

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE 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 : CE-04



DOMAINE : GENIE ELECTRIQUE

EFILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

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

Par : SAIDI Zoubeyda

THEME

**Commande Floue Adaptative appliqué à un moteur
Synchrone à aimant permanent**

Soutenu devant le jury compose de :

Dr.BELHAMDI Saad

Université De M'sila

Rapporteur

Mr.BENGUESMIA Hani

Université De M'sila

Président

Mr.OUAGUENI Fayssal

Université De M'sila

Examineur

Année universitaire : 2019/2020

Dédicaces

A mon père et à ma mère
Avec toute ma gratitude pour toutes ces Années
De sacrifices et encouragement.

A mes sœurs

A mon frère

A toute ma famille...

A mes amis et tous ceux qui me sont chers.

A tous ceux que j'aime Je dédie ce travail.



Remerciement

Avant toute chose, je remercie Dieu de m'avoir donnée la santé, la force, le courage et la patience de mener à bien ce modeste travail.

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

Je voudrais aussi à remercier le promoteur Mr. BELHAMDI, pour ses précieux conseils, idées et ses informations.

Je remercie les membres du jury qui m'ont fait l'honneur d'évaluer ma thèse.

Je remercie également les enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à ma formation.

Enfin, je remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont apportés une aide afin que ce travail soit accompli.

Sommaire

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

NOTAIONS ET ABREVIATIONS

INTRODUCTION GENERALE.....01

CHAPITRE I

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE SYNCHRONES A AIMANT PERMANENT

I.1. Introduction	P04
I.2. Description générale des MSAP	P04
• Le stator.....	P05
• Le rotor.....	P05
I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP	P06
I.4. Les avantages et les inconvénients de la MSAP.....	P07
• Les Avantages de la MSAP.....	P07
• Les inconvénients de la MSAP.....	P07
I.5. Les domaines d'application de la MSAP.....	P07
I.6. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	P07
I.6.1. Hypothèses simplificatrices.....	P08
I.6.2. Mise en équations de la machine synchrone dans le repère (a-b-c).....	P08
• Equations électriques.....	P08
• Equations magnétiques.....	P09
• Equation mécanique.....	P10
I.6.3. Transformation de Park.....	P11
I.6.4. Choix du référentiel.....	P12
I.6.5. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	P12
• Equation magnétiques.....	P12
• Equations électriques	P12
• Expression du couple électromagnétique	P13
I.7. Modélisation du convertisseur statique	P14
I.7.1. Définition de l'onduleur	P14
I.7.2. Types d'onduleurs utilisés	P16
I.7.3. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé	P16
I.7.4. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	P16
I.7.5. Différents types de commande des interrupteurs	P18
I.7.6. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle).....	P18
I.7.7. Principe de la commande par (MLI sinus-triangle)	P19
I.8. Résultats de simulation	P20
I.8.1. Alimentation par réseau.....	P20
I.8.2. Alimentation par un onduleur de tension	P23
I.9 Conclusion	P25

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

II.1. Introduction.....	P27
II.2. Principe de la commande vectorielle	P27
II.3. Commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension	P29
II.3.1. Description du système global.....	P29
II.3.2. Découplage	P30
II.3.2.1. Découplage par compensation	P31
II.3.3. Dimensionnement des régulateurs	P33
II.3.3.1. Régulation du courant i_d	P34
II.3.3.2. Régulation du courant i_q	P35
II.3.3.3. Régulation de la vitesse Ω	P35
II.4. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	P36
• Les avantages de la commande vectorielle	P36
• Les inconvénients de la commande vectorielle.....	P36
II.5. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	P36
II.6. Conclusion	P41

CHAPITRE III

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE APPLIQUEE A LA MACHINE SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

III.1. Introduction	P42
III.2. Définition de la logique floue	P42
III.3. Pourquoi utiliser la logique floue ?.....	P42
III.4. Les avantages et les inconvénients de la logique floue.....	P42
• Les avantages	P42
• Les inconvénients	P43
III.5. Domaine d'application	P43
III.6. La théorie de la logique floue	P43
III.6.1. Principe de la logique floue	P43
III.6.2. Eléments de base de la logique floue.....	P44
III.6.2.1. Définition d'un ensemble flou	P45
III.6.2.2. Les Variables Linguistique.....	P45
III.6.2.3. Univers du discours.....	P46
III.6.2.4. Fonction d'appartenance	P46
III.6.3. Caractéristique des ensembles floue	P47
III.6.4. les opérateurs floues	P49
III.6.5. Système Flou	P49
III.6.6. Constitution d'un système floue	P50

III.6.6.1. Base de règles	P51
III.6.6.2. Logique de prise de décision (inférence floue)	P51
III.6.6.3. Interface de fuzzification	P52
III.6.6.4. Interface de Défuzzification.....	P52
III.7. Régulateur à logique floue	P53
III.7.1. Conception d'un RLF	P53
III.8. Simulation et interprétation des résultats.....	P57
III.9. Conclusion	P61

CHAPITRE IV

APPLICATION DE LA COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE A LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT

IV.1. Introduction	P63
IV.2. Historique	P63
IV.3. Définition de la commande adaptative	P63
IV.4. Pourquoi la commande adaptative ?.....	P64
IV.5. Les tâches typiques de la commande adaptative	P65
IV.6. Principe de la commande adaptative.....	P65
IV.7. Domaines d'application de la commande adaptative.....	P66
IV.8. Commande adaptative directe et indirecte.....	P66
IV.8.1. Commande adaptative directe.....	P67
IV.8.2. Commande adaptative indirecte	P68
IV.9. Technique de la commande adaptative.....	P69
IV.9.1. Commande adaptative à gain programmé	P69
IV.9.2. Commande adaptative à modèle de référence(MRAC).....	P70
IV.9.3. Commande adaptative auto-ajustable	P70
IV.10. Les différents domaines de la commande adaptative.....	P71
IV.10.1. La commande floue adaptative	P71
IV.10.2. La commande adaptative neuronale	P71
IV.11. La loi de commande	P71
IV.12. Commande floue adaptative	P71
IV.12.1. Système de La commande floue adaptative	P72
IV.13. Simulation et interprétation des résultats	P73
IV.13.1. Interprétations des résultats.....	P77
IV.14. Etude Comparative entre les techniques de Commande Appliquée à la MSAP.....	P78
IV.14.1. Interprétations des résultats.....	P79
IV.15. Conclusion	P80
Conclusion générale et perspectives	P81

Annexe

Bibliographies

Résumé

Liste Des Figures

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE SYNCHRONES A AIMANT PERMANENT

Figure I.1 : Structure de la machine synchrone à aimant permanent.....	P04
Figure I.2 : stator et rotor de la machine à aimant permanent.....	P05
Figure I.3 : Différents types de rotors d'une MSAP.....	P06
Figure I.4 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	P06
Figure I.5 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	P08
Figure I.6 : Les différents couples qui agissent sur le rotor.....	P10
Figure I.7 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).....	P11
Figure I.8 : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).....	P15
Figure I.9 : structure de l'alimentation de la MSAP.....	P15
Figure I.10 : Schéma de l'onduleur de tension.....	P16
Figure I.11 : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	P17
Figure I.12 : Génération d'une <i>MLI</i> naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2 kHz (b).....	P20
Figure I.13 : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.....	P21
Figure I.14 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé à vide.....	P22
Figure I.15 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé avec charge.....	P22
Figure I.16 : Schéma de simulation de l'association onduleur-MSAP.....	P23
Figure I.17 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension à vide.....	P24
Figure I.18 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension avec charge.....	P25

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE APPLIQUEE A LA MACHINE SYNCHRONES A AIMANT PERMANENT

Figure II.1 : Ensemble Commande-Onduleur-Machine.....	P27
Figure II.2 : Passage de système triphasé au système biphasé.....	P28
Figure II.3 : Commande par orientation du champ de la MSPA (I_{ds} nul).....	P29
Figure II.4 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP.....	P30
Figure II.5 : Description des couplages.....	P31
Figure II.6 : Schéma bloc de la compensation.....	P31
Figure II.7 : Découplage par compensation.....	P32
Figure II.8 : Commande découplée.....	P32
Figure II.9 : Régulateur PI.....	P33
Figure II.10 : Boucle de régulation du courant I_d	P34
Figure II.11 : Boucle de régulation du courant i_q	P35
Figure II.12 : Boucle de régulation de la vitesse.....	P35

Figure II.13 : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur PI.....	P37
Figure II.14 : Résultat de simulation lors d'un démarrage en charge pour une consigne de 200 rad/s	P38
Figure II.15 : résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 200 rad/s a 100 rad/s.....	P39
Figure II.16 : résultats de simulation de la robustesse.....	P40

CHAPITRE III : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE APPLIQUEE A LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT

Figure III.1 : Niveaux d'appartenance en logique booléenne.....	P44
Figure III.2 : Niveaux d'appartenance en logique floue.....	P44
Figure III.3 : Variable linguistique.....	P45
Figure III.4 : Différentes formes de la fonction d'appartenance.....	P47
Figure III.5 : Caractéristiques d'un ensemble flou.....	P48
Figure III.6 : Exemple d'opérations sur des ensembles flous.....	P49
Figure III.7 : Traitement flou.....	P50
Figure III.8 : Schéma général d'un système floue.....	P50
Figure III.9 : Régulateur floue.....	P53
Figure III.10 : Le système de contrôleur flou	p54
Figure III.11 : fonction d'appartenance pour l'entrée « der ».....	P55
Figure III.12 : fonction d'appartenance pour l'entrée « er ».....	P55
Figure III.13 : Éditeur de fonction d'appartenance pour la sortie « dTe ».....	P56
Figure III.14 : le schéma bloc de la simulation de la commande floue applique à la MSAP.....	P57
Figure III.15 : Schéma bloc d'un régulateur flou de vitesse.....	P58
Figure III.16 : résultats de simulation de la MSAP en charge à $t=0.8$ s et vitesse de référence 200 rad/s.....	P58
Figure III.17 : résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 200 rad/s a 100 rad/s.....	P59
Figure III.18 : résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 200 rad/s a 150 rad/s.....	P60

CHAPITRE IV : APPLICATION DE LA COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE A LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT

Figure IV.1 : Schéma bloc d'une commande adaptative.....	P64
Figure IV.2 : Principe des systèmes de commande adaptative.....	P66
Figure IV.3 : la commande adaptative directe.....	P68
Figure IV.4 : La commande adaptative indirecte.....	P69

Figure IV.5 : schéma d'une commande adaptative à gain programmé.....	P69
Figure IV.6 : commande adaptative à modèle de référence.....	P70
Figure IV.7 : Commande floue adaptative directe.....	P72
Figure IV.8 : Commande floue adaptative indirecte.....	P73
Figure IV.9 : le schéma bloc de la simulation de la commande floue adaptative applique à la MSAP.....	P74
Figure IV.10 : résultats de simulation de la MSAP en charge à $t=0.8$ s et vitesse de référence 200 rad/s.....	P75
Figure IV.11 : résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 200 rad/s a 100 rad/s.....	P76
Figure IV.12 : résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 200 rad/s a 150 rad/s.....	P76
Figure IV.13 : résultats de simulation de la couple de la MSAP en charge à $t=1$ s et vitesse de référence 100 rad/s.....	P78
Figure IV.14 : résultats de simulation de la vitesse de la MSAP en charge à $t=1$ s et vitesse de référence 100 rad/s.....	P79

Liste Des Tableaux

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE III :COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE APPLIQUEE A LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT.

Tableau III.1 : symbole de cinq intervalles flous	P54
Tableau III.2 : table de règles d'inférences.....	P56

Notations Et Abréviations

Notations et Abréviations

Acronymes	
MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent.
MCC	Moteur à Courant Continu.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
FOC	Field Oriented Control.
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
F.M.M	Force magnétomotrice.
MRAC	Commande Adaptative Avec Modèle de Référence.
CV	Commande Vectorielle.

Symboles	
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_{ao}, u_{bo} et u_{co}	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.

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [BOU 14].

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].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine [BEN 05].

Il existe de nombreux principes de commande des machines synchrones aimants permanents (MSAP) parmi lesquelles la méthode du flux orienté (ou pilotage vectoriel). La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique de couple peut être

très rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique, les machines-outils, la traction électrique [BER 18].

Les régulateurs conventionnels type PI et retour d'états largement utilisés. Ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques. Pour pallier ces dégradations, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est plus que nécessaire. Un certain nombre de ces commandes ont été déjà appliquées à la machine synchrone à aimants permanents telles que la commande floue, la commande adaptative et les réseaux de neurones. Aujourd'hui, de nouvelles techniques de commande plus compétitives, plus aptes à surmonter les non linéarités des systèmes et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse sont proposées à la recherche. En particulier, la logique floue (Fuzzy logic) constitue une autre alternative intéressant [CHO 11].

Face aux limitations des régulateurs conventionnels, le contrôle adaptatif a pour but d'améliorer les performances combinées à la logique floue, il donne de meilleures performances face aux variations paramétriques et perturbations telles que l'application de charges et changement de consignes. En contre partie, il demande un calcul relativement plus complexe [FER 16].

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier, 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 et régulateurs flous et régulateurs adaptative flous).

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.
- Le troisième chapitre fera l'objet de la présentation de la théorie de la logique floue. 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.

○ Dans le quatrième chapitre, on présente la première partie la commande adaptative floue avec ses différentes structures directe et indirecte, ces deux types de commandes seront utilisés pour commander une classe des systèmes non linéaires incertains et l'analyse de la stabilité par la synthèse de Lyapunov. Et dans la deuxième partie Pour voir d'autres performances de la machine synchrone à aimant permanent, on l'application de la commande adaptative floue à la MSAP. Après avoir abordé le principe de la stabilité basé sur la fonction de Lyapunov, modélisant et simulant le système, les performances de ce type de commande sont présentées et commentées.

Dans la phase finale, nous avons présenté une étude comparative entre les différents régulateurs (PI, Régulateur flou type-1 et PI floue adaptative).

CHAPITRE I

*Modélisation et
simulation de la
machine synchrone à
aimant permanent*

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT

I.1. Introduction :

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [BEN 09].

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart D'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant la présence du système balais collecteur à toujours été un grand inconvénient du moteur ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient [BOU 14].

Parmi les machines à courant alternatif utilisés dans les entraînements, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) qui présente un certain nombre d'avantages, à savoir les pertes au rotor nulle, une grande capacité de surcharge et surtout à cause de son couple massique élevé comparé aux machines asynchrone et synchrone à rotor bobiné . Cet avantage lui donne la supériorité aux autres types de machines [CHO 11].

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 l'ocalisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.



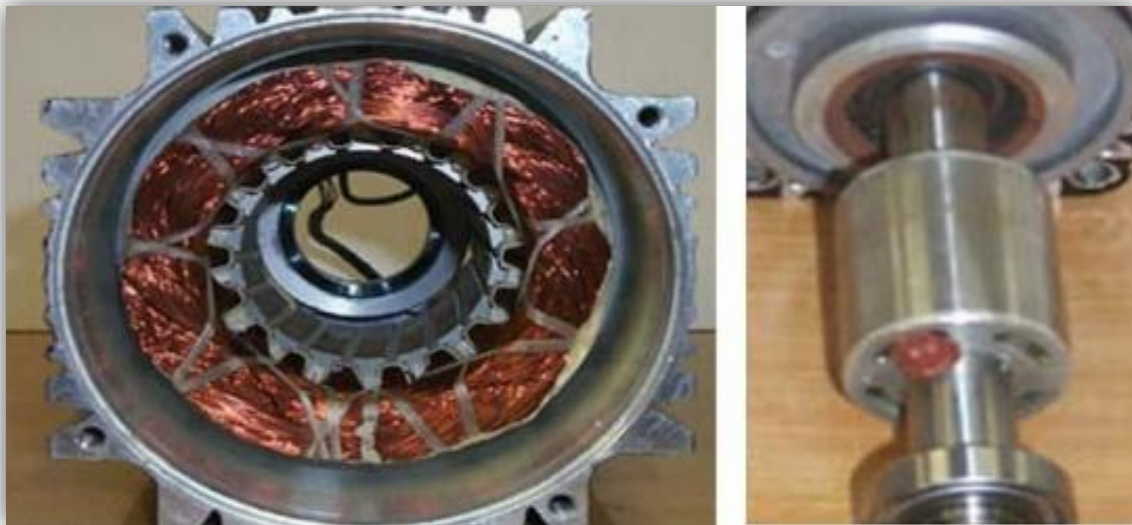
Figure (I.1) : Structure de la machine synchrone à aimant permanent.

- **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 [MAH12].

- **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 [AID13].



Stator

rotor

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 [BOU 14].

La figure (I.3) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- 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.
- 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.

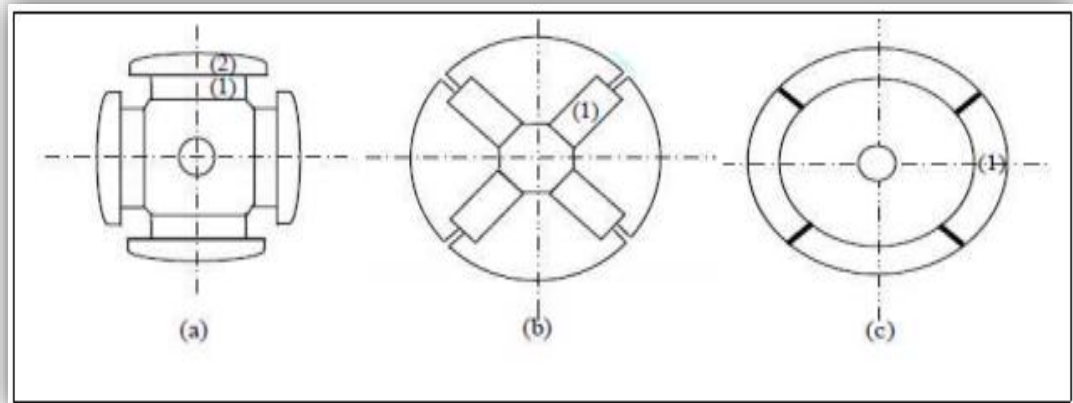


Figure (I.3) : Différents types de rotors d'une MSAP.

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

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 [BOU 14].

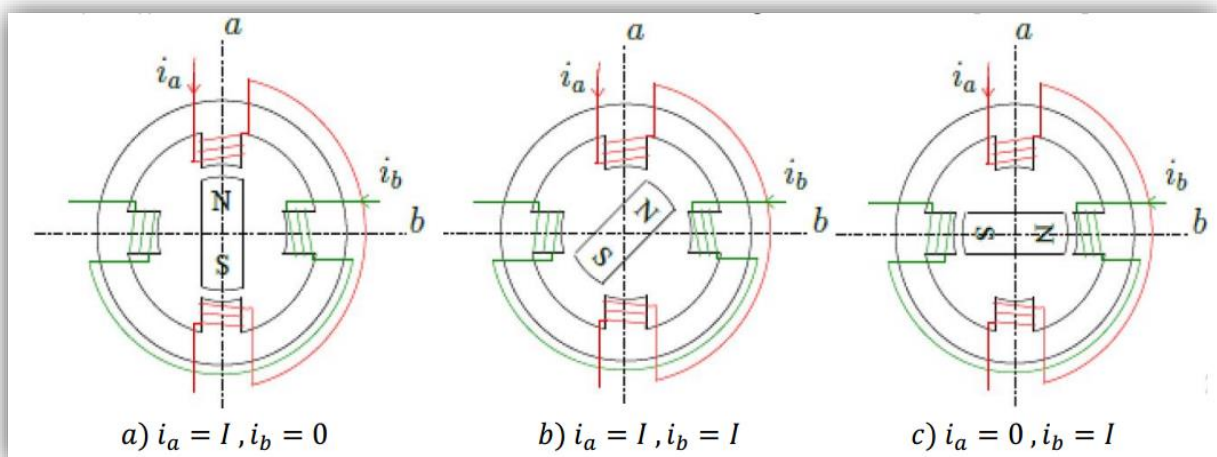


Figure (I.4) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

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

La machine synchrone a beaucoup d'avantages par rapport aux autres types de machine à courant continue, synchrone à excitation électrique et asynchrone [CHO 11].

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.

• Les inconvénients de la MSAP :

Parmi les inconvénients de la MSAP on cite [SAE 11]:

- 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 modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande et sa simulation dans les différents régimes de fonctionnements [BOU 14].

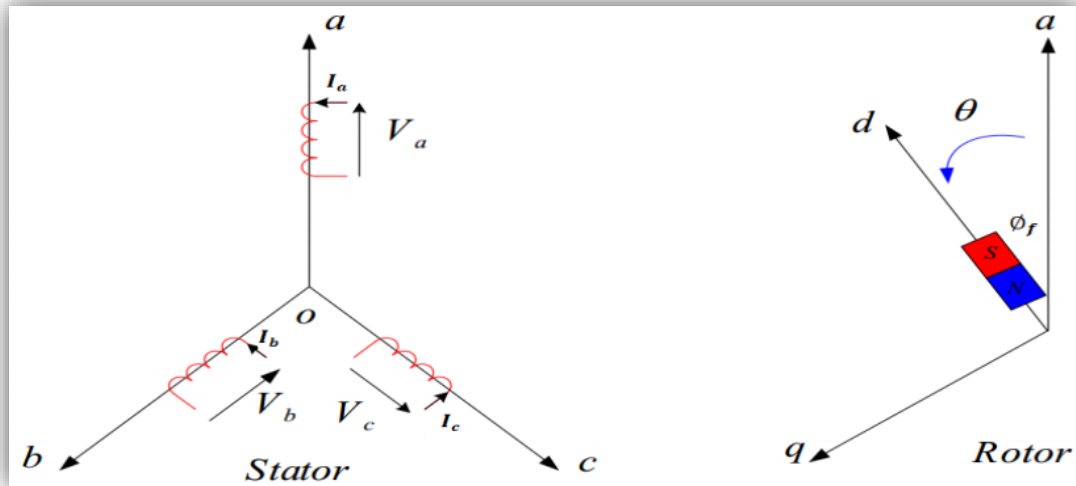
I.6.1. Hypothèses simplificatrices :

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit aux hypothèses simplificatrices données dans la majorité des références [BER 19] :

- On néglige la saturation du circuit magnétique.
- La distribution de la F.M.M créée par les enroulements au stator est sinusoïdale.
- Le système de tension est équilibré.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.

I.6.2. 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.

• Equations électriques :

Au stator :

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

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

$$\begin{cases} V_{as} = R_{s1} \cdot I_s + \frac{d}{dt} \phi_a \\ V_{bs} = R_{s1} \cdot I_s + \frac{d}{dt} \phi_b \\ V_{cs} = R_{s1} \cdot I_s + \frac{d}{dt} \phi_c \end{cases} \quad (I.2)$$

En définissant les vecteurs suivants :

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

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

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$: vecteur flux statorique.

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

Au rotor :

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\phi_f] \quad (I.3)$$

Tel que :

$$[V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}; \quad [I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

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

• Equation magnétiques :

Flux statorique :

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

Avec :

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

Ou' :

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

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

Avec :

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

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

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

Flux rotorique :

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

Avec :

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

On développe les équations sous formes :

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

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

• **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 :

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

$$\rightarrow C_f = f \Omega$$

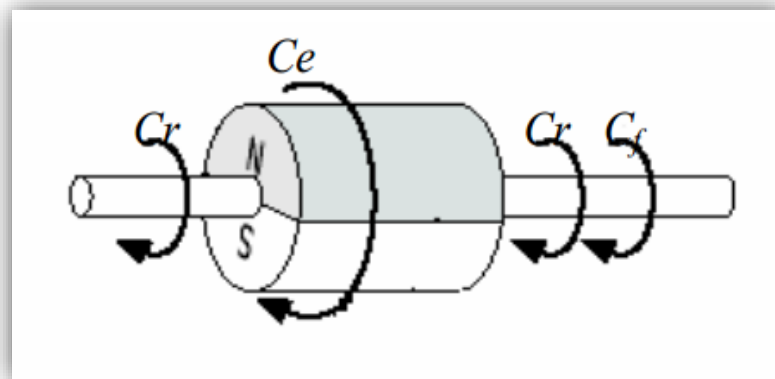


Figure (I.6) : Les différents couples qui agissent sur le rotor.

- $\Omega = \omega_r / p$: 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 .

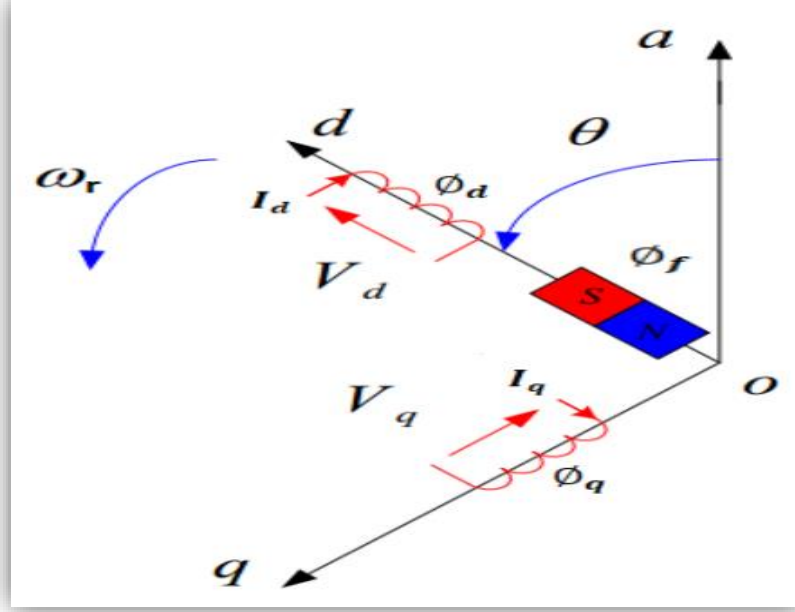


Figure (I.7) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).

○ *Passage direct : triphasé au biphasé*

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

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

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

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

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

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

○ **Passage inverse : biphase au triphasé :**

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

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

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) :

- Référentiel lié au stator :

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, la vitesse du repère de PARK est : $\omega\theta = 0$

- Référentiel lié au rotor :

Dans cette référence, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r : $\omega\theta = \omega_r$

- 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 : $\omega\theta = \omega$

ω : 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 :

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

Sur l'axe q :

$$\Phi_q = L_q I_q \quad (I.18)$$

• **Equations électrique :**

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

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

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

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

Sur l'axe d :

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

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

Sur l'axe q :

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

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

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

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

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

○ **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:

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

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 :

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

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

$\frac{3}{2} \left(\frac{d\phi_d}{dt} I_d + \frac{d\phi_q}{dt} I_q \right)$: 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 :

$$p_e = C_{em} w_r \quad (I.32)$$

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 :

$$[\dot{X}] = [A] [X] + [B] [U]$$

Avec :

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

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

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

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

I.7. Modélisation du convertisseur statique :

I.7.1. Définition de l'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours...etc. Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants.

D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [BOU 14].

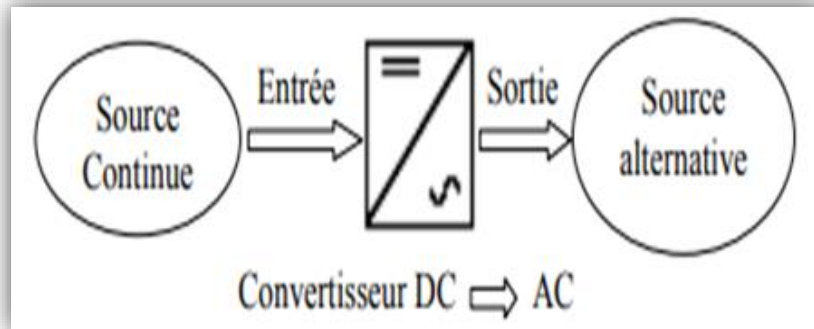


Figure (I.8) : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).

La figure (I.9) montre la structure de l'alimentation de la machine synchrone à aimant permanent.

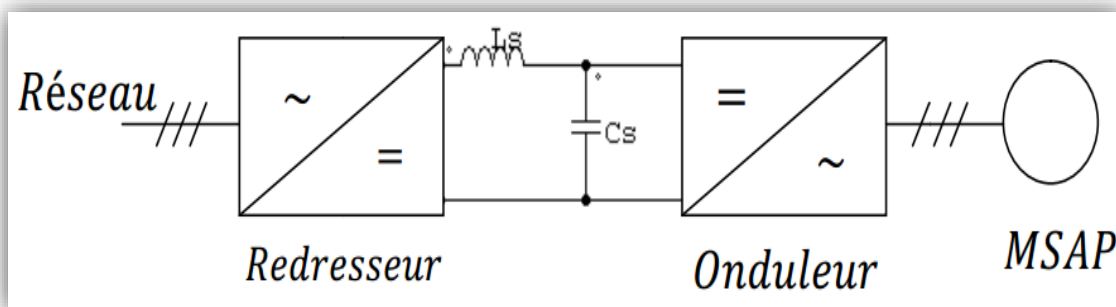


Figure (I.9) : structure de l'alimentation de la MSAP.

On remarque que la chaîne d'alimentation est constituée de plusieurs convertisseurs électroniques [BEN 15].

- Source électrique à courant alternatif :

La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau triphasé électrique.

- Redresseur :

Il permet de transformer une tension alternative en tension continue

- Filtrage :

Élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur.

Ce filtre, élimine l'anomalie entre la sortie du redresseur et l'entrée de l'onduleur.

- Onduleur :

Il permet de transformer une tension continue en une tension alternative d'amplitude et de fréquence variables.

I.7.2. Types d'onduleurs utilisés :

On distingue plusieurs types d'onduleurs

- a) Selon la source :
 - Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue.
 - Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu.
- b) Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.).
- c) Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.)[BER 18].

I.7.3. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé :

La figure (I.10) représente le schéma de principe d'un d'onduleur, qui est composé de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération, Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions.

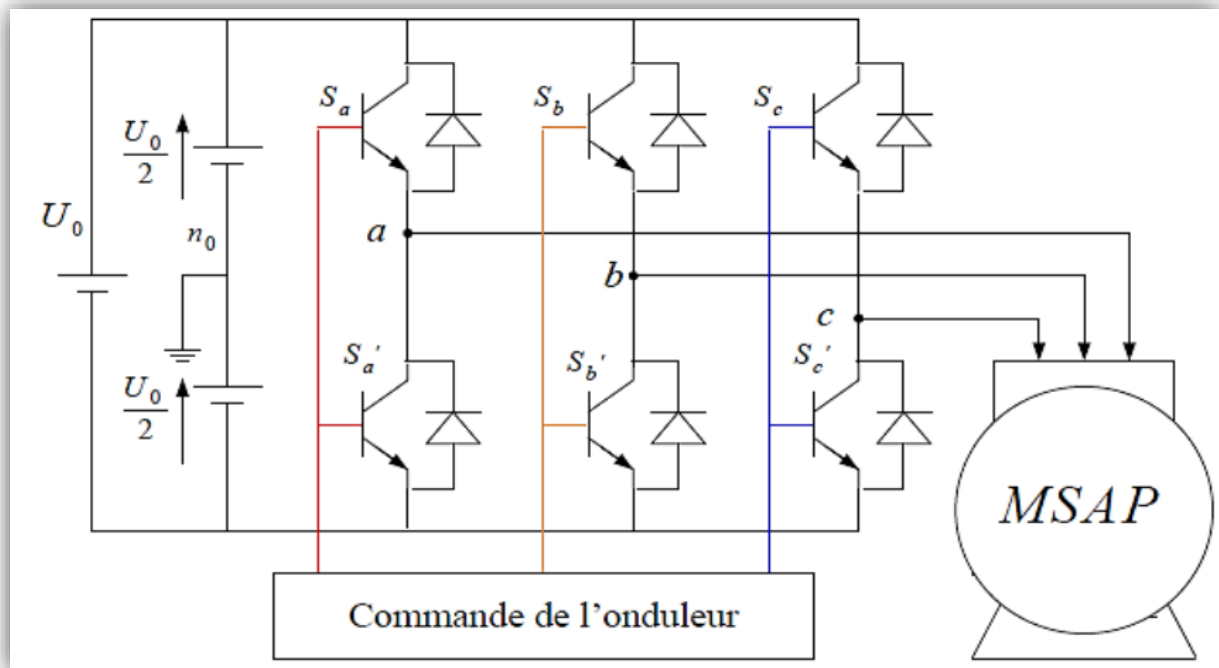


Figure (I.10) : Schéma de l'onduleur de tension.

I.7.4. 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 $\frac{U_0}{2}$ 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 :

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

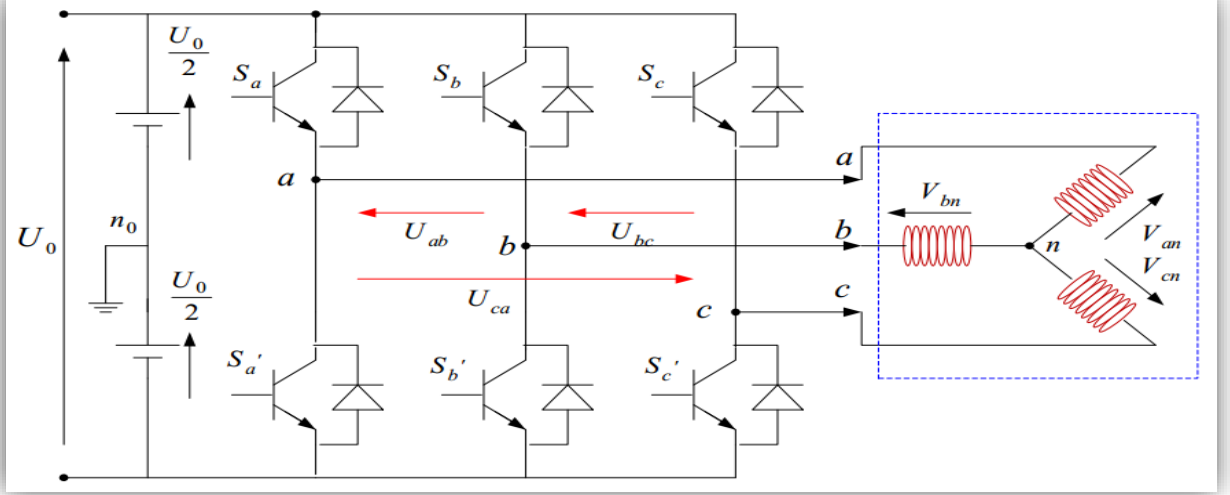


Figure (I.11) : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [BOU 14] [ANN 09] :

- 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_{bc} , 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 :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (1.39)$$

En remplaçant (1.39) dans (1.28), on aboutit à :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (I.40)$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.41)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_o \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

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

I.7.5. 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 [BEL 17]. Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.
- 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.7.6. 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.7.7. 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 crêteaux 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 [BEL 17].

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 [MAH12].

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.

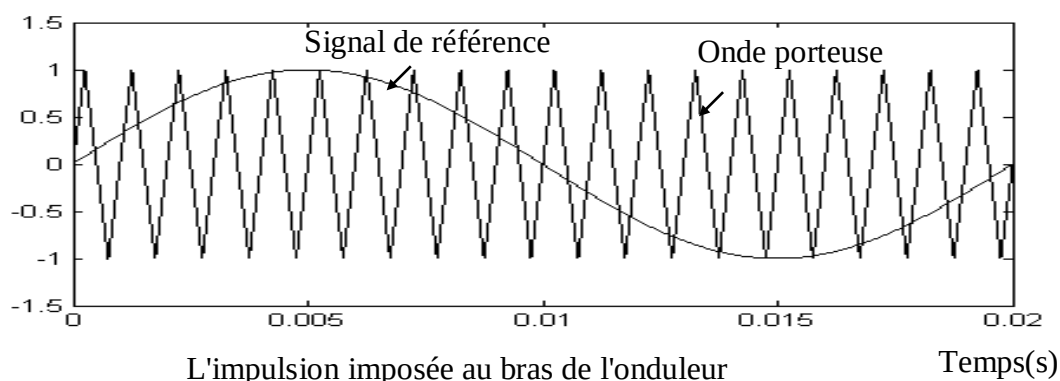
U_p : la tension de porteuse.

$S(t)$: est le signal MLI résultant.

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

$$f_{\text{porteuse}} > 20. f_{\text{référence}} \quad (\text{I.43})$$

Les 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.12.a) et 2 kHz (figure I.12.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.



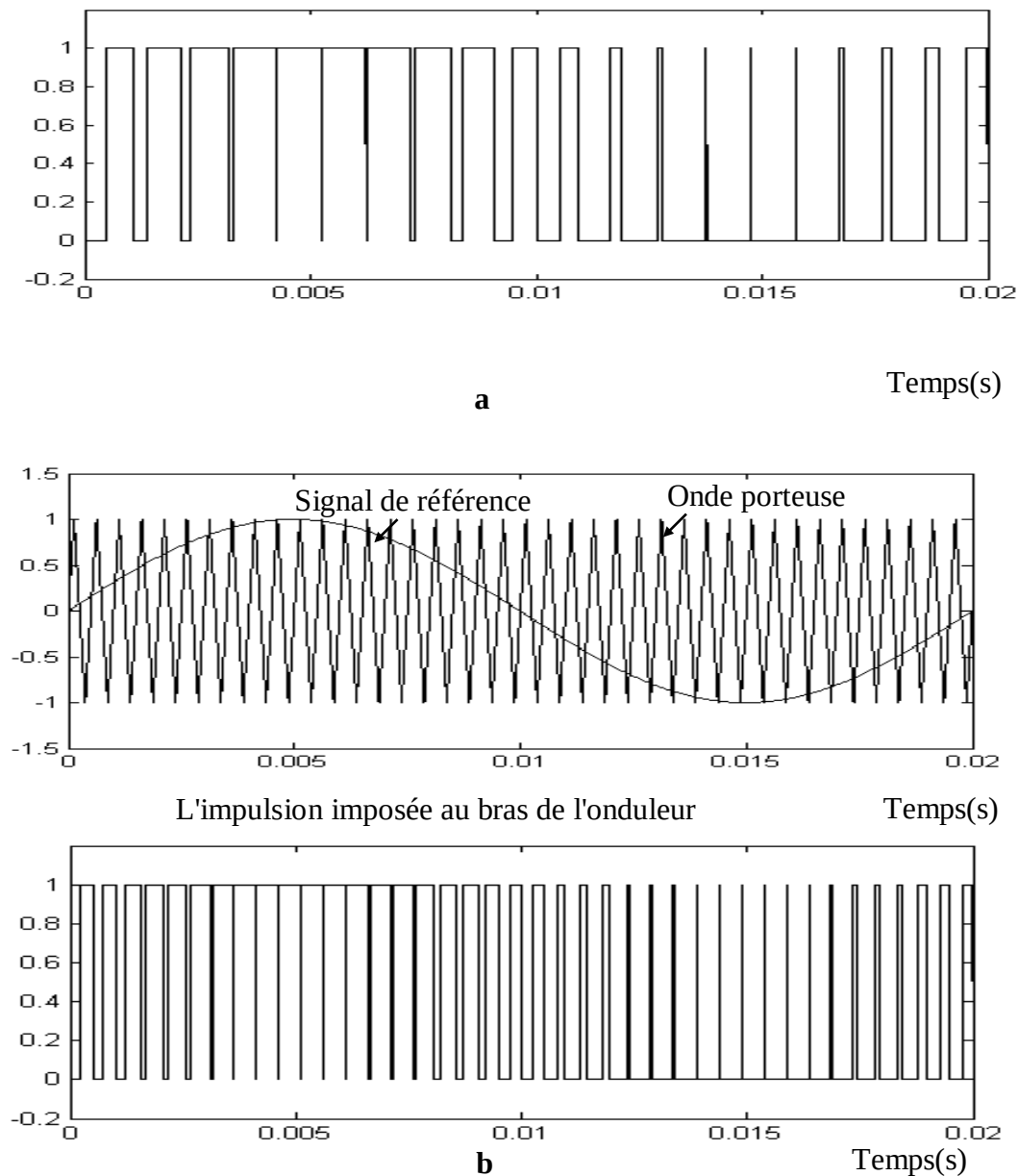


Figure (1.12) : Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz (b).

I.8. Résultats de simulation :

I.8.1. Alimentation par un réseau :

○ Schéma de bloc du modèle de la MSAP Sans onduleur :

La figure (I.13) montre le schéma bloc de la simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé, les paramètres de la machine utilisée sont données en l'annexe, on va simuler le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents en deux étapes. Dans une première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension efficace $V=220$ v et de fréquence 50 HZ et la deuxième étape on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.8$ s.

on va relever le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique, les courant direct et en quadratique i_{ds} et i_{qs} .

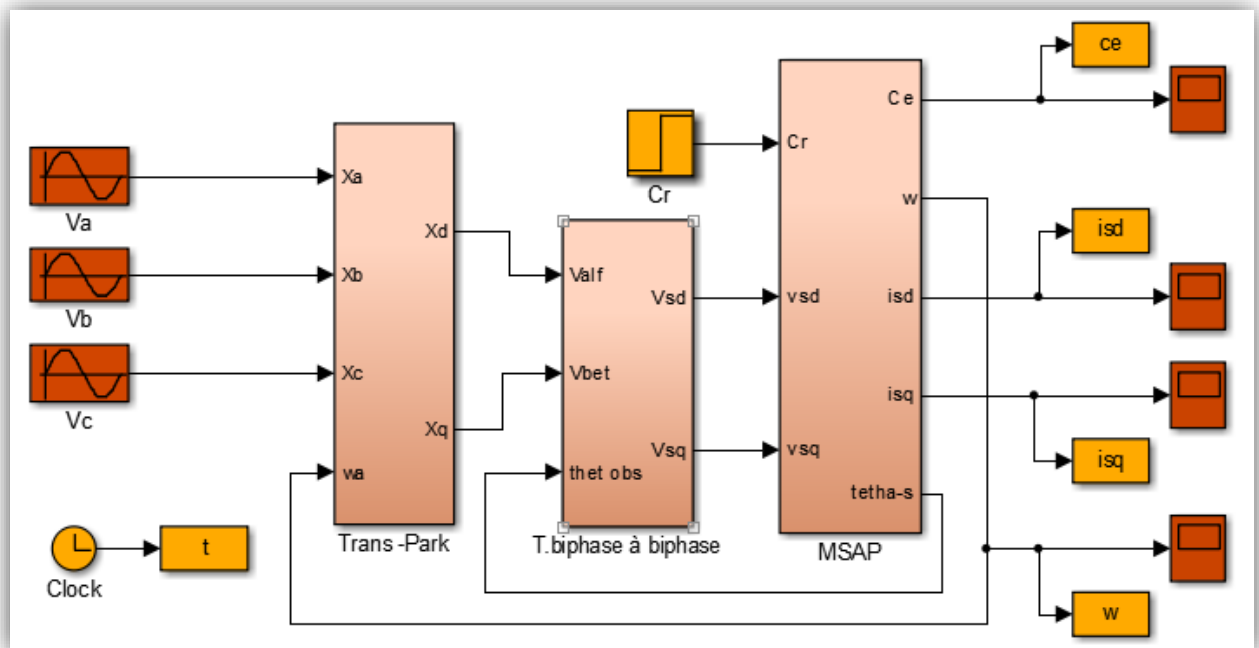
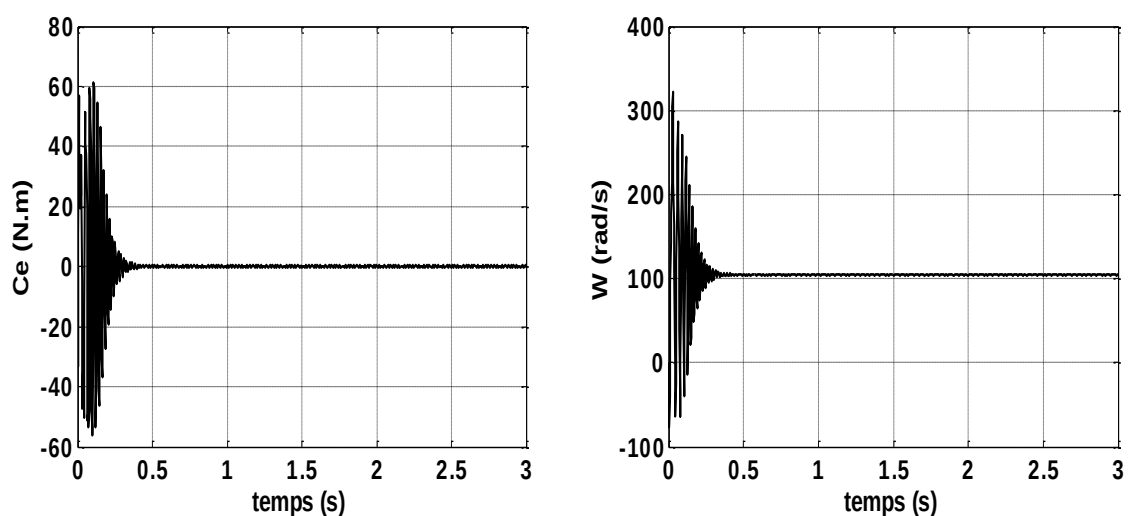


Figure (I.13) : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.

Résultats de simulation de la MSAP :

A vide : En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimentée directement par le réseau 220V, avec une augmentation lente de la fréquence à 50 Hz, et sans application du couple de charge.



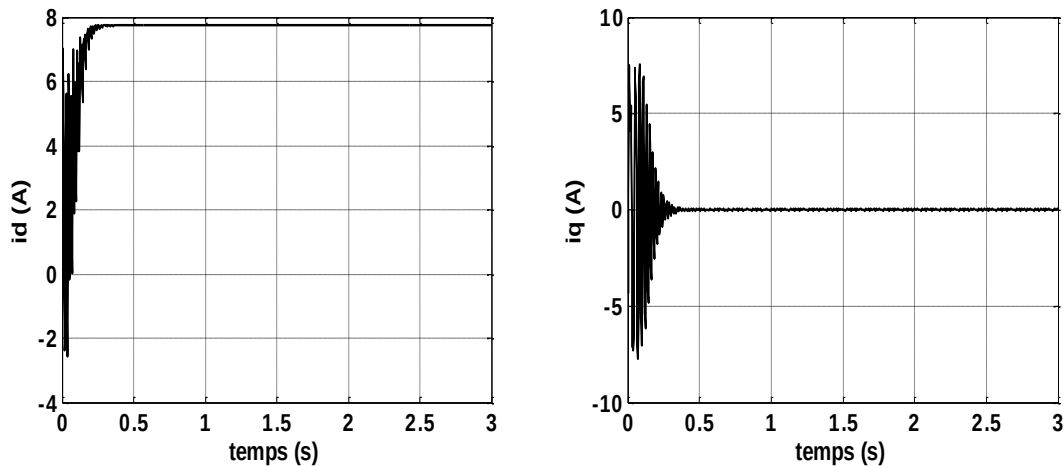


Figure (I.14) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé à vide.

En charge : En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimentée directement par le réseau 220V, avec une augmentation lente de la fréquence à 50 Hz, avec l'application du couple de charge.

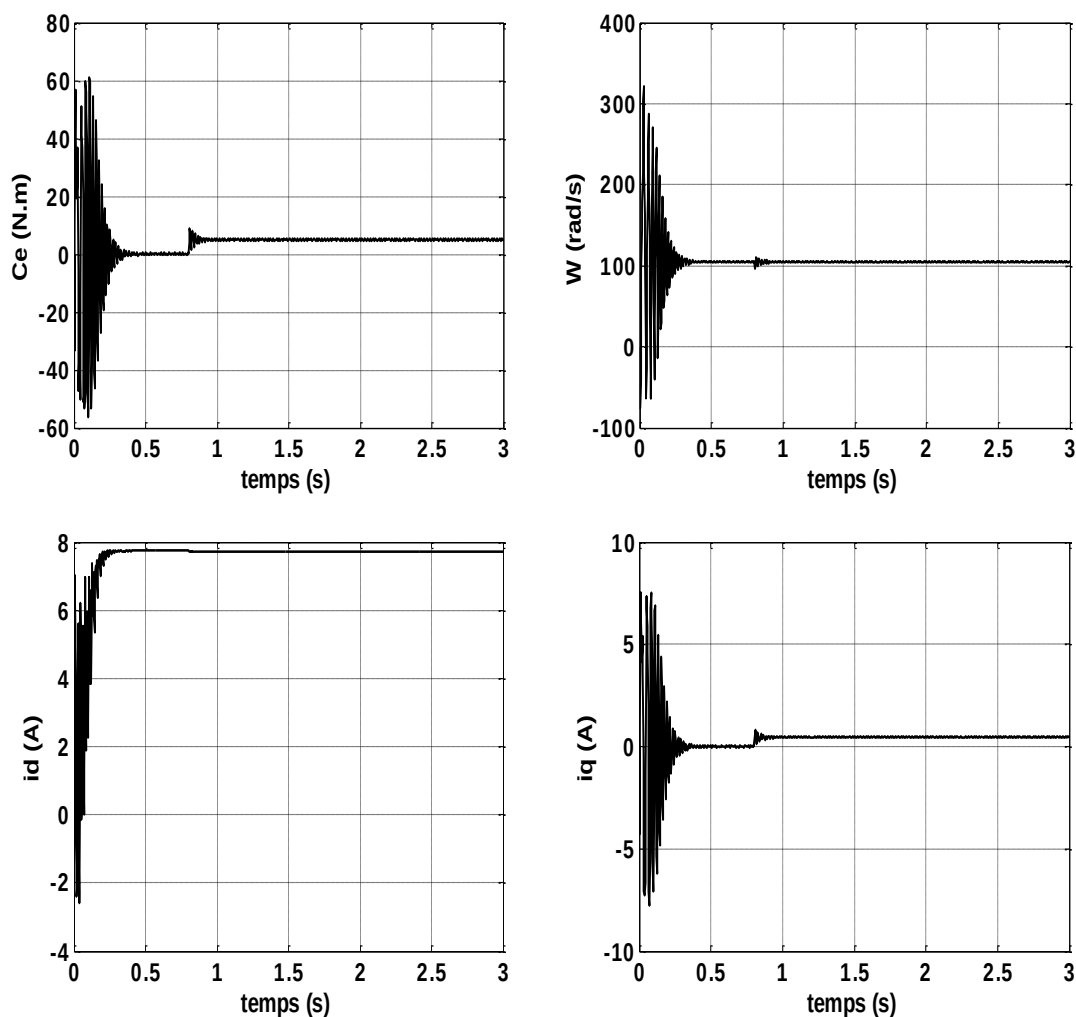


Figure (I.15) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé avec charge.

Interprétation des résultats :

Après simulation, L'examen des courbes montre :

- l'allure de la courbe du couple électromagnétique présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilise au voisinage de zéro puisque il n'y a pas de charge (la machine est à vide) et les frottements sont négligés.
- Pendant le régime transitoire, on remarque que la vitesse prend des pics très importants au début puis se stabilise à la vitesse de synchronisme ; ces pics sont dus à l'absence d'enroulements d'amortissements pour la stabilisation de la vitesse au point de synchronisme.
- au démarrage, les courants direct et en quadrature i_d et i_q sont caractérisés par des pics très importants qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales. Ces pics s'expliquent par une faible f.c.é.m. qui est due à une faible vitesse de démarrage.
- D'après l'application d'un échelon du couple résistant ($C_r = 5 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 0.8\text{s}$)

Comme le montre la figure (I.15), qui représente les Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé avec charge, on va remarque que la vitesse prend des pics plus importants que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge suivi d'une augmentation du couple électromagnétique à une valeur compensant la charge appliquée. Suivi d'un appel supplémentaire du courant illustré par une augmentation des courants i_q et diminution de i_d .

I.8.2. Alimentation par un onduleur de tension :

- **Schéma de bloc du modèle de la MSAP Avec onduleur :**

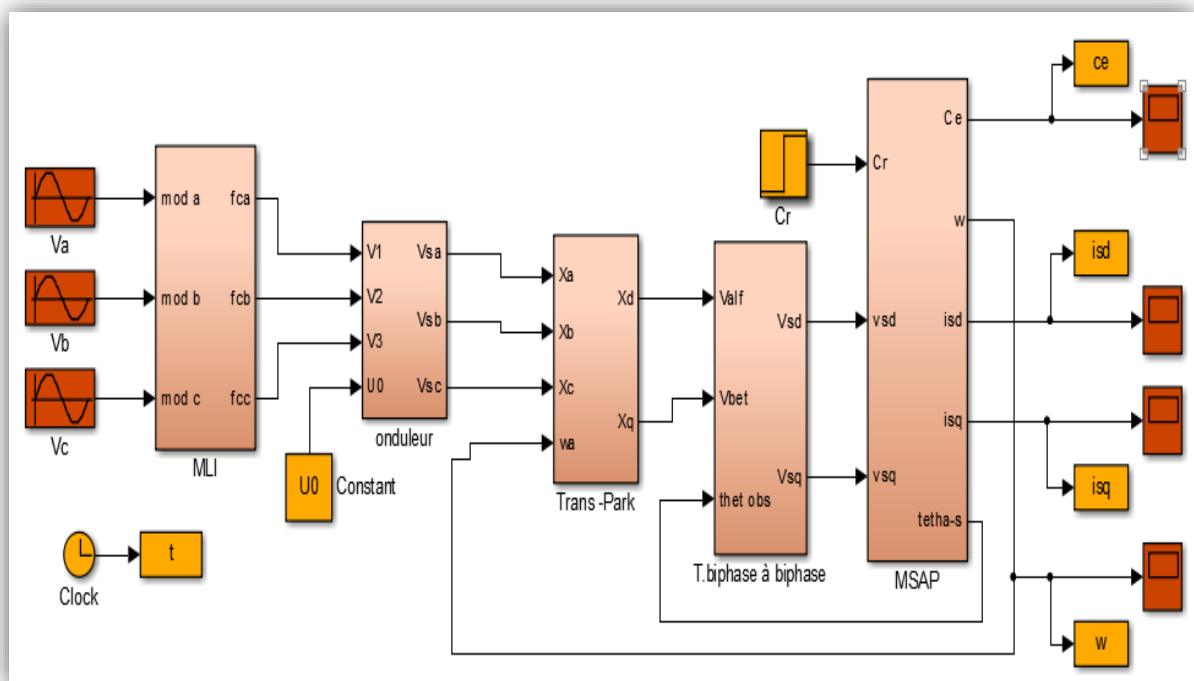


Figure (I.16) : Schéma de simulation de l'association onduleur-MSAP.

○ **Résultats de simulation de la MSAP :**

En pratique le moteur synchrone à aimant permanents est toujours associé, lors de son fonctionnement, à un convertisseur statique. Dans ce cas, les excès d'oscillations dans les caractéristiques de couple et de courant ne sont pas observés.

Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de la machine.

A vide : La figure (I.17) illustre le schéma bloc de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220$ V et de fréquence 50 Hz. En deuxième étape on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.8$ s.

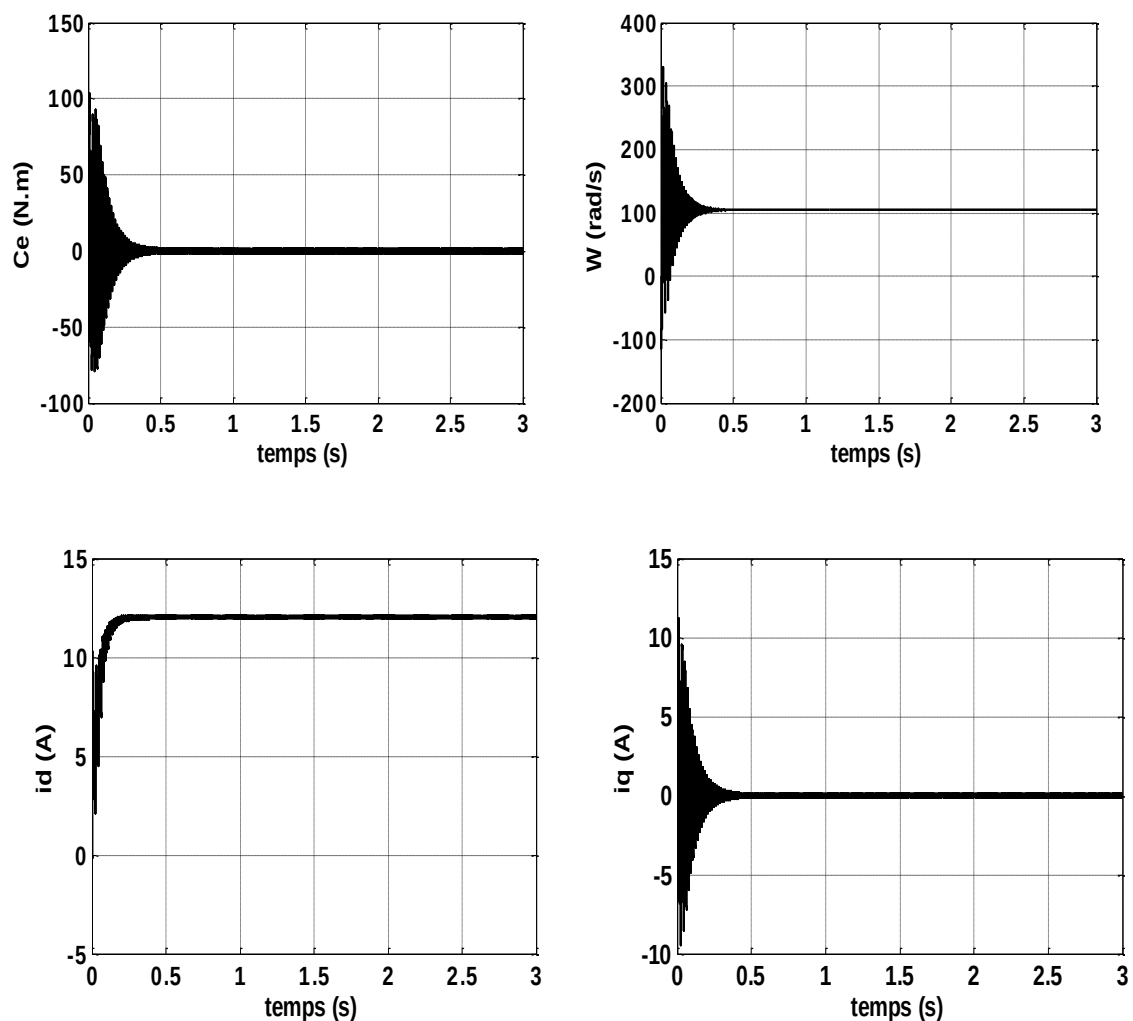


Figure (I.17) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension à vide.

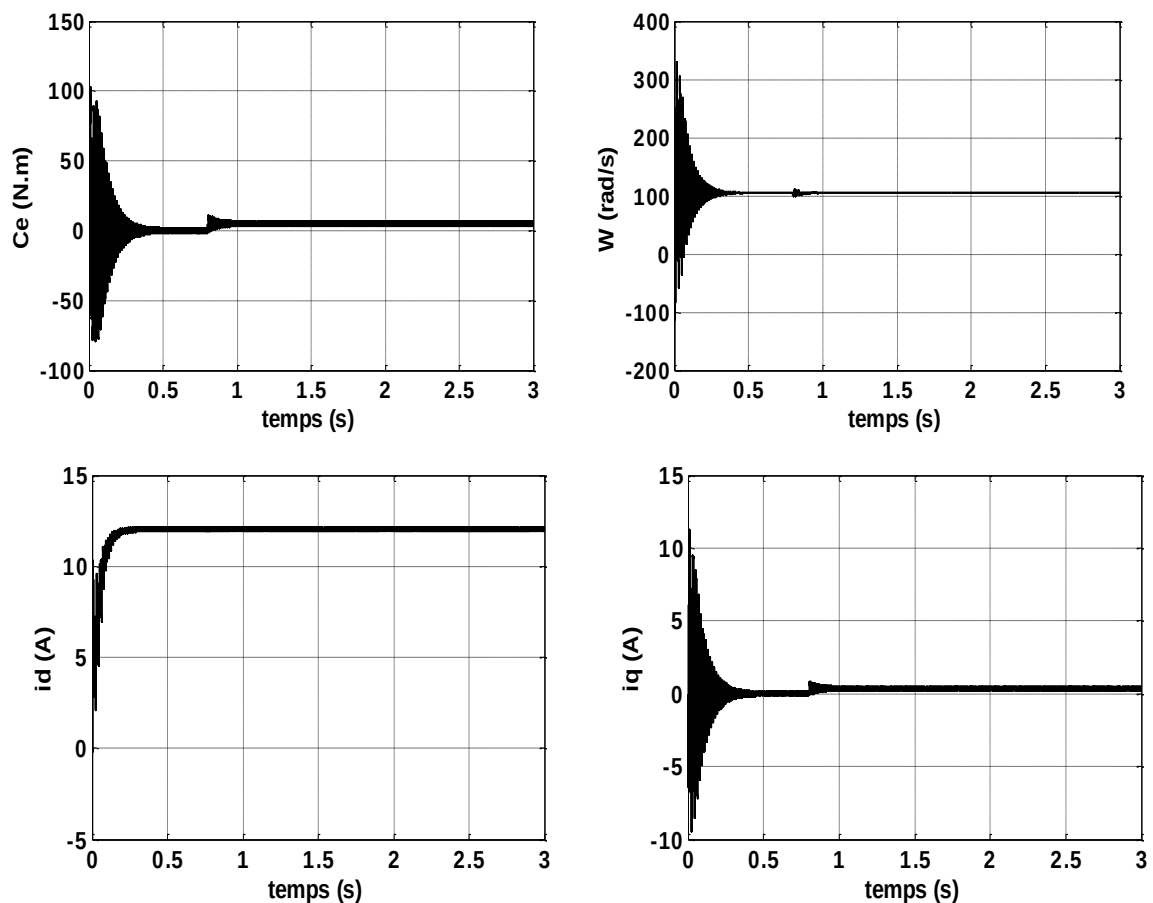
En charge :

Figure (I.18) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension avec charge.

○ **Interprétation des résultats :**

Lors de la comparaison des résultats obtenus de la MSAP alimentée par un onduleur et obtenu de l'absence de l'onduleur. On note que les résultats sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations sur la vitesse, le couple et les courants statoriques. La commande par MLI permet de varier la fréquence des tensions d'alimentation afin de varier la vitesse de rotation du MSAP mais présente des ondulations du couple et de la vitesse.

I.9. Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation, on va basé sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéarité le système et faciliter l'étude, et aussi on a présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : MLI sinus-triangle. Et en dernière partir, on a simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commande par MLI sinus-triangle.

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 bons surtout au démarrage . Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II

Commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents

COMMANDE VECTORIELLE APPLIQUEE A LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT

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), associe 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.

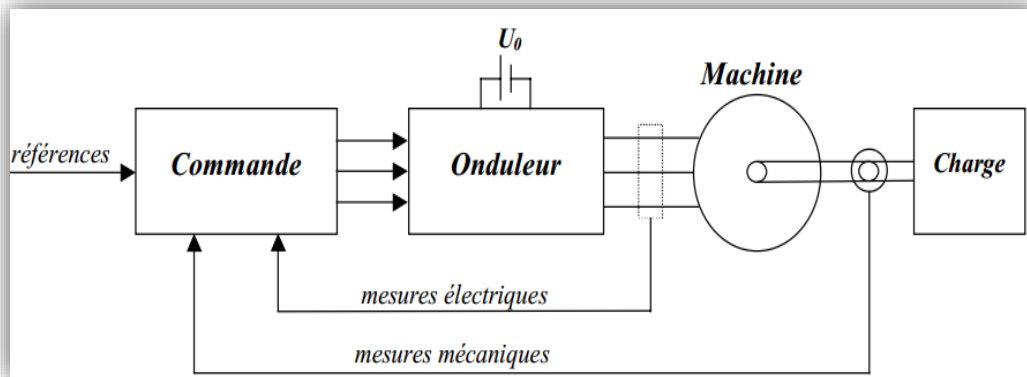


Figure (II.1) : Ensemble Commande-Onduleur-Machine.

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. 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 :

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

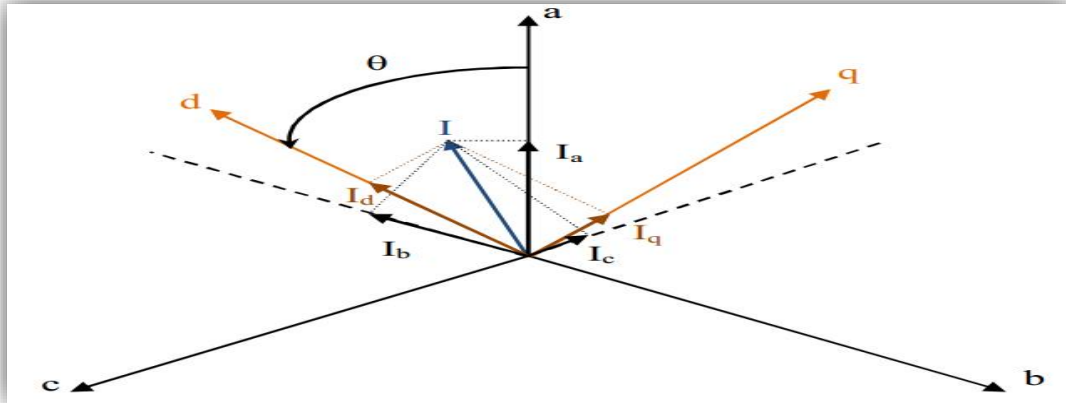


Figure (II.2) : Passage de système triphasé au système biphasé.

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 :

$$\Phi_d = \Phi_f \quad (II.2)$$

L'expression du couple devient :

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

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

Donc :

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

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2}p \Phi_f \quad (II.5)$$

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].

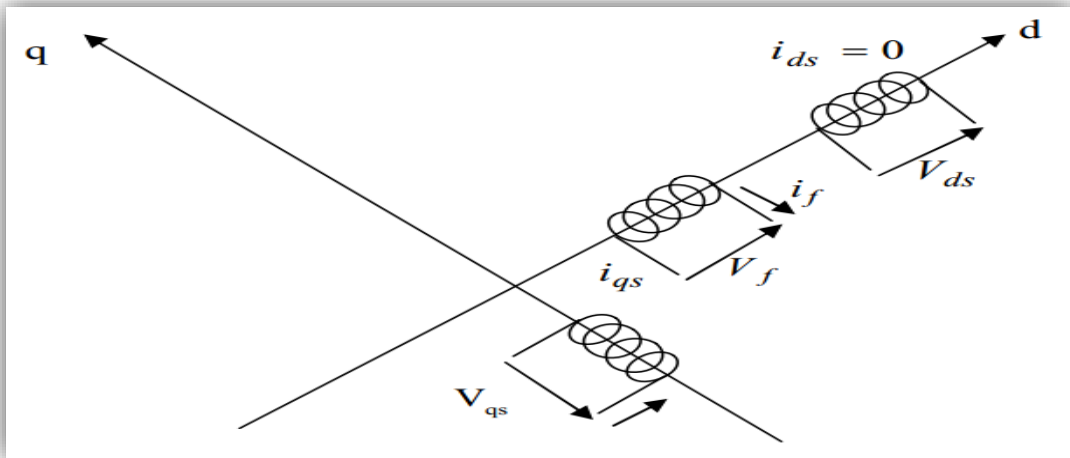


Figure (II.3): Commande par orientation du champ de la MSAP (I_{ds} nul).

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 : I_f et I_{qs} produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

Dans ce cas Le modèle de la machine dans le repère de Park est devienne :

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

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 permet de générer le courant de référence i_{qref} qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenu à zéro. Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les

tensions de référence, V_{dref} V_{qref} et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

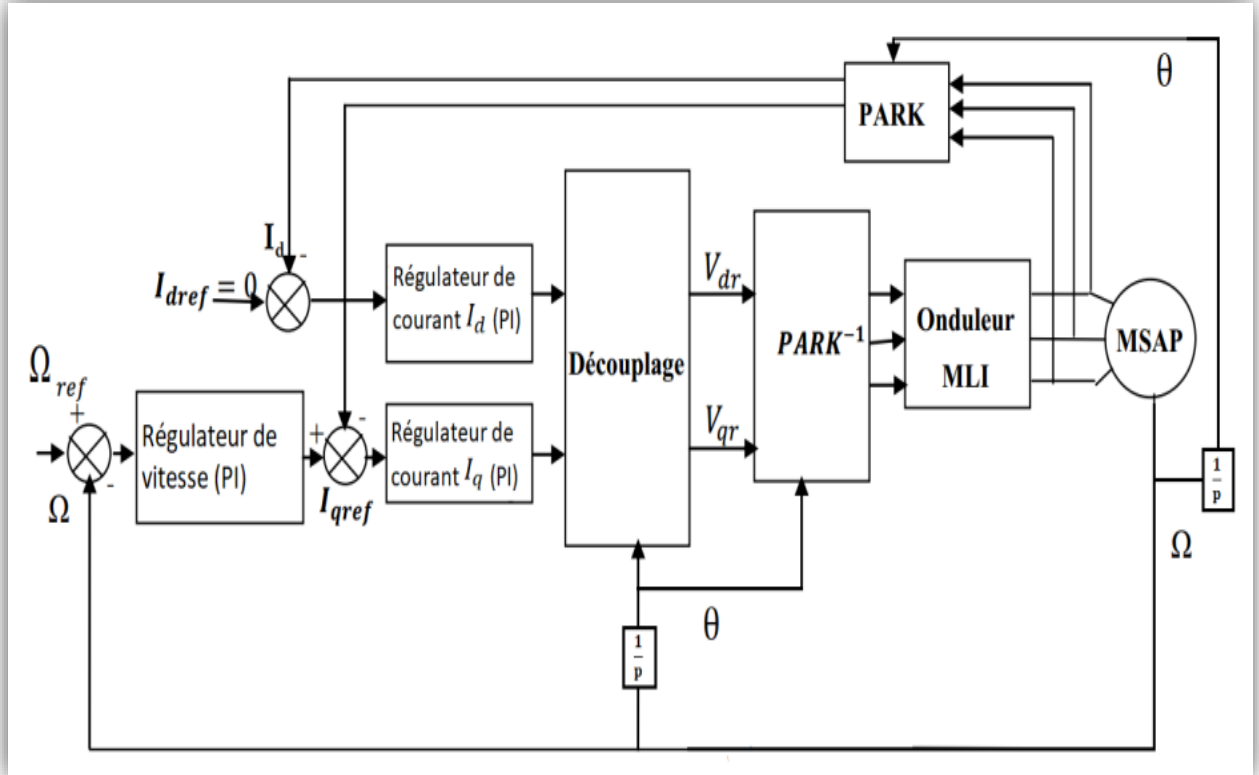


Figure (II.4) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP.

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 $L_q \omega I_q$, $L_d \omega I_d$.

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega L_q I_q \quad (II.7)$$

$$V_{qs} = (R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q) + \omega (L_d I_d + \Phi_f) \quad (II.8)$$

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.

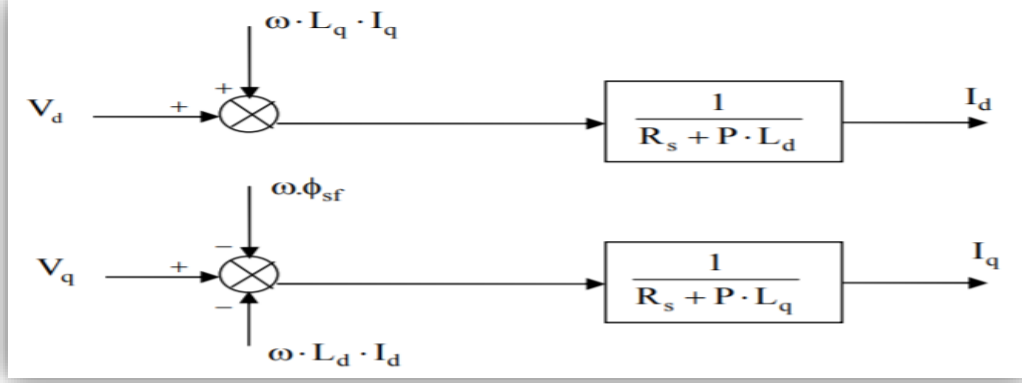


Figure (II.5) : Description des couplages.

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]:

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_{qs} = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{d}{dt} I_d + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{d}{dt} I_q + R_s I_q \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_{qs} = \omega (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

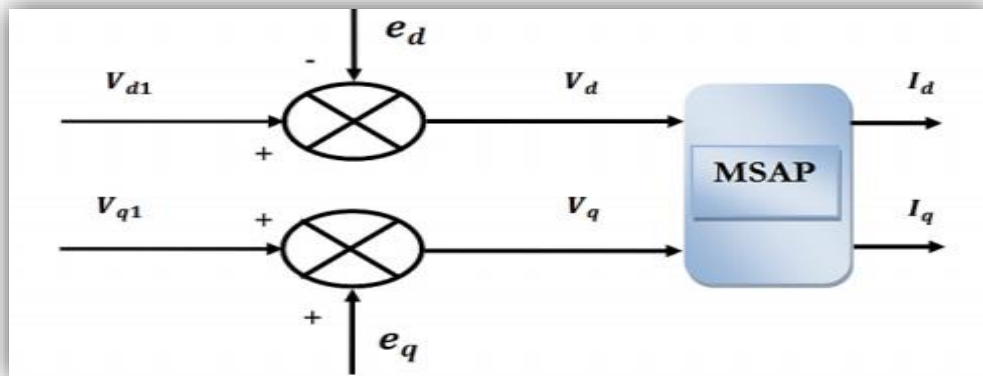
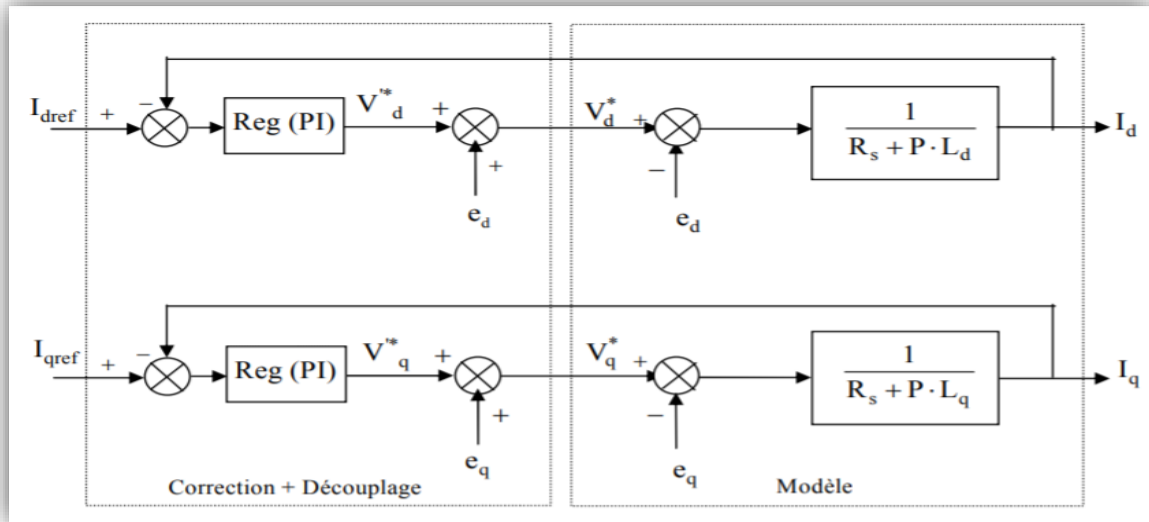


Figure (II.6) : Schéma bloc de la compensation.

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 V_{q1} , à partir de l'équation (II.10) les courant I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante:

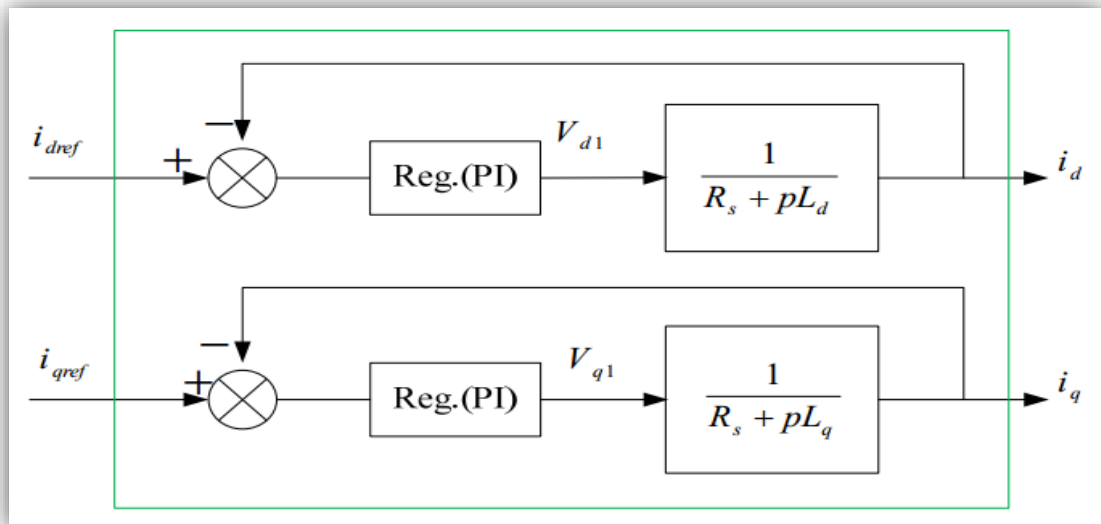
$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{L_d p + R_s} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{L_q p + R_s} \end{cases} \quad (II.12)$$

p: Opérateur de Laplace.



Figure(II.7): Découplage par compensation.

Les actions sur les axes det 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 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.

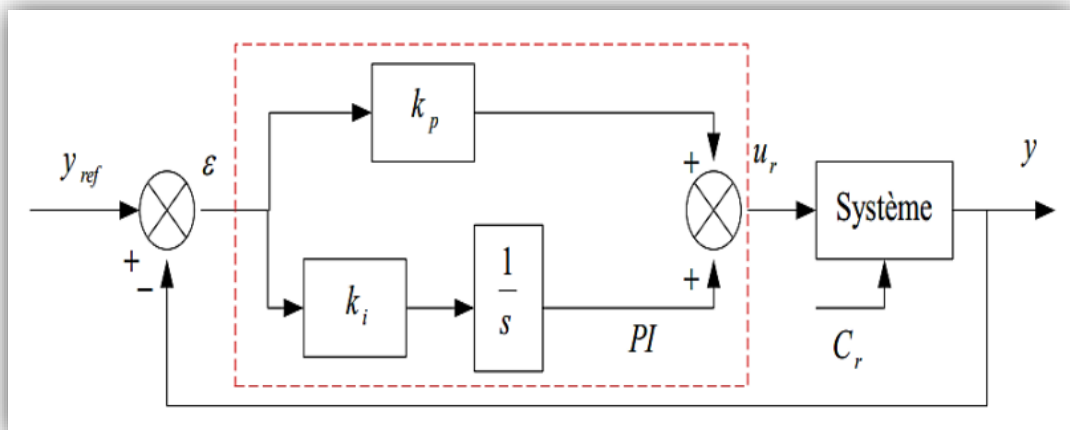


Figure (II.9) : Régulateur PI.

II.3.3.1. Régulation du courant I_d :

Le schéma fonctionnel de la boucle du courant ($I_d = \frac{V_{d1}}{sL_d + R_s}$) est représenté par la Figure (II.10)

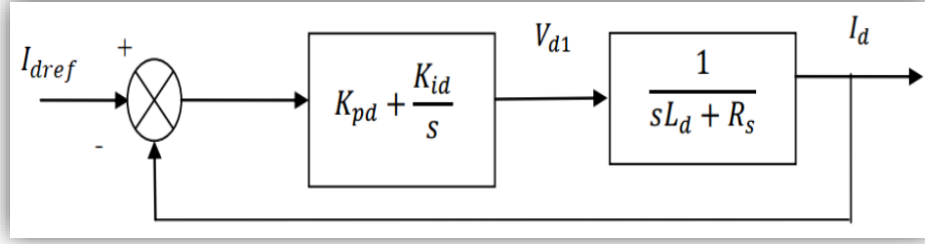


Figure (II.10) : Boucle de régulation du courant I_d .

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 :

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

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

Avec :

$T_d = \frac{L_d}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe de la machine.

➤ la fonction de transfert En boucle ouverte est donnée par :

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

➤ 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 :

$$\begin{cases} F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s \cdot R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{K_{id}}{K_{id} + s \cdot R_s} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} \cdot s} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

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

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

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{id}} \rightarrow K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \rightarrow K_{pd} = \frac{K_{id} \cdot L_d}{R_s} = \frac{3 \cdot L_d}{t_r} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.3.3.2. Régulation du courant i_q :

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

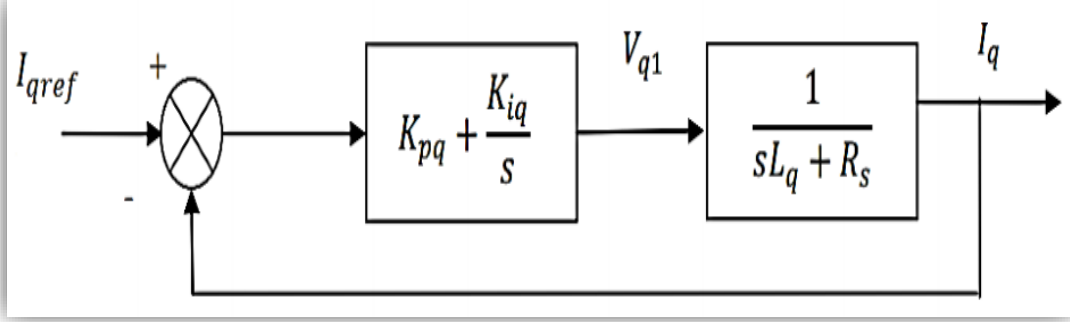


Figure (II.11): Boucle de régulation du courant i_q .

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

$$\begin{cases} t_r = 3 * \frac{R_s}{K_{iq}} \rightarrow K_{iq} = \frac{3.R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \rightarrow K_{pq} = \frac{K_{iq}.L_q}{R_s} = \frac{3.L_q}{t_r} \end{cases} \quad (II.21)$$

II.3.3.3. Régulation de la vitesse Ω :

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

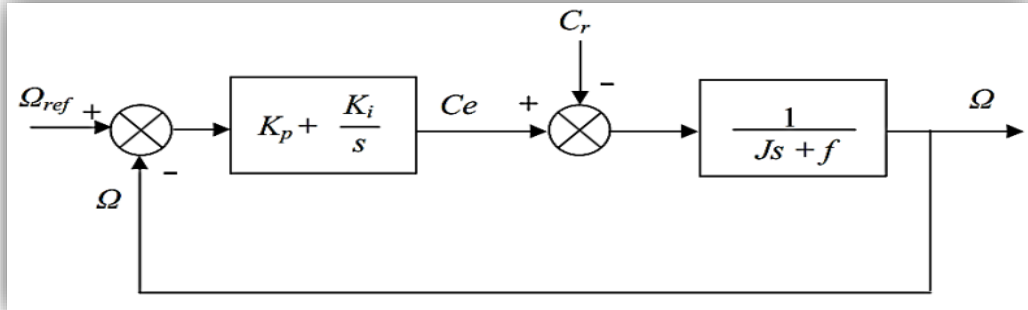


Figure (II.12) :Boucle de régulation du la vitesse.

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

- Coefficient d'amortissement : « ξ »
- Pulsation propre non amortie : « W_0 » ou bien « W_n »

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

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

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

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

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

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

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

$$F_{BF}(s) = \frac{a}{s^2 + 2\xi W_0 s + W_0^2} \quad (II.25)$$

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

$$\begin{cases} \frac{f+K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{W_0} \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{W_0^2} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\xi K_i}{W_0} - f \\ K_i = JW_0^2 \end{cases} \quad (II.26)$$

On choisit alors le coefficient d'amortissement « ξ » (Facteur d'amortissement) et W_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.
- 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 tout 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.

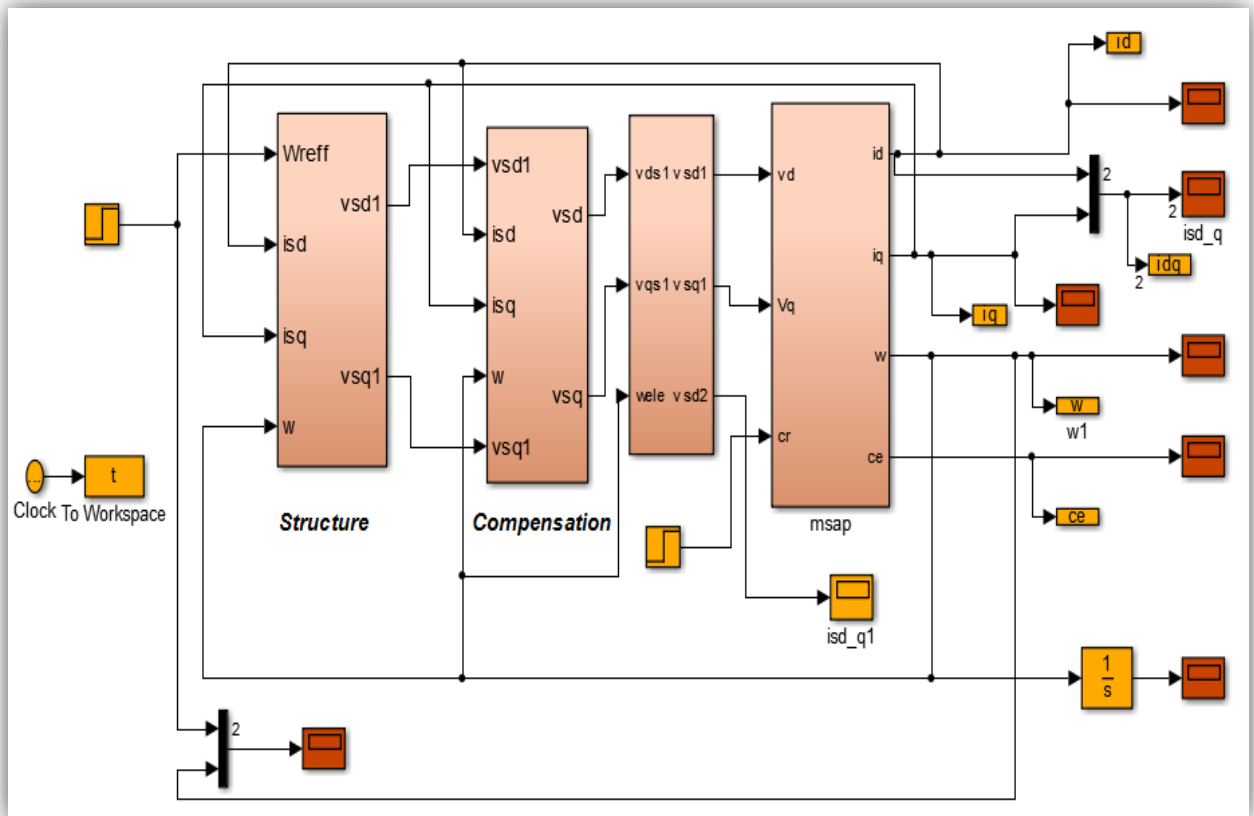


Figure (II.13) : Schéma de simulation de la MSAP avec régulateur PI.

Teste en charge :

Lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 200 rad/s , suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.8 \text{ s}$.

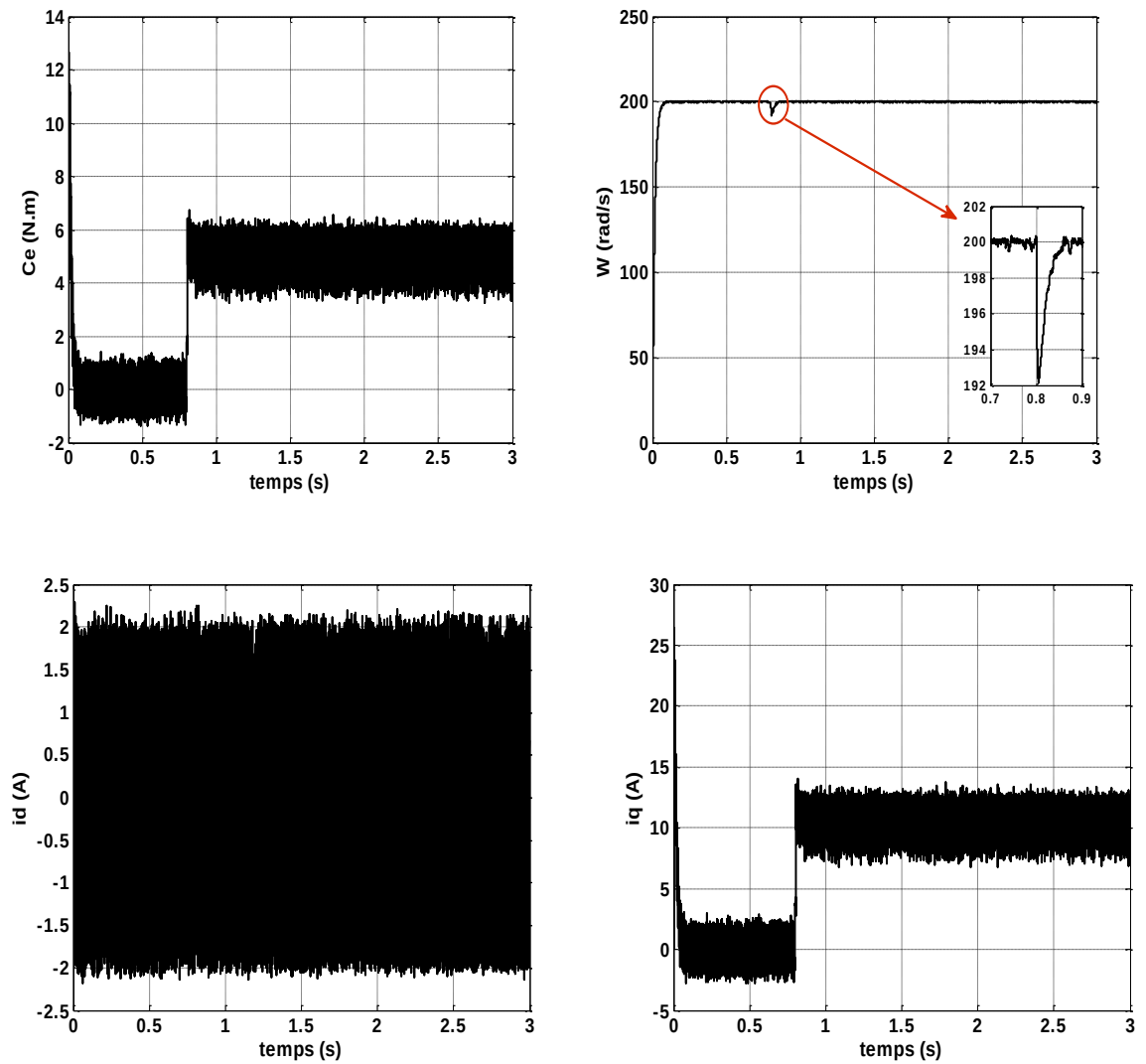


Figure (II.14) : Résultat de simulation lors d'un démarrage en charge pour une consigne de 200 rad/s

Teste 02 :

On démunie la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 200 rad/s à la valeur 100 rad/s à l'instant $t = 2s$.

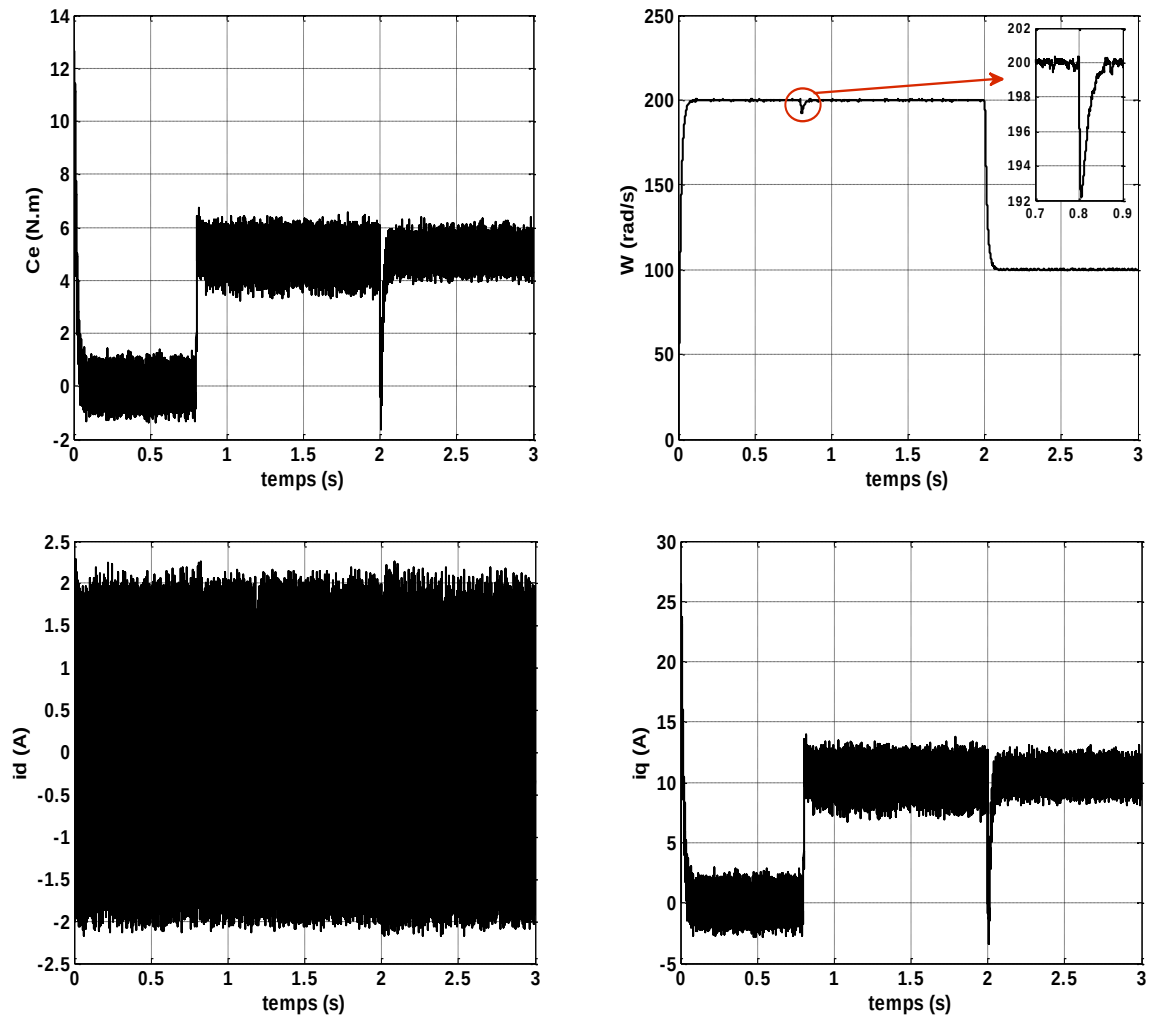


Figure (II.15): résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 200 rad/s à 100 rad/s.

Teste 03 :

A fin de tester la robustesse vis à vis des variations paramétrique, on présente les résultats de simulation du comportement dynamique suivants :

Dans ce test On démunie la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle « 200 rad /s » à la valeur « 150 rad /s » à l'instant $t = 2s$, suivie d'une application de charge de « 5 N.m » à partir de $t = 0.8 s$ et « 10 N.m » à partir de $t = 2.5s$.

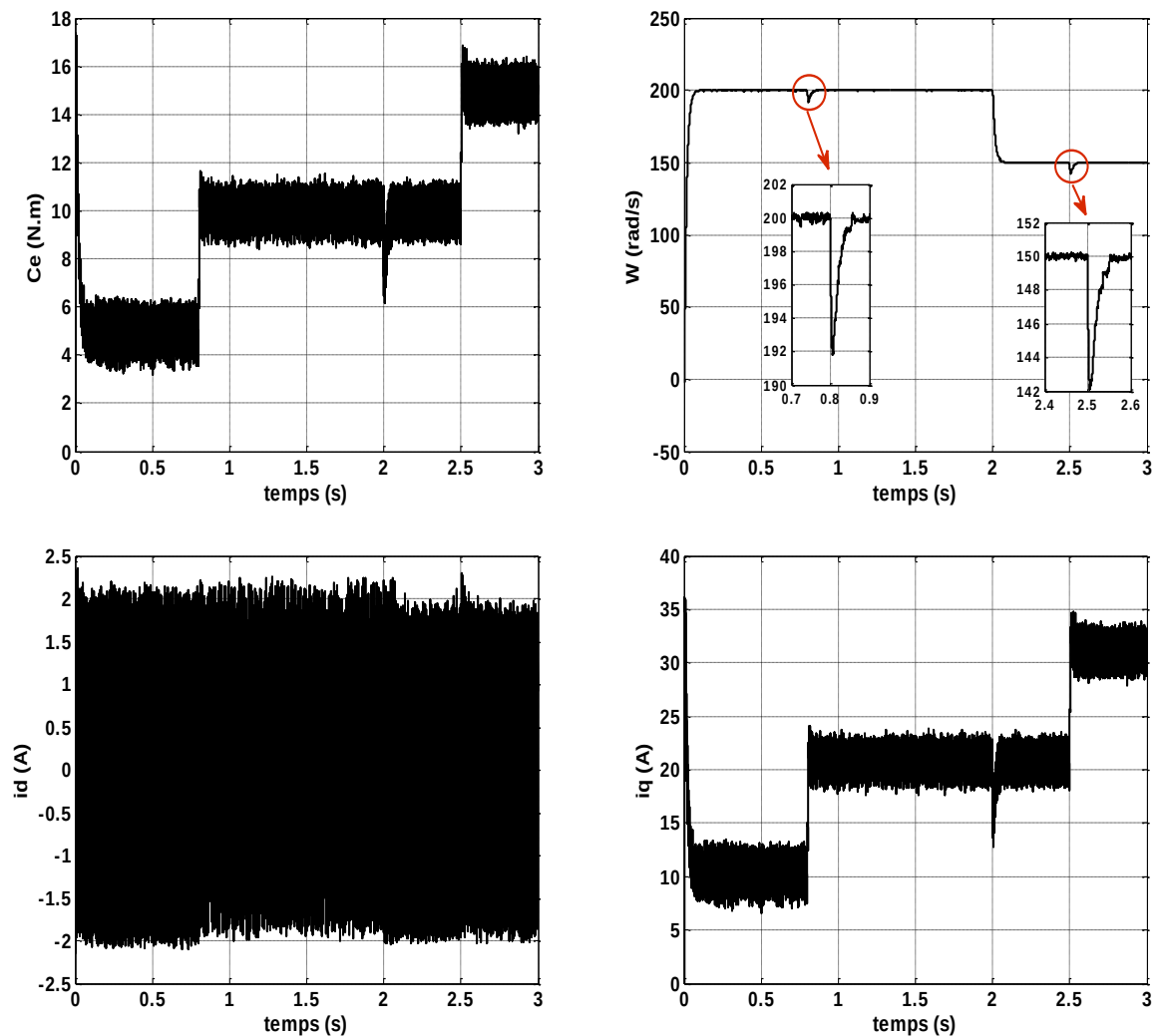


Figure (II.16): résultats de simulation de la robustesse

Interprétations des résultats :

- Le premier test de la simulation montre le comportement de la MSAP.

La figure (II.14) et figure (II.15) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 200 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.8$ s. On remarque que :

- le couple électromagnétique atteint certaine valeur et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.8$ s, Le couple augmente puis il se stabilise.
- l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court, Après l'application de la charge à l'instant $t=0.8$ s, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.
- le courant statorique I_d est nul ce qui indique que la commande vectorielle est effective.
- Le courant i_q est l'image du couple.

- Le deuxième test, la variation de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur

(200 rad/s) à la valeur (100 rad/s) à des instants différents avec application d'un couple résistant de valeur (5 N.m) à $t = 0.8$ s, à travers la figure (II.16) on remarque que :

- L'allure du couple et du courant présente des pics lors de la diminution de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.
- la vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement.
- Grâce à l'action rapide du PI, la réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP.

- Le troisième test est l'étude de la Robustesse aux variations paramétrique de la MSAP.

Dans la précédent série de tests, nous avons simulé les performances du régulateur PI pour la poursuite et le rejet de perturbation.

Nous testons à présent sa robustesse, afin de vérifier son comportement face à des variations paramétrique de la machine car les paramètres de la MSAP sont soumis à des variations qui peuvent être du à l'échauffement, il est donc important d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle.

Ces tests de robustesse sont représentés par les figures (II.17) Les simulations sont réalisées pour une variation de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur « 200 rad/s » à la valeur « 150 rad/s » à l'instant $t = 2$ s. avec applications d'un couple résistant de valeur « 5 N.m » à $t = 0.8$ s, et « 10 N.m » à partir de $t = 2.5$ s. On remarque que :

- Après l'application de la charge à l'instant $t = 0.8$ s, Le couple augmente puis il se stabilise, suivi d'une autre application de la charge « 10 N.m » à l'instant $t = 2.5$ s On constate une augmentation du couple à une certaine valeur puis se stabilise.
- La vitesse de rotation suit la vitesse de référence.
- Le courant i_d est nul
- Le courant i_q est l'image du couple.

II.6 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.

D'après les résultats obtenus l'application de la commande vectorielle à la MSAP nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi améliorer ces performances dynamique et statique. Le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes " d " et " q " ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu.

Le réglage de la vitesse se fait par des régulateurs PI assure à notre système une réponse rapide de la vitesse sans dépassement.

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
appliquée à la machine
synchrone à aimants
permanents*

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE APPLIQUEE A LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT

III.1. Introduction :

La logique floue 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 [FAI 04].

III.2. Définition de la logique floue :

La logique floue est une extension de la logique booléenne, créé par Lotfi Zadeh 1965, Elle permet la modélisation des imperfections des données et se rapproche dans une certaine mesure de la flexibilité du raisonnement humain ; est que les règles sont énoncées en langage naturel [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 et d'inconvénients

- ***Les avantages de la logique floue :***

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

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

III.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. Principe de la logique floue :

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à Un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne. C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa

théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit. Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels. Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance μ) [FER 16].

III.6.2. Eléments de base de la logique floue :

A l'inverse de la logique booléenne, la logique floue permet à une condition, d'être en un autre état que vrai au faux. Il y a plusieurs degrés de vérification d'une condition. Considérons par exemple la vitesse d'un véhicule sur une route nationale. La vitesse normale est de 90 km/h. une vitesse peut être considérée comme élevée au dessus de 100 Km/h, et comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h. la logique booléenne envisagerait. Les choses de la manière suivante [GHE 18] :

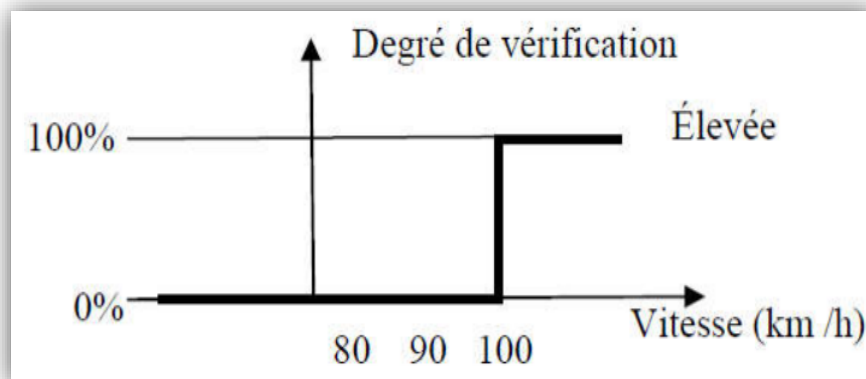


Figure (III.1) : Niveaux d'appartenance en logique booléenne.

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

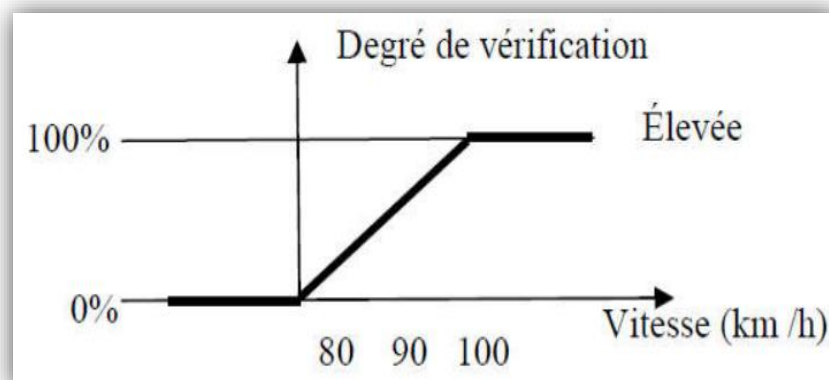


Figure (III.2): Niveaux d'appartenance en logique floue.

La vitesse est considérée comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h. on peut donc dire qu'en dessous de 80 Km/h, la vitesse est élevée à 0%. Elle est considérée comme élevée au dessus de 100 Km/h, elle est donc élevée à 100% au dessus de 100 Km/h [GHE 18].

III.6.2.1. Définition d'un ensemble flou :

Mathématiquement, un ensemble flou A d'un univers de discours U , est caractérisé par une fonction d'appartenance, notée μ_A , à valeur dans l'intervalle $[0,1]$ et qui associe à chaque élément x de U un degré d'appartenance $\mu_A(x)$ indiquant le niveau d'appartenance de x à A .

$\mu(x) = 1$ et $\mu_A(x) = 0$ correspondent respectivement à l'appartenance et la non-appartenance. L'univers de discours ou le référentiel est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x .

En logique floue, un sous-ensemble flou A de U est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ pouvant prendre différents valeurs comprise entre 0 et 1, selon le degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble A ; $\mu_A(x) \in [0, 1]$ [KHA 17].

III.6.2.2. Les Variables Linguistique :

Une variable linguistique représente un phénomène ou une grandeur peut être définie à partir du triplet (x, U, T_x) , où x est une variable définie sur l'univers de discours U , et $T_x = A_1, A_2, \dots$ est un ensemble composé de sous-ensembles flous de U qui caractérise x . On associe souvent à chaque sous ensemble flou de T_x une valeur ou un terme linguistique. La figure (III.3) illustre un exemple de la variable linguistique 'vitesse' avec trois termes linguistiques: petite, moyenne et grande [KHA 17].

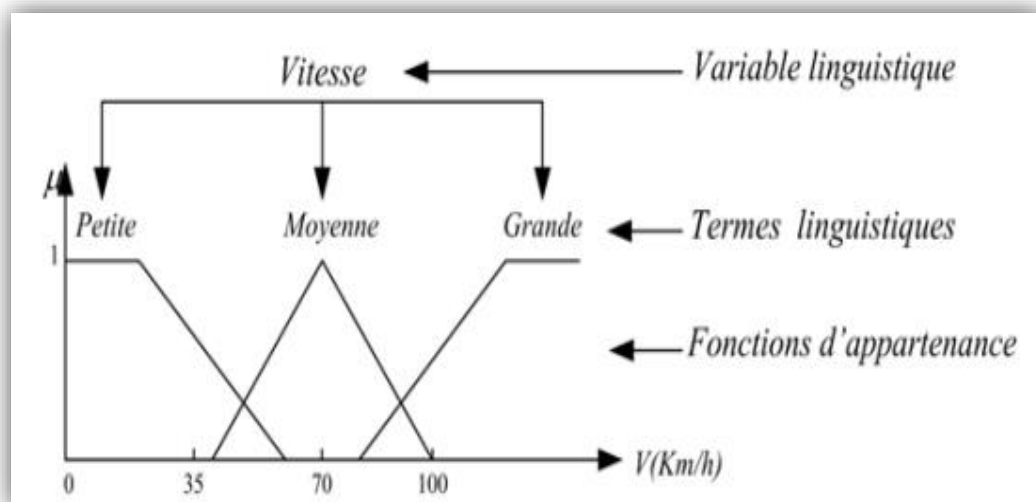


Figure (III.3): Variable linguistique.

III.6.2.3. Univers du discours :

C'est l'ensemble des valeurs réelles (l'intervalle numérique) qui peut prendre la variable floue, en général l'univers de discours est noté par des lettres en majuscule « $U, W, \dots$ ». Les valeurs linguistiques seront alors projetées dans l'univers de discours pour définir le sous-ensemble associé à chaque valeur linguistique [MEL 16].

III.6.2.4. Fonction d'appartenance :

Au lieu d'appartenir à l'ensemble « vrai » ou à l'ensemble « faux » de la logique binaire traditionnelle, la logique floue admet des degrés d'appartenance à un ensemble donné. Le degré d'appartenance à un ensemble flou est matérialisé par un nombre compris entre 0 et 1. Une valeur précise de la fonction d'appartenance liée à une valeur de la variable est notée μ et appelée « facteur d'appartenance ». Pour des raisons de simplicité, nous introduisons les fonctions d'appartenances ci-dessous [BOU 14].

- **Les types de fonction d'appartenance :**

a) fonction triangulaire :

Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$, qui déterminent les coordonnées des trois sommets (figure III.4-a)

$$\mu(X) = \begin{cases} \frac{X-a}{a-b} & \text{Si } a < X \leq b \\ \frac{c-X}{c-b} & \text{Si } b < X \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

b) fonction d'appartenance trapézoïdale :

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$, (figure III.4-b)

$$\mu(X) = \begin{cases} \frac{X-a}{a-b} & \text{Si } a < X \leq b \\ 1 & \text{Si } b < X \leq c \\ \frac{d-X}{d-c} & \text{Si } c < X \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

c) fonction d'appartenance gaussienne :

Elle est définie par deux paramètres $\{\sigma, m\}$, (figure III.4-c)

$$\mu(X) = \exp \left[- \left(\frac{X-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad \text{Si } -\infty < X \leq +\infty \quad (\text{III.3})$$

d) fonction d'appartenance sigmoïde :

Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$, (figure III.4-d)

$$\mu(X) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x-c))} \quad (\text{III.4})$$

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

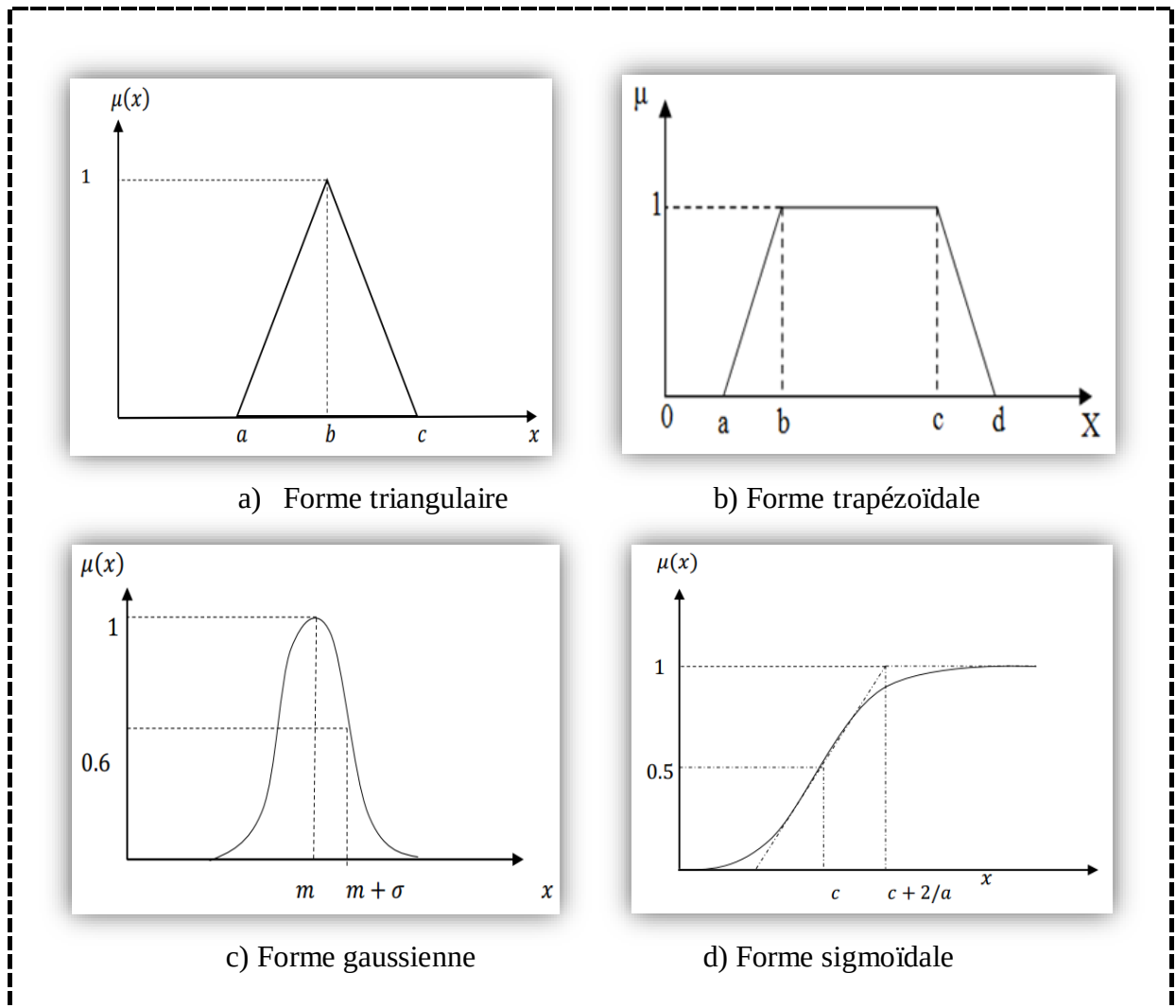


Figure (III.4): Différentes formes de la fonction d'appartenance.

III.6.3. Caractéristique des ensembles floue :

Soit A un sous ensemble flou de X. On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou (figure III.5).

○ **Support :**

Le support de A est la partie de X sur laquelle la fonction d'appartenance de « A » n'est pas nulle.

$$\text{supp}(A) = \{x \in X / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{III.5})$$

○ **Noyau :**

Le noyau de A est l'ensemble des éléments de X pour lesquelles la fonction d'appartenance de A vaut 1.

$$\text{Noy}(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III.6})$$

Autrement dit, le noyau est constitué des éléments qui satisfont pleinement la caractéristique vague définie par A . Lorsque le noyau n'est pas vide, on dit que l'ensemble flou A est normal ou normalisé, sinon on dit qu'il est sous-normale. Si A est classique alors : $\text{Noy}(A) = A$.

○ **Hauteur :**

La hauteur d'un ensemble flou A dans X est la valeur maximale de la fonction d'appartenance; c'est le plus grand degré d'appartenance de A .

$$H(A) = \max\{\mu_A(x); x \in X\} \quad (\text{III.7})$$

Si : $\text{Noy}(A) \neq \emptyset$, alors la hauteur $H(A) = 1$

○ **Couple de niveau α :**

On appelle couple de niveau α ou α -coupe de l'ensemble flou A pour une valeur donnée de $\alpha \in [0,1]$, le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x, \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (\text{III.8})$$

Une α -coupe telle que $\mu_A(x) \geq \alpha, \forall x \in A_\alpha$ est dite stricte.

On appelle α -niveau ou α -coupe telle que $\mu_A(x) = \alpha, \forall x \in A_\alpha$ et on note par :

$$A^\alpha = \{x, \mu_A(x) = \alpha\} \quad (\text{III.9})$$

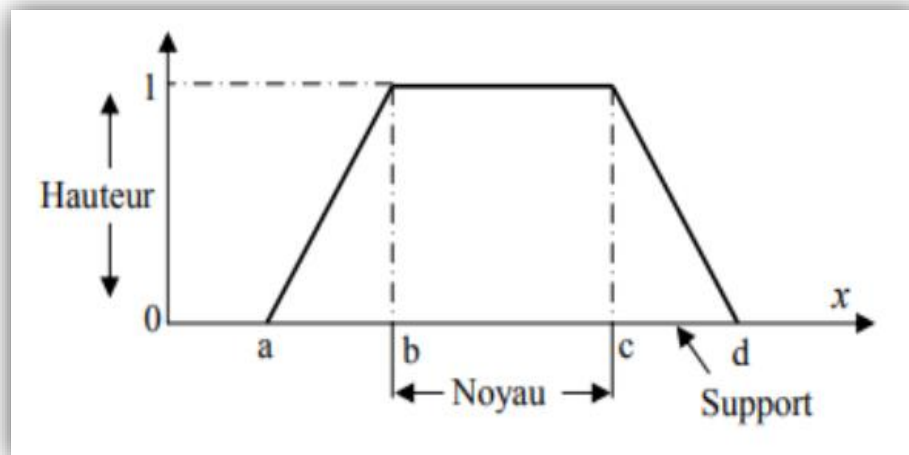


Figure (III.5) : Caractéristiques d'un ensemble flou.

III.6.4. Les opérateurs flous :

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection ($\cap$), l'union ($\cup$) des ensembles flous ainsi que le complémentaire ($\neg$) d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs « **ET** », « **OU** » et « **NON** ». De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces opérateurs sont établies [BER 19].

- **Opérateur ET (Intersection floue) :**

$$x \in A \cap B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cap B} / \mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.10})$$

- **Opérateur OU (Union floue) :**

$$x \in A \cup B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cup B} / \mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (\text{III.11})$$

- **Opérateur NON (complémentation floue) :**

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.12})$$

La figure (III.6) résume ces opérations, de façon graphique :

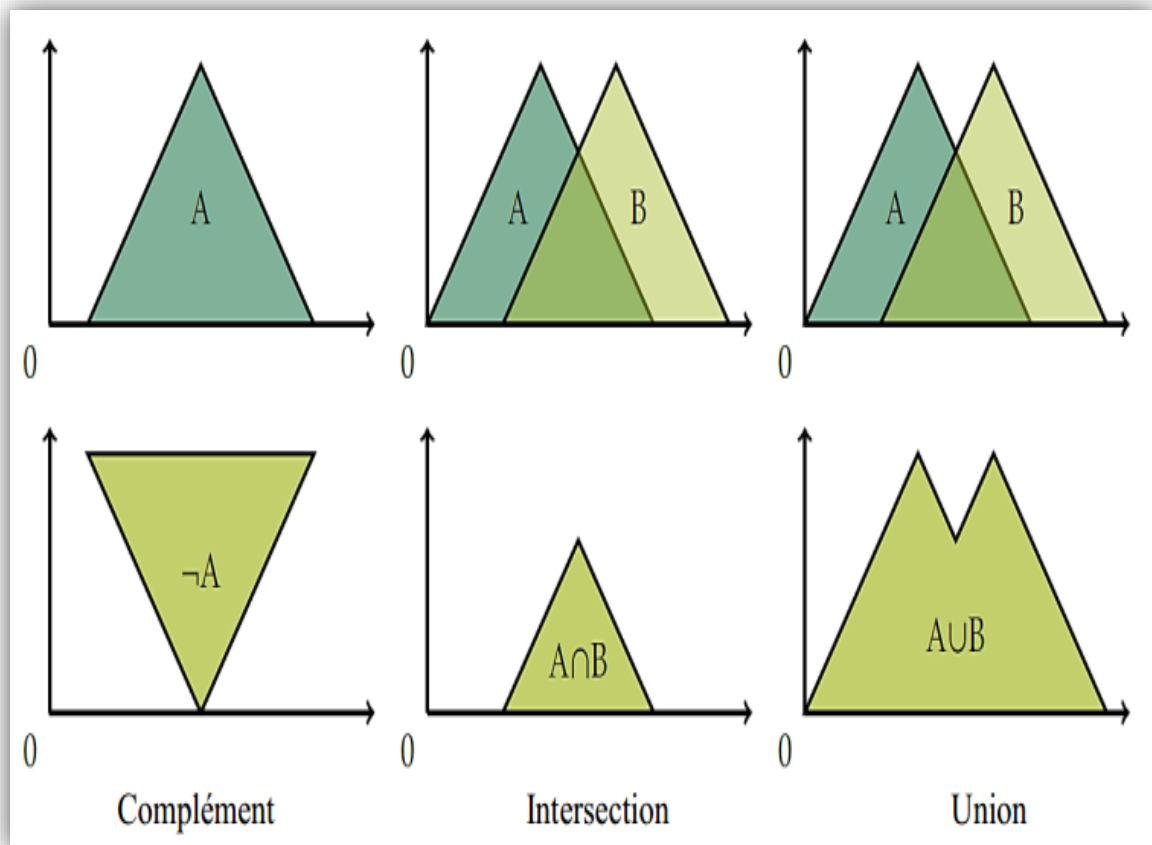


Figure (III.6) : Exemple d'opérations sur des ensembles flous.

III.6.5. Système Flou :

Un système flou (SF) est une relation non linéaire qui permet de prendre des données numériques (entrées nettes), les faire passer dans un domaine flou puis avoir une sortie

scalaire (sortie nette). La structure générale de ce traitement est donnée par la figure qui suit [FER 16].

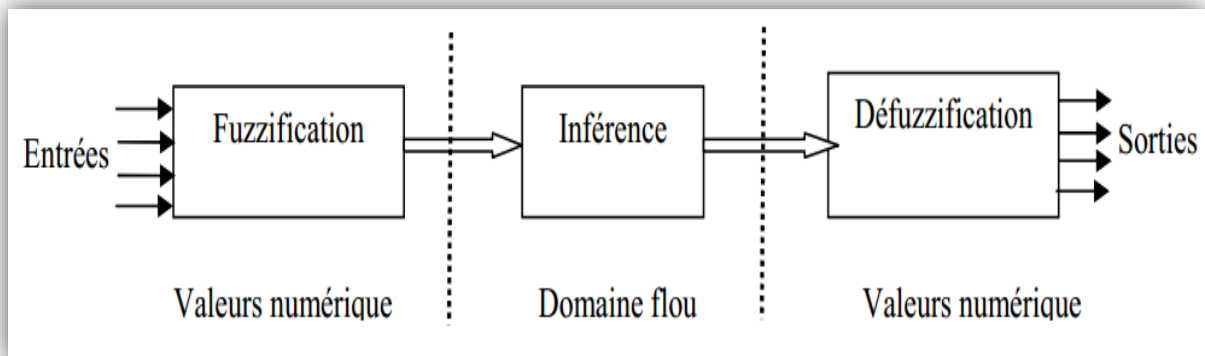


Figure (III.7) : Traitement flou.

III.6.6. Constitution d'un système floue :

Un système flou est composé de quatre parties essentielles [NAB 06] :

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

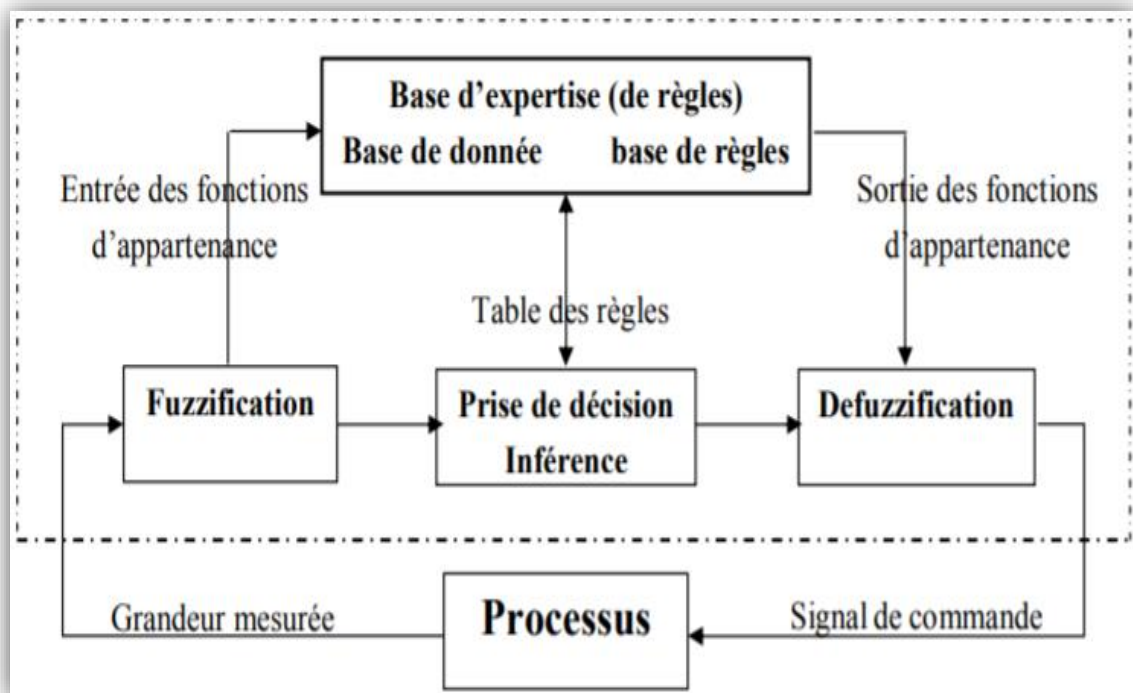


Figure (III.8): Schéma général d'un système floue

III.6.6.1. Base de règles :

C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme: « **if- then** » ou « **si-alors** », elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directes numériques ou par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance[ZOU 19].

- **Règles linguistiques**

L'idée principale des systèmes basés sur la logique floue et d'exprimer la connaissance humaine sous la forme de règles linguistiques de forme si, alors. Chaque règle à deux parties [MEL 16] :

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

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

Règle : Si x est A alors y est B.

III.6.6.2. Logique de prise de décision (inférence floue) :

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue. Pour le réglage par logique floue [NAB 06], Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont :

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

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue [TOU 10]:

- Pour la méthode d'inférence max-min(méthode de mamdani), l'opérateur « **ET** » est réalisé par la formation du minimum, l'opérateur « **OU** » est réalisé par la formation du maximum, et « **ALORS** », (l'implication) est réalisée par la formation du minimum.
- Pour la méthode d'inférence max-produit (méthode de larsen), l'opérateur « **ET** » est réalisé par la formation du produit, l'opérateur « **OU** » est réalisé par la formation du maximum, et « **ALORS** » (l'implication) est réalisée par la formation du produit.

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

III.6.6.3. Interface de fuzzification :

L'interface de Fuzzification inclut les fonctions suivantes :

- Mesure des variables d'entrée.
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Représentation de la fonction de Fuzzification convertissant les données d'entrée en variables linguistiques [KHA 18].

III.6.6.4. Interface de Défuzzification :

La Défuzzification consiste à déduire une valeur numérique précise de la sortie du régulateur à partir de la conclusion résultante floue issue de l'opération d'inférence. Quelques méthodes existent, comme l'appartenance maximale, les méthodes de défuzzification les plus utilisées en commande floue sont le centre de gravité, le centre des aires et La moyenne des maximas [KHA 18][BER 18].

- **Centre de gravité :**

Méthode de défuzzification moyenne pondérée. Calcule la moyenne pondérée des ensembles flous. La conclusion peut être exprimée par la formule :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^R \mu_A(x) \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^R \mu_A(x)} \quad (\text{III.13})$$

Où R est le nombre total de règles.

- **La moyenne des maximas :**

Il génère un croquant contrôlé l'action en faisant la moyenne des valeurs de soutien lorsque leurs valeurs d'adhésion atteignent le maximum.

$$\sum_{i=1}^l \frac{m_i}{l} \quad (\text{III.14})$$

Où l est le nombre des valeurs m quantifiées.

III.7. Régulateur à logique floue :

III.7.1. Conception d'un RLF :

La première étape pour la réalisation d'un régulateur flou est de choisir ses variables d'entrées et de sorties, de savoir avec quels paramètres on peut obtenir la commande, et définir les univers de discours de ses variables.

Les entrées de notre système sont l'erreur de la position «E» et sa dérivée «dE/dt». Nous avons synthétisé le régulateur à logique Floue du type MAMDANI pour le réglage de vitesse et de position. Le signal de sortie est déterminé en fonction des signaux d'entrée par l'intermédiaire des règles [KHA 18].

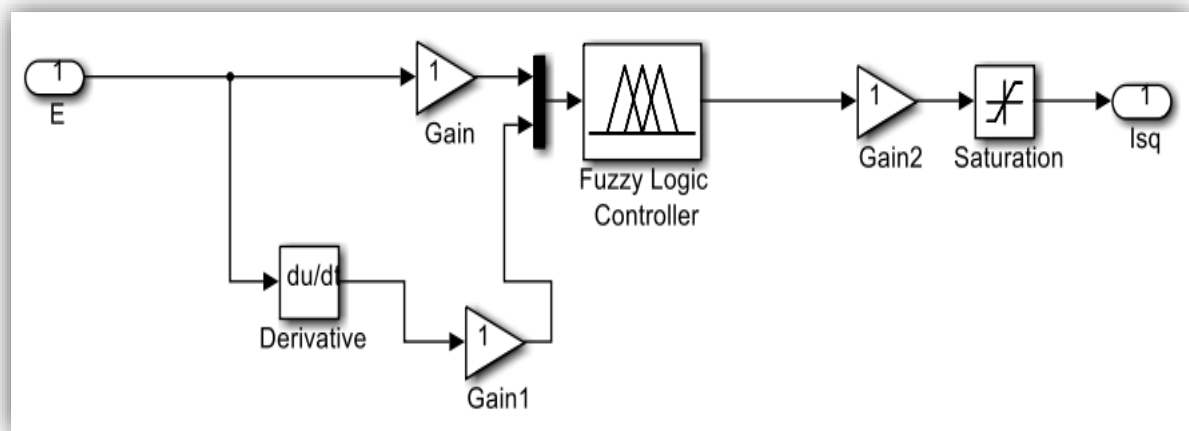


Figure (III.9) : Régulateur floue.

○ **Fuzzification :**

On a introduit cinq fonctions d'appartenances de forme triangulaires pour chaque variable d'entrées. Cependant, il n'existe aucune méthode systématique qui permet de déterminer ces paramètres, on doit donc procéder par la méthode essai-erreur (tâtonnement).

○ Les variables d'entrées :

er : l'erreur

der: dérivé d'erreur

○ La variable de sortie :

dTe : la commande

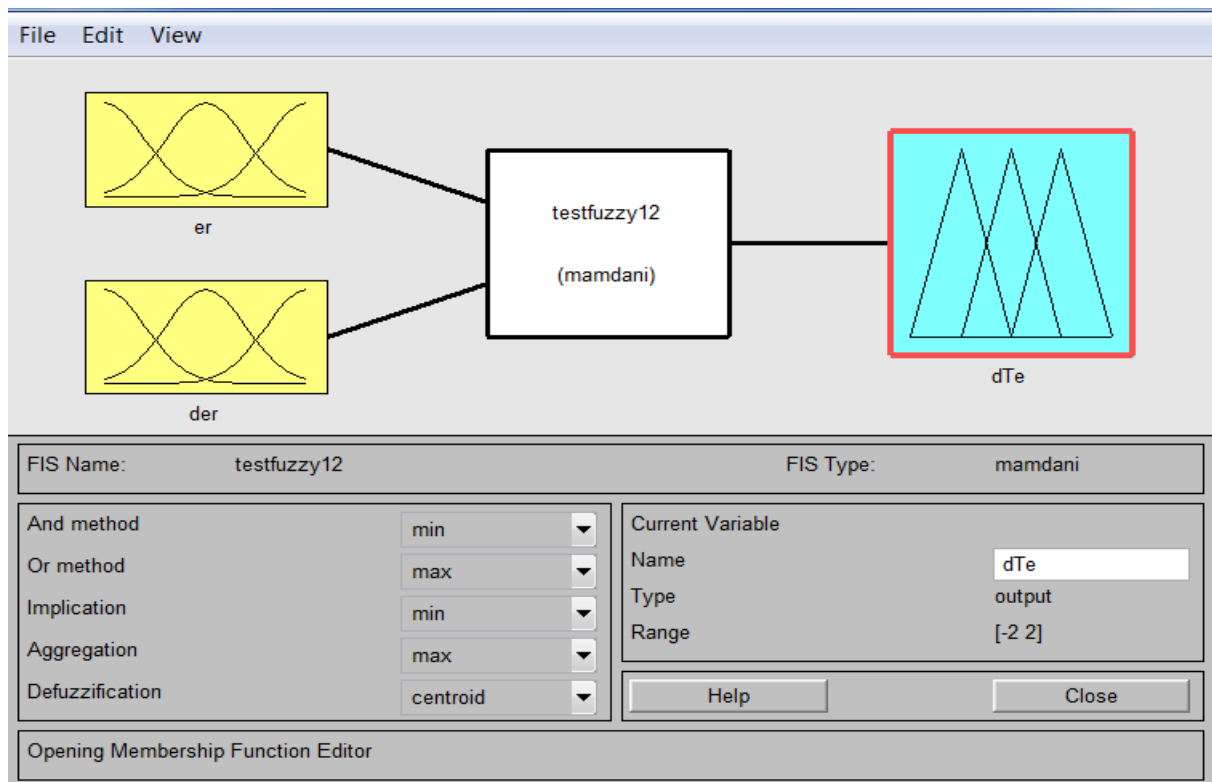


Figure (III.10) : Le système de contrôleur flou .

○ **Les fonctions d'appartenance des entrées « er » et « d er » :**

Ce sont les fonction qui exprime les degré d'appartenances des grandeurs aux variables linguistique et sont notées comme suit :

symbole	Signification
GN	grand négatif
GP	grand positif
N	négatif
P	positif
Z	zéro

Tableau (III.1) : Symbole de cinq intervalles ou sous ensembles flous.

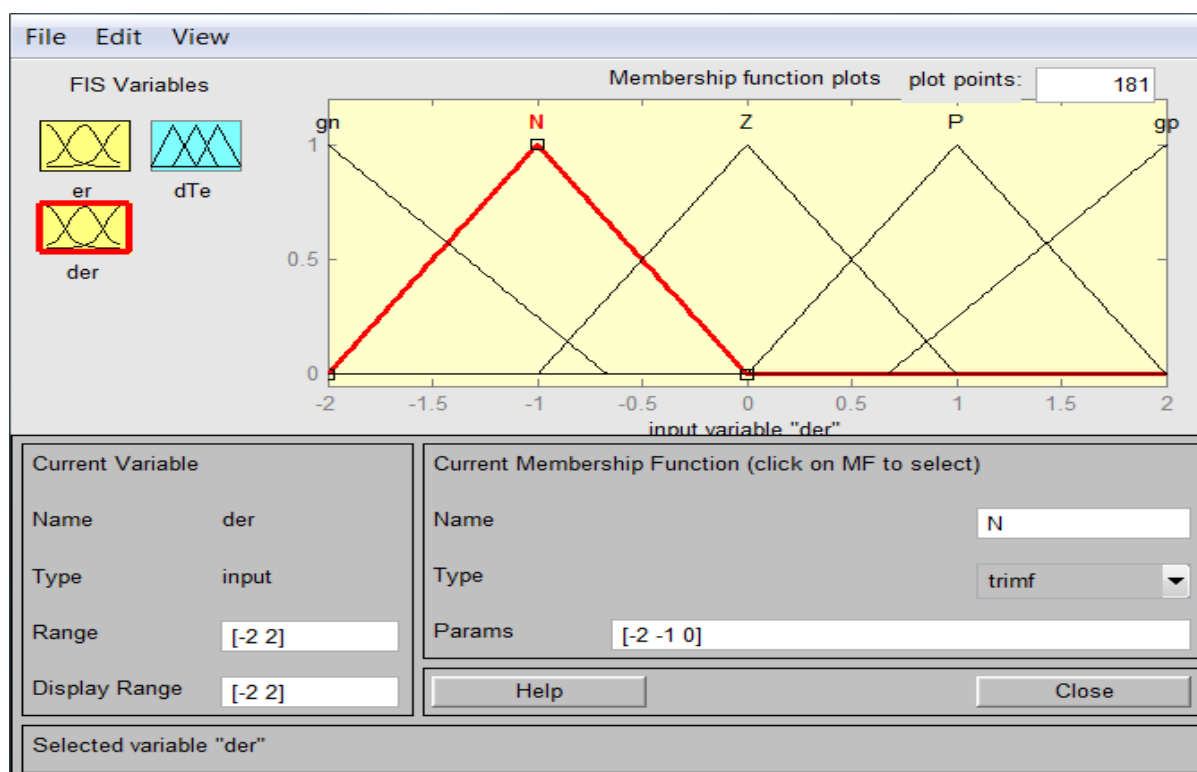


Figure (III.11) : fonction d'appartenance pour l'entrée « der ».

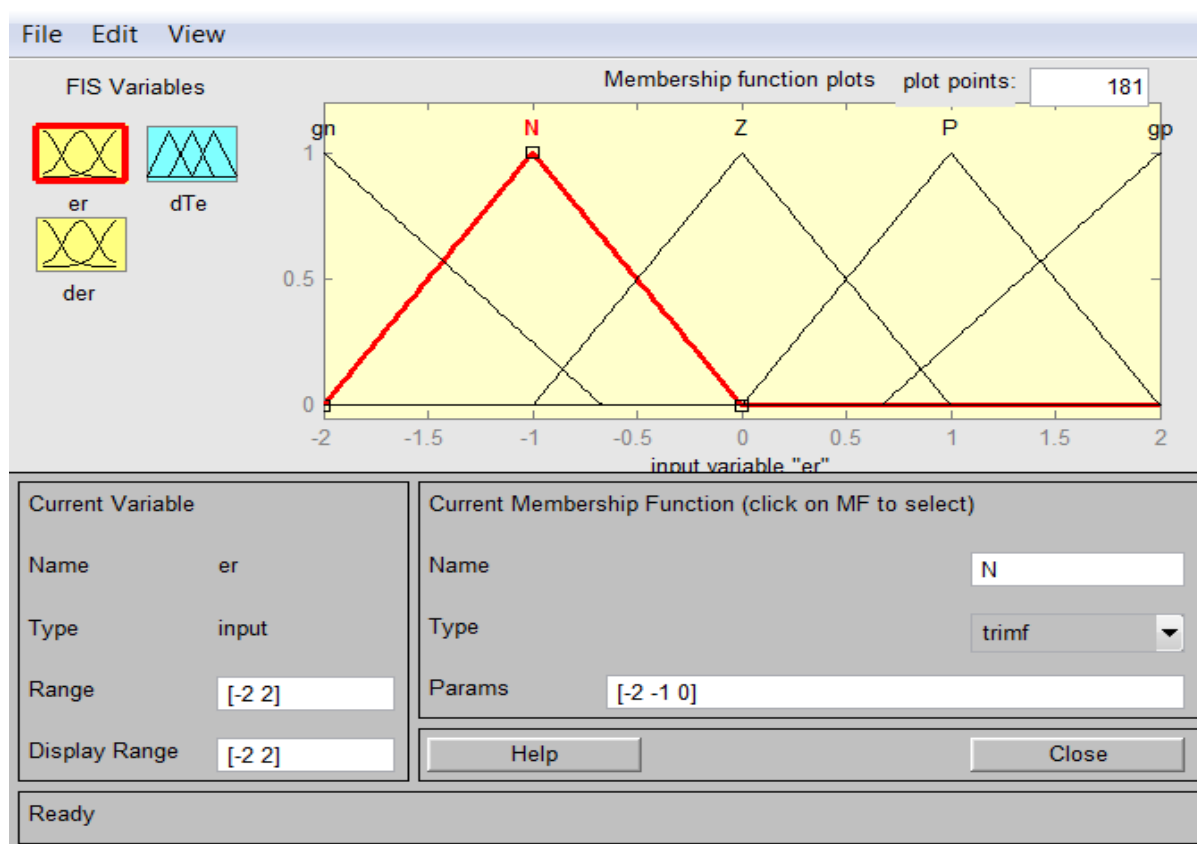


Figure (III.12): fonction d'appartenance pour l'entrée « er ».

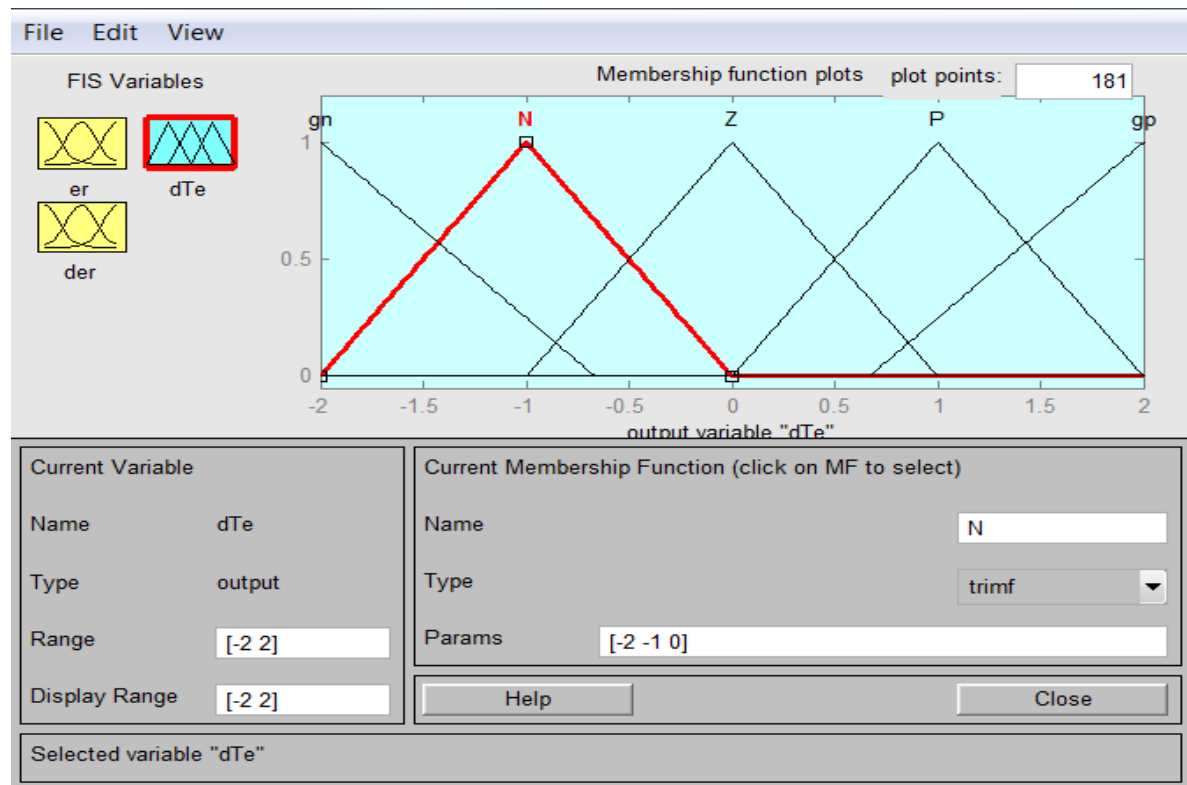


Figure (III.13) : Éditeur de fonction d'appartenance pour la sortie 'dTe'.

○ **Les règles d'inférences :**

Dans cette phase nous allons construire les règles pour estimer le comportement de la machine selon ses paramètres ,pour chacune des combinaison des variable d'entrés, une action sur les variable de sortie lui associée.

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau III.2).ce tableau montre la table des règles du contrôleur flou relative au système ou toutes les entrées de la matrice. Les ensembles flous de l'erreur « er » et la dérivé de l'erreur « de ». La sortie de cette table est nommée résultat.

<i>er</i> <i>der</i>	GN	N	Z	P	GP
GN	GN	GN	N	N	Z
N	GN	N	N	Z	GP
Z	GN	N	Z	P	GP
P	GN	Z	P	P	GP
GP	Z	P	P	GP	GP

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

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur «ET» est réalisé par la fonction Min, l'opérateur «ALORS» de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur ET) par la fonction Min.

○ **La Défuzzification :**

Une fois la mise en place des fonctions d'appartenance et l'établissement des règles définissant le comportement du régulateur ont été effectués, on passe à la sélection d'une méthode de Défuzzification. Cette étape permet de transformer les valeurs de commande du domaine flou vers le domaine réel (variable physique). Ce choix est généralement conditionné par un compromis entre la facilité d'implémentation et les performances de calcul [KHA 18].

III.8. Simulation et interprétation des résultats :

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. 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.14) illustre le schéma bloc de la simulation de la commande floue appliquée à la MSAP.

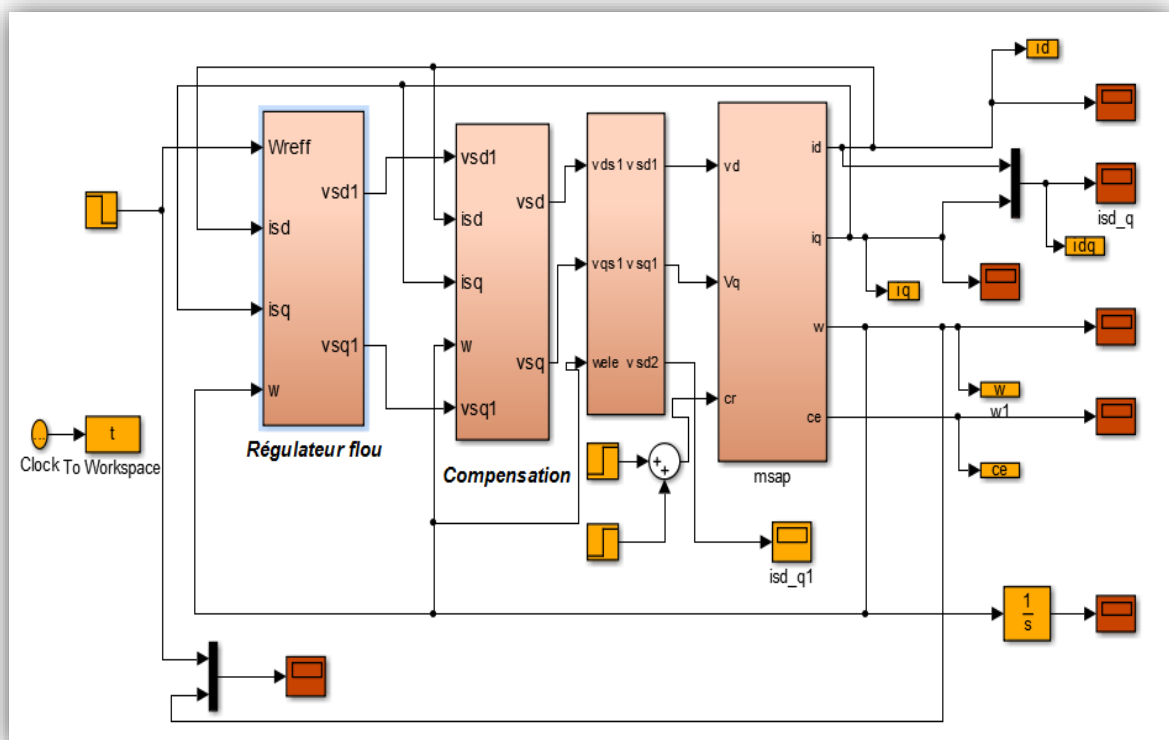


Figure (III.14) : le schéma bloc de la simulation de la commande floue appliquée à la MSAP.

○ Simulation de régulateur flou :

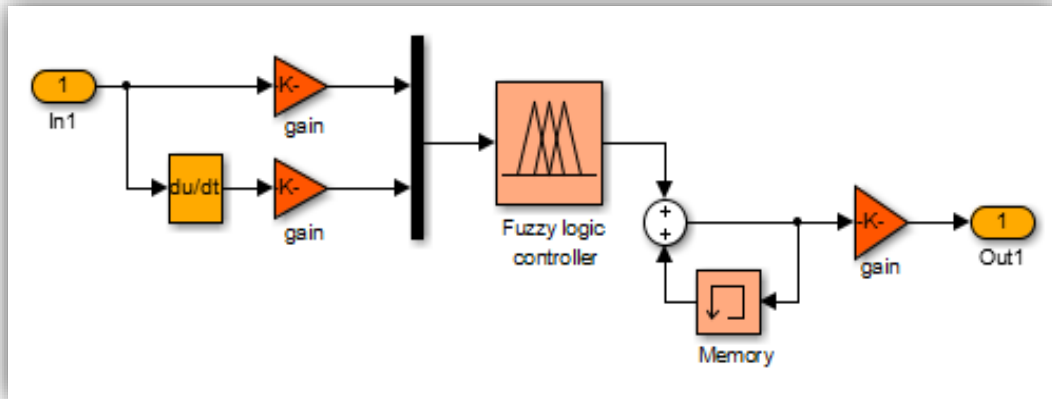


Figure (III.15): Schéma bloc d'un régulateur flou de vitesse.

Test 01 : Essai en charge

Lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 200 rad/s, suivie d'une application de charge de 5N.m à partir de $t = 0.8s$.

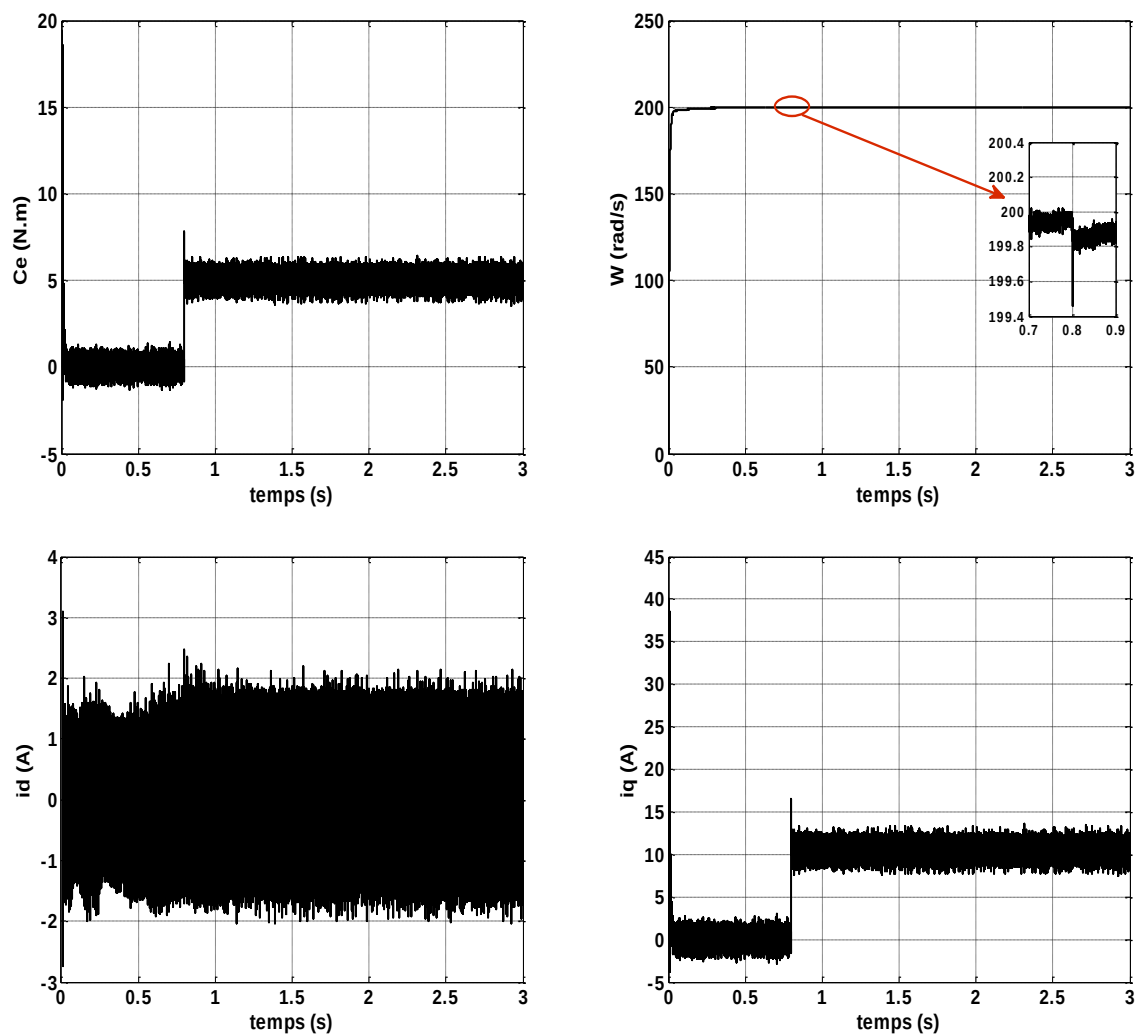


Figure (III.16) : résultats de simulation de la MSAP en charge à $t=0.8 s$ et vitesse de référence 200 rad/s.

Test 02 :

On démunie la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 200 rad/s à la valeur 100 rad/s à l'instant $t = 2$ s.

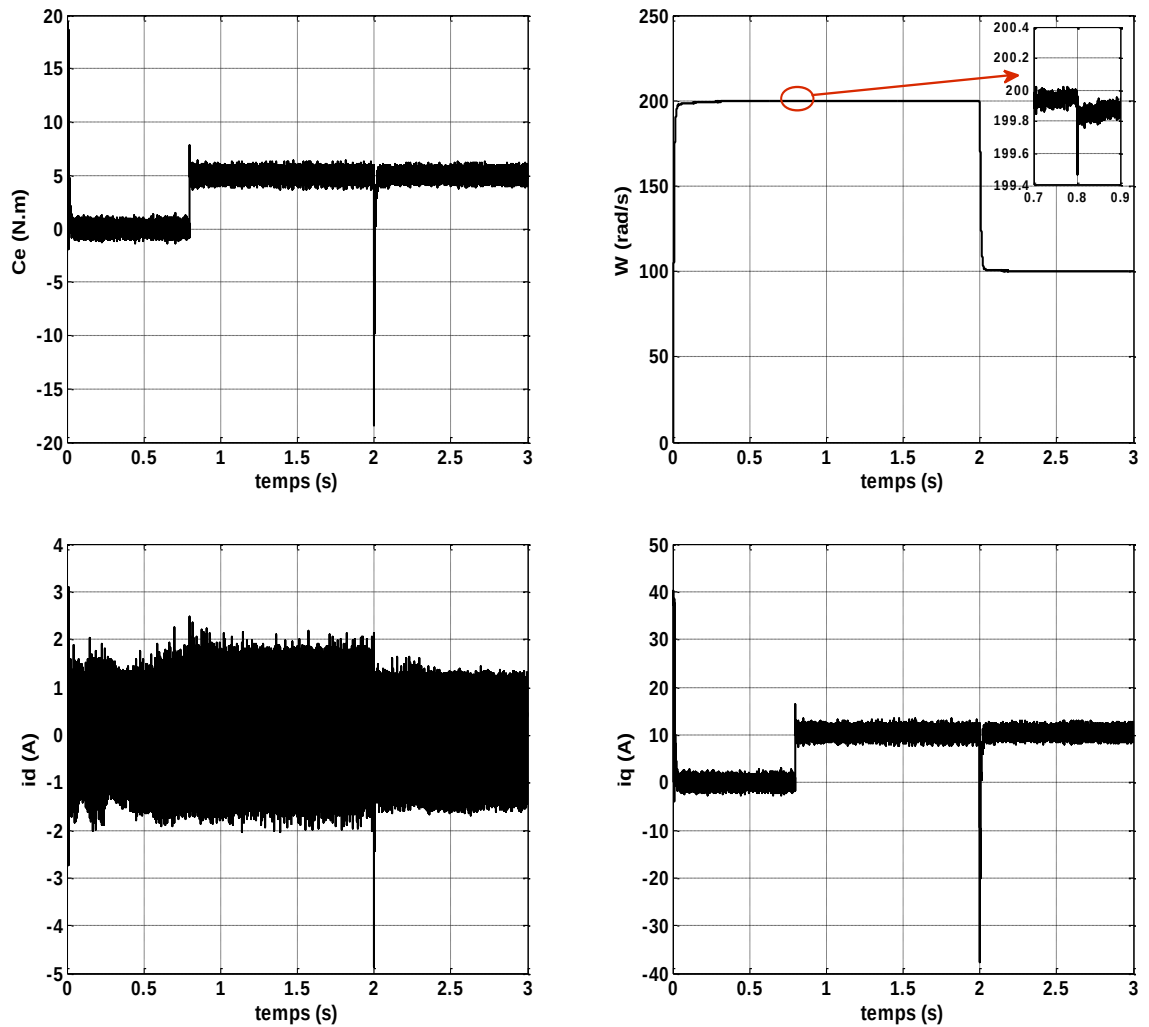


Figure (III.17) : résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 200 rad/s à 100 rad/s.

Test 03 :

Dans ce test on démunie la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 200 rad/s à la valeur 150 rad/s suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.8s$ et 10 N.m à partir de $t=2.5s$.

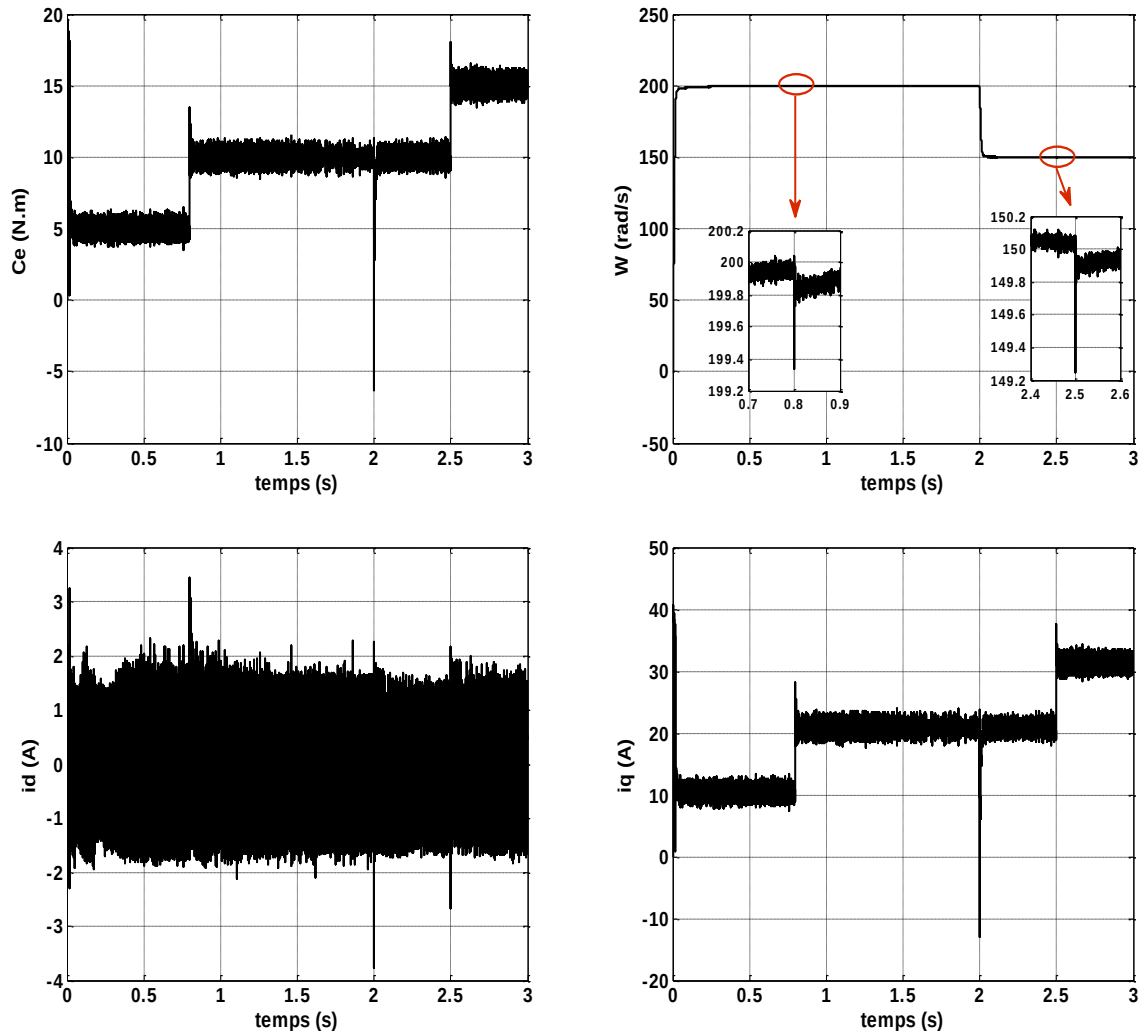


Figure (III.18) : résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 200 rad/s à 150 rad/s.

Interprétations des résultats :

Pour la régulation de la vitesse par logique floue nous avons utilisé la méthode de Mamdani. Et Pour le choix du nombre d'ensemble flous des variables d'entrée et de sortie, nous avons utilisé un régulateur flou à cinq ensembles flous. Les résultats des tests sont présentés dans les figures(III.16), (III.17) et (III.18).

a) Le premier test de la simulation montre le comportement de la MSAP pour un échelon de consigne de 200 rad/s, on remarque :

* le couple électromagnétique atteint certaine valeur et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

*L'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court.

* Les réponses du courant statorique montrent le découplage créé par la commande vectorielle de la machine ($I_d=0$) donc le couple électromagnétique dépend seulement de la composante I_q . Après l'application de la charge de 5 N.m à partir de $t = 0.8s$, montré dans la figure (III.16) On remarque que :

*L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entraine une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie.

*Le couple augmente puis il se stabilise à (5 N/m).

*Les courants statoriques perturbent par l'effet de la charge puis ils se stabilisent.

b)Le deuxième test, la variation de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur (200 rad/s) à la valeur (150 rad/s) à des instants différents avec application d'un couple résistant de valeur (5 N.m) à $t = 0.8s$, Et montré sur la figure(III.17), on remarque que :

*la vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement.

*L'allure du couple et du courant présente des pics lors de la diminution de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

c)Le troisième test, les résultats sont représentés par les figures (II.18) Les simulations sont réalisées pour une variation de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur « 200 rad/s » à la valeur « 150 rad/s » à l'instant $t = 2s$. avec applications d'un couple résistant de valeur « 5 N.m » à $t = 0.8 s$, et « 10 N.m » à partir de $t = 2.5s$. On remarque que :

Après l'application de la charge à l'instant $t=0.8s$, Le couple augmente puis il se stabilise, suivi d'une autre application de la charge « 10 N.m » à l'instant $t = 2.5s$ On constate une augmentation du couple à une certaine valeur puis se stabilise.

*La vitesse de rotation suit la vitesse de référence.

*Le courant i_d est nul

*Le courant i_q est l'image du couple.

III.9. Conclusion :

La technique du réglage par logique floue permet à la commande d'être insensible à de telles variations, la vitesse est peu affectée par les perturbations et suit sa consigne. On peut conclure que la commande par logique floue associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse et de la machine synchrone à aimants permanents. Bien que cette dernière présente un

modèle non linéaire assez complexe et fortement couplé, elle assure une bonne orientation du flux rotorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple. Et pour de meilleurs résultats, Nous avons suggéré un régulateur flou adaptatif.

CHAPITRE IV

*Application de la
commande floue adaptative
à la machine synchrone à
aimant permanent*

APPLICATION DE LA COMMANDE FLOUE ADAPTATIVE A LA MACHINE SYNCHRONES A AIMANT PERMANENT

IV.1. Introduction :

La commande adaptative joue un rôle très important, elle est devenue l'objet de diverses investigations. Elle peut être présentée sous différentes techniques, parmi lesquels la commande adaptative à gain programmé, la commande adaptative à modèle de référence (MRAC) et commande adaptative auto-ajustable.

La commande adaptative consiste à utiliser un ensemble de techniques pour l'ajustement automatique en ligne des boucles de commande afin de réaliser et de maintenir de meilleures performances dynamiques au système à commander. Dans un système réel, il existe des paramètres qui se manifestent à l'intérieur de la même façon que des influences de l'environnement. Ces influences peuvent se présenter sous forme de perturbations généralement non mesurable. Le but de la commande adaptative est donc d'atteindre un certain objectif et le rendre optimal [FER 16].

IV.2. Historique :

La commande adaptative a débutée principalement dans les années 50, comme solution pour contrôler les processus fonctionnant sous des conditions et environnements variables dans le temps. Dans les années 60, plusieurs contributions de la théorie de commande ont été introduites dans le développement de la commande adaptative, comme par exemple l'analyse dans l'espace d'état, théorie de stabilité, théorie de la commande stochastique et programmation dynamique. Au début des années 70, les différentes méthodes d'estimation ont été introduites dans la commande adaptative.

La théorie de stabilité de la commande adaptative a commencé au début des années 80 en parallèle avec une rapide évolution en micro électronique qui a permis d'implémenter des régulateurs adaptatifs sur des systèmes à microprocesseurs [BEN 15].

IV.3. 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 afin 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 vraie 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].

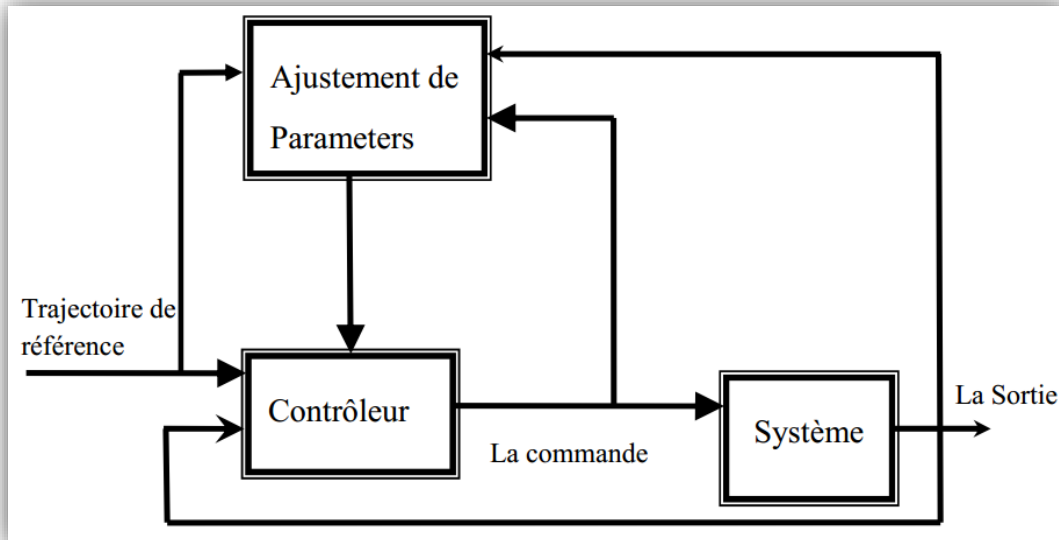


Figure (IV.1) : Schéma bloc d'une commande adaptative.

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.

IV.4. 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.

IV.5. Les tâches typiques de la commande adaptative :

Les systèmes de commande adaptative (CA) peuvent réaliser quelques tâches typiques à savoir [BEN 17]:

- 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.

IV.6. Principe de la commande adaptative [BEN 17] [LEF 12] :

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 :

- 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.

La figure (IV.2) montre le schéma de principe :

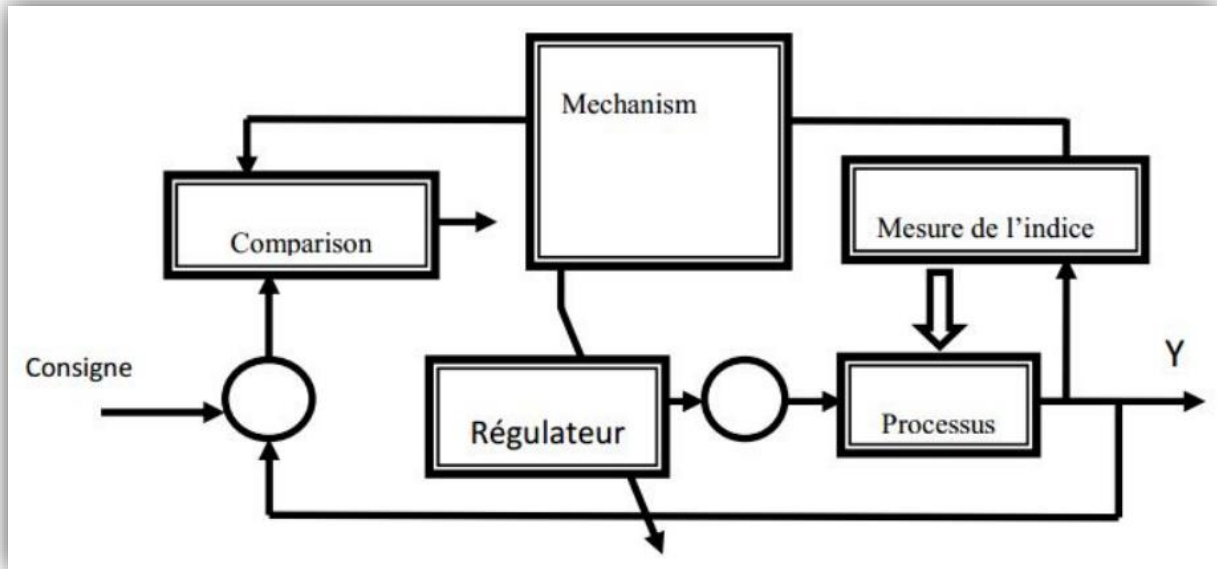


Figure (IV.2) : Principe des systèmes de commande adaptative.

IV.7. 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].

IV.8. Commande adaptative directe et indirecte :

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 [BEN 15]:

- Une boucle a 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.

IV.8.1. 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 paramètres 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].

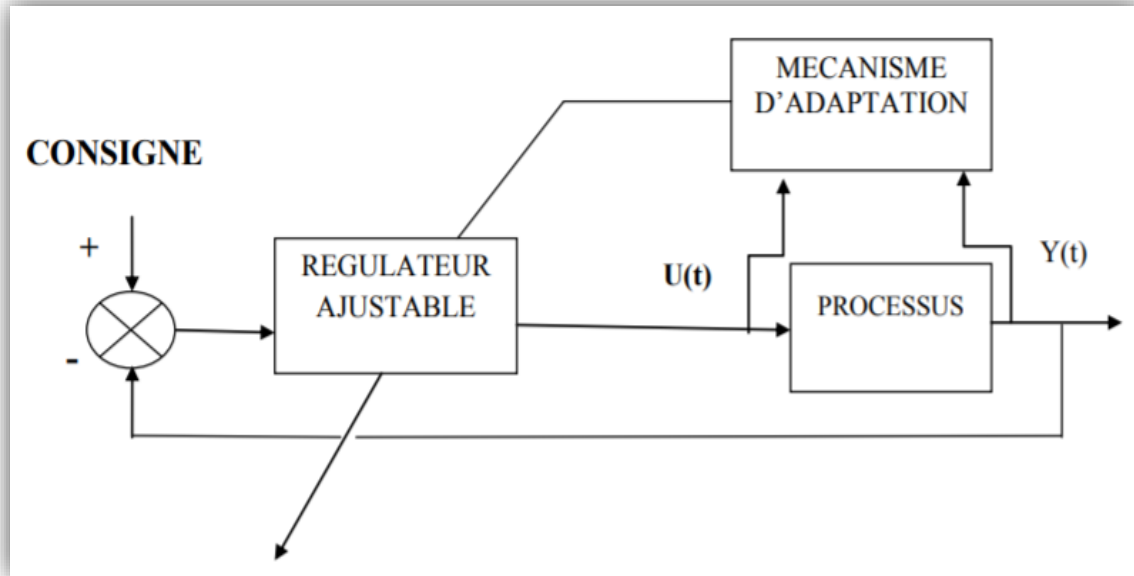


Figure (IV.3): la commande adaptative directe.

IV.8.2. 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'indentification 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 (IV.4).

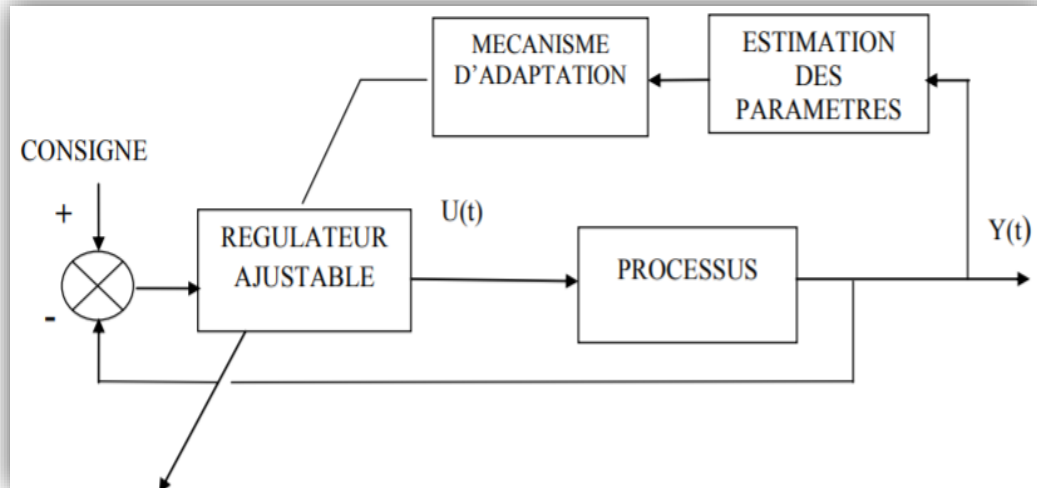


Figure (IV.4): La commande adaptative indirecte.

IV.9. Technique de la commande adaptative [BEN 15] :

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.

IV.9.1. 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.

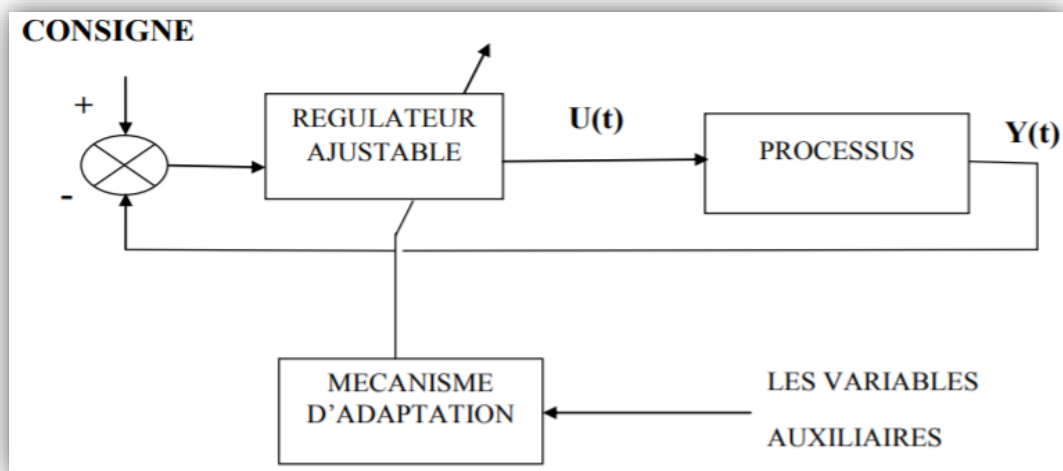


Figure (IV.5) : schéma d'une commande adaptative à gain programmé.

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).

IV.9.2. 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.

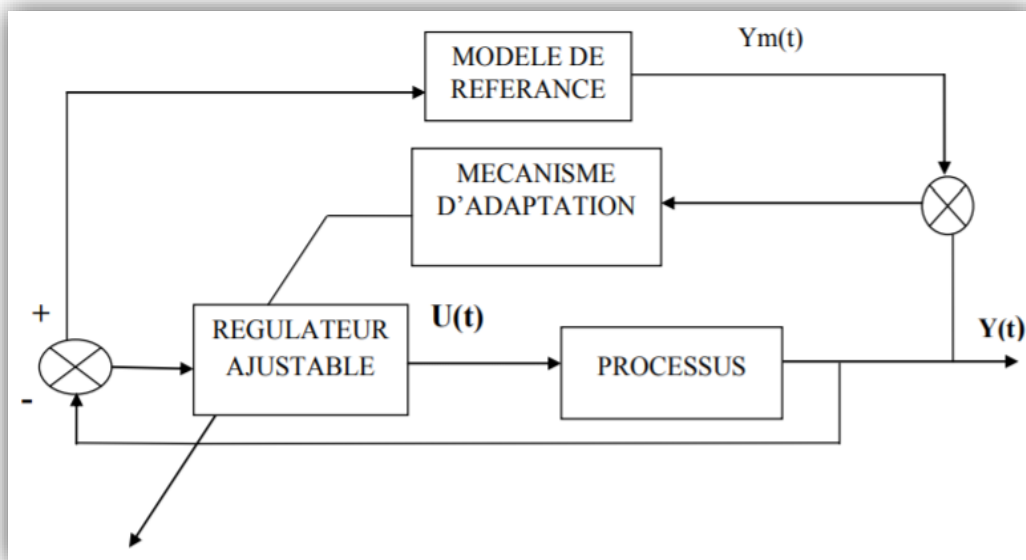


Figure (IV.6): commande adaptative à modèle de référence.

IV.9.3. 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.

IV.10. Les différents domaines de la commande adaptative:**IV.10.1. 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.

IV.10.2. 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.

IV.11. La loi de commande :

L'ajustement des paramètres du régulateur peut être obtenu de deux manières en utilisant :

- la méthode du gradient (MIT).
- la théorie de stabilité (Lyapunov).

IV.12. 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].

IV.12.1. Système de La commande floue adaptative :

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 atteigne 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 (IV.7).

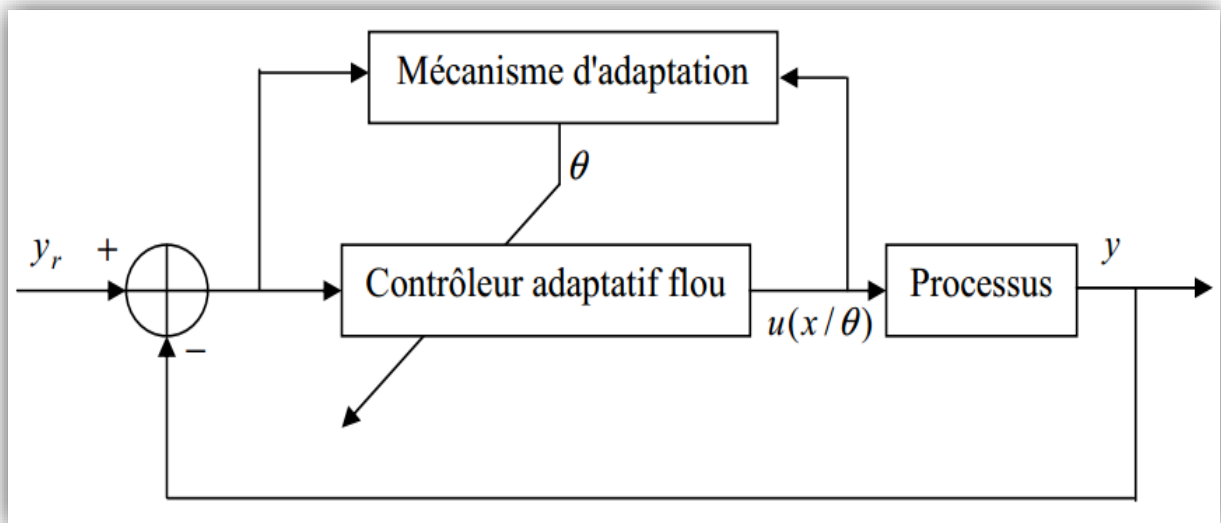


Figure (IV.7) :Commande adaptative floue directe.

- La commande floue adaptative indirecte (par modèle de référence MRAC): Dans ce type, pour calculer la loi de commande, on approxime d'abord le modèle 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 (IV.8) montre la structure de la commande adaptative floue indirecte.

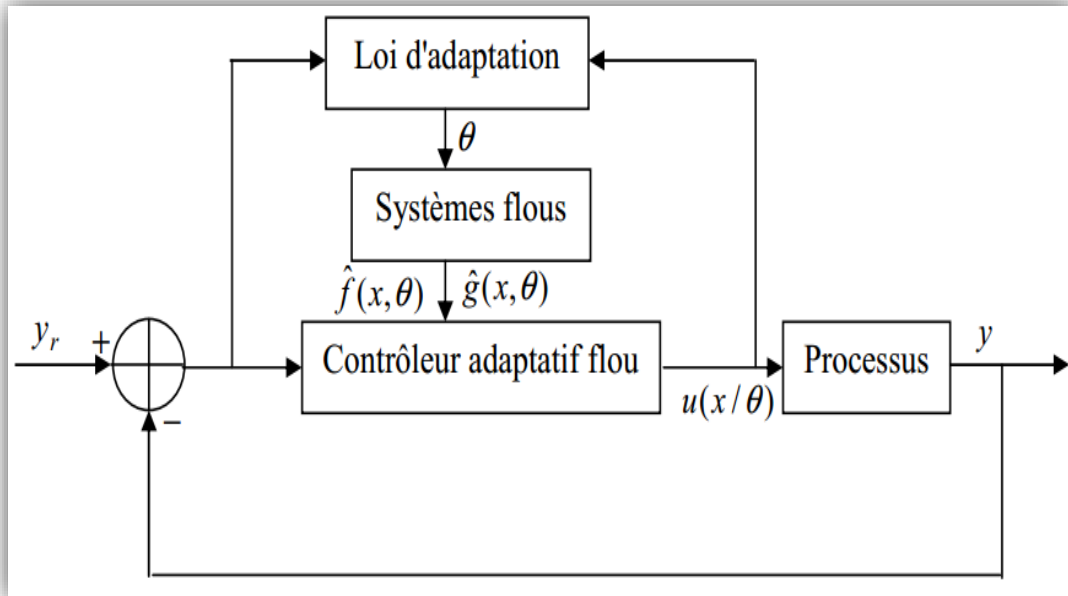


Figure (IV.8): Commande adaptative floue indirecte.

IV.13. Simulation et interprétation des résultats :

Afin 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 (IV.9) illustre le schéma bloc de la simulation de la commande adaptative floue applique à la MSAP.

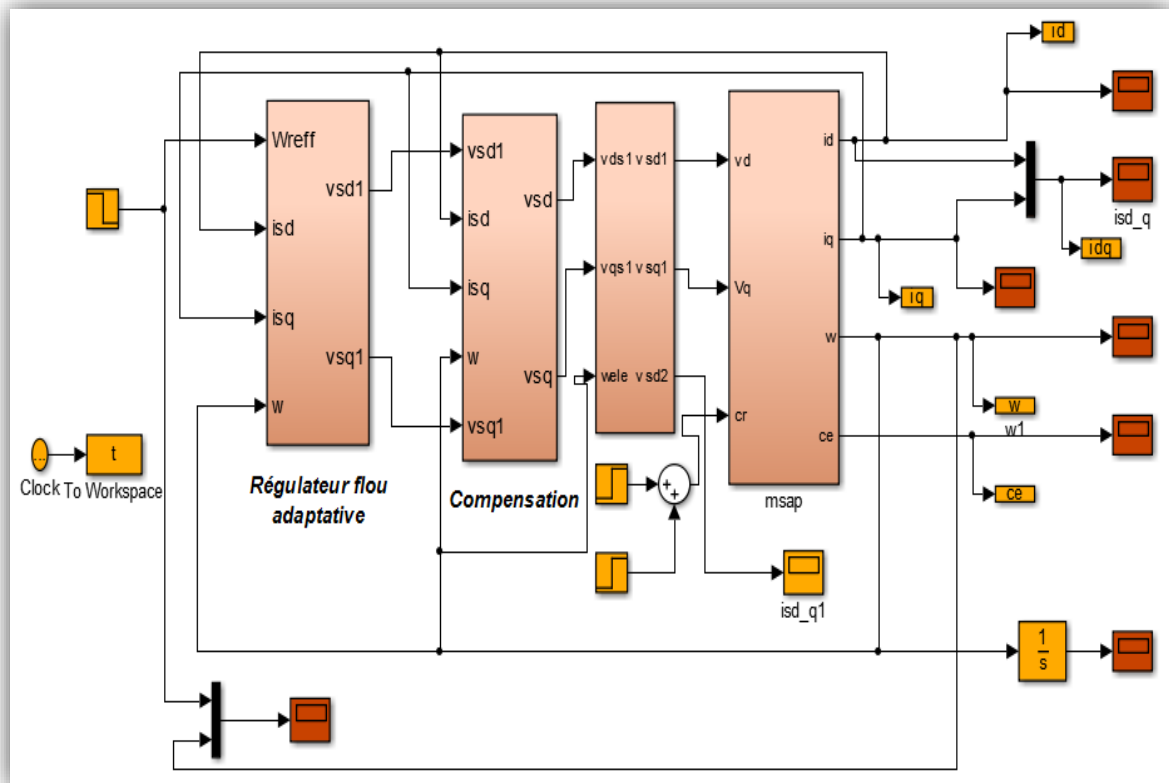
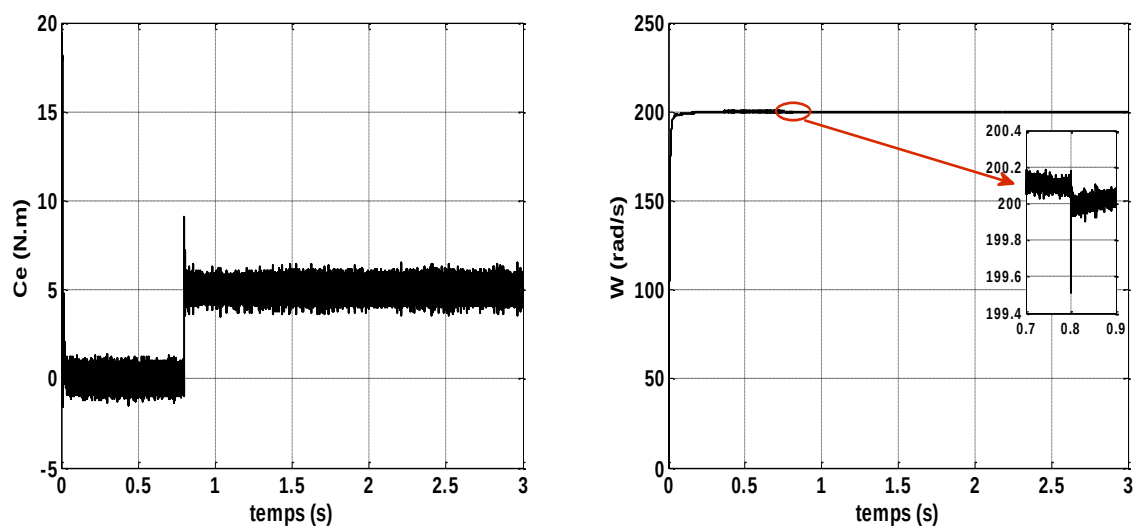


Figure (IV.9): le schéma bloc de la simulation de la commande floue adaptative appliqué à la MSAP.

Test 01 : Essai en charge

Lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 200 rad/s, suivie d'une application de charge de 5N.m à partir de $t = 0.8s$.



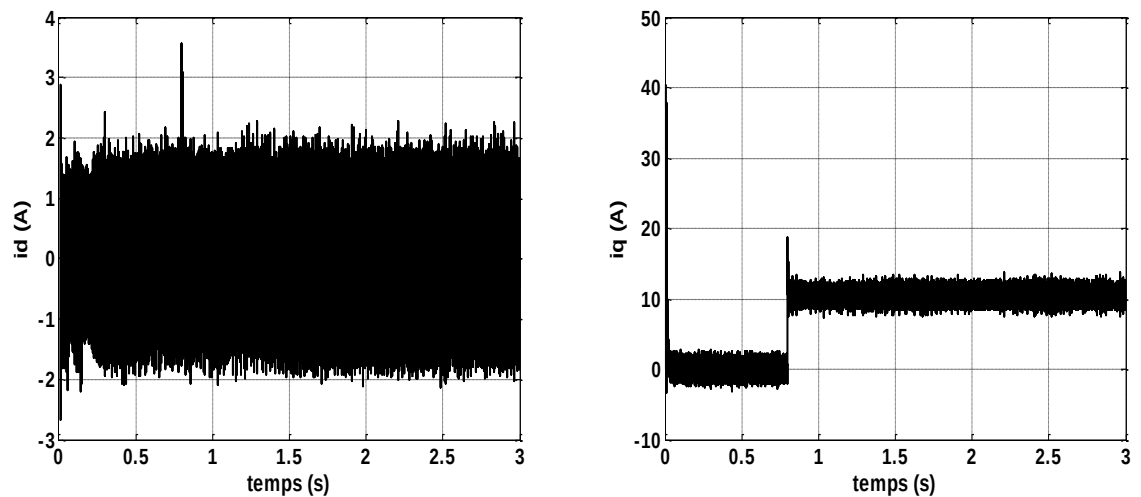
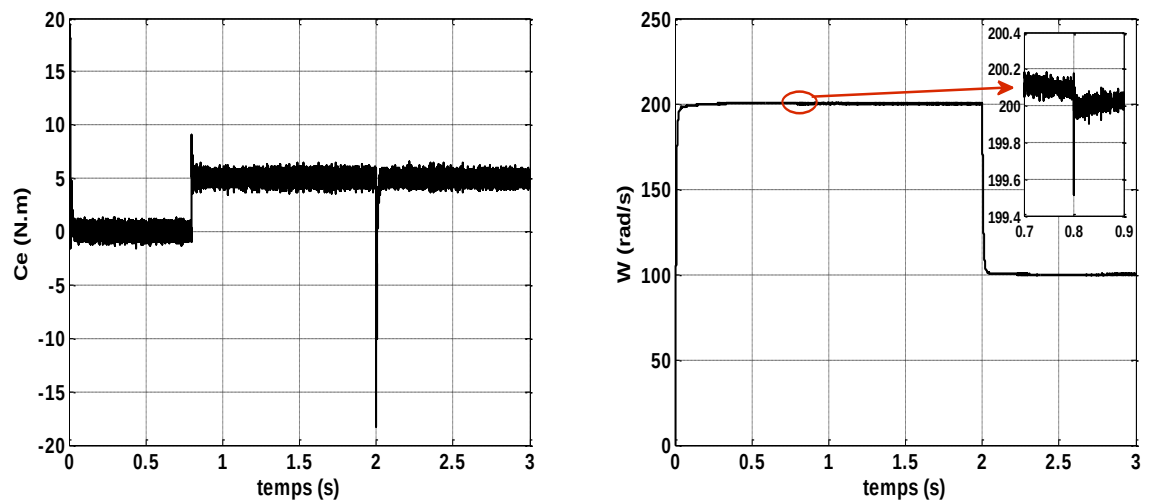


Figure (IV.10) : résultats de simulation de la MSAP en charge à $t=0.8$ s et vitesse de référence 200 rad/s.

Test 02 :

On démunie la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 200 rad/s à la valeur 100 rad/s à l'instant $t = 2$ s.



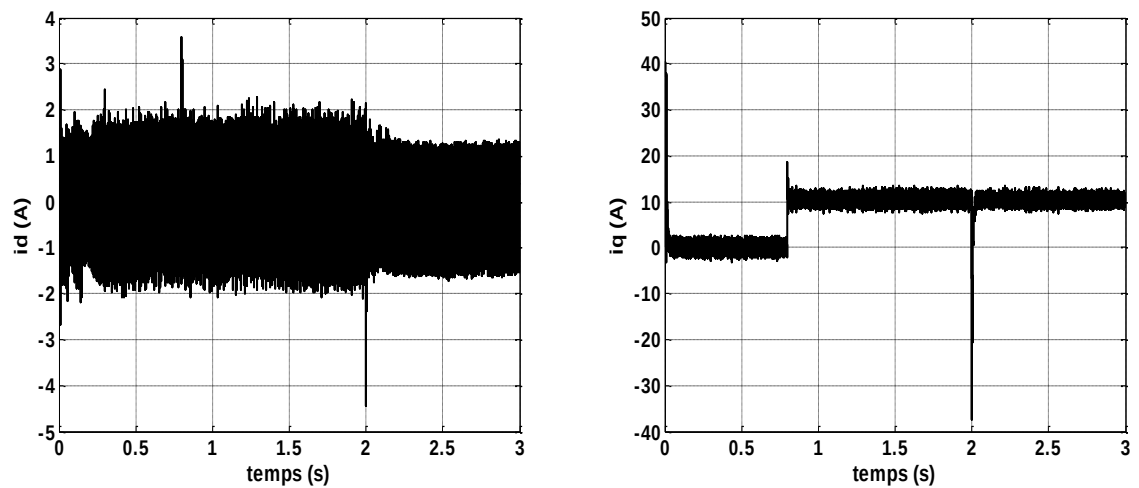


Figure (IV.11) : résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 200 rad/s a 100 rad/s.

Test 03 :

Dans ce test on démunie la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle 200 rad/s à la valeur 150 rad/s suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.8s$ et 10 N.m à partir de $t=2.5s$.

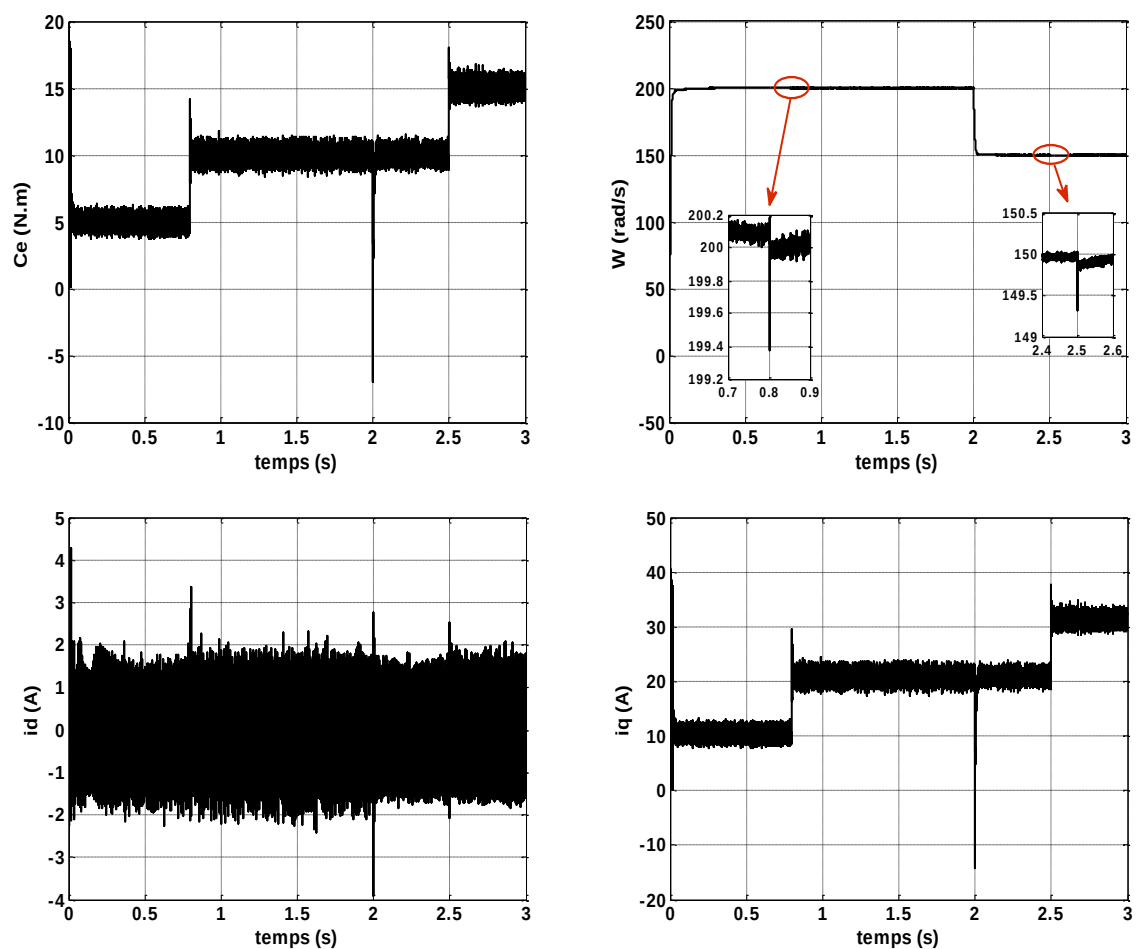


Figure (IV.12) : résultats de simulation de la MSAP en charge et diminution de vitesse de référence 200 rad/s a 150 rad/s.

IV.13.1. Interprétations des résultats :

L'application du contrôleur floue adaptative a donné une amélioration des performances dynamiques pour les régimes transitoires relatifs à tous les essais.

Les figures (IV.10), (IV.11) et (IV.12) montrent les résultats de simulation de la commande floue adaptative appliquée à la machine synchrone à aimant permanent « MSAP »

Les performances du régulateur adaptatif par logique floue ont été testées. Les résultats obtenus par simulation montrent que :

a) Le premier test de la simulation montre le comportement de la MSAP pour un échelon de consigne de 200 rad/s, on remarque :

- * le couple électromagnétique atteint certaine valeur et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

- * l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court.

- * Les réponses du courant statorique montrent le découplage créé par la commande vectorielle de la machine ($I_d=0$) donc le couple électromagnétique dépend seulement de la composante I_q . Après l'application de la charge de 5 N.m à partir de $t = 0.8s$, montré dans la figure (IV.10) On remarque que :

- * l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entraîne une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie.

- * Le couple augmente puis il se stabilise à (5 N.m).

- * Les courants statoriques perturbent par l'effet de la charge puis ils se stabilisent.

b) Le deuxième test, la variation de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur (200 rad/s) à la valeur (150 rad/s) à des instants différents avec application d'un couple résistant de valeur (5 N.m) à $t = 0.8s$, et montré sur la figure (IV.11), on remarque que :

- * la vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement.

- * L'allure du couple et du courant présente des pics lors de la diminution de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

c) Le troisième test, les résultats sont représentés par les figures (IV.12) Les simulations sont réalisées pour une variation de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur « 200 rad/s » à la valeur « 150 rad/s » à l'instant $t = 2s$. avec applications d'un couple résistant de valeur « 5 N.m » à $t = 0.8s$, et « 10 N.m » à partir de $t = 2.5s$. On remarque que :

Après l'application de la charge à l'instant $t=0.8s$, Le couple augmente puis il se stabilise, suivi d'une autre application de la charge « 10 N.m » à l'instant $t = 2.5s$ On constate une augmentation du couple à une certaine valeur puis se stabilise.

*La vitesse de rotation suit la vitesse de référence.

*Le courant i_d est nul

*Le courant i_q est l'image du couple.

IV.14. Etude Comparative entre les techniques de Commande Appliquée à la MSAP :

Dans le but d'évaluer les différentes approches de commande vues dans ce mémoire une brève étude comparative sera présentée dans ce qui suit. Dans cette partie on a fait des études comparatives entre le régulateur PI, la commande floue et la commande floue adaptative appliquée à la MSAP.

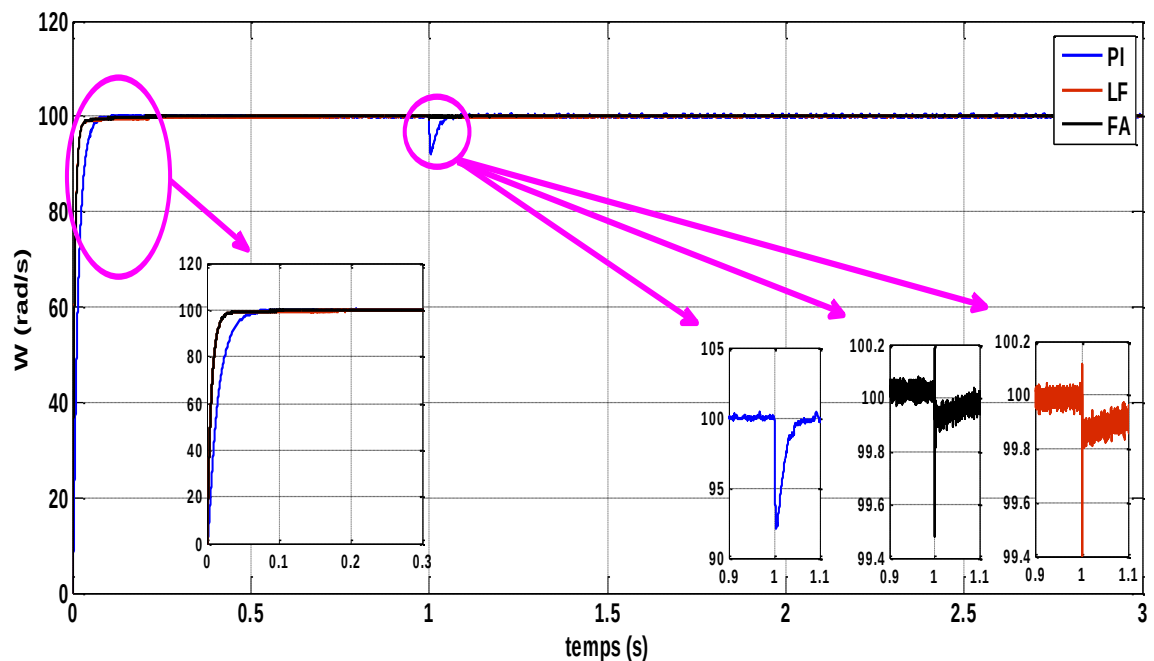


Figure (IV.13) : résultats de simulation de la vitesse de la MSAP en charge à $t=1s$ et vitesse de référence 100 rad/s.

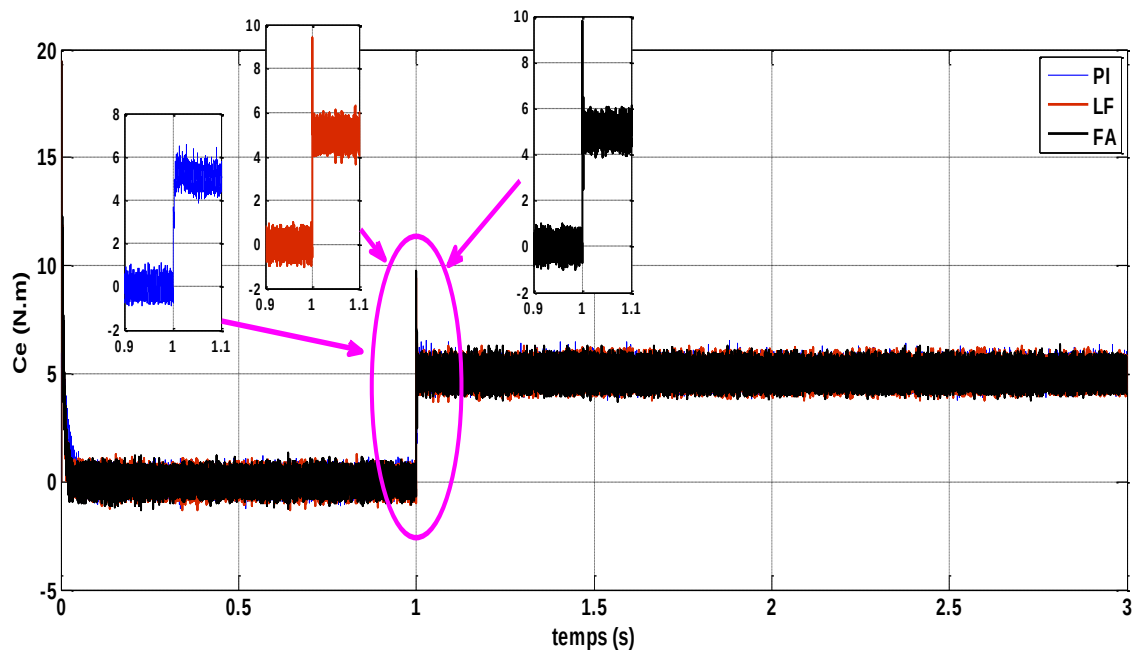


Figure (IV.14) : résultats de simulation de la couple de la MSAP en charge à $t=1s$ et vitesse de référence 100 rad/s.

IV.14.1. Interprétations des résultats :

Les figures (IV.13), (IV.14) représentent la vitesse et le couple de la machine synchrone à aimant permanent dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 100 (rad/s). A l'instant $t=1$ s, on applique un couple de charge de 5 (N.m) on remarque que :

*dans La figure (IV.13), qui montrent la dynamique de la vitesse est meilleure pour les contrôleurs utilisant les régulateurs flous adaptative. Mais aussi ca présente un temps de réponse plus faible que le réglage par la commande PI classique et PI floue.

* Le couple représente une augmentation, puis une stabilité à la valeur 5 (N.m) dans les trois types de Réglage comme indiqué sur la figure (IV.14) , on remarque aussi Le couple donné par la Commande par PI floue adaptative moins d'ondulation par rapport la commande avec PI classique et la commande par logique floue . Où la séparation est toujours maintenue.

D'après les résultats de simulation, on constate que la commande floue adaptative est très efficace, très performe (rapidité, stabilité et précision) que le régulateur PI et la commande floue. Et on conclut également qu'il y a une amélioration des performances du système par rapport aux résultats obtenus précédemment.

Finalement on peut dire que la commande par PI floue adaptative présente de meilleures performances et robustesse par rapport à les deux autres.

IV.15. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté d'une façon générale la commande adaptative CA . Ou il à été consacré à quelques rappels sur la commande floue adaptative CFA, et c'est mentionnant son domaine d'application, son principe et ses type directe et indirecte. Et aussi, nous avons comparé les résultats de simulation de la commande de la machine synchrone à aimant permanent par des correcteurs classique PI, un correcteur flou et PI floue adaptative, À partir des résultats simulés, on peut conclure que la commande par PI floue adaptative présente de meilleures performances et robustesse par rapport à les deux autres,

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

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande floue adaptative appliqué à la machine synchrone à aimants permanents « MSAP ». Qui vise à la synthèse des différentes stratégies de commandes, « commande vectorielle, commande flou et commande adaptative flou », 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 ou problème de calcul les 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.

Perspectives :

Les perspectives qu'on peut envisager comme suites à notre travail se traduisent par:

- La structure de la MSAP et l'accessibilité de ses grandeurs à la mesure nous invitent à comparer les performances des différents types de contrôle tel que la commande prédictive et la commande mode glissant ordre-2, mode glissant flou type-2 .
- L'introduction des onduleurs multi-niveaux.

Annexe

Annexe

A.1. Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents [BER 18]

Paramètres	Valeurs (S.I)
Fréquence	50
Puissance	1500
Tension d'alimentation	220/380
Nombre de paires de pôles	2
Résistance statorique	2.875 Ω
Inductance cyclique direct	0.0085 H
Inductance cyclique quadrature	0.0085 H
Flux d'un aimant	0.175 Wb
Inertie	0.0008 Kg.m ²
Coefficient de frottement	0.000019
Courant nominale	4

A.2. Régulateur PI des courants :

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation des courants, et afin de valider nos résultats de simulation on a adopté le choix de la référence :

$$K_p = 30, K_i = 1900$$

A.3. Régulateur PI de vitesse :

On a utilisé un régulateur PI pour la régulation de la vitesse, et afin de valider nos résultats de simulation on a adopté le choix de la référence :

$$K_p = 0.3, K_i = 35$$

A.4. Les gains du régulateur flou :

Les gains de ce régulateur flou sont obtenus après plusieurs simulations afin d'obtenir des résultats meilleurs, les valeurs suivantes sont alors adoptées :

$$K_e = 0.00169, K_{\Delta e} = 0.00169, K_{\Delta u} = 60000$$

Bibliographies

REFERENCES BIBLIOGRAPHIE

[ABA 07] A.ABADA et M.ZELLAGUI, « commande adaptative par modèle de référence, application sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Mémoire Magister, Université de M'sila, 2007.

[BEN 09] : A.Benbrahim, « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.

[BEN 19] A.BENMOUSSA et A.ABADA, « commande adaptative floue décentralisée pour une classe des systèmes non linéaires incertains », Mémoire Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 18/09/2019.

[BER 18] A.BERRABAH et O.HAMZA, « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master, Université de m'sila ,2018.

[BOU 18] A.BOUCHEKOUR, « Modélisation et Simulation d'un Système de Pompe Photovoltaïque », Mémoire de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2018.

[BOU 14] A.BOUNEMEUR, « Commande Adaptative Floue Des Systèmes Non Linéaires », Mémoire Magister, Université Constantine 1, 27/11/2014.

[GHE 18] A.GHERBI et A.ABBAD, « commande d'un moteur asynchrone par la logique floue adaptative », Mémoire de Master, Université de Bouira, 2018.

[KHE 11] A.Khemis, « Application du logique flou type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider-Biskra, 10/04/2011.

[KOB 17] A.KOBBI, M.DEKKICHE « Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire », mémoire de master en électrotechnique, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.

[SAE 11] : A.Saeed, « Contrôle vectoriel des machines synchrones a Aimants Permanents : Identification des paramètres et minimisation Des ondulations de couple », Thèse de Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 27 avril 1995.

[ZOU 19] A.ZOUAK et K.DECHOUCHA « commande par logique floue d'un filtre actif parallèle » Mémoire de Master en électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 20 19.

[MEL 16] B.MELIK et N.BOUHABZA, « Commande par logique floue de type 2 et commande neuro-floue appliquées à un pendule inversé », Mémoire de Master, Université de Blida 1, 2016.

[TOU 10] B.TOUAL, « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable», Mémoire de Magister, Université Batna, 2010.

[BEN 15] D.BENALI et I.BAKEL, « Commande adaptative floue d'un système non-linéaire (Application: pendule inversé) », Mémoire Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou ,14 / 07 / 2015.

[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 chattring », Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Mohammed Khider de Biskra, 2005.

[KHA 17] F.KHAMMAR, « Contribution à l'Etude de la Commande d'une Machine Asynchrone : Approches Intelligentes », Mémoire de Doctorat, Université Badji Mokhtar-Annaba, Année 2017.

[AID 13] : H.Aid, W.Aina, « Synthèse De Lois de Commande Non Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents », Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2013.

[BEN 17] H.BENSENI et K.ZERROUKI, « Commande adaptative basée sur l'approximation floue pour une classe de systèmes non linéaires discrets», Mémoire Master, Université de M'sila, 2017.

[FER 16] H.FERHAT « Commande adaptative floue d'un moteur Asynchrone », Mémoire de Master en électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2016.

[LEF 12] K.LEFREID, « Commande adaptative floue pour une classe de systèmes non linéaires à temps discret », Mémoire Magister, Université de M'sila, 2012.

[NAB 06] K.Nabti, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone par DTC et Logique Floue », Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2006.

[BEL 17] L. BELLAHCENE, M. DJAOUANI « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur MRAS », Mémoire de Master en électrotechnique, Université de Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2017.

[BEN 15] M. M. Benyahia, A. H. Kerroumi, « Commande par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master en électrotechnique, Université de Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2015.

[MAH 12] : M.S.Mahgoun, « Application De La Commande Aux Systèmes Linéaires Perturbés », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas- Setif (UFAS), 2012.

[BEN 06] M.T. BENCHOUIA, « Commande de la Machine à Courant Alternatif par Différentes Techniques de Contrôle Avancées », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Kheider – Biskra, Juin 2006.

[BOU 14] : N.Bounasla, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif, 2014.

[CHO 11] : N.Choug, « Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel », Mémoire de Magister, Université Hadj Lakhdar – Batna, 2011.

[KHA 18] N.KHADRAOUA et S.HABIB HANSALI « Régulation floue de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master en électrotechnique, Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2018.

[RAH 04] N.RAHOUA, « Commande Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Synchrone Triphasée Alimentée par un Onduleur de Tension », Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2004.

[FAI 04] S. FAID et S. BOURAHILI « Commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents », mémoire de master en électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf de M'sila , 2004.

[GRA 12] S.GRADIA, « commande adaptative floue type-2 par mode glissant des systèmes chaotique », Mémoire Master, Université de Kasdi Merboh Ourgla ,2012.

[ZEG 15] S. ZEGHOUDI « commande par passivité de la machine synchrone à aimants permanent », Mémoire de Master en électrotechnique, Université d'Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2015.

[ZOU 07] Z.ZOUAOUI, « Commande des convertisseurs statiques DC/DC Par la logique floue », Mémoire de Master, Université Hadj Lakhder de Batna, 2007.

Résumé

Résumé :

Dans le cadre d'améliorer les performances de la commande de la machine synchrone à aimants permanents « MSAP », nous présentons la technique de la commande adaptative floue.

Dans une première partie, On a présentée une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents « MSAP », alimentée par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI sinus-triangle.

Dans la deuxième partie la commande vectorielle PI a été introduit et utilisé dans le but d'avoir un modèle découplé « découplage entre le couple et le flux » et pour passer à une commande simplifiée ou on se rapproche d'un modèle linéaire. Et cette technique de commande permet d'assimiler la « MSAP » à la machine à courant Continu à excitation séparée du point de vue couple. Un régulateur PI classique est utilisé pour la commande de la vitesse. Cependant, donne des résultats acceptables mais pas aussi performances.

Une étude générale sur la logique floue a été présentée dans la troisième partie, ainsi que appliquée un régulateur PI flou pour le contrôle de la vitesse de la MSAP.

Dans la dernière partie nous intéressons dans ce cas par l'adaptation floue du gain de commande, Cette nouvelle technique de commande adaptative, a permis de répondre aux objectifs espérés, notamment, le rejet de perturbations. et pour obtenir les meilleurs résultats.

Mots clés : MSAP, Modélisation, Commande Vectorielle, Commande floue, Commande adaptative floue.

ملخص :

في إطار تحسين تقنيات التحكم في المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم نقدم تقنية التحكم الضبابي التكيفي . في الفصل الأول, تم تقديم دراسة النمذجة و التحكم في آلة المغناطيس الدائم . و التي تعمل بواسطة عاكس للجهود و يتم التحكم فيها بواسطة تقنية مثلث الجيب MLI.

أما في الفصل الثاني تم تقديم التحكم الشعاعي و استخدامه من أجل الحصول على نموذج منفصل (الفصل بين عزم الدوران و التدفق) و من أجل الانتقال إلى تحكم مبسط أو يقترب من النموذج الخطي , كما أن هذه التقنية تسمح للآلة التزامنية ذو المغناطيس الدائم MSAP أن تكون مكافئة للآلة التيار المستمر بغض النظر عن عزم الدوران يتم استخدام المعدل الكلاسيكي للتحكم في السرعة , و مع ذلك فإنه يعطي نتائج مقبولة و لكن ليست الهدف المأمول .

تم تقديم دراسة عامة حول المنطق الضبابي في الفصل الثالث, بالإضافة إلى استخدامها مع تطبيقات المنظمات الضبابية و ذلك للتحكم في سرعة.

أما في الفصل الأخير, يهتما في هذه التكيف الغامض لتعديل التحكم , ومنه فإن هذه التقنية الجديدة للتحكم في التكيف , قد جعلت من الممكن تحقيق الأهداف المرجوة على وجه الخصوص , رفض الاضطرابات . و الحصول على أفضل النتائج .

كلمات مفتاحية: الآلات التزامنية, النمذجة, التحكم الشعاعي, التحكم الغامض, التحكم الغامض المعتدل.