarrage on voit des pics de courant assez important, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.

A $t=0.5\text{ s}$, on applique une charge de $C_r = 10\text{ N.m}$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent. Ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différents variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

I.9. Modélisation de l'onduleur de tension :

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. La figure (I.15) représente le schéma de principe d'un onduleur, il est composé de six transistors ($T_1, T_2, T_3, T_1', T_2', T_3'$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération ($D_1, D_2, D_3, D_1', D_2', D_3'$). Les semi-conducteurs de l'onduleur sont considérés comme des éléments binaires idéalisés [HAM 13].

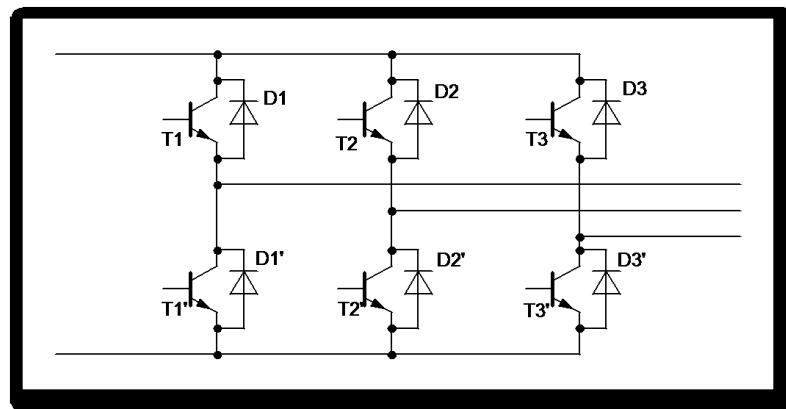


Figure (I.15) : Schéma de principe de l'onduleur de tension.

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne :

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ fermé e } K_i' \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_i' \text{ fermé et } k_i \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = E(F_1 - F_2) \\ U_{bc} = E(F_2 - F_3) \\ U_{ca} = E(F_3 - F_1) \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

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

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{I.47})$$

En tenant compte des deux relations (I.47) et (I.48) on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{E}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = \frac{E}{3} (-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = \frac{E}{3} (-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

Les systèmes d'équations (I.48) peut s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.49})$$

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

$$I_f = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (\text{I.50})$$

Le modèle (I.50) peut être représenté par le schéma suivant :

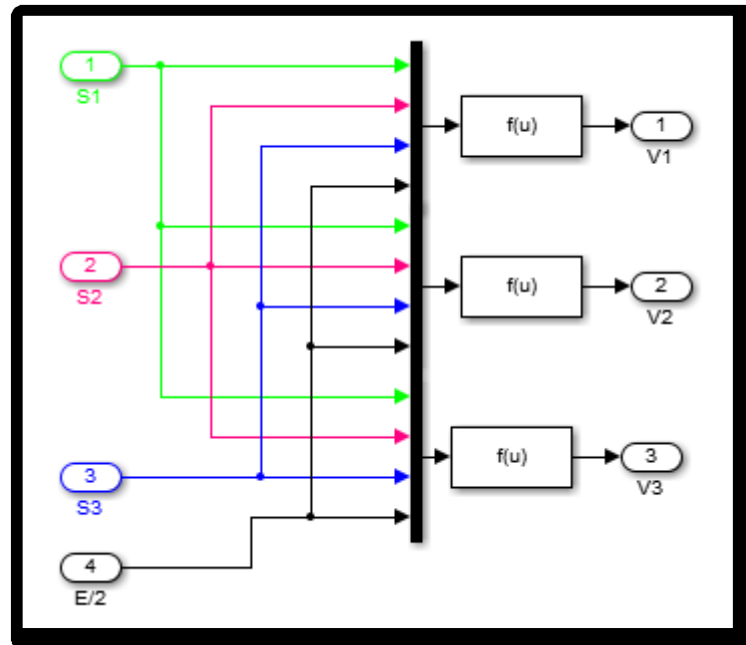


Figure (I.16) : Modèle de l'onduleur triphasé.

I.9.1. Stratégie de commande de l'onduleur par MLI triangulo-sinusoidale :

La MLI sinus-triangle (**MLI**) est une technique où les instants de commutation des différents interrupteurs de puissance de l'onduleur sont déterminés par la comparaison d'une référence de

tension et d'un signal triangulaire, appelé porteuse, dont la fréquence est la fréquence de découpage (f). Le schéma de principe est donné par la figure (I.17).

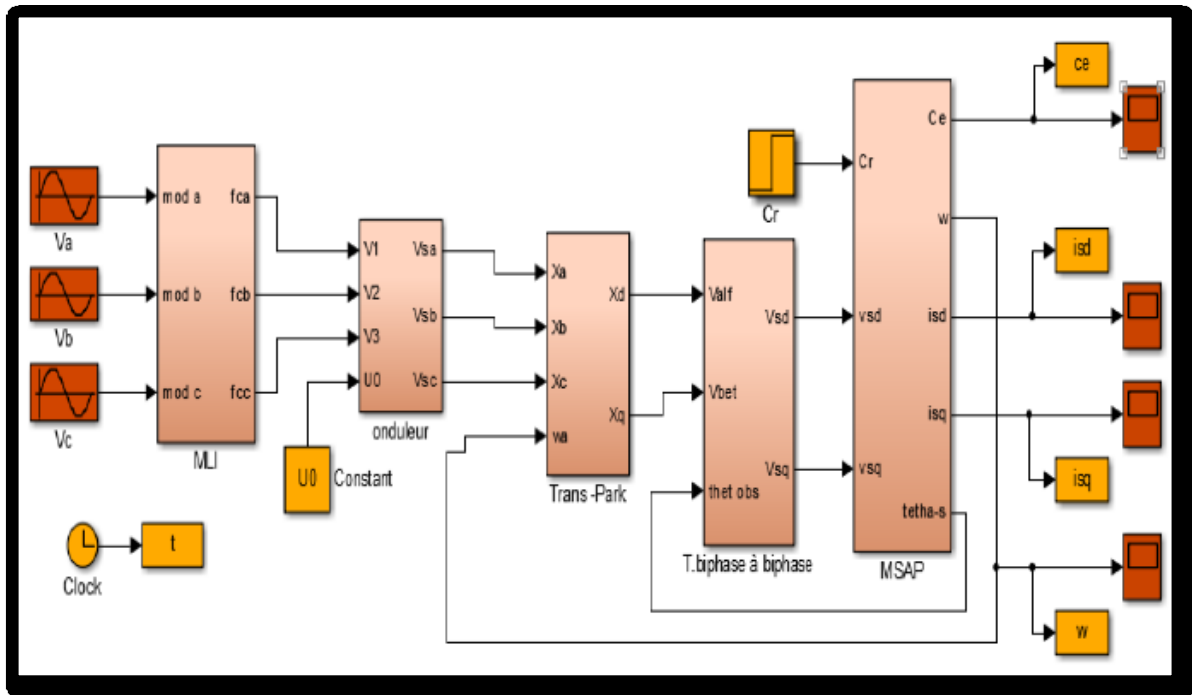


Figure (I.17) : Schéma de simulation de la MLI sinus-triangle.

I.10. Résultats de simulation :

1. Essai A vide :

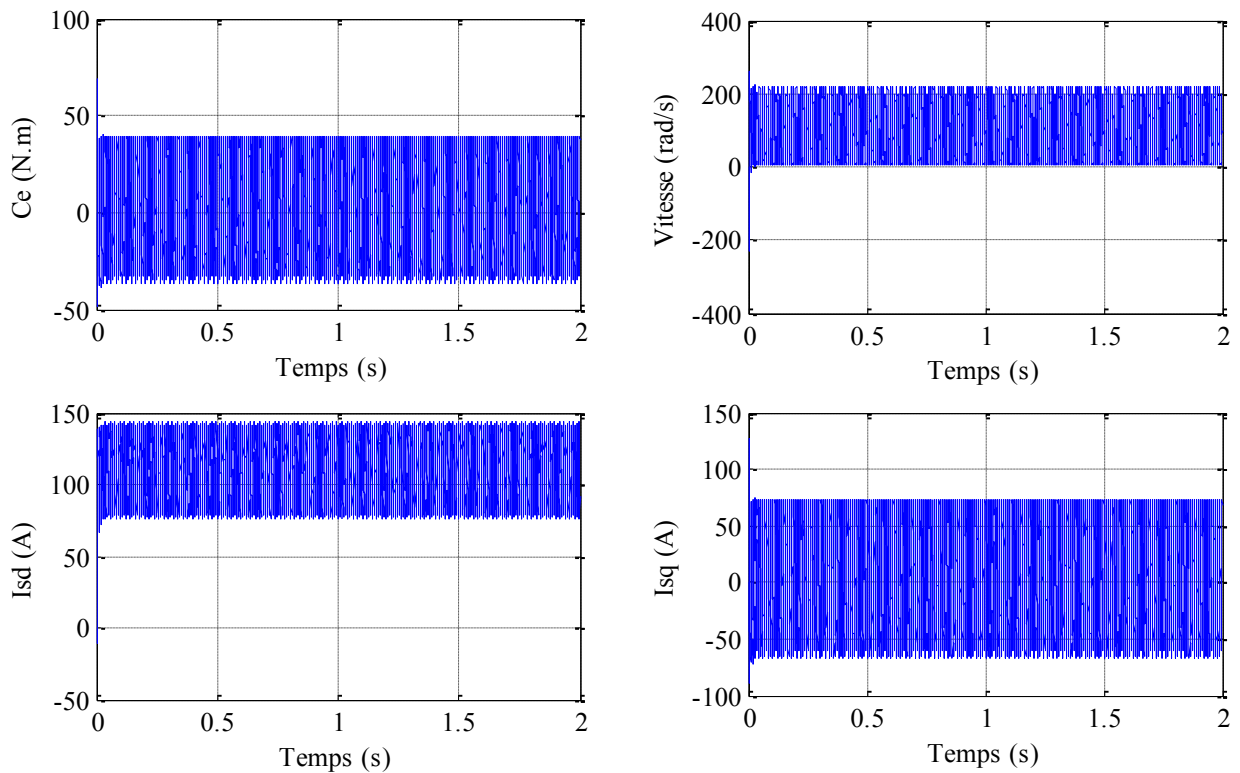


Figure (I.18) : Résultats de simulation de la MSAP avec ondulateur a vide.

2. Essai en charge :

Avec $C_r = 6 \text{ N.m}$ et $t \in [0.5 \ 1.5]$

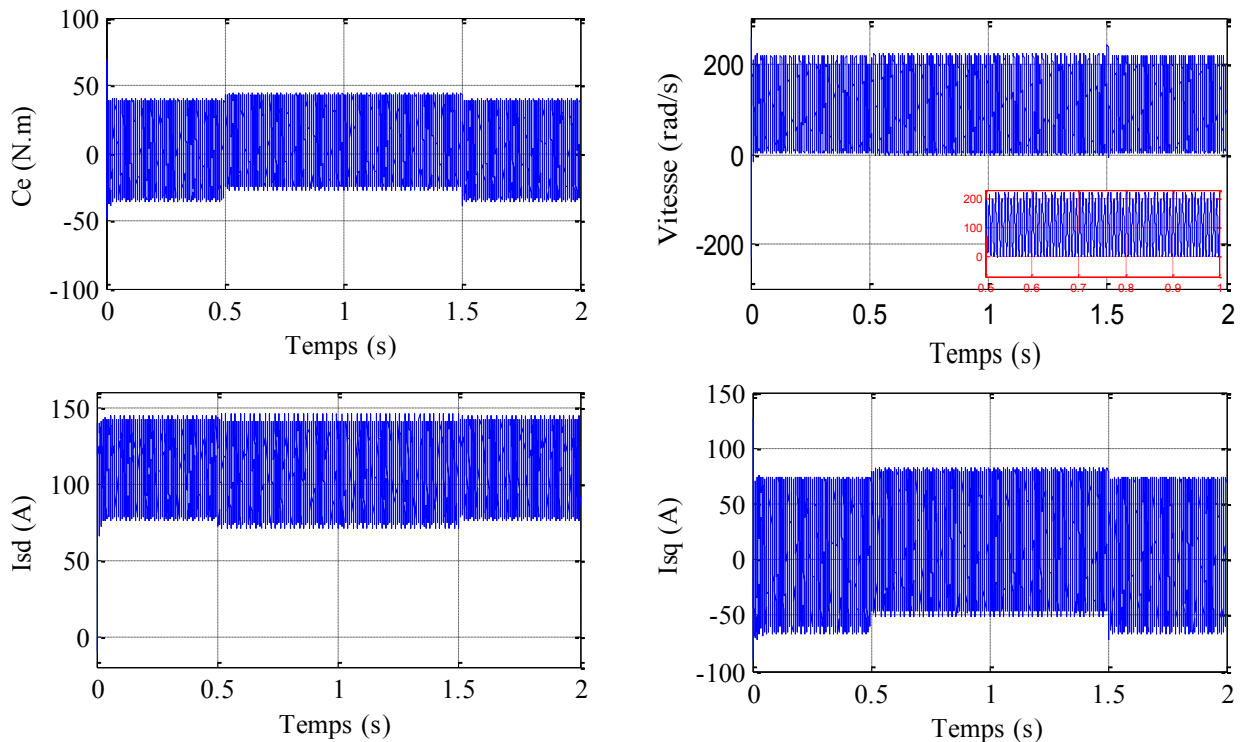


Figure (I.19) : Résultats de simulation de la MSAP avec onduleur en charge.

I.10.1. Interprétation des résultats de simulation :

Nous avons simulé l'association MSAP-Onduleur MLI-redresseur à diodes, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 30 N.m à l'instant $t = 0.1 \text{ s}$. L'onduleur est commandé par MLI sinus-triangle. Les résultats de la simulation de la MSAP, pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V = 220 \text{ V}$ et de fréquence 50 Hz.

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale avec des oscillations autour de 78 rad/sec . La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée.
- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis elle oscille autour de zéro puisque la machine est à vide.
- Pour les courants I_{sd} et I_{sq} au début de démarrage on voit des pics de courant assez important démarrage, ensuite ils oscillent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.
- La présence du convertisseur engendre des ondulations sur tous les paramètres.

I.11. Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation de la chaîne globale à savoir la machine synchrone à aimants permanents dans le système PARK lié au champ tournant, l'onduleur de

tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par MLI sinus-triangle, et le redresseur non commandé.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses sont très rapides et stables, mais on remarque que les performances ne sont pas bonnes surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge et aussi ces résultats montrent bien le fort couplage existant entre ses différentes variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées on doit appliquer d'autres commandes qui seront développées dans le chapitre suivant.

Chapitre II :

Commande vectorielle appliquée à la MSAP

II.1. Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [BOU 14].

Blaschke et Hasse en 1972, ont proposé une technique de commande dite Commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, à excitation séparée. C'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [ZEG 15].

La commande vectorielle basée sur une régulation classique (Proportionnel Intégral), associée dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [KOB 17].

Après l'étude de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et suite à sa simulation, nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle appliquée à la MSAP alimentée par un onduleur de tension. La stratégie de commande de l'onduleur est contrôlée par la technique MLI, la simulation est réalisée grâce au logiciel MATLAB/SIMULINK.

II.2. Principe de la commande vectorielle :

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux.

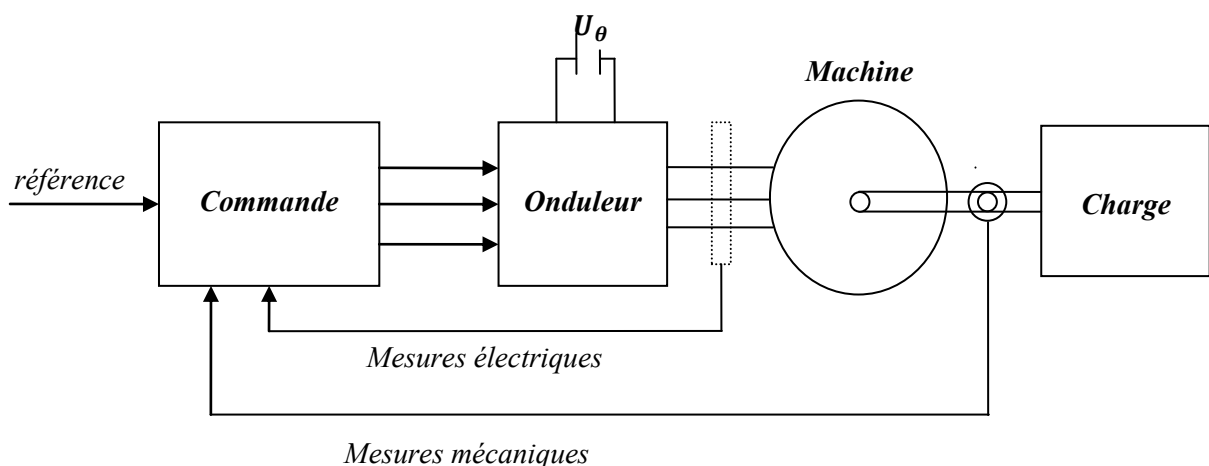


Figure (II.1) : Ensemble Commande-Onduleur-Machine.

Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec le courant statorique I_{ds} . Tandis que, la composante I_{qs} permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la MCC. Si le courant I_{ds} est dans la même direction que le flux rotorique, le flux

statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant I_{ds} est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage) [BEN 09].

Le couple électromagnétique développé par la MSAP peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \Phi_f] \quad (\text{II.1})$$

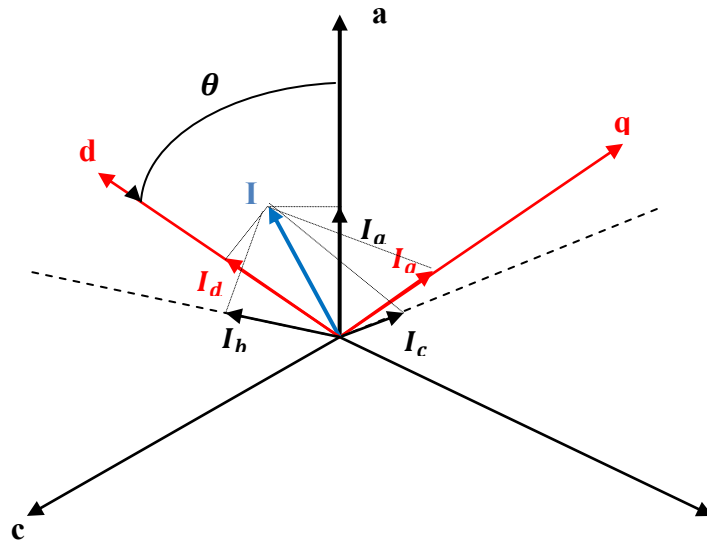


Figure (II.2) : Passage de système triphasé au système biphasé.

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_d nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [BOU 14].

Si le courant I_d est forcé à zéro ($I_d = 0$) la composante de flux statorique devient :

$$\Phi_d = \Phi_f \quad (\text{II.2})$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p\Phi_f I_q \quad (\text{II.3})$$

Comme le flux Φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_q . Donc :

$$C_{em} = K_t I_q \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2}p \Phi_f$$

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, comme il est illustré à la figure (II.3), ou les aimants sont

remplacés par un bobinage traversé par un courant I_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants [BEN 09].

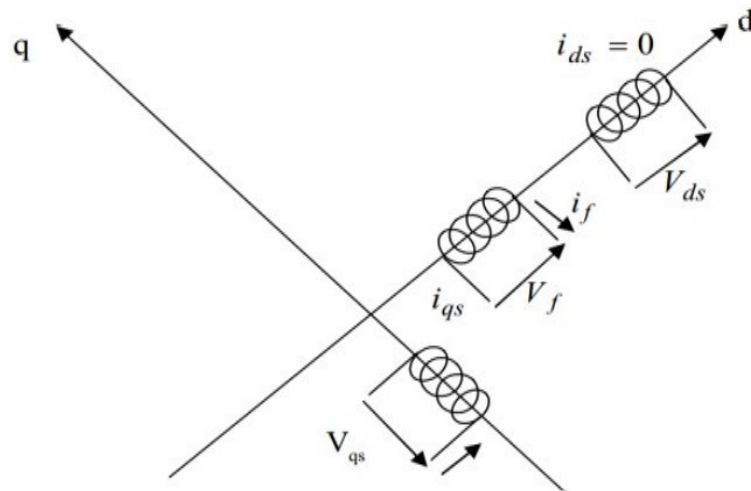


Figure (II.3) : Commande par orientation du champ de la MSAP (I_{ds} nul).

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi, et nous disons que les courants : Si I_{qs} produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément dans ce cas le modèle de la machine dans le repère de Park est devenu :

$$\begin{aligned} V_d &= -\omega_r L_q I_q \\ V_q &= R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \Phi_f \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

II.3. Commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension :

II.3.1. Description du système global :

La figure (II.4) représente le schéma global d'une régulation de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) . La machine étant découplée selon deux axes (d, q) , la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est utilisée pour générer le courant de référence I_{qref} qui est comparé à la valeur du courant I_{qs} issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliquée à l'entrée du régulateur du courant I_{qs} . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenue à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant I_{ds} et I_{qs} sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence, V_{dref} et V_{qref} par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions V_a, V_{bs} et V_{cs} qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

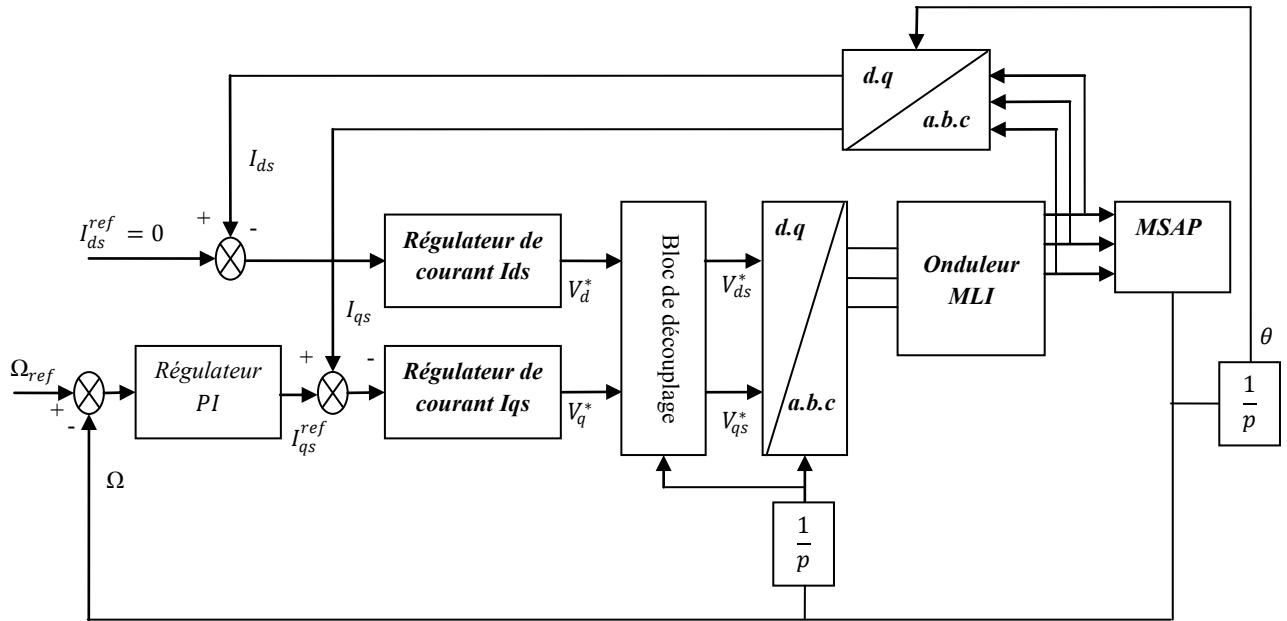


Figure (II.4) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP.

II.3.2. Découplage :

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants I_d , I_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $L_q \omega I_q$ et $L_d \omega I_d$.

$$\begin{aligned} V_d &= R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega L_q I_q \\ V_{qs} &= R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega (L_d I_d + \phi_f) \end{aligned} \tag{II.7}$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants [BOU 14].

La figure (II.5) représente le couplage entre les axes d et q .

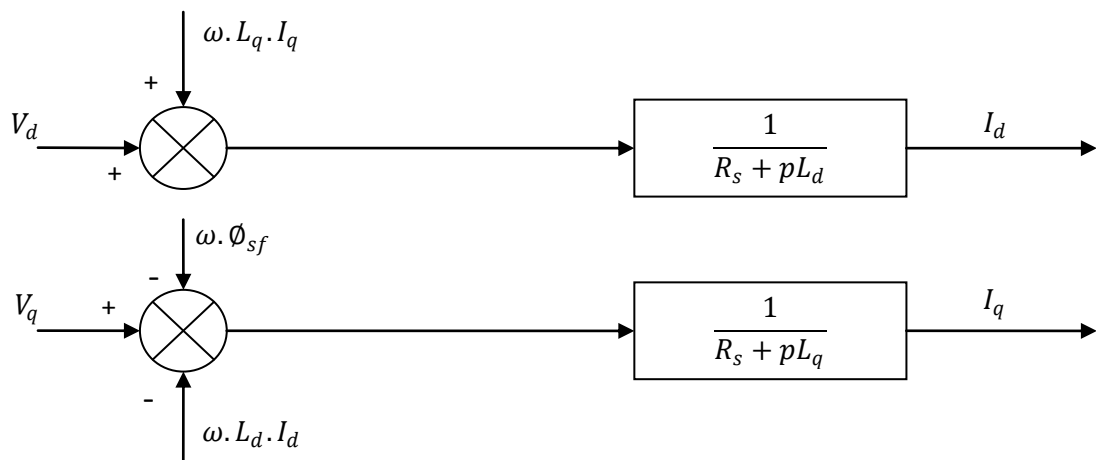


Figure (II.5) : Description des couplages.

II.3.2.1. Découplage par compensation :

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [BEN 05].

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d , e_q représentées dans la figure (II.6) telle que [BER 19]:

$$\begin{aligned} V_d &= V_{d1} - e_d \\ V_{qs} &= V_{q1} + e_q \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$\begin{aligned} V_{d1} &= L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} &= L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

et :

$$\begin{aligned} e_d &= \omega L_q I_q \\ e_{qs} &= \omega(L_d I_d + \Phi_f) \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

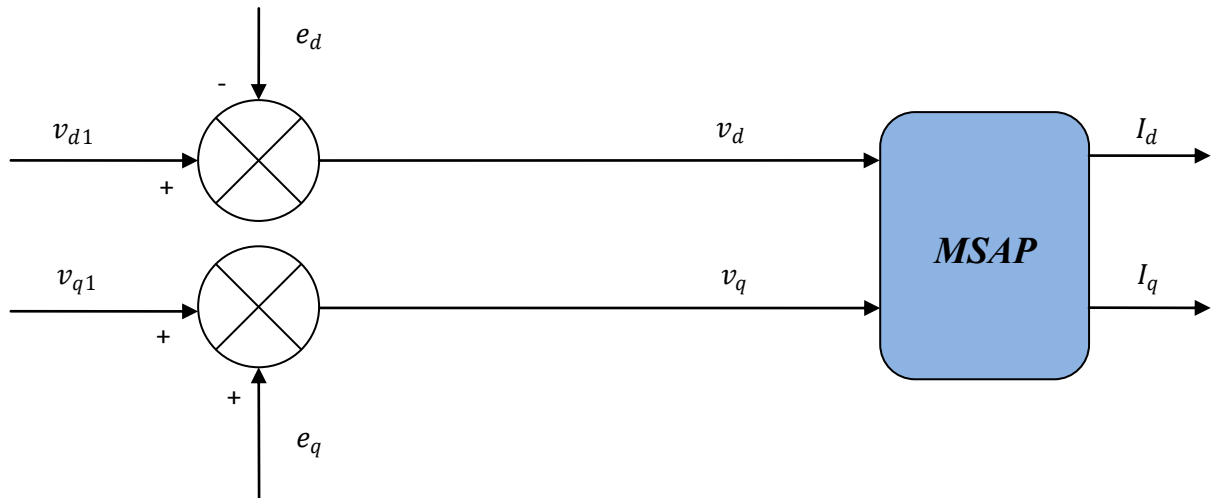


Figure (II.6) : Schéma bloc de la compensation.

On a donc les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} et I_q ne dépend que de V_{q1} , à partir de l'équation (II.10) les courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{V_{d1}}{L_d p + R_s} \\ I_q &= \frac{V_{q1}}{L_q p + R_s} \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

p : opérateur de Laplace.

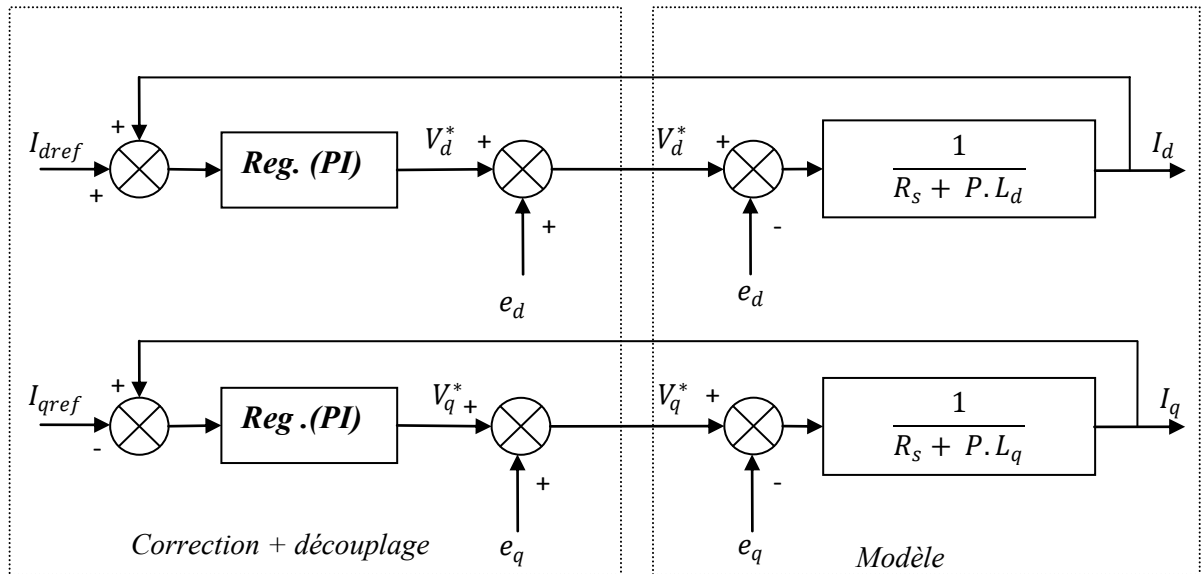


Figure (II.7): Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées et représentées par la figure (II.8).

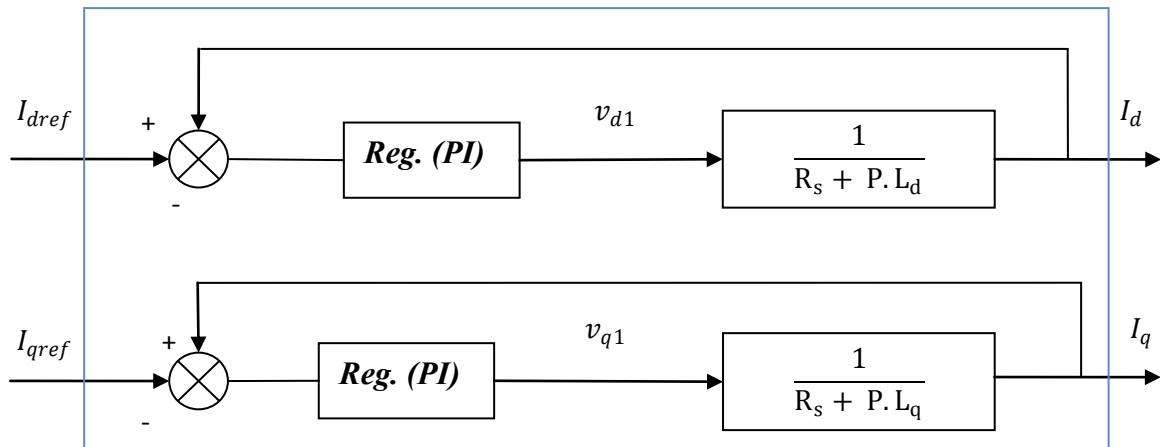


Figure (II.8) : Commande découplée.

II.3.3. Dimensionnement des régulateurs :

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions [BEN 05].

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs. Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée).

Nous nous contentons de régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle imbriquée. Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).

- Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) pour compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire ; ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [BEN 15].

Le régulateur PI (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I. Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, comme montre la figure (II.9).

La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$U_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{II.13})$$

C'est-à-dire :

$$\frac{U_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.14})$$

Avec:

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral

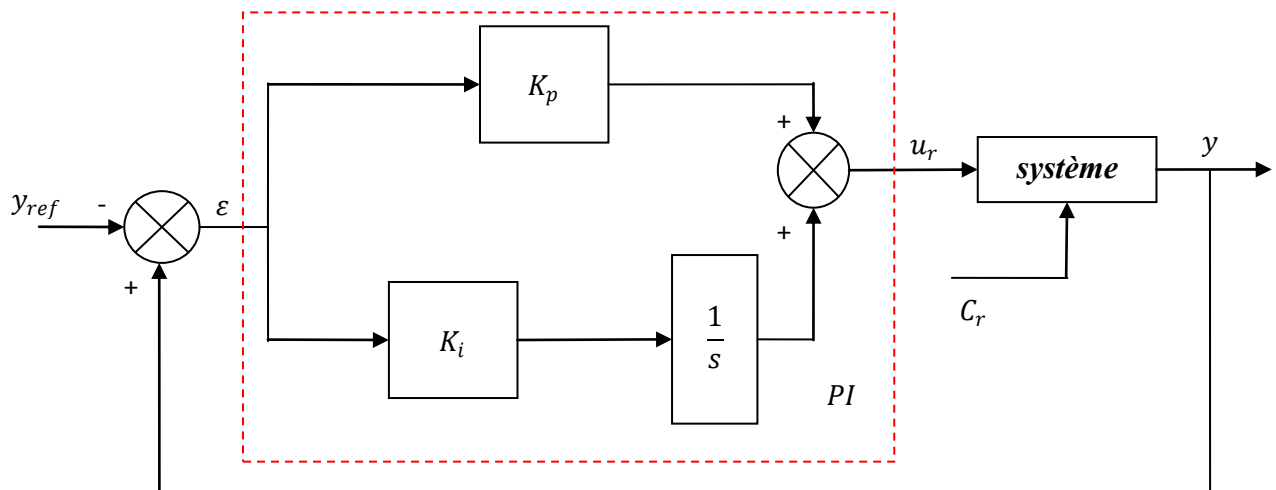


Figure (II.9) : Régulateur PI.

II.3.3.1. Régulation du courant I_d :

Le schéma fonctionnel de la boucle du courant est représenté par la figure (II.10) :

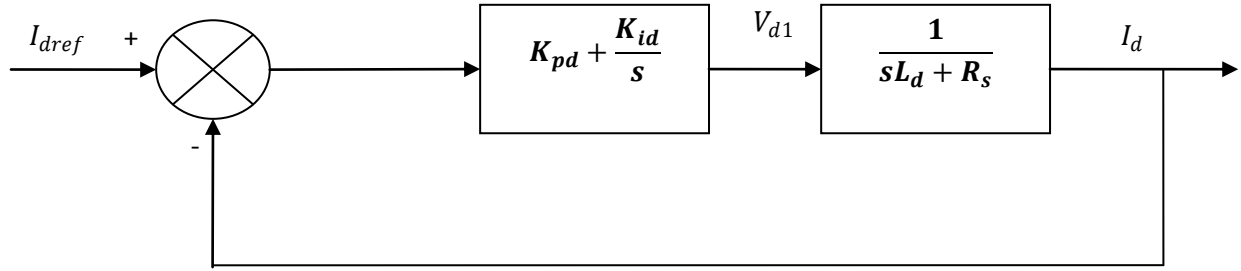


Figure (II.10) : Boucle de régulation du courant I_d .

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (II.13) pour les deux axes d et q :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.15})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{bod}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left(\frac{1}{R_s + sL_d} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{1/R_s}{1 + (L_d/R_s) \cdot s} \right) \quad (\text{II.16})$$

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{1/R_s}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$T_d = \left(L_d / R_s \right) : \text{constant de temps électrique de l'axe de la machine.}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{1 + F_{bod}(s)} \quad (\text{II.18})$$

Calcul des paramètres du régulateur « PI » :

Calcul des paramètres du régulateur « PI » : La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (II.16), en posant « $\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s}$ », donc la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id} \cdot s}{R_s} \quad (\text{II.19})$$

$$F_{bfd}(s) = \frac{K_{id}}{K_{id} + s \cdot R_s} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} \cdot s} \quad (\text{II.20})$$

La constante de temps est : $\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$, supposons que le temps de réponse t_r sera égal à :

« $t_r = 3 \times \tau_d$ », les gains du régulateur « PI » pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$t_r = 3 \times \frac{R_s}{K_{id}} \rightarrow K_{id} = 3 \cdot \frac{R_s}{t_r} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \rightarrow K_{pd} = \frac{K_{id} \cdot L_d}{R_s} = \frac{3 \cdot L_d}{t_r}$$

II.3.3.2. Régulation du courant I_q :

La figure (II.11) montre la boucle de régulation sur l'axe q :

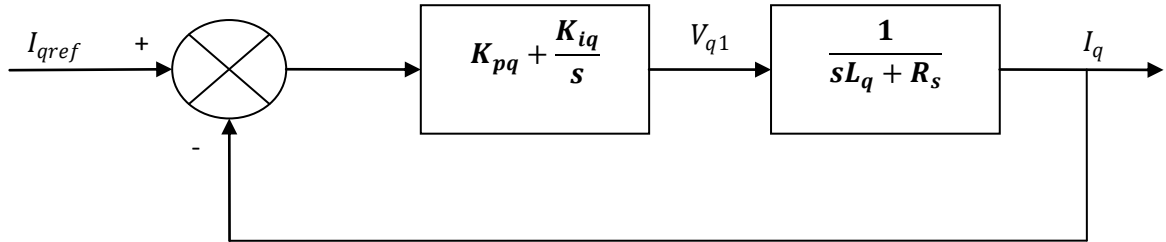


Figure (II.11) : Boucle de régulation du courant I_q .

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant I_q avec :

$$t_r = 3 \times \frac{R_s}{K_{iq}} \rightarrow K_{iq} = 3 \cdot \frac{R_s}{t_r} \quad (\text{II.21})$$

Avec :

$$\frac{k_{pq}}{k_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \rightarrow K_{pq} = \frac{K_{iq} \cdot L_q}{R_s} = \frac{3 \cdot L_q}{t_r}$$

II.3.3.3. Régulation de la vitesse Ω :

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

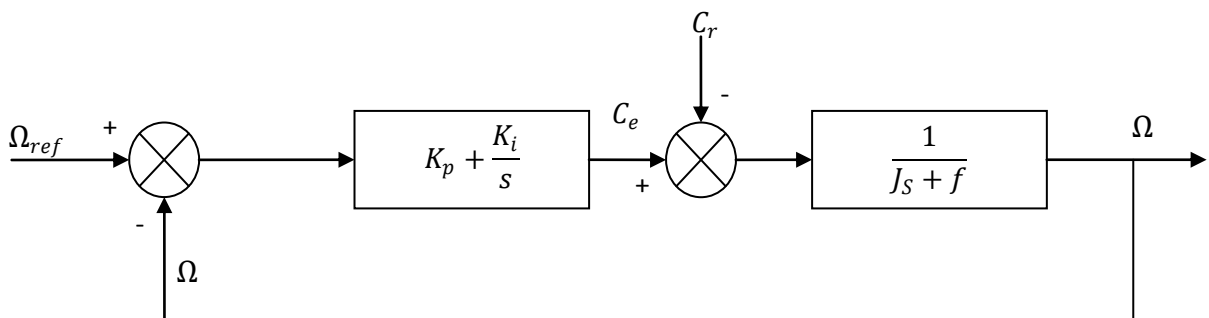


Figure (II.12) : Boucle de régulation de la vitesse.

Dans le cas d'un système régulé régi par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur « k_p , K_i » seront en fonction de deux grandeurs : - Coefficient d'amortissement : « ξ » - Pulsation propre non amortie : « ω_0 » ou bien « ω_n ». La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{II.22})$$

- La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r = 0$) :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \left(\frac{1}{j \cdot s + f} \right) \quad (\text{II.23})$$

- La fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{\frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{Js^2 + (f + K_p)s + K_i} \quad (\text{II.24})$$

- La fonction de transfert $FTBF_{\Omega}$ est alors identifiée à une fonction du second ordre sans zéro :

$$F_{BF}(s) = \frac{a}{s^2 + 2\xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (\text{II.25})$$

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

$$\begin{cases} \frac{f + K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_0} \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\xi K_i}{\omega_0} - f \\ K_i = J\omega_0^2 \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

On choisit alors le coefficient d'amortissement « ξ » (Facteur d'amortissement) et ω_0 (pulsation propre) on déduit K_p et K_i . Généralement les coefficients K_p et K_i sont ajustables, dans certain le calcul exact de ces coefficients ne donne pas de bons résultats.

II.4. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

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

- Les inconvénients de la commande vectorielle :

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

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction [BEN 15].

II.5. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension :

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de la commande vectorielle appliqué à une MSAP, nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble onduleur-machine à l'aide de logiciel MATLAB/ Simulink. Les paramètres de la machine utilisé pour la simulation sont donnés à l'annexe.

Les paramètres des régulateurs de vitesse et de courants sont choisis de manière à avoir des réponses rapides, sans dépassement toute en assurant la stabilité du système.

La figure (II.13) montre le schéma bloc de la simulation de la commande vectorielle appliquée à la MSAP.

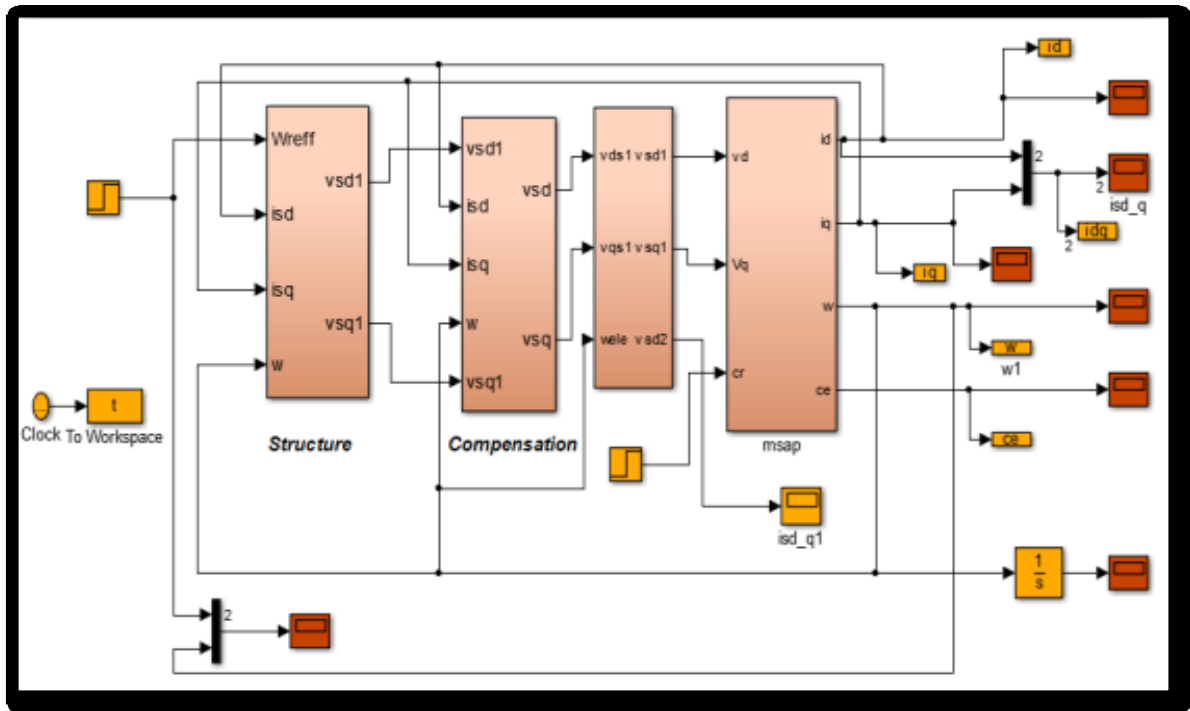


Figure (II.13) : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur PI.

Les résultats de simulation de la machine synchrone à aimant permanent sous une charge nominale sont regroupés dans la figure (II.12).

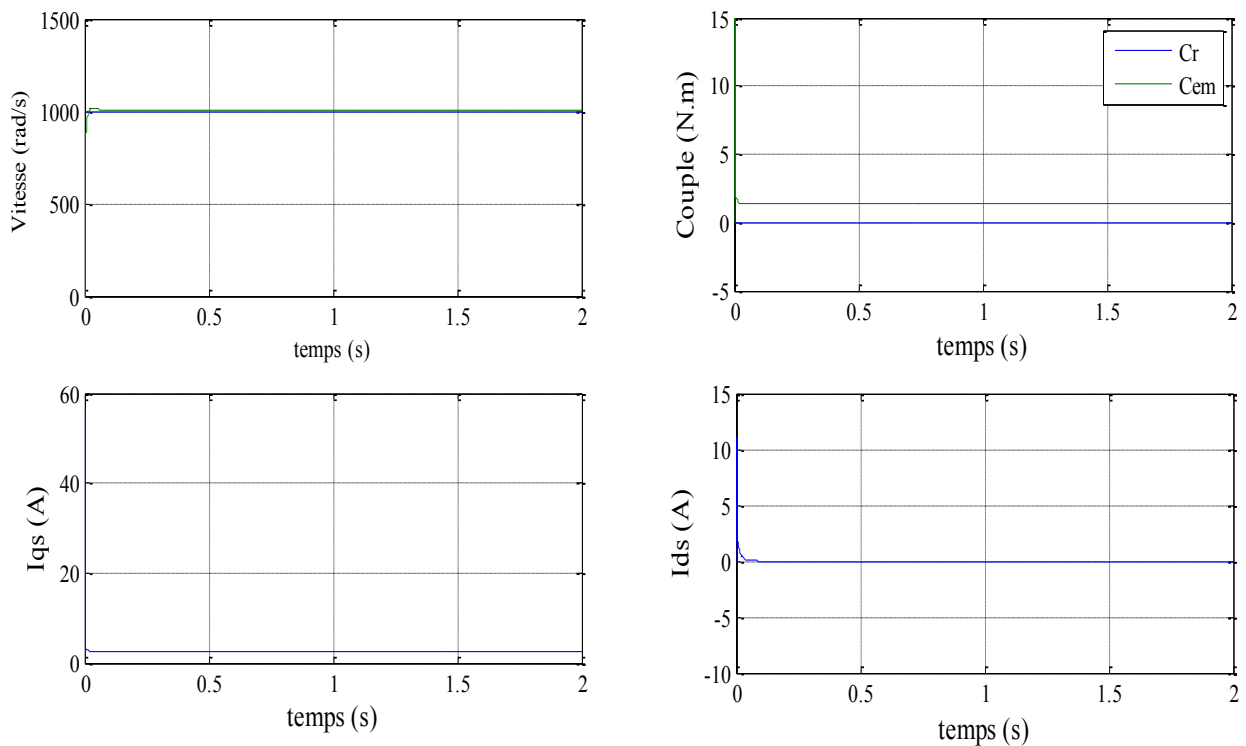


Figure (II.14) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP dans le régime nominal.

Pour vérifier l'efficacité de la commande vectorielle, on applique dans ce test une charge de valeur ($C_r = 6\text{N.m}$) entre les instants $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1.5\text{s}$. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (II.13).

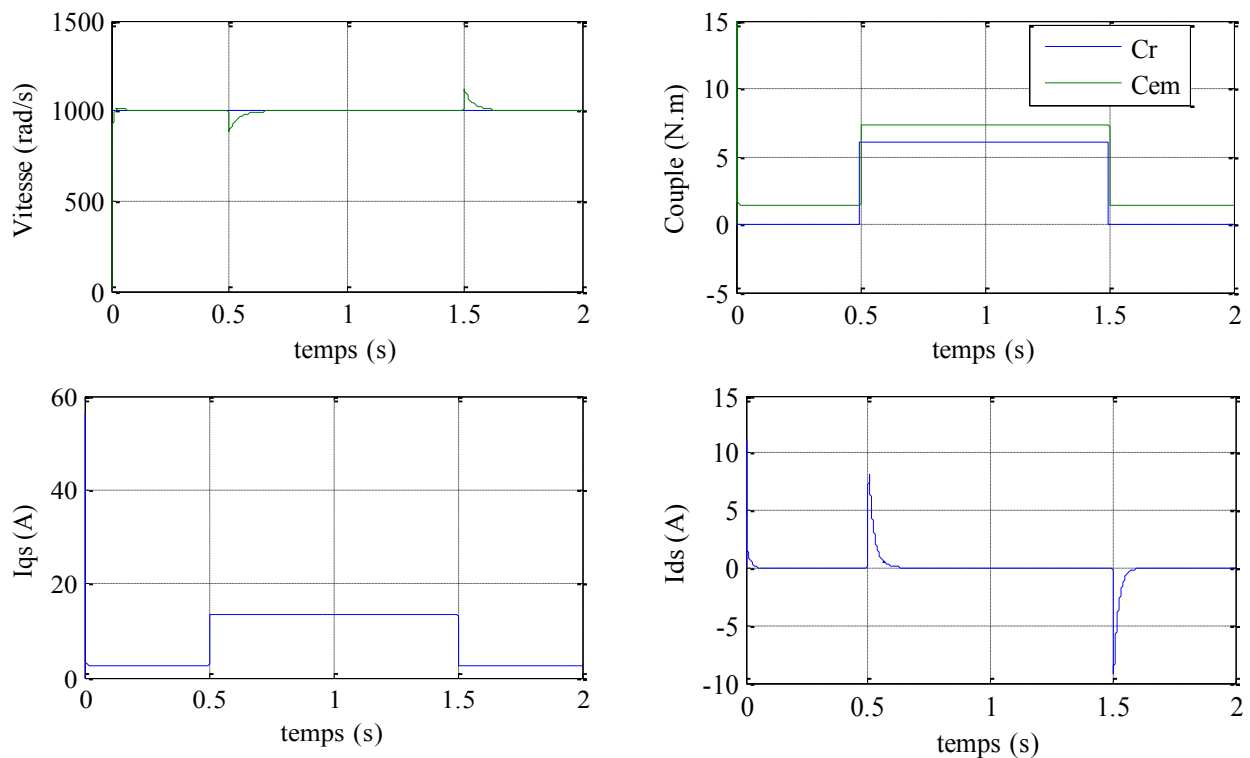


Figure (II.15) : L'allure des grandeurs de la MSAP lors de la commande vectorielle avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s.

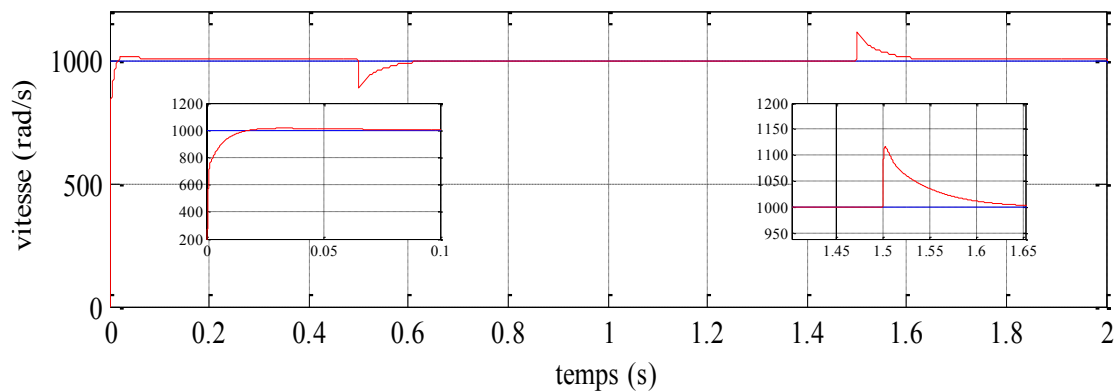


Figure (II.16) : Zoom sur la vitesse en fonction du temps avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s (commande vectorielle).

II.6. Interprétation des résultats :

La figure II.12 et II.13 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 1000 rad/s, et suivie d'une application de charge de 6 N.m à partir de $t=0.5\text{s}$ à 1.5s . On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge.

- à l'instant $t=0.5s$, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.
- à $t=1.5s$ la vitesse présente une augmentation qui est rejetée aussi, puis rejoint sa valeur de référence.
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($I_d = 0$).
- Le courant I_q est l'image du couple.

II.8. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine pour assurer une commande efficace, Ou nous disons d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Selon les résultats, l'application du contrôle vectoriel au MSAP nous permet de simplifier le modèle de la machine tout en améliorant les performances dynamiques et statiques. Le développement de la commande vectorielle permet un découplage entre les axes d et q , aboutissant à une machine synchronisée à aimants constants, similaire à une machine continue.

L'utilisation de régulateurs PI pour régler la vitesse garantit que notre système reçoit une réponse rapide sans dépasser la limite de vitesse.

Puisque les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage robuste. Il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste telle que la commande par la logique floue type-1 qui est le sujet du chapitre suivant.

Chapitre III :

***Commande par logique floue adaptative
appliquée à la machine synchrone à
aimant permanent***

III.1. Introduction :

Les techniques de l'intelligence artificielle, notamment la logique floue, sont connues actuellement pour leur grande potentialité de pouvoir résoudre les problèmes liés aux processus industriels, l'estimation et l'identification des paramètres des systèmes variés. Pourront être utilisées à bon escient pour leurs qualités à résorber certains problèmes liés aussi bien aux erreurs de modélisation qu'à la méconnaissance même du modèle du système commandé. Un contrôleur PI sera un contrôleur flou (Fuzzy Logic Controller « FLC »), i.e. un PI-flou, a l'aptitude d'améliorer les performances dynamiques et statiques d'un contrôle bouclé et cela indépendamment de la connaissance du modèle du système à commander. Ceci pourrait donner un a priori favorable pour le FLC, notamment pour l'amélioration de la robustesse d'une commande contre les erreurs de modélisations et les dérives paramétriques, souvent inévitables.

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur l'historique de la logique floue, le domaine d'application et la théorie de logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montrera la description de la commande par logique floue adaptative avec ses différentes étapes de fuzzification, inférence et défuzzification et on appliquera cette commande pour le réglage de vitesse du MSAP. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation, et les tests de robustesse seront aussi effectués.

III.2. Définition de la logique floue :

La logique floue, extension de la logique booléenne, a été introduite en 1965 par L. Zadeh comme une description mathématique bien que, le principe de cette idée a été connu plus tôt chez les philosophes et les logiciens. Cette approche fait partie des méthodologies intelligentes, elle est inspirée de la capacité de l'homme à prendre des décisions et agir de façon convenable malgré le flou (l'incertitude) des connaissances disponibles. Elle a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance, qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain [SAI 20] [KHA 18].

III.3. Pourquoi utiliser la logique floue ?

Il convient d'utiliser la logique floue lorsque des imperfections entachent la connaissance dont nous disposons sur le système, lorsqu'une modélisation rigoureuse de celui-ci est difficile, lorsqu'il est très complexe, lorsque notre façon naturelle de l'aborder passe par une vue globale de certains de ses aspects. Si elle impose une standardisation de la signification des descriptions du système exprimée linguistiquement, ce qui peut sembler rédacteur par rapport à une utilisation purement symbolique des descriptions linguistiques, la logique floue présente l'avantage de permettre le passage d'une telle description d'un expert ou d'un observateur à l'autre [KHA 18].

III.4. Les avantages et les inconvénients de la logique floue :

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages tel que :

- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable)
- Il n'y a pas nécessaire de faire un modèle mathématique du système à régler ;

- Le système flou est une approximation universel, c'est-à-dire, il est suffisamment générale pour générer n'importe quelle action ;
- La logique floue est facile à comprendre par ceux qui ne sont pas des spécialistes, car elle imite la stratégie du raisonnement humain ;
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus;
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-Linéaire et difficile à modéliser);
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire);

Les inconvénients de la logique floue sont :

- Manque de directives précises pour la conception d'un régulateur (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification);
- Approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances des opérateurs souvent difficile);
- Impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable);
- Possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire; la cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.5. Domaine d'application :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [ZOU 19] :

- 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, ...).

III.6. La théorie de la logique floue :

III.6.1 Définition :

Le terme «logique floue » à deux aspects :

- Le première correspond à tous les développements concernant la théorie des ensembles flous.
- Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites.

Afin de connaître le principe fondamental de la logique floue, on introduit un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles « jeune », « entre deux âges » et « âgé ».

Pour le cas de la logique classique (logique de boucle) qui admet deux valeurs 0 ou 1, la classification pourrait se faire comme dans la figure (III.1). Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans appartiennent à l'ensemble jeune et toutes les personnes âgées de plus 50 ans sont considérées comme appartenir à l'ensemble « âgé ».

Cependant une telle logique de classification n'est même pas logique car la question qui se pose : pourquoi une personne âgée de 50 ans doit être considérée comme appartenant à l'ensemble « âgé »? En réalité un tel passage se fait progressivement et individuellement. En outre lors de la classification par logique classique on ne prend pas en considération des personnes situées dans la zone « entre deux âges » [SAB 05].

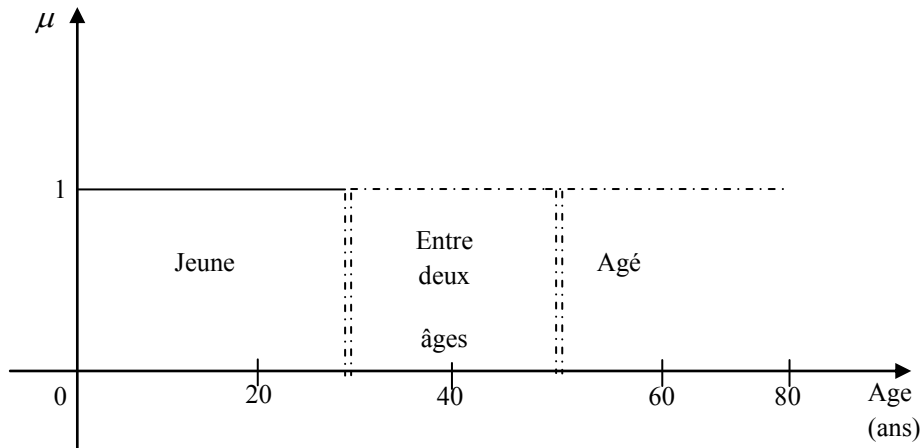


Figure (III.1) : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.

La logique floue, dont la fonction d'appartenance peut prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 permet de tenir compte de cette réalité. Il est donc possible de trouver une autre classification pour l'exemple précédant à l'aide de la logique floue. Les limites ne varient pas soudainement mais progressivement comme le montre la figure (III.2).

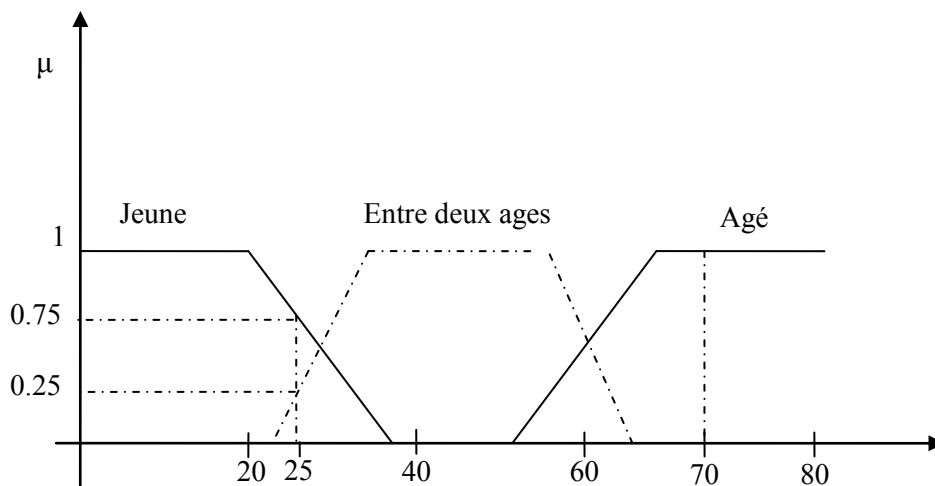


Figure (III.2) : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.

Une personne de 25 ans appartient à l'ensemble «jeun »avec une valeur de la fonction d'appartenance $\mu=0.75$ et à l'ensemble « entre deux âges » avec $\mu=0.25$ par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur $\mu=1$ à l'ensemble « âgé ».

III.6.2. Ensembles flous :

Si on désigne par F un ensemble flou dans un univers de discours U , cet ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_F qui prend des valeurs entre 0 et 1 à la différence pour l'ensemble booléen qui prend deux valeurs 0 ou 1 (figure (III.3)).

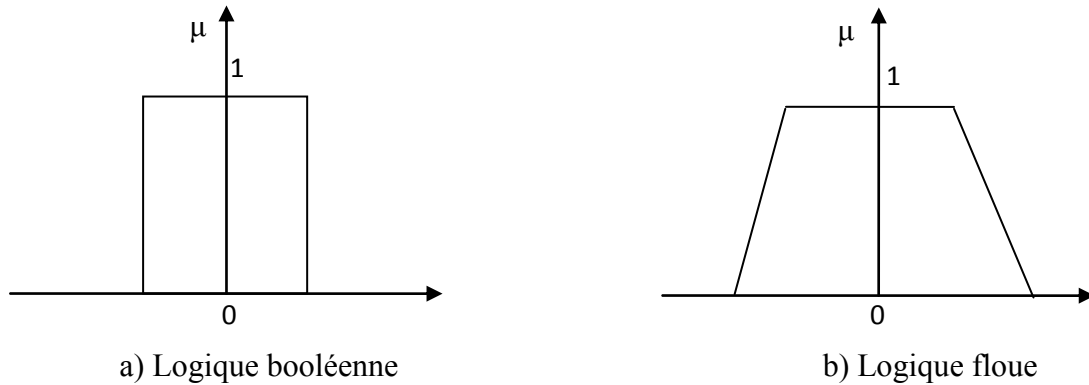


Figure (III.3) : Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.

Pour la logique floue, la fonction d'appartenance peut être écrite sous la forme :

$$\mu_F : U \rightarrow [0 \ 1] \quad (\text{III.1})$$

$$\text{Avec : } F = \{(u, \mu_F(u)), u \in U\}$$

On peut avoir une autre forme de F comme :

$$\begin{cases} F = \int_u^n \frac{\mu_F(u)}{u} & \text{si } U \text{ est continu} \\ F = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_F(u_i)}{u_i} & \text{si } U \text{ est discret} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Support : le support de l'ensemble flou F est l'ensemble numérique de tous les points u dans U tel que $\mu_F(u) > 0$

Point de croisement : on appelle un point de croisement, l'élément u de U tel que $\mu_F(u) = 0.5$.

Singleton flou : si le support de l'ensemble flou contient un seul point $u \in U$ tel que $\mu_F = 1$, on dit qu'il est un singleton flou.

III.6.3. Caractéristique d'un sous ensemble flou :

Les caractéristiques d'un sous ensemble flou E_1 de U les plus utilisés pour décrire sont celle qui montrent à quel point il diffère d'un sous ensemble ordinaire de U [DER 00].

a) Support : Le support de E_1 est l'ensemble des éléments de U appartiennent, au moins un peu à E_1 .

Définition : le support de E_1 , noté $\text{supp}(E_1)$, est la partie U sur laquelle la fonction d'appartenance de E_1 n'est pas nulle : $\text{Supp}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\}$

b) Hauteur : La hauteur de E_1 est le plus fort degré avec lequel un élément de U appartient à E_1 .

Définition : la hauteur, notée $h(E_1)$, du sous ensemble flou E_1 de U est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance : $h(E_1) = \sup_{x \in U} \mu_A(x)$

On utilise souvent des sous ensemble flous normalisés. C'est-à-dire pour lesquels il existe au moins un élément de U appartient de façon absolue (avec un degré 1) à E_1 .

Définition : le sous ensemble flou E_1 de U est normalisé si sa hauteur $h(E_1)$ est égal à 1.

- c) **Noyau :** Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de U typique de la propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue E_1 . Dont l'ensemble est appelé le noyau de E_1 .

Définition : le noyau de E_1 , noté $\text{noy}(E_1)$, est l'ensemble des éléments de U pour lesquels fonction d'appartenance de E_1 vaut 1. $\text{noy}(E_1) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$

- d) **Cardinalité :** Lorsque U est fini, on caractérise également le sous ensemble flou E_1 de U par sa cardinalité, qui indique le degré global avec lequel les éléments de U appartiennent à E_1 .

III.6.4. Fonction d'appartenance :

La fonction d'appartenance μ comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble E_1 de $T(X)$ et à la variable X , dont l'ensemble des valeurs possible est $T(X)$. Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable u ait la qualité associée au sous-ensemble E_1 . Elle est utilisée pour faire le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenances μ , une valeur déterminée pour la variable X sera désignée par facteur d'appartenance. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance a s'avoir [LAL 01]:

a) Fonction triangulaire (figure III.4-a)

$$U(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{a-x}{d-c} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

b) Fonction d'appartenance trapézoïdale (figure III.4-b)

$$U(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{a-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

c) Fonction d'appartenance gaussienne (figure III.4-c)

$$u(x) = \text{EXP} \left[-\left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] - \infty < x < +\infty \quad (\text{III.5})$$

La figure (III.4) représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance.

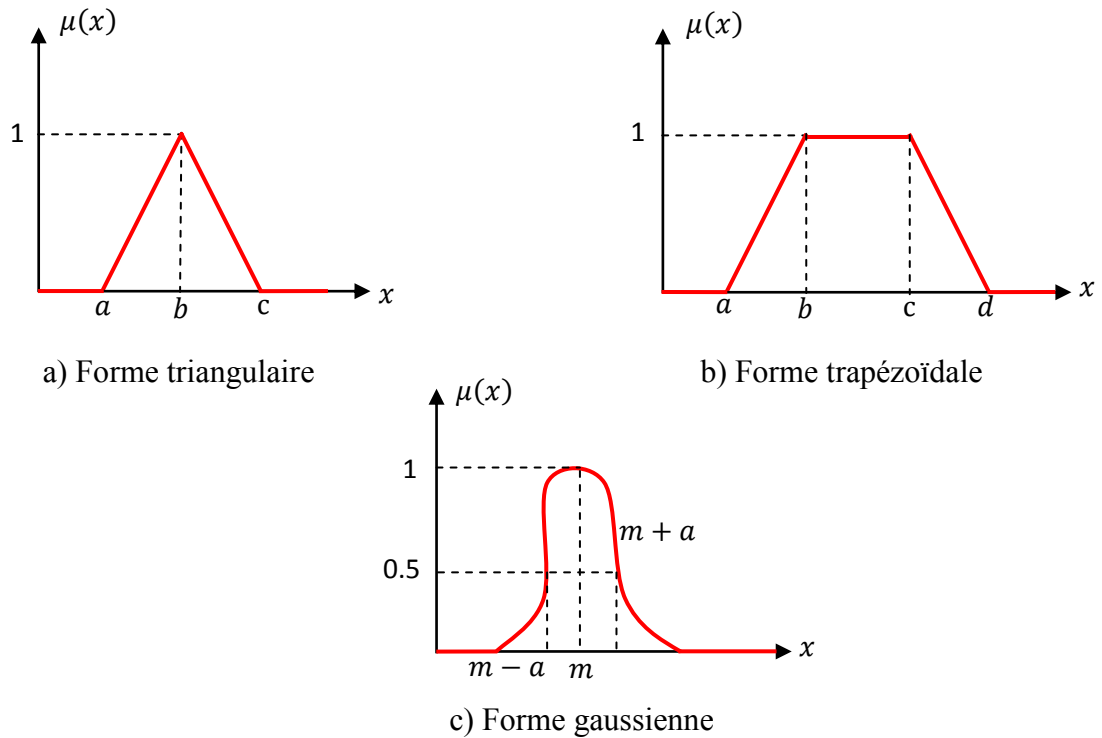


Figure (III.4) : Différentes formes de la fonction d'appartenance.

III.6.5. Variable linguistique :

Une variable linguistique peut être vue soit comme une variable dont la valeur est un nombre flou, soit comme une variable dont les valeurs sont définies en termes linguistiques [KER 96].

- **Nombre flou :** Un nombre flou f dans un univers de discours U continu est un ensemble flou normal et convexe dans U :

$$\begin{cases} \max U(u) = 1 & (\text{normal}) \\ U_f(\gamma u_1 + (1 - \gamma)u_2) \geq \min(u_F(u_1), u_F(u_2)) & \text{convexe} \\ u_1, u_2 \in u, \gamma \in [0,1] \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

- **Variable linguistique :** Une variable linguistique est caractérisée par un triplet $(x, T(x), u)$ où :
 x : le nom de variable
 $T(x)$: ensemble de termes de variable, c'est l'ensemble des noms des valeurs linguistiques de x dont chaque valeur est un sous-ensemble flou défini dans U .
 U : l'univers de discours.

Comme exemple de variable linguistique, on prend la vitesse de rotation du moteur. Son ensemble de termes T (vitesse) peut être : T (vitesse) = {lente, moyenne, rapide, ...}

Ou chaque termes dans T (vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U = [0,200]$ par exemple.

Pour les vitesses inférieures ou égales à 80 intervient la variable linguistique (lent), et pour les vitesses supérieures ou égales à 150 intervient la variable linguistique (rapide).

Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure (III.5).

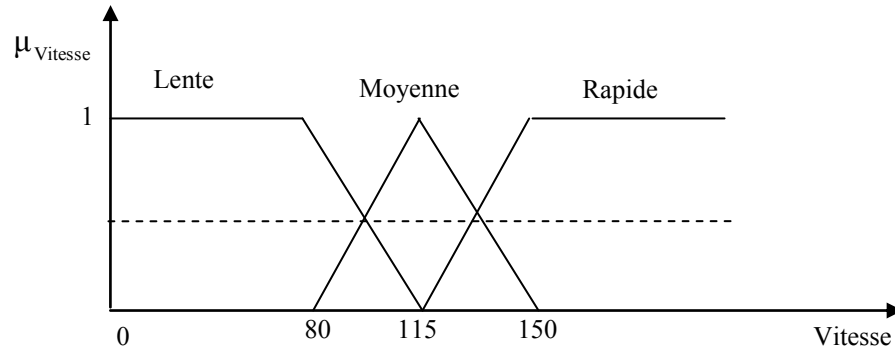


Figure (III.5) : Représentation des variables linguistiques

III.6.6. Opérateurs de la logique floue :

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des règles d'inférence par des opérateurs ET ou OU. Il s'agit d'opérateurs de la logique floue qui interviennent sur les fonctions d'appartenance représentant les variables linguistiques. De plus, il existe l'opérateur NON qui s'appelle (complément, négation, inverse)

- **Opérateur OU (l'union)** : La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cup B}(u) = \max\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (\text{III.7})$$

- **Opérateur ET (l'intersection)** : La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ pour l'ensemble flou $A \cap B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cap B}(u) = \min\{\mu_A(u), \mu_B(u)\} \quad (\text{III.8})$$

- **Opérateurs NON (complément)** : On définit la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ pour l'ensemble flou \bar{A} par :

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (\text{III.9})$$

- **Produit cartésien** : Soit A_1, \dots, A_n des ensembles flous, dans les univers de discours u_1, \dots, u_n respectivement. Le produit cartésien de A_1, \dots, A_n est un ensemble flou dans l'univers de discours u_1, u_2, \dots, u_n dont sa fonction d'appartenance est exprimée par :

$$\begin{cases} \mu_{A_1, A_2, \dots, A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \min\{\mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n)\} \\ \text{ou} \\ \mu_{A_1, A_2, \dots, A_n}(u_1, u_2, \dots, u_n) = \mu_{A_1}(u_1), \dots, \mu_{A_n}(u_n) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

- **Relation floue** : Une relation floue est un ensemble flou dans les univers de discours u_1, \dots, u_n . Elle est exprimée comme suit :

$$R_{u_1, u_2, \dots, u_n} = \left\{ \left((u_1, \dots, u_n), \mu_{R(u_1, \dots, u_n)} \right) / (u_1, \dots, u_n) \in u_1, \dots, u_n \right\} \quad (\text{III.11})$$

- **La composition sup-star** : Soit R et S deux relations floues dans les univers de discours $U \times V$ et $V \times W$ respectivement, la composition de R et S est une relation floue notée ROS telle que :

$$ROS = \left\{ \left[(u, w), \sup_{v \in V} (\mu_{R(u, v)} * \mu_{S(v, w)}) \right] / u \in U, v \in V, w \in W \right\} \quad (\text{III.12})$$

Avec $*$ est un opérateur appartient à la norme triangulaire T-norme

III.6.7. Logique floue et raisonnement approximatif :

Règle compositionnelle sup-star pour inférence :

Si R est une relation floue dans Uxy et si x est un ensemble flou dans U , alors la règle compositionnelle “sup-star” pour l’inférence affirme que l’ensemble flou y dans V peut se déduire par : $y = XOR$

Où : XOR représente sup-star composition.

III.6.8. Implication floue :

L’implication floue est un opérateur qui à pour but d’évaluer un degré de vérité d’un règle R sous la forme : Si x est A alors y est B

Cette évaluation est donnée à partir des valeurs de la prémisse et celle de la conclusion.

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.13})$$

Où I est un opérateur d’implication.

III.7. Définition de la commande adaptative :

La terminologie « commande adaptative » désigne l’ensemble de méthodes permettant l’ajustement automatique en temps réel des paramètres des régulateurs mis en œuvre dans une boucle de commande a fin de réaliser ou de maintenir un niveau de performances désirée lorsque le processus contrôlé n’est pas trop bien connue ou ayant une non linéarité significative ou des paramètres variant dans le temps [LEF 12].

Bien que chaque contrôleur est adaptatif dans le sens qu’il change sa sortie à chaque fois que l’erreur change, la vrai commande adaptative est lorsque le contrôleur adapte non seulement sa sortie mais aussi sa stratégie de contrôle, c’est-à-dire qu’il peut régler ces propres paramètres ou d’une autre manière sa loi de commande pour s’adapter aux changements du comportement du processus [LEF 12].

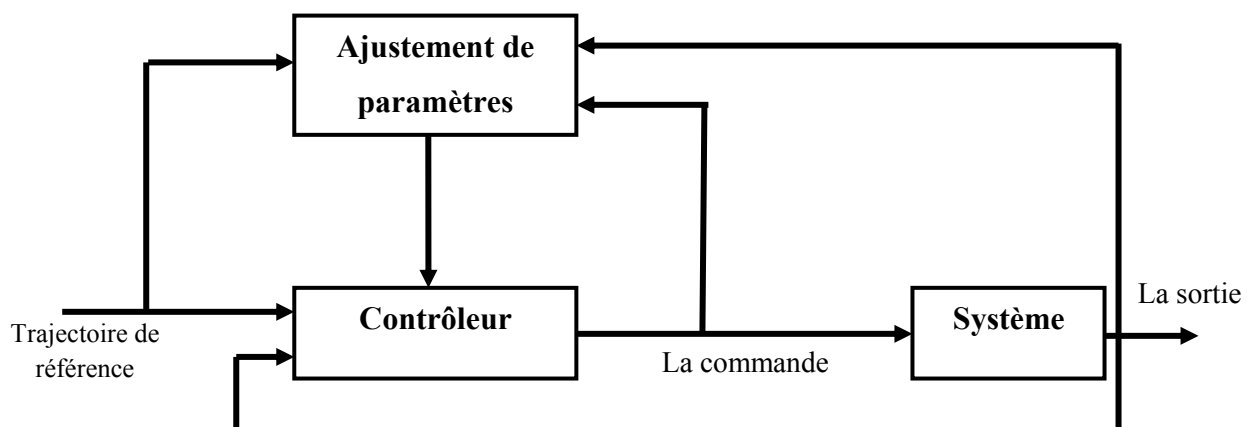


Figure (III.6) : Schéma bloc d’une commande adaptative.

La construction d'un contrôleur adaptatif contient ainsi les étapes suivantes :

- Caractériser le comportement désiré du système en boucle fermée.
- Déterminer une loi de commande appropriée avec les paramètres réglables.
- Trouver un mécanisme pour ajuster les paramètres.

- Implémenter la loi de commande.

III.8. Pourquoi la commande adaptative ?

Dans de nombreuses situations, la commande adaptative s'avère utile, parmi ces situations, nous citons [BEN 19]:

- Les changements dans la fonction de transfert du système, dans son ordre ou en valeurs de quelques paramètres dus aux variations de l'environnement.
- Les bruits de stochastiques.
- Les changements dans la nature de données.
- La propagation des bruits le long d'une chaîne de processus d'unité.
- Le comportement non linéaire comme dans le cas de réactions des complexes chimiques ou biochimiques
- Un temps mort appréciable.

III.9. Les tâches typiques de la commande adaptative :

Les systèmes de commande adaptative (CA) peuvent réaliser quelques tâches typiques à savoir [SAI 20]:

- Ajustement automatique des régulateurs à la mise en œuvre.
- Détermination automatique des paramètres optimaux des régulateurs dans les différents points de fonctionnement du procédé.
- Maintien des performances du système de CA quand les caractéristiques du procédé changent.
- Détection des variations anormales des caractéristiques des procédés (ces variations se reflètent dans les valeurs des paramètres fournis par l'algorithme d'adaptation paramétrique).
- Possibilité de mise en œuvre des régulateurs plus complexes et plus performants que le P.I.D (ceci comme conséquence de l'ajustement automatique des paramètres du régulateur).
- Conception de nouveaux procédés technologiques utilisant des systèmes de CA qui assure le bon fonctionnement du procédé.

III.10. Principe de la commande adaptative :

Dans les systèmes classiques de réglage, le régulateur à paramètres fixes est utilisé pour réduire ou éliminer l'effet des perturbations agissantes sur les grandeurs à régler. Pour atteindre ce but, les variables réelles sont mesurées et comparées aux valeurs désirées, leurs différences sont injectées à l'entrée du régulateur pour générer le signal de commande. Par contre un système de commande adaptative traite l'écart entre l'indice de performance désiré et celui qui est mesuré dans le système réel. Lorsqu'il y a un écart entre ces deux grandeurs, un mécanisme d'adaptation ajuste un organe de commande qui agit sur le système de façon à éliminer cet écart. Il y a deux structures de base pour ce type de commande [SAI 20] [LEF 12]:

- La structure parallèle.
- La structure série.

Du point de vue de la synthèse de la commande il y a deux méthodes :

- La méthode d'adaptation paramétrique.
- La méthode d'adaptation par synthèse de signal.

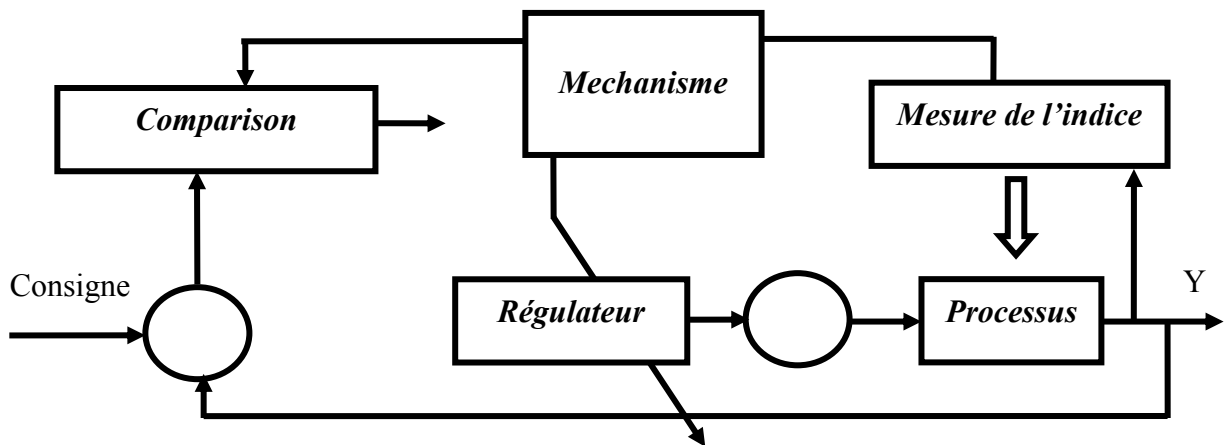


Figure (III.7) : Principe des systèmes de commande adaptative.

III.11. Domaines d'application de la commande adaptative :

La commande adaptative (CA) est utilisée quand c'est techniquement nécessaire et économiquement rentable. Les techniques de CA ont été utilisées avec succès pour un grand nombre d'applications : Asservissements à moteurs électriques ; robots manipulateurs ; machines à papier ; régulation de Ph ; échangeur de chaleur ; systèmes d'armes ; ... etc. L'utilisation des systèmes de CA connaît aujourd'hui un essor certain, d'une part, à cause de leur complexité raisonnable et, d'autre part, à cause du développement des cartes à microprocesseurs pouvant servir de support pour leur mise en œuvre. En ce qui concerne la rentabilité, les éléments suivants sont à prendre en compte Amélioration de la qualité des produits, augmentation de la production, économie d'énergie, espacement des arrêts d'entretien et détection précoce des anomalies [BEN 19].

III.12. Les types de la commande adaptative :

Comme nous l'avons cité, le principe de la commande adaptative consiste en l'ajustement des paramètres du régulateur. Cet ajustement se fait en une seule étape (commande adaptative directe), soit en deux étapes (commande adaptative indirecte). Le schéma de la commande adaptative que soit direct ou indirect contient deux boucle [SAI 20] :

- Une boucle à contre-réaction formée par le processus avec le régulateur.
- Une boucle d'adaptation qui permet d'ajuster les paramètres du régulateur.

La seule différence entre la commande adaptative et les régulateurs auto ajustable est que la première approche est un schéma de commande adaptative directe et la deuxième est un schéma indirect.

III.12.1. Commande adaptative directe :

Les paramètres du régulateur sont directement adaptés avec un algorithme d'adaptation paramétrique approprié. La phase de détermination des paramètres du régulateur à partir de ceux du

modèle de commande est ainsi contournée. Tous les objectifs de la commande pour lesquels il est possible de réécrire le comportement d'entrée-sortie du système à commander sous une forme linéaire par rapport aux paramètres du régulateur peuvent être considérée, en l'occurrence la commande à variance minimale, la commande avec modèle de référence et la commande avec modèle interne. Le traitement des données et la supervision sont utilisés pour la même considération que la commande adaptative indirecte. L'ultime motivation du concept de la commande adaptative est de maintenir les performances requises quand la dynamique du comportement d'entrée-sortie du système à commande varie dans le temps, la stabilité et la robustesse des algorithmes de commande adaptative ne permettent pas de répondre d'une manière définitive à une telle motivation. En effet, un système de commande adaptative est composé de deux boucles à contre-réaction : Le système de commande sous-jacent, soit la boucle à contre-réaction ordinaire formée par le système à commander en contre-réaction avec le régulateur, et une boucle d'adaptation des paramétriques du régulateur constituée d'un algorithme d'adaptation paramétrique et d'une méthode de système dans le cas d'une commande adaptative indirecte. Les performances requises sont ainsi réalisées pour le modèle de commande en temps réel engendré par l'algorithme d'adaptation paramétrique. Elle n'est pas nécessairement satisfaisante pour le système à commander [ABA 07].

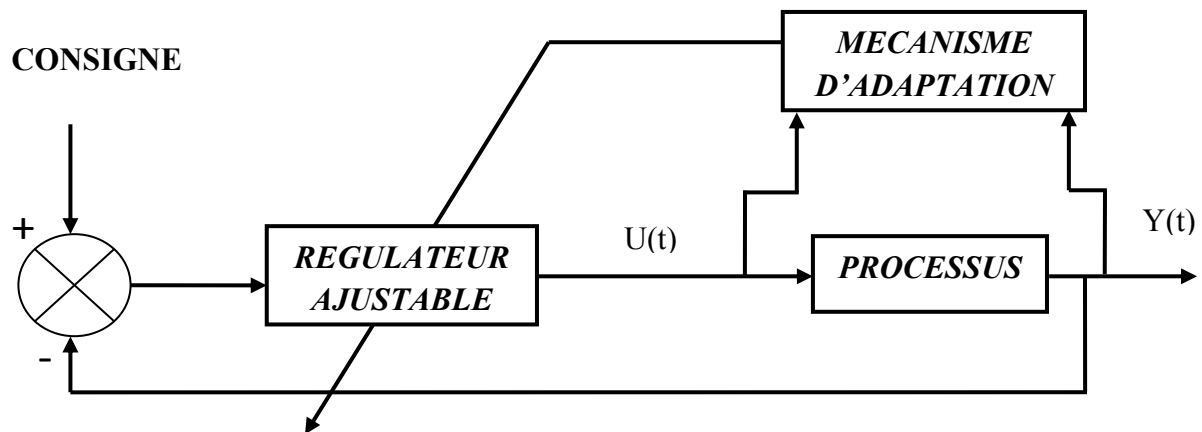


Figure (III.8) : La commande adaptative directe.

III.12.2. Commande adaptative indirecte :

Un modèle de comportement d'entrée-sortie du système à commander y est continuellement mis à jour et utilisé pour la synthèse du régulateur comme s'il était le meilleur modèle de commande que l'on aurait utilisé. Les paramètres du régulateur sont ainsi adaptés de manière à réaliser les performances requises. Toutes les méthodes de commande et d'identification basées sur un modèle de commande linéaire par rapport aux paramètres peuvent être combinées pour la synthèse de système de commande adaptative comme en témoignent les nombreux algorithmes de commande linéaire adaptative et ceux de la commande adaptative des robots [ABA 07].

Le schéma de commande indirecte est inspiré du concept même de la commande adaptative qui consiste à identifier les paramètres du processus, ensuite les utiliser pour le calcul de la loi de commande [BEN 15].

Le schéma de principe de ce type de commande est illustré dans la figure (III.8).

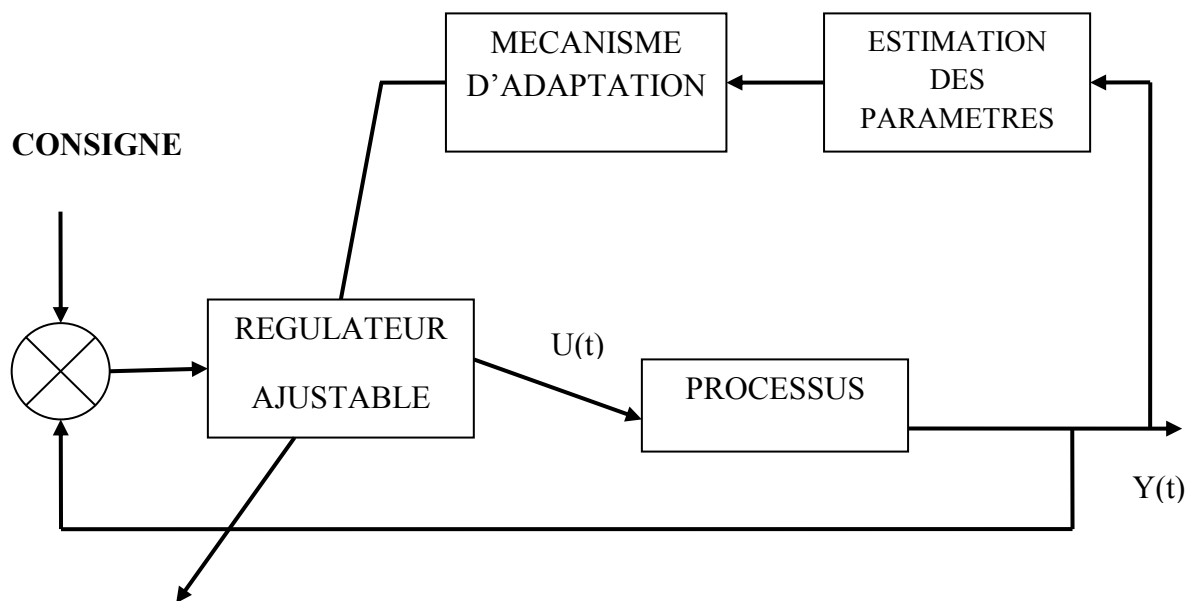


Figure (III.9) : La commande adaptative indirecte.

III.13. Technique de la commande adaptative :

Il existe différents types de schémas destinés à assurer des performances acceptables quand les paramètres du procédé sont inconnus ou varient avec le temps. Il y a ceux qui utilisent une boucle de contre réaction sur la mesure des performances et ceux qui utilisent une boucle ouverte pour la commande adaptative des systèmes. Trois approches ont été essentiellement considérées pour le développement des stratégies de commande adaptative [BEN 15].

III.13.1. Commande adaptative à gain programmé :

Cette approche est appelée aussi « adaptation en boucle ouverte » la variation des paramètres du régulateur ne dépend pas directement de la sortie du système, mais elle est en fonction des variables auxiliaires du système corrélées avec les changements paramétriques.

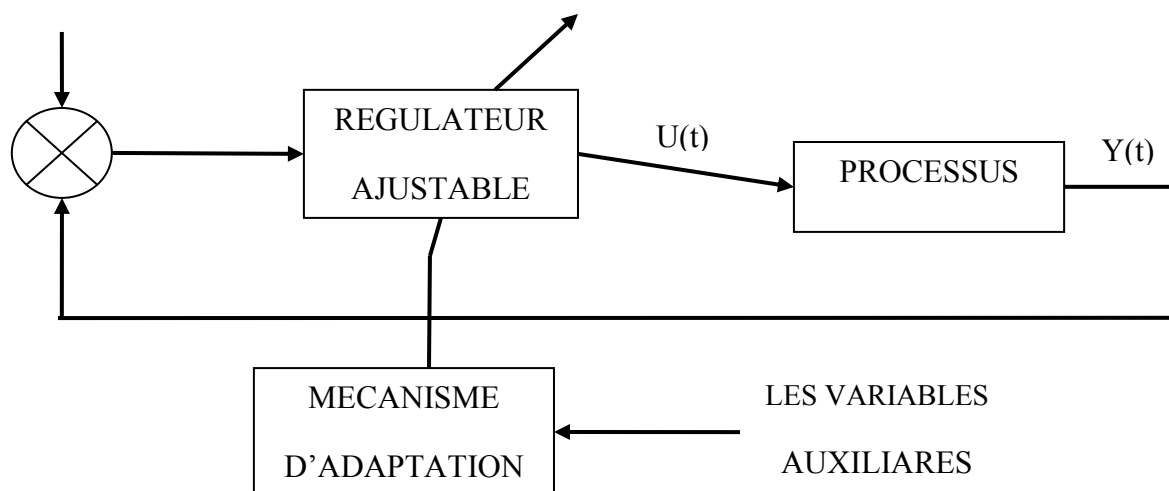


Figure (III.10) : schéma d'une commande adaptative à gain programmé.

Ce type de commande sa réaction est très rapide, par contre il ignore l'effet de signaux non mesurable et il est limité dans sa réaction face à des comportements imprévus (non programmé).

III.13.2. Commande adaptative à modèle de référence (MRAC) :

La MRAC a été originellement développé par WAITAKER et ses collègues en 1958. Ces dernières années, elle est devenue un moyen très efficace pour la commande des systèmes à paramètres inconnus et/ou variable dans le temps. Le principe d'une telle approche est de décrire par un modèle de référence les performances désirées et de les comparer à chaque instant avec celles du système ajustable. L'erreur ainsi déterminée permet au mécanisme d'adaptation de réajuster les paramètres ajustables ou d'agir sur le signal de commande, de telle manière que l'erreur entre le modèle de référence et le système ajustable tend asymptotiquement vers zéro.

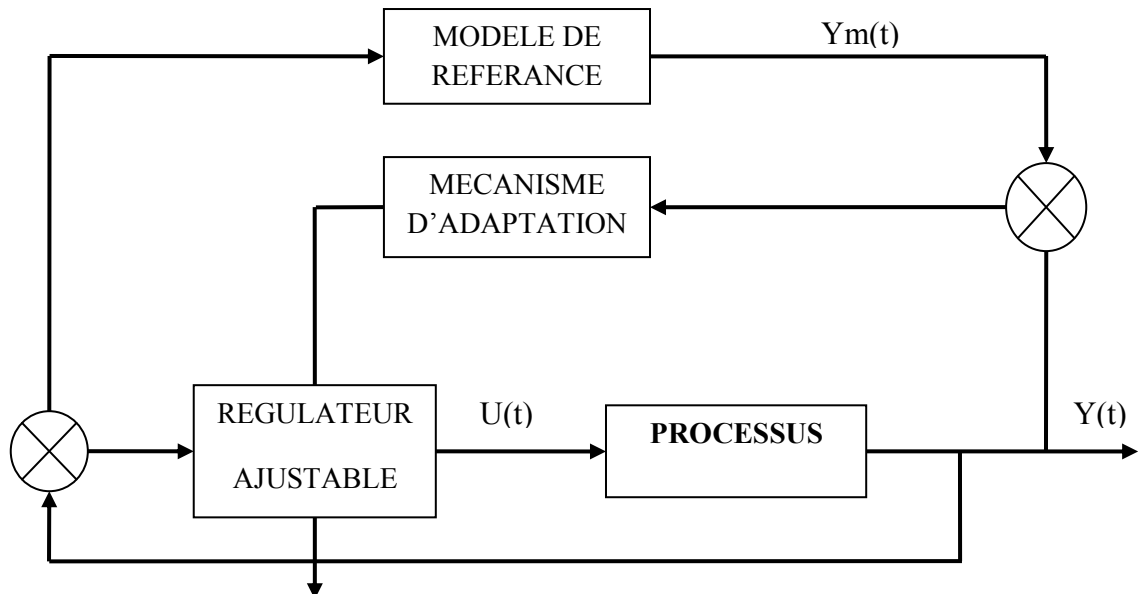


Figure (III.11) : Commande adaptative à modèle de référence.

III.13.3. Commande adaptative auto-ajustable :

Cette approche a été proposée par KALMAN en 1958, elle est différente des autres, et consiste l'utilisation d'un estimateur paramétrique, à chaque instant on construit un prédicteur de la sortie du procédé et l'erreur de prédiction sert à adapter les paramètres du prédicteur, on utilise ces paramètres pour le calcul du régulateur [BEN 15].

La commande adaptative a été utilisée dans différents domaines pour conserver des bonnes performances du système.

III.14. Les différents domaines de la commande adaptative:

III.14.1. La commande floue adaptative :

La commande floue adaptative se compose donc d'un régulateur flou adaptatif. La différence entre un régulateur adaptatif flou et un régulateur adaptatif conventionnel est que le premier peut prendre en compte des informations linguistiques pour conserver des bonnes performances du système.

- Commande floue adaptative directe: Les systèmes flous sont utilisés comme contrôleurs.

- Commande floue adaptative indirecte : Les systèmes flous sont utilisés comme modèles pour les systèmes

III.14.2. La commande adaptative neuronale :

La commande adaptative neuronale est la même que celle d'une commande adaptative conventionnel, la seule différence fait que le bloc identificateur et le contrôleur de celui-ci sont présentés avec des réseaux de neurones.

- Commande adaptative neuronale directe : La commande neuronale adaptative directe utilise un système neuronal comme contrôleur, placé en cascade avec le système à commander.
- Commande adaptative neuronale indirecte : Ce type de commande utilise une combinaison de deux réseaux de neurones le premier réseau est entraîné pour identifier le modèle dynamique du système. Le deuxième réseau de neurones est entraîné pour générer une commande nécessaire à appliquer au système.

III.15. Commande floue adaptative:

Le plus souvent, les régulateurs flous sont utilisés dans des systèmes qui possèdent des variations inconnues intrinsèques. L'objectif est donc de conserver de bonnes performances du système complet en adaptant le régulateur en fonction des variations du système. La commande adaptative floue se compose donc d'un régulateur flou adaptatif (Soit unique, soit choisi parmi un groupe de régulateur en fonction de ses performances). La chose la plus importante qui différencie un régulateur adaptatif flou d'un régulateur adaptatif conventionnel est que le premier peut prendre en compte des informations linguistiques. Ceci qui est très important lorsque le système possède des incertitudes que l'opérateur humain a appris à anticiper [GRA 12].

Dans la commande adaptative par les systèmes flous on distingue deux types de commandes :

- **La commande floue adaptative directe(auto-ajustable):** Dans ce type, la loi de commande est directement approximée par un ou plusieurs systèmes flous à conclusion constante, les lois d'adaptations sont choisies de telles sortes que le système atteint les performances désirées et ils sont déduits de l'étude de stabilité via la méthode de Lyapunov. La structure de cette commande est montrée sur la figure (III.11).

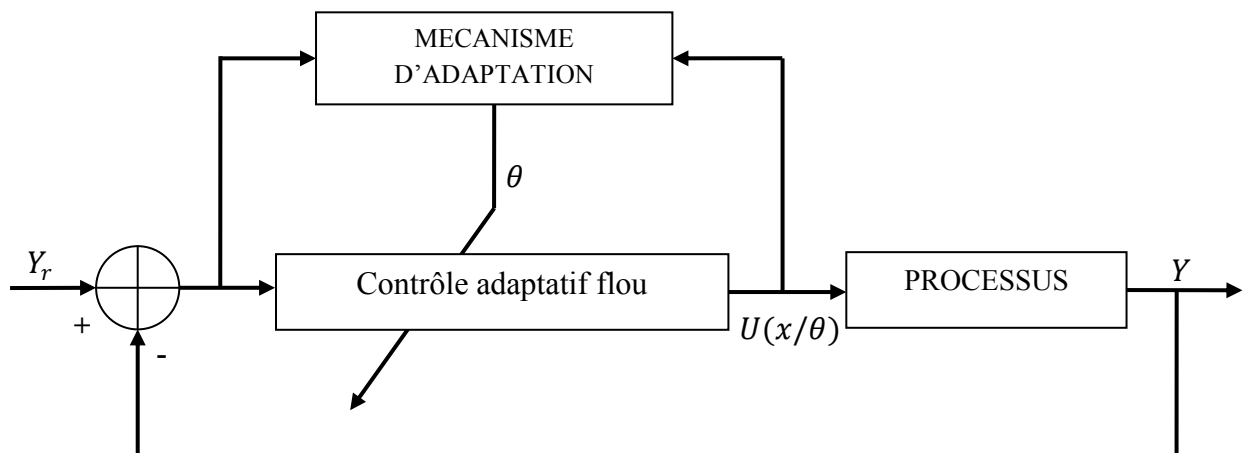


Figure (III.12) : Commande adaptative floue directe.

- **La commande floue adaptative indirecte (par modèle de référence MRAC):** ce type, pour calculer la loi de commande, on approxime d'abord le model du processus par deux systèmes flous adaptatifs. Les lois d'adaptation sont déduites directement à travers l'étude de la stabilité via la méthode de Lyapunov [BOU 14].

La figure (III.12) montre la structure de la commande adaptative floue indirecte.

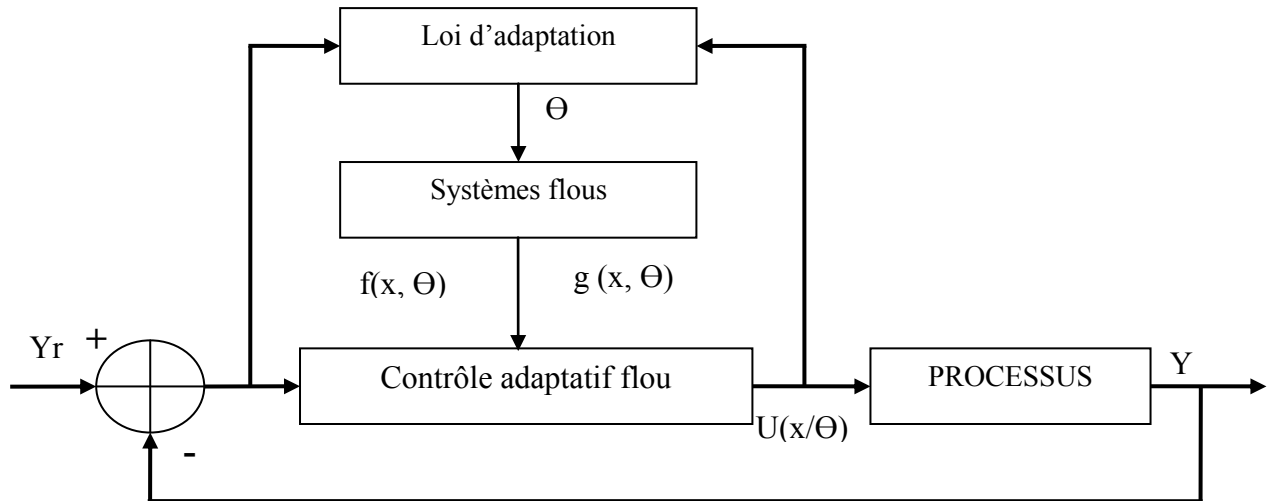


Figure (III.13) : Commande adaptative floue indirecte.

III.16. Application de la commande floue adaptative à la MSAP :

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande vectorielle présentée au-dessus (chapitre précédent) avec un changement du régulateur PI de la vitesse par un régulateur flou adaptative. Le contrôle basé sur l'erreur entre une consigne prédéterminée et la sortie réelle du processus qui est dans ce cas, la vitesse de rotation de la machine et la variation de cette erreur. Les hypothèses de simulation ont été effectuées sous les mêmes conditions pour la commande vectorielle, et avec les mêmes profils dans le but de voir les nouvelles qualités de poursuite et de régulation ainsi que la robustesse de la commande. Le schéma bloc de la commande adaptative est illustré par la figure ci-dessous :

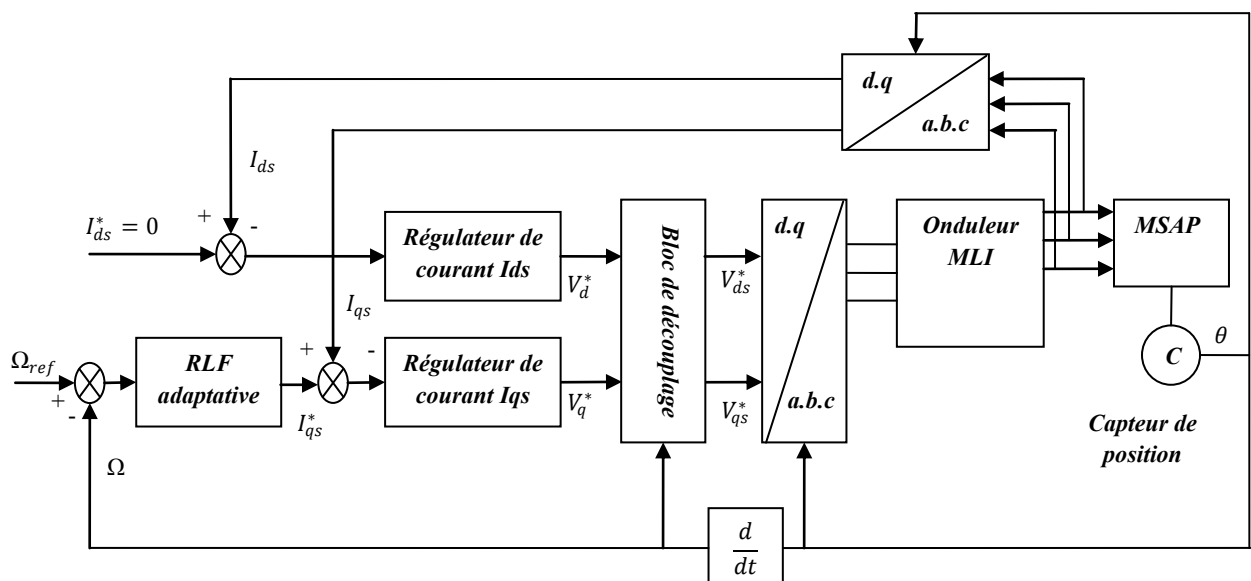


Figure (III.14) : Schéma bloc de la commande adaptative de la MSAP.

III.16.1. Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse :

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants [LAT 12]:

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre La figure (III.13):

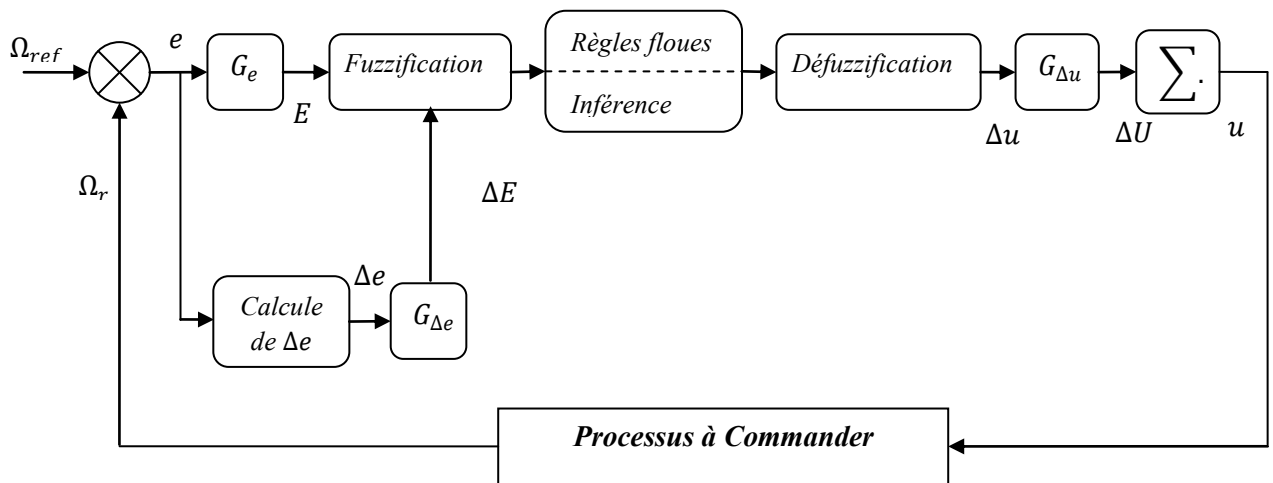


Figure (III.15) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Delta\Omega = \Omega_{ref} - \Omega_r \quad (III.14)$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée Δ_e est définie par :

$$\Delta_e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(K + 1) - e(K) \quad (III.15)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δ_u .

Les trois grandeurs, e , Δ_e et Δ_u sont normalisées comme suit :

$$E = G_e \cdot e, \quad \Delta_e = G_{\Delta_e} \cdot \Delta_e, \quad \Delta U = G_{\Delta_u} \cdot \Delta_u \quad (III.16)$$

Où :

.

G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

Le régulateur flou représenté par La figure (III.13) est composé de :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse Δ_e au cours de temps ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- Un bloc de fuzzification ;
- Des règles floues ;
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

III.16.2. Application de la commande floue adaptative :

La structure interne du mécanisme d'adaptation par logique floue est identique à celle d'un RLF. Il se compose de trois bloc : Fuzzification (F), Inférence (I), Défuzzification (D). montre le mécanisme d'adaptation par logique floue. Dans la schéma bloc , nous avons : l'erreur E et sa dérivée DE sont définies par :

$$E(t_s) = Y_{ref}(t_s) - Y_{mes}(t_s) \quad (III.17)$$

$$DE(t_s) = E(t_s) - E(t_s - 1) \quad (III.18)$$

Ces grandeurs d'entrée sont traitées par le système d'adaptation en utilisant les règles de la logique floue pour produire un signal d'adaptation $DU_2(t_s)$ qui est ajouté à la sortie du RLF direct [BEN 21].

$$DU^{ref}(t_s) = DU_1^{ref}(t_s) + DU_2^{ref}(t_s) \quad (III.19)$$

En intégrant ce signal, la tension de référence s'obtient par :

$$U^{ref}(t_s) = U^{ref}(t_s - 1) + DU^{ref}(t_s) = U^{ref}(t_s - 1) + (DU_1^{ref}(t_s) + DU_2^{ref}(t_s)) \quad (III.20)$$

Le modèle de référence représente les dynamiques du système avec les paramètres nominaux. Pour un système complexe comme MSAP, il est très difficile de construire des dynamiques nominales exactes, à cause de son ordre élevé et sa non linéarité.

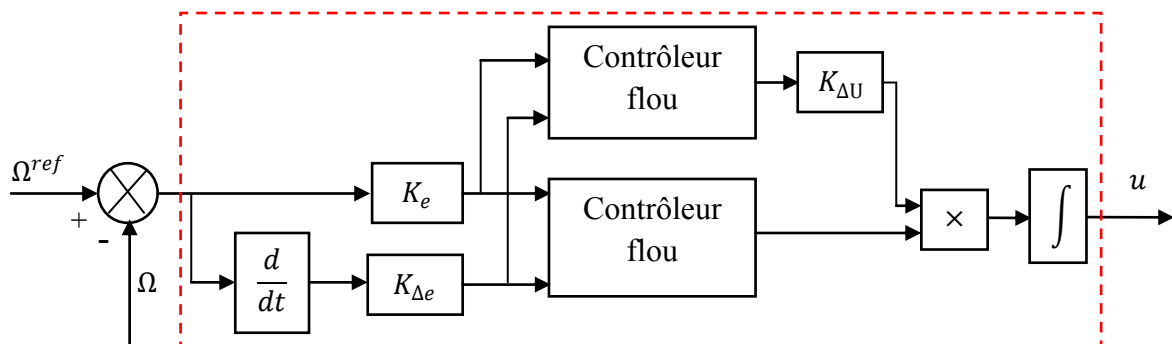


Figure (III.16) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou adaptative de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

- L'erreur de vitesse notée (e) est définie par :

$$e = \Omega^{ref} - \Omega \quad (III.21)$$

- La variation de l'erreur de vitesse notée de est définie par :

$$\Delta e = \frac{de}{dt} \approx \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta t} \quad (III.22)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple Electromagnétique. K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{\Delta u}$ sont des gains de normalisation qui peuvent être constants (ou même variables).

Le système de régulation floue (contrôleur flou) se compose essentiellement :

- Bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps.
- Facteurs d'échelle K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{\Delta u}$: qui sont des gains de normalisation et dénormalisation. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et l'amélioration des performances dynamiques et statiques ciblées du système à régler.
- Bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenances, nous avons opté pour les formes triangulaire et trapézoïdale comme indiquée sur la figure (III.17).

Le choix des variables linguistiques sont représentées par : Négatif grand noté NG ; Moyen Négatif noté NM ; Négatif petit noté NP; Environ de zéro noté EZ; Positif petit noté PP ; Positif Moyen noté PM ; Positif grand noté PG.

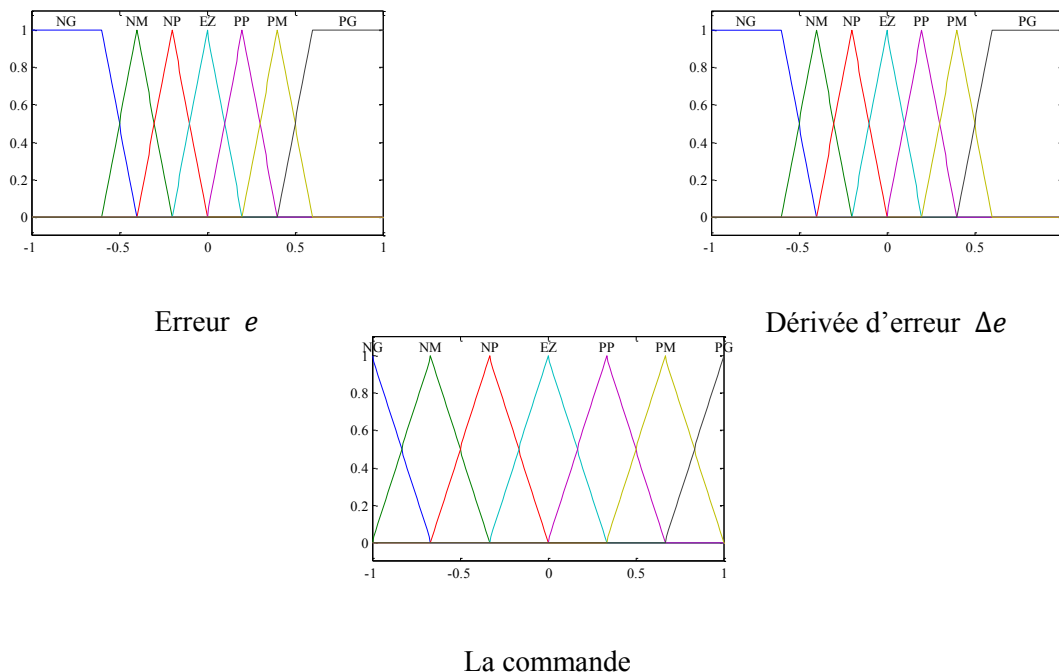


Figure (III.17) : Fonctions d'appartenances utilisées par le contrôle.

- Les règles d'inférences permettant de déterminer la variable de sortie pour le réglage des courants regroupés dans le tableau ci-dessous. La méthode d'inférence utilisée est la méthode « min-max » de Mamdani.

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

Tableau (III.1) : Table des règles de décision pour le contrôleur des puissances.

- Bloc de défuzzification de la variation de la commande. Les sorties du mécanisme d'inférence qui sont des variables floues doivent être reconverties en des grandeurs réelles de sorties pour que le système puisse les utiliser. Dans cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

III.17. Simulation et interprétation des résultats :

fin de tester les performances de la commande floue adaptative appliqué à une MSAP, nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble onduleur-machine et La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

La figure (III.15) illustre le schéma bloc de la simulation de la commande adaptative floue appliquée à la MSAP.

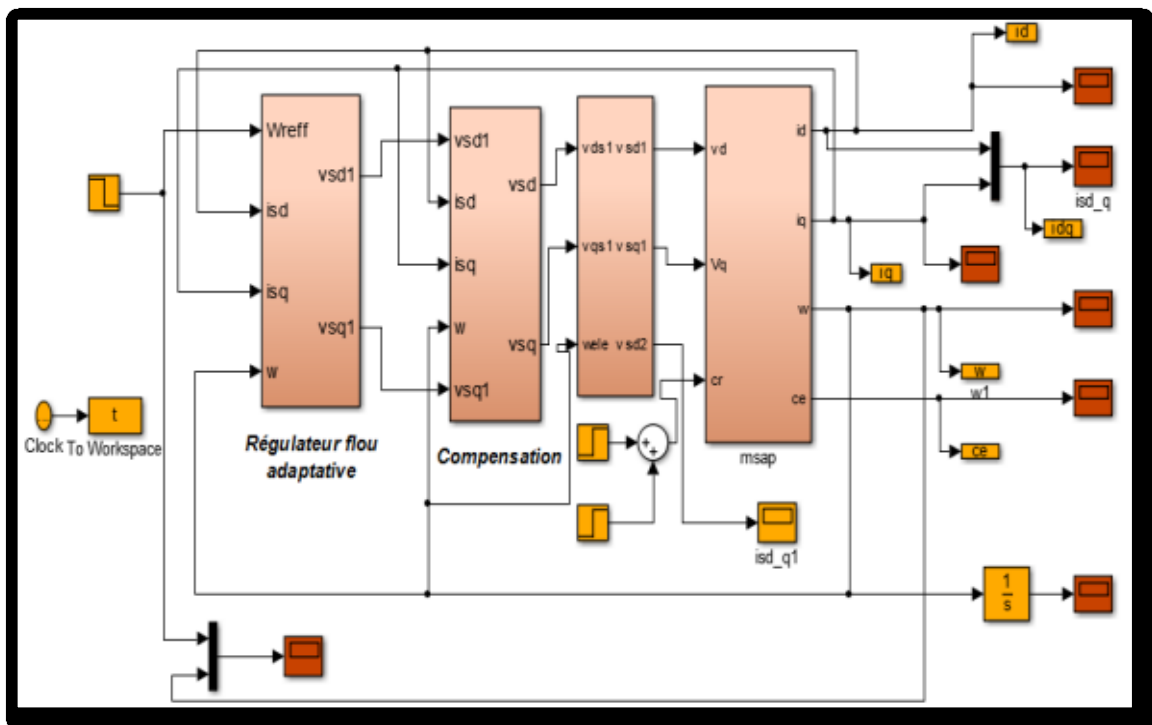


Figure (III.18) : Schéma bloc de la commande floue adaptative appliquée à la MSAP.

III.17.1. Résultat de simulation :

Les résultats de simulation de la machine synchrone à aimant permanent sous une charge nominale sont regroupés dans la figure (III.19).

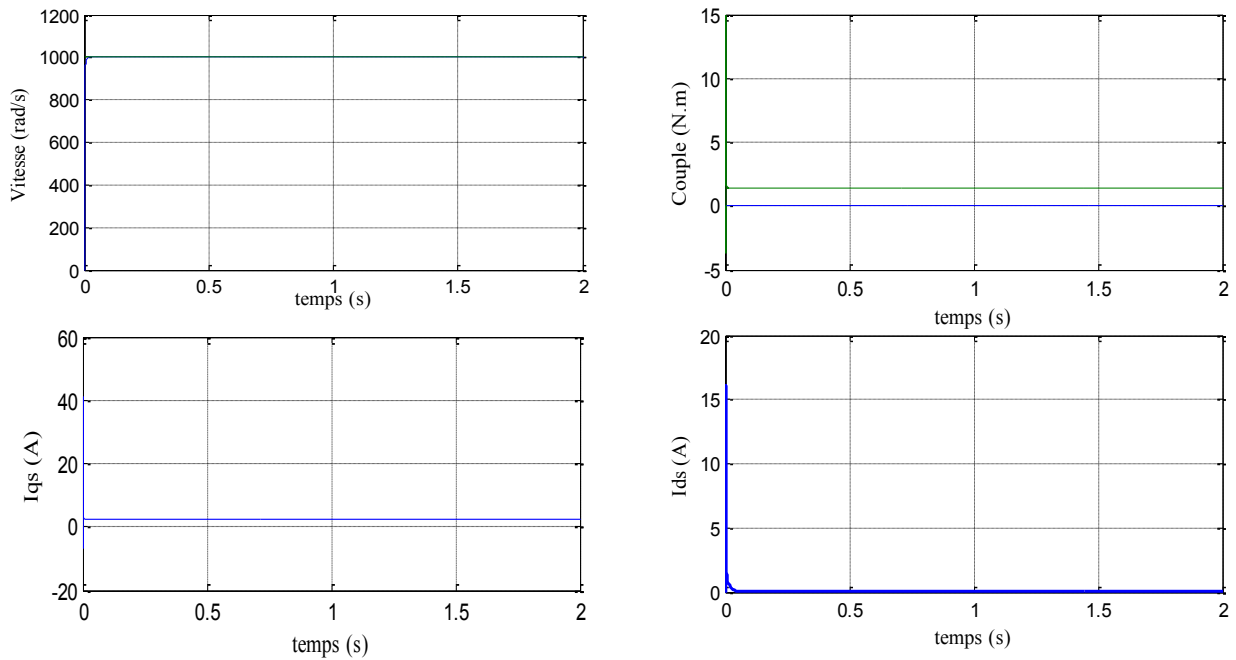


Figure (III.19) : Résultats de simulation de la commande floue adaptative de la MSAP dans le régime nominal.

Pour vérifier l'efficacité de la Commande floue adaptative, on applique dans ce test une charge de valeur ($C_r = 6\text{N.m}$) entre les instants $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1.5\text{s}$. Les résultats de simulation correspondante sont regroupés dans la figure (III.20).

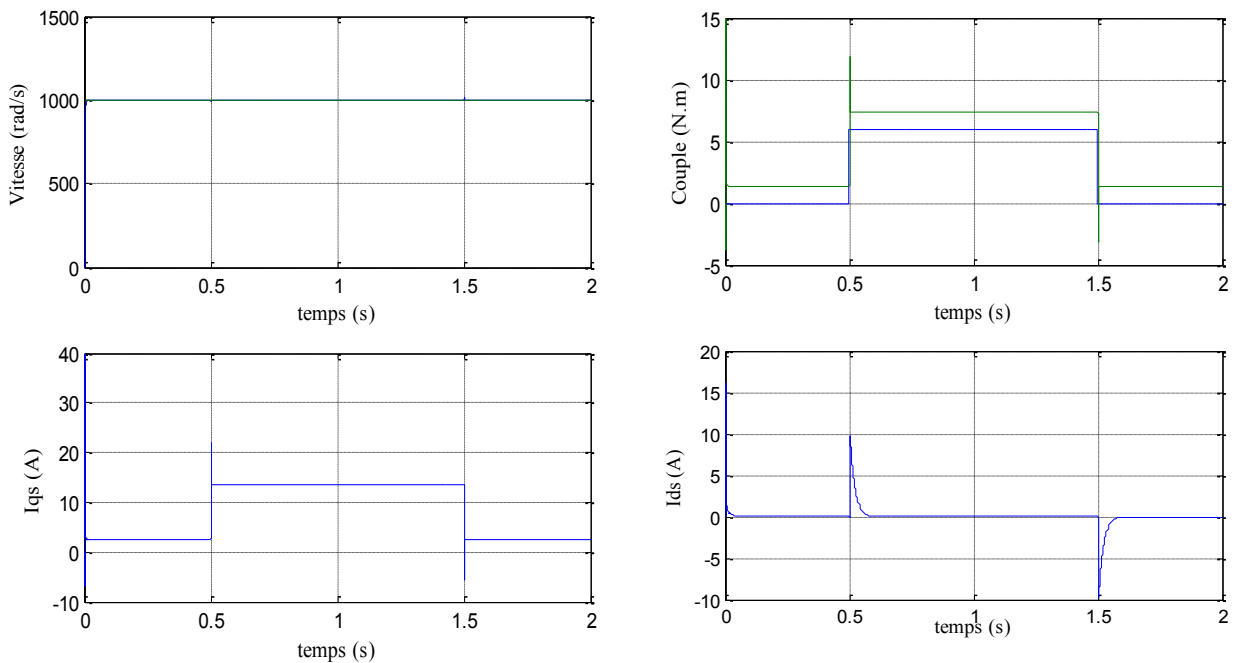


Figure (III.20) : L'allure des grandeurs de la MSAP lors de la Commande floue adaptative avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s.

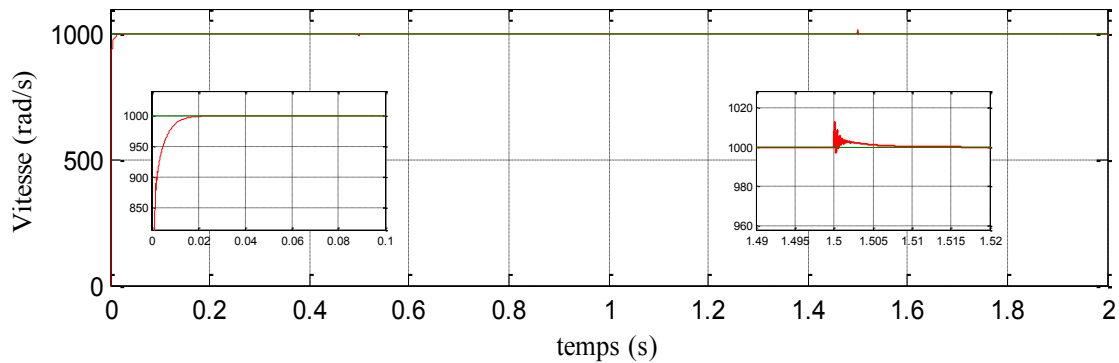


Figure (III.21) : Zoom sur la vitesse en fonction du temps avec application d'une charge de 6 N.m à partir de 0.5s à 1.5s (Commande floue adaptative).

III.17.2. Interprétations des résultats :

L'application Adaptive a donné une amélioration à Performance dynamique des systèmes transitoires liés à tous les tests.

La figure III.19 et III.20 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 1000 rad/s, et suivie d'une application de charge de 6 N.m à partir de $t=0.5s$ à $1.5s$. On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge.
- à l'instant $t=0.5s$, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.
- à $t=1.5s$ la vitesse présente une augmentation qui est rejetée aussi, puis rejoint sa valeur de référence.
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la Commande floue adaptative de la machine ($I_d = 0$).
- Le courant I_q est l'image du couple.

III.17. Conclusion :

Dans ce chapitre vise à contribuer aux travaux déjà entrepris dans le cadre de l'adaptation commande robuste floue en lui associant stratégie d'évitement d'obstacles, elle-même basée sur des logique et c'est mentionnant son domaine d'application, son principe de commande .

Et aussi, nous avons comparé les résultats de simulation de la commande de la machine synchrone à aimant permanent par(PI floue adaptative), À partir des résultats simulés.

Un contrôleur adaptatif est un régulateur qui peut modifier son comportement en réponses aux changements de la dynamique d'un system et aux perturbations, ou il consiste à éliminer les perturbations structurelles (les variations des paramètres) agissant sur la performance du système de contrôle. Suit à son application, il est en ressort que le réglage flou adaptative possède une bonne réponse dynamique de la vitesse et un très bon rejet de perturbation.

Conclusion Générale

La théorie de la logique floue est devenue un domaine de recherche très actif, appliqué aux systèmes complexes, les systèmes mal définis mathématiquement et les phénomènes physiques avec les modèles mathématiques exactes. Cette théorie est basée sur l'approche linguistique et la prise de décision. Le développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a été le contrôle des processus basés sur la connaissance de l'opération qui a une stratégie de contrôle formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend du processus à contrôler. Ainsi, le contrôleur envisagé nécessite un algorithme permettant la conversion de la stratégie de contrôle linguistique basé sur connaissance experte en une stratégie de contrôle automatique.

La méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques quantitatives conventionnelles tel que le principe de la machine synchrone. En effet, le moteur synchrone présente des difficultés quant à sa commande à cause de sa modélisation et de l'utilisation des régulateurs conventionnels pour le réglage de sa vitesse.

L'objectif principal de ce mémoire est de commander la machine synchrone à aimants permanents « MSAP » par la commande floue adaptative. Nous avons présenté des différentes stratégies de commandes, tel que la commande vectorielle, commande floue et la commande adaptative floue, pour but d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité et la robustesse aux variations des paramètres avec un rejet de perturbation. Initialement, Une étude générale a été présentée pour la modélisation de la « MSAP », en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices.

Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple. Pour réaliser une commande performante de la MSAP, un découplage entre la partie magnétique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable.

Pour cela on a introduit une technique de commande qui permet de commander la machine d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel. Après la présentation d'une brève étude de la technique de commande vectorielle, cette technique a été appliquée à la « MSAP » alimentée par un onduleur de tension, à l'aide des régulateurs PI. Les performances de ce type de réglage obtenues par simulation ont été exposées et commentées.

Les résultats de la simulation montrent la contribution des régulateurs PI au rejet de la perturbation. Ainsi, la détermination de ces régulateurs montre une forte dépendance aux paramètres de la machine, ce qui fait qu'un petit changement de ces paramètres provoque une détérioration des performances. Cela a conduit à changer ces régulateurs par d'autres de types flous. Pour l'amélioration des résultats obtenus par la commande vectorielle classique qui est basée sur l'utilisation des régulateur PI conventionnelles, pour cela on a changés par des régulateur flous ce qui permis d'améliorer les performances dynamiques de la machine et diminuer les perturbations dans le régime transitoire notamment les pics du courant et du couple qui ont été considérablement réduits. Pour faire face au problème de calcul des gains flous, nous avons construit, un mécanisme d'adaptation sur l'application de la théorie de Lyapunov pour déterminer les valeurs réelles des gains d'un PI-flou.

En partant des propriétés de la théorie de stabilité de Lyapunov, une étude comparative de résultats de simulation montre clairement que la régulation par le contrôleur adaptative flou donnent de meilleures performances.

Bibliographie

- [KOB 17] : A. Kobbi, M. Dekkiche « Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire », Mémoire master en électrotechnique, Université Kasdi Merbah, Ouargla, 2017.
- [NOU 14] : B. Noureddine « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire master en Commande électrique, Université Ferhat ABBAS, Sétif, 2014.
- [SAI 20] : S. Zoubeyda « Commande Floue Adaptative appliqué à un moteur Synchrone à aimant permanent », Mémoire master en Commande électrique, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2020.
- [BOU 14] : A. Bounemour, « Commande Adaptative Floue Des Systèmes Non Linéaires », Mémoire Magister, Université des Frères Mentouri, Constantine, 2014.
- [BEL 17] : L. Bellahcen, M. Ddouani « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur MRAS », Mémoire Master en électrotechnique, Université de Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2017.
- [BEN 15] : D. Benali, I. Bakel, « Commande adaptative floue d'un système non-linéaire (Application: pendule inversé) », Mémoire Master, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2015.
- [SAB 05] : S. Faid, S. Bourahli, « Commande par logique floue de la machine synchrone a aiment permanents » Mémoire Magister, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2005.
- [ZOR 06] : A. Zorig, A.H. Belouadah, « Commande en vitesse par mode de glissement d'un MSAP », Mémoire Magister, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2006.
- [DER 00] : D. Khemissi, « Commande de position des machines asynchrones avec pilotage vectoriel : Application: asservissement de position d'une antenne Radar », Mémoire Magister, EMP, Alger, 2000.
- [LAL 01] : L. Fridman, « An averaging approach to chattering », IEEE transactions, on Automatic Control, vol. 46, no. 8, pp. 1260–1264, 2001.
- [KER 96] : A. Kerbi, « Poursuite d'un mobile par la logique floue », PFE, Université Farhet Abbes, Setif, 1996.
- [KHL 12] : A. Khlaief, « contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machine synchrones à aimants permanents (MSAP) », Université de Aix-Marseille, 2012 .
- [ZEG 15] : S. Zeghoudi, « commande par passivité de la machine synchrone à aimants permanant », Mémoire Master en électrotechnique, Université d'Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2015.
- [BER 18] : A. Berrabeh, O. Hamza, « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire Master, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2018.
- [BEN 09] : A. Benbrahim, « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire Magister, Université Hadj Lakhdar, Batna, 2009.

- [BEN 05] : F. Benchabane, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Mémoire Magister en électrotechnique, Université de Mohammed Khider, Biskra, 2005.
- [ABA 07] : A. Abada, M. Zellagui, « commande adaptative par modèle de référence, application sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Mémoire Magister, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2007.
- [BEN 15] : M. Benyahia, A.H. Kerroumi, « Commande par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire Master en électrotechnique, Université de Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2015.
- [KHA 18] : K. Mehdy, C. Hicham, « Current sensorless mtpa operation of interior pmsm drives for vehicular applications », IEEE transactions on vehicular technology, Manhattan, New York, U.S.A, 2018.
- [ZOU 19] : A. Zouak, K. Dechoucha, « commande par logique floue d'un filtre actif parallèle » Mémoire Master en électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2019.
- [GRA 12] : S. Gradia, « commande adaptative floue type-2 par mode glissant des systèmes chaotique », Mémoire Master, Université de Kasdi Merbah, Ourgla, 2012.
- [BOU 14] : N. Bounasla, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire Magister, Université Ferhat Abbas, Sétif, 2014.
- [BEN 21] : B. Abdelwahab, B. Mohammed, « Commande Floue adaptative des puissances active et réactive générés par un système de conversion d'énergie éolien », Mémoire master en Commande électrique, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2021.
- [LAH 09] : D. Lahouel, « Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire magister en électrotechnique, Université Hadj Lakhdar, Batna, 2009.
- [JAS 04] : Jason Lau, M. N. Uddin, « Performance of a Non Linear Controller Based IPMSM Drive », Departement of Electrical Engineering, Lakehead University, Canada, IEEE 2004.
- [BEN 94] : L. Ben Amor, L. A. Dessaint, M. Ghribi and O. Akhrif, « Adaptive Non Linear Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor », Ecole de Technologie Supérieure, Canada, IEEE 1994.

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANANT

$R_s = 1.67 \Omega$	Résistance statorique.
$L_d = 1.45 \times 10^{-3} H$	Inductance du statorique.
$L_q = 1.45 \times 10^{-3} H$	Inductance du statorique..
$J = 3 \times 10^{-4} Kg.m^2$	Moment d'inertie.
$f = 0.013 N.m.s/rd$	Coefficient de frottement.
$\phi_f = 0.17 Wb$	Flux à vide.
$P = 3$	Nombre de paires de pôles.
$P_n = 1.1 KW$	Puissance nominale.

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme Master en Génie électrique

Thème:

Commande floue adaptative appliqué à un moteur Synchrone à aimant permanent

Par: FERAHTIA Boukhalfe & BOUDJELLAL Abd raouffe

Résumé:

L'idée principale de ce sujet est consiste à trouver une commande non linéaire robuste pour le moteur synchrone à aimants permanents "MSAP" par l'utilisation des techniques intelligentes artificiels (la logique floue) en vue d'améliorer les performances de cette commande (réduction des oscillations, entraînement des charges à vitesses variables, ..., etc.). Il s'agit de considérer la commande vectorielle puis la commande floue adaptative.

Des simulations sont effectuées pour valider chaque commande. Finalement une étude comparative entre les deux commandes étudié a été présentée. Les résultats obtenus de ces techniques de commandes robustes basées sur les systèmes flous de la machine synchrone à aimants permanents se traduisent par de meilleures performances dynamiques de la vitesse, couple et du flux.

Mots clés:

MSAP, Modélisation, Commande Vectorielle, Floue, Commande floue adaptive.

Abstract:

he main idea of this subject is to find a robust nonlinear control for the permanent magnet synchronous motor "MSAP" by the use of artificial intelligence techniques (fuzzy logic) in order to improve the performance of this control (reduction of oscillations, driving loads at variable speeds, etc.). It is a question of considering the vector control then the adaptive fuzzy control.

Simulations are carried out to validate each order. Finally a comparative study between the two controls studied was presented. The results obtained from these robust control techniques based on the fuzzy systems of the permanent magnet synchronous machine translate into better dynamic performance of speed, torque and flux.

Keywords:

Permanent magnet synchronous machine, Field oriented control, Fuzzy, Adaptive fuzzy control.

ملخص:

لفكرة الرئيسية لهذا الموضوع هي إيجاد تحكم غير خطي قوي للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم "MSAP" باستخدام تقنيات الذكاء الاصطناعي (المنطق الضبابي) من أجل تحسين أداء هذا التحكم (تقليل التذبذبات ، القيادة الأحمال بسرعات متغيرة ، إلخ). إنها مسألة اعتبار التحكم في النواقل ثم التحكم الغامض التكميلي.

يتم إجراء عمليات المحاكاة للتحقق من صحة كل طلب. أخيراً تم تقديم دراسة مقارنة بين الضابطين المدروسين. تُترجم النتائج التي تم الحصول عليها من تقنيات التحكم القوية هذه القائمة على الأنظمة الضبابية لآلة المغناطيس الدائم المتزامن إلى أداء ديناميكي أفضل للسرعة والعزم والتدفق.

الكلمات المفتاحية:

المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم ، نمذجة ، التحكم المتجه ، ضبابي ، تحكم تكميلي ضبابي.