

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET PUBLIQUE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOUHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

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

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

THEME

Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant permanent

Proposé et dirigé par :

Dr. S.BELHAMDI

Présenté par :

HOUICHE Nasma

Année universitaire : 2015/2016

N° d'ordre : CSE-210

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères

A mes sœurs

A mes chers amis

A tous les amies étudiées avec moi dans toutes les étapes didactiques, surtout ceux d'électrotechnique promotion 2014.

HOUICHE. Nasma

Remerciement

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et la patience qu'il nous a donnés durant toutes ces longues années pour arriver au terme de ce travail.

J'exprime mes vifs remerciements à Mr. BELHAMDI Saad, Docteur à l'Université de M'sila, d'avoir encadré et dirigé ces travaux, et pour la confiance qu'il m'a accordé tout au long de ce mémoire.

On tient à exprimer notre gratitude aux membres de jury qui ont bien voulu examiner ce travail.

A travers ce mémoire, j'adresse mes reconnaissances aux enseignants qui ont contribué à la formation de notre connaissance depuis la première classe du primaire jusqu'à aujourd'hui.

Que mes amis soient aussi sincèrement remerciés pour leurs encouragements afin de mener à terme les travaux de cette mémoire.

Sommaire

SOMMAIRE

SOMMAIRE	I
LISTE DES FIGURES	V
LISTE DES TABLEAUX :	VIII
NOTATIONS ET SYMBOLES	IX
INTRODUCTION GENERALE	01
 <u>CHAPITRE I</u> : MODELISATION D'UN MOTEUR SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS	
I.1 - Introduction	03
I.2 - Description d'une MSAP	03
I.3 - Analyse de fonctionnement de MSAP :	04
I.3.1 - Les avantages et les inconvénients de la MSAP	04
- Avantages de la MSAP	04
- Inconvénients de la MSAP	05
I.3.2 - Domaines d'application de la MSAP	05
I.4 - Différentes types des machines à aimants	06
I.4.1 - Moteur à rotor intérieur	06
I.4.2 - Moteur à rotor extérieur	07
I.4.3 - Moteur à entrefer axial	07
I.5 - Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	08
I.5.1 - Mise en équations de la MSAP	09
I.5.1.1 - Equations électriques	09
I.5.1.2 - Equations magnétiques	10
I.5.1.3 - Equation mécanique	11
I.5.2 - Transformation de PARK	11
I.5.2.1 - Equations des tensions et des flux dans référentiel de PARK	12

I.5.2.1 - Expression du couple électromagnétique	13
I.6 - Modélisation de l'onduleur de tension	14
I.6.1 - Commande par MLI.....	15
I.7 - Equations d'état de la MSAP	16
I.7.1 - Résultats de simulation	17
- Teste à vide	18
- Teste en charge	18
I.7.2 - Simulation de l'ensemble onduleur-MSAP	19
- Résultats de simulation.....	20
I.8 - Conclusion.....	20
 <u>CHAPITRE II</u> : COMMANDE D'UN MOTEUR SYNCHRONÉ A AIMANT PERMANENT PAR LA DTC 	
II.1 - Introduction	22
II.2 - Principe de la Commande DTC	22
II.2 - Contrôle direct du couple	23
II.3 - Principe du Contrôle du flux et du Couple.....	24
II.4.1 - Contrôle du flux statorique	24
II.4.2 - Contrôle du couple Electromagnétique	26
II.5 - Sélection du Vecteur de tension.....	27
II.5.1 - Estimateurs	29
II.5.1.1 - Estimation du flux statorique	29
II.5.1.2 - Estimation du couple électromagnétique	30
II.5.2 - Elaboration du vecteur de commande.....	30
II.5.2.1 - Correcteur de flux	30
II.5.2.1 - Correcteur de couple	31
II.5.2.3 - Elaboration de la table de commande	32
II.6 - Structure Générale de la DTC Appliquée au MSAP.....	33

II.7 - Résultats de la simulation et interprétations.....	34
- Test à vide	34
- Test en charge.....	35
- Test de variation de la vitesse	36
- Test de variation de la charge.....	37
II.8 - Conclusion.....	39

CHAPITRE III : COMMANDE DTC FLOUE D'UNE MSAP

III.1 - Introduction.....	40
III.2 - Logique floue (FL).....	40
III.2.1 - Historique	40
III.2.2 - Commande par logique floue	40
III.3 - Principe de la logique floue	41
III.4 - Structure générale d'un système flou.....	41
III.4.1 - Constitution d'un système flou	42
III.4.2 - Fuzzification.....	42
III.4.3 - La base des règles.....	43
III.4.4 - Inférence floue.....	43
III.4.5 - Défuzzification	43
III.5 - Eléments de base de la logique floue.....	44
III.5.1 - Univers de discours	44
III.5.2 - Fonction d'appartenances.....	44
III.6 - Conception d'une commande floue	45
III.7 - Contrôleur floue de vitesse à cinq niveaux	45
III.7.1 - Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse	46
III.7.2 - Fuzzification.....	48
III.7.3 - Table des règles	48
III.7.4 - Défuzzification	49

III.8 - Commande floue Directe du Couple (DTC floue).....	49
II.9 - Résultats de simulation.....	50
- Test à vide	50
- Test en charge.....	51
- Test de variation de la vitesse	53
- Test de variation de la charge.....	54
III.10 - Conclusion	55
<u>CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE DTC ET DTC FLOU</u>	
IV.1 - Introduction.....	56
IV.2 - Résultats de simulation	56
IV.2.1 - Teste en charge.....	56
IV.2.2 - Teste de variation de la vitesse	58
IV.2.3 - Teste de variation de la charge.....	60
IV.3 - Conclusion	61
CONCLUSION GENERALE	62
ANNEXE
BIBLIOGRAPHIE
RESUME.....

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : MODELISATION D'UN MOTEUR SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

Figure I.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents	03
Figure I.2 : Caractéristique du couple-angle électrique.	04
Figure I.3 : Moteur à rotor intérieur	06
Figure I.4 : Moteur à rotor extérieur	07
Figure I.5 : Moteur à entrefer axial	08
Figure I.6 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents	09
Figure I.7 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)	12
Figure I.8 : Représentation schématique d'un onduleur de tension	14
Figure 1.9 : Génération d'une <i>MLI</i> naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz (b)	16
Figure I.10 : Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d-q.	17
Figure I.11 : Caractéristique dynamique de la MSAP à vide ($C_r = 0$)	18
Figure I.12 : Caractéristiques dynamiques de la MSAP avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_r = 5 \text{ N.m}$).	19
Figure I.13 : Schéma bloc de l'ensemble onduleur-MSAP.	19
Figure I.14 : Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur-MSAP avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_r = 5 \text{ N.m}$)	20

CHAPITRE II : COMMANDE D'UN MOTEUR SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT PAR LA DTC

Figure II.1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP	23
Figure II.2 : Sélection du vecteurs tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.	25
Figure II.3 : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique	25
Figure II.4 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique	27

Figure II.5 : Choix du vecteur tension.....	28
Figure II.6 : a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux.....	
b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.....	31
Figure II.7 : Correcteur de couple à trois niveaux.....	32
Figure II.8 : Schéma bloc de la commande DTC.....	33
Figure II.9 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC (à vide $C_r=0$, $w=100$ rad/s).....	34
Figure II.10 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC (En charge $C_r=5N.m$, $w=100$ rad/s).....	36
Figure II.11 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC (Avec variation de vitesse et charge $C_r=5N.m$).....	37
Figure II.12 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC (Avec variation du charge et $w=100rad/s$).....	38
<u>CHAPITRE III</u> : COMMANDE DTC FLOUE D'UNE MSAP	
Figure III.1 : Structure interne d'un système flou.....	42
Figure III.2 : Les fonctions d'appartenance du contrôleur flou.....	45
Figure III.3 : Schéma de base du contrôleur flou.....	45
Figure III.4 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.....	47
Figure III.5 : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.....	48
Figure III.6 : Schéma bloc de la commande DTC flou.....	50
Figure III.7 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC flou (à vide $C_r=0$, $\omega_{ref} =100$ rad/s).....	51
Figure III.8 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC Flou (En charge $C_r=5N.m$, $\omega_{ref} =100$ rad/s).....	52
Figure III.9 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC (Avec variation de vitesse et charge $C_r=5N.m$).....	53
Figure III.10 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC flou (Avec variation du couple de charge et $\omega_{ref} = 100rad / s$).....	55

CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE DTC ET DTC FLOU

Figure IV.1 : Réponse de la DTC et DTC flou en charge $C_r=5N.m$ à l'instant $t=0.2s$ 57

Figure IV.2 : Réponse de la DTC et DTC flou avec variation de la vitesse de référence (80 rad/s à 120rad/s). 59

Figure IV.3 : Réponse de la DTC et DTC flou avec variation du couple de charge. 61

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE II : COMMANDE D'UN MOTEUR SYNCHRON A AIMANT PERMANENT PAR LA DTC

Tableau II.1 : Table de commutation de la commande directe du couple..... 33

CHAPITRE III : COMMANDE DTC FLOUE D'UNE MSAP

Tableaux III.1 : Matrice d'inférence. 45

Tableaux III.2 : Matrice d'inférence des règles floues..... 49

Notations et symboles

NOTATIONS ET SYMBOLES

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
DTC	Commande directe du couple (Direct Torque Control).
PI	Correcteur Proportionnel-Intégral.
DTC Flou	Commande directe du couple par logique flou.
RF	Régulateur Flou.
$[P(\theta)]$	Matrice de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de Park inverse.
T_e [s]	Constante du temps électrique.
K_i, k_p	Coefficient du régulateur de vitesse.

Repère :

a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
α, β	Axes de référentiel statorique.
O	Axe homopolaire.

Paramètres de modélisation de la machine :

$[R_s]$ [Ω]	Matrice de la résistance statorique.
r_s [Ω]	Résistance statorique
$[L_s]$ [H]	Matrice d'inductance statorique.
l_s [H]	Inductance statorique.

L_d [H]	Inductance cyclique directe.
L_q [H]	Inductance cyclique quadrature.
L_{sc} [H]	Matrice d'inductance cyclique d'un enroulement statorique.
l_{sc} [H]	L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.
p	Nombre de pair de pôles.
J [Kg.m ²]	Moment d'inertie du moteur.
f_c [N.m.s/rad]	Coefficient de frottement visqueux.

Grandeurs électriques :

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$ [V]	Les tensions des phases statoriques.
$[I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T$ [A]	Les courants des phases statoriques.
I_d, I_q [A]	Courants statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.
V_d, V_q [V]	Tension statoriques d'axe direct.
E [V]	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
U_c [V]	Tension à la sortie du redresseur.
φ [rad]	Déphasage du courant par rapport à la tension.

Grandeurs magnétiques :

$\phi_s = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^T$	Vecteur flux statoriques.
ϕ_f [Wb]	Flux des aimants.
ϕ_d [Wb]	Flux statorique instantané dans l'axe d.
ϕ_q [Wb]	Flux statorique instantané dans l'axe q.
ϕ_α [Wb]	Flux statorique instantané dans l'axe α .

ϕ_β [Wb] Flux statorique instantané dans l'axe β .

Grandeurs mécaniques :

ω_r [rad/s] Vitesse angulaire du rotor.

ω_{ref} [rad/s] Vitesse angulaire du rotor e référence.

Ω [rad/s] Vitesse mécanique de rotation.

θ [rad] Position absolue du rotor en degré électrique.

C_{em}, C_e [N.m] Couple électromagnétique.

C_r [N.m] Couple résistant.

C_f [N.m] Couple de frottement.

Introduction générale



INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [1].

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 [1].

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 [2].

Les derniers développements de commande pour le moteur synchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator avec l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [3].

La technique de la commande directe du couple (DTC) utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Cette technique permet de calculer les

grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques avec l'utilisation des capteurs mécaniques [4].

L'objectif visé dans ce travail est d'améliorer des performances de la commande DTC par la logique floue à la machine synchrone à aimants permanents. Cet objectif comprend une amélioration de la réponse dynamique du système, ainsi que les performances en régime statique, particulièrement la minimisation des pulsations du couple électromagnétique de la MSAP.

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

- ✓ Le premier chapitre présentera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité avec une étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI.
- ✓ Le second chapitre est consacré à la commande directe du couple des machines synchrones à aimants permanents alimentée d'un onduleur de tension à deux niveaux.
- ✓ Dans le troisième chapitre, on présente quelque généralité sur la logique floue, ainsi le contrôleur flou. Puis appliqué ce dernier avec la commande DTC.
- ✓ Et dans le chapitre quatre, une comparaison entre les résultats obtenue après l'application de la commande DTC classique sur la MSAP, et la commande DTC floue.

Enfin on conclut sur une perspective basée sur les résultats obtenus.

Chapitre I

Modélisation d'un moteur synchrone à
aimants permanents

I.1 - INTRODUCTION :

Les machines électriques sont, en général, modélisées par des équations non linéaires. Ce non linéarité est dû aux inductances et coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique, donc du temps. Un changement de variable est souvent utilisé afin de diminuer la complexité de ce modèle dynamique, par la réduction du nombre de variables et l'élimination de la position du rotor dans les coefficients des équations différentielles. Dans ce cas, les conditions du régime permanent peuvent être déterminées beaucoup plus facilement et l'analyse de stabilité se fait plus aisément, ainsi que la synthèse de la commande [5].

I.2 - Description d'une MSAP :

La structure du MSAP se comporte, comme une machine asynchrone. Le schéma de la MSAP peut être représenté par trois enroulements a, b et c au stator avec les aimants permanents au rotor. [6]

L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice d'excitation, le schéma de la figure (I.1) illustre la représentation de la MSAP. [6]

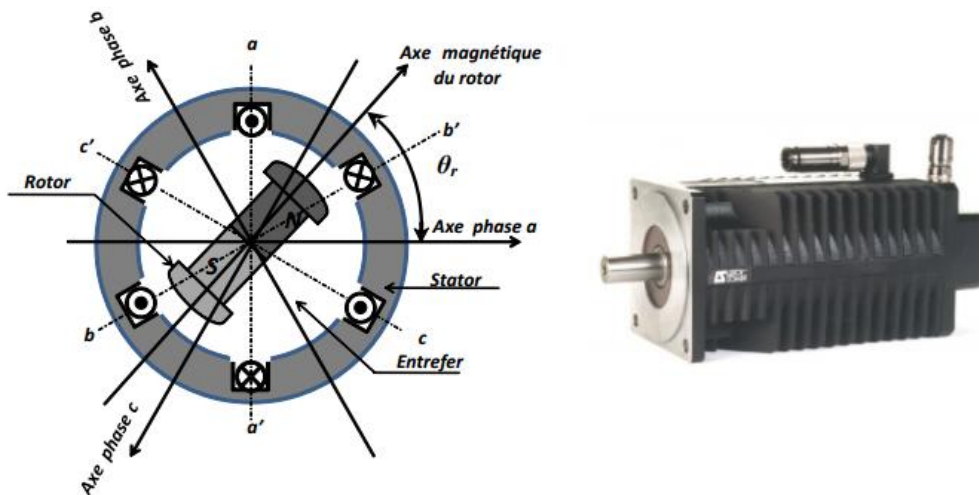


Figure I.1 : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

I.3 - Analyse de fonctionnement de MSAP :

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90° . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator [7].

La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante:

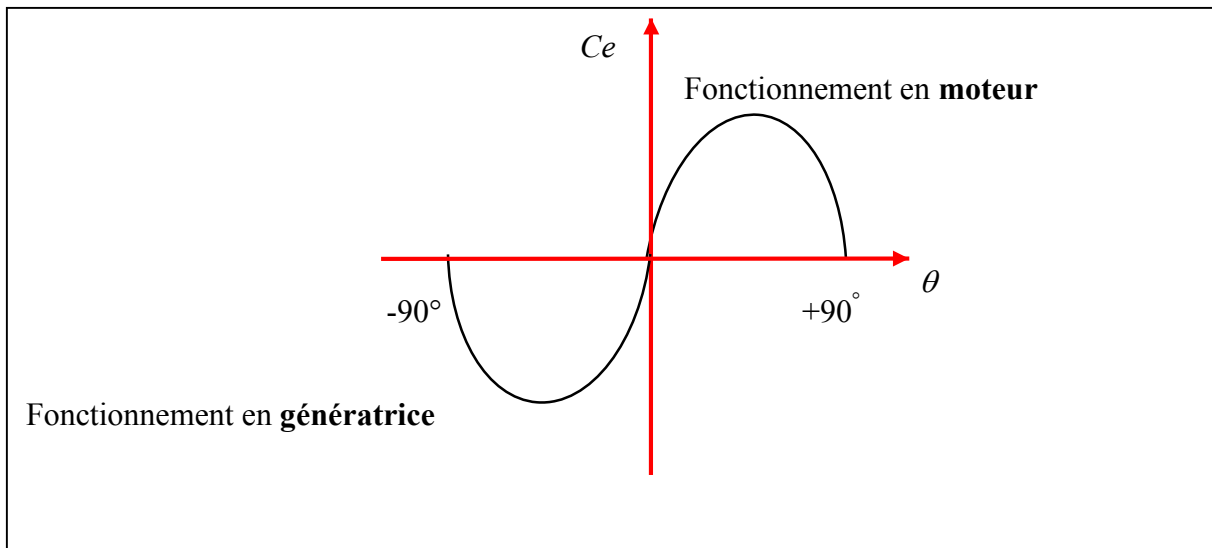


Figure I.2 : Caractéristique du couple-angle électrique.

I.3.1 - Les avantages et les inconvénients de la machine synchrone [8] :

➤ **Avantages de la machine synchrone :**

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types des machines :

- La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu.
- Son rendement est proche de 99%.

- On peut régler son facteur de puissance $\cos \varphi$ en modifiant le courant d'excitation I_{ex} ;
Donc le moteur synchrone peut également être utilisé comme source de puissance réactive pour relever le facteur de puissance $\cos \varphi$ d'une installation électrique.
- Moins de pertes de cuivre (MSAP), les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du contact bagues_balais dans ces machines (MSAP).

➤ **Inconvénients de la machine synchrone :**

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Le flux inducteurs de la machines à aimant est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieur en particulier dans le cas d'inducteur à pôles saillants.
- pour le fonctionnement en moteur il est souvent nécessaire d'utiliser un moteur auxiliaire de démarrage.
- Il faut une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie.
- Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.

I.3.2 - Domaines d'application de la MSAP :

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [7] :

- 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, les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins
- les machines-outils, les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.4 - Différentes types des machines à aimants :

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible [9].

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable. Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur et à entrefer axial [9].

I.4.1 - Moteur à rotor intérieur :

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction [9, 10]. La figure (I.3) montre un exemple de moteur à rotor intérieur :

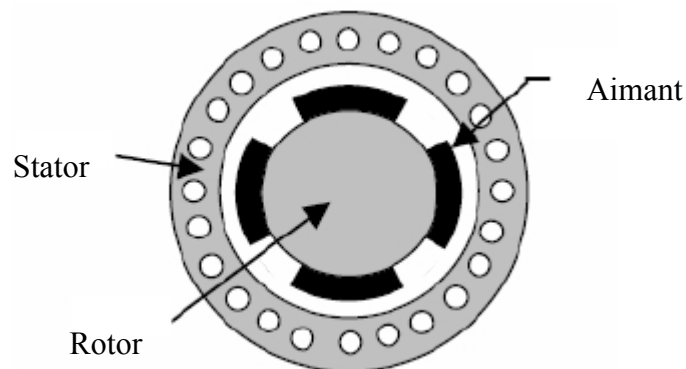


Figure I.3 : Moteur à rotor intérieur [10].

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés [9].

I.4.2 - Moteur à rotor extérieur :

La figure (I.4) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge [9, 10].

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

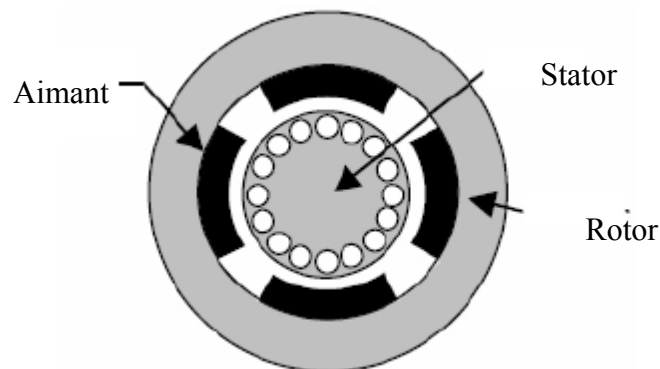


Figure I.4 : Moteur à rotor extérieur [10].

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

I.4.3 - Moteur à entrefer axial :

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer [9].

La figure (I.5) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

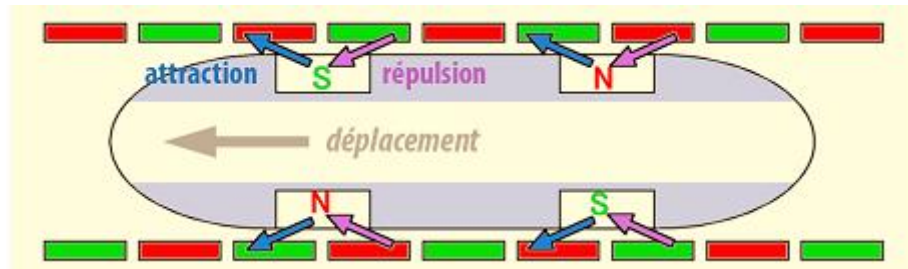


Figure I.5 : Moteur à entrefer axial.

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault [9].

Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple résistant à faible vitesse.

I.5 - Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

L'étude des systèmes électromagnétiques ne peut se faire que moyennant des hypothèses ou des transformations mathématiques afin d'obtenir un ou plusieurs modèles simplifiés. Les hypothèses usuelles données dans la majorité des références sont adoptées comme suit [11] :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé et l'effet de Peau et d'hystérésis est négligé. Les flux sont des fonctions linéaires des courants qui leur donnent naissance.
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, que seuls les enroulements (inducteur et induit) sont parcourus par des courants, ce qui permet de négliger les courants de Foucault.
- La densité de courant est uniforme dans les sections des conducteurs élémentaires afin de négliger l'effet pelliculaire.
- La force magnétomotrice créée le long de l'entrefer dans chaque phase de l'induit est à répartition spatiale sinusoïdale, on ne considère que le fondamental et on néglige les harmoniques d'espace.
- On assimile le système d'alimentation à une source triphasée délivrant des tensions symétriques et équilibrées et dont la composante homopolaire est nulle.

La figure (I.6) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

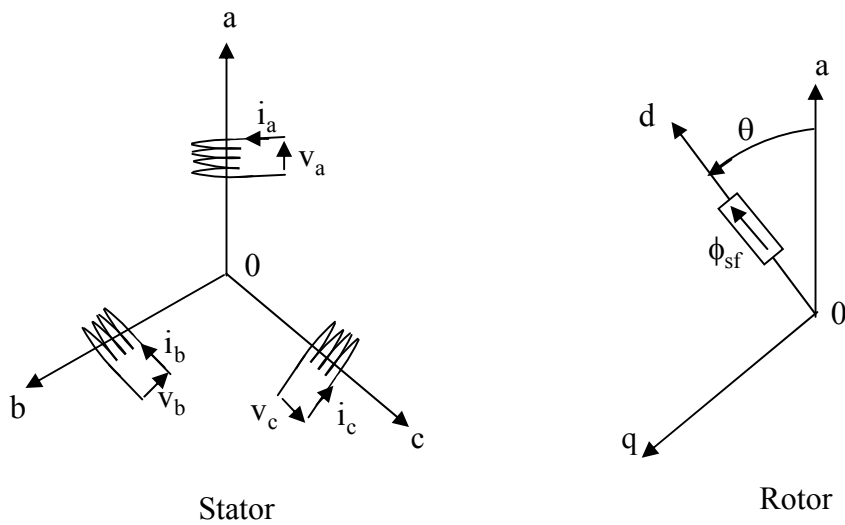


Figure I.6 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents

I.5.1 - Mise en équations de la MSAP:

A partir de la figure (I.6), nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

I.5.1.1 - Equations électriques :

$$[V] = [R_s][i] + \frac{d[\phi]}{dt} \quad (1.1)$$

Avec :

$$[V] = [V_a V_b V_c]^T : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

$$[i] = [i_a i_b i_c]^T : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$[\phi] = [\phi_a \phi_b \phi_c]^T : \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} : \text{Matrice de la résistance équivalente d'un enroulement statorique.}$$

I.5.1.2 - Equations magnétiques :

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisant à une matrice des inductances, qui établit les relations linéaires entre les flux et les courants.

$$[\phi] = [L_S][i] + [\phi_f] \quad (1.2)$$

Avec :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_S & M_S & M_S \\ M_S & l_S & M_S \\ M_S & M_S & l_S \end{bmatrix} : \text{Matrice d'inductance propre d'une phase statorique.}$$

M_S : L'inductance mutuelle entre phases du stator.

$$[\phi_f] = [\phi_{af} \ \phi_{bf} \ \phi_{cf}]^T : \text{Vecteur flux des aimants.}$$

Les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques (a, b, c) sont donnés par :

$$[\phi_f] = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Du fait que la machine est équilibrée à neutre isolé, on a ($i_a + i_b + i_c = 0$), d'où les expressions des flux se déduisent par :

$$[\phi] = [L_{SC}][i] + [\phi_f] \quad (1.4)$$

Avec :

$$[L_{SC}] = \begin{bmatrix} l_{SC} & 0 & 0 \\ 0 & l_{SC} & 0 \\ 0 & 0 & l_{SC} \end{bmatrix} ; \quad L_{SC} = L_S - M_S : \text{L'inductance cyclique d'un enroulement}$$

statorique.

I.5.1.3 - Equation mécanique :

L'équation mécanique s'écrit comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (1.5)$$

$$C_f = f_c \Omega$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} : \text{Vitesse mécanique de rotation de la machine.}$$

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inertie.

f_c : Coefficient de frottement.

p : Nombre de paires de pôles.

ω_r : Vitesse électrique du rotor.

I.5.2 - Transformation de PARK :

Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de PARK et qui permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements a, b et c. Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère cartésien d'axes (d, q) [6], comme nous le montre la figure suivante :

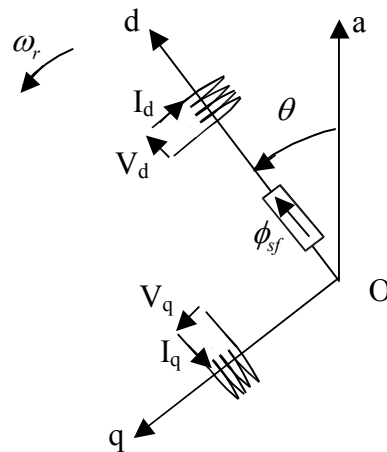


Figure I.7 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

L'équation qui traduit est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (1.6)$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Dont la matrice inverse est la suivante :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$\text{et : } \theta = \int \omega_r(t) dt \quad (1.9)$$

I.5.2.1 - Equations des tensions et des flux dans référentiel de PARK :

A partir cette transformation, les équations s'écrivent comme:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_f \\ \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1.10)$$

1.5.2.1 - Expression du couple électromagnétique :

La puissance absorbée par la machine est donnée par :

$$p(t) = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (1.11)$$

Dans le repère (d, q), cette puissance s'écrit :

$$p(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (1.12)$$

En remplaçant les tensions V_d et V_q par leur expressions, la puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de PARK devient :

$$p(t) = \frac{3}{2} \left(R_s (i_d^2 + i_q^2) + L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} + p \omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \right) \quad (1.13)$$

Cette puissance est composée de :

- Puissance perdue par effet Joule: $p_j = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$
- Puissance électromagnétique : $p_{em} = \frac{3}{2} \left(p \omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \right)$
- La variation d'énergie magnétique : $p_v = \frac{3}{2} \left(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right)$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \quad (1.14)$$

Avec :

$\frac{3}{2} p \phi_f i_q$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.

$\frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

I.6 - Modélisation de l'onduleur de tension :

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables est des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande du MSAP. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K1 et K2, K3 et K4, K5 et K6 doivent être contrôlés de manière complémentaire [12].

Le schéma suivante (la figure I.8) représente un convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par:

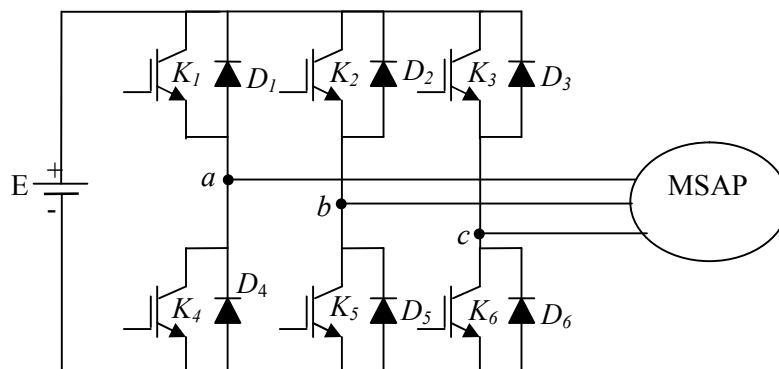


Figure I.8 : Représentation schématique d'un onduleur de tension.

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

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

Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande c_1 , c_2 et c_3 . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante [13] :

Si $c_i = 1$: L'interrupteur du haut K_i est fermé et l'interrupteur de bas K_{i+3} est ouvert.

Si $c_i = 0$: L'interrupteur du haut K_i est ouvert et l'interrupteur de bas K_{i+3} est fermé.

Les commandes c_i de l'onduleur de tension triphasé sont généralement générées par une stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée ($V_a + V_b + V_c = 0$), les tensions phase - neutre s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

I.6.1 - Commande par MLI :

La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) 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, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

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

$$f_{\text{porteuse}} > 20. f_{\text{référence}} \quad (1.16)$$

Les figure (I.9) représente deux signaux à *MLI* générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure I.9.a) et 2kHz(figure I.9.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.

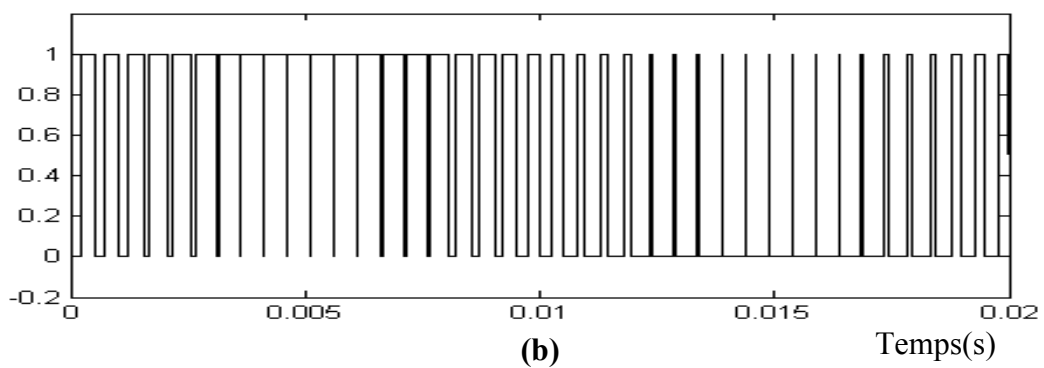
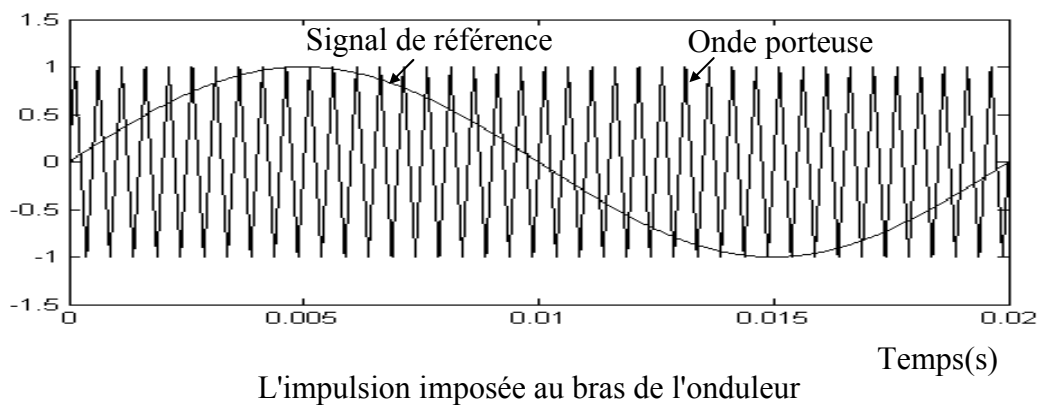
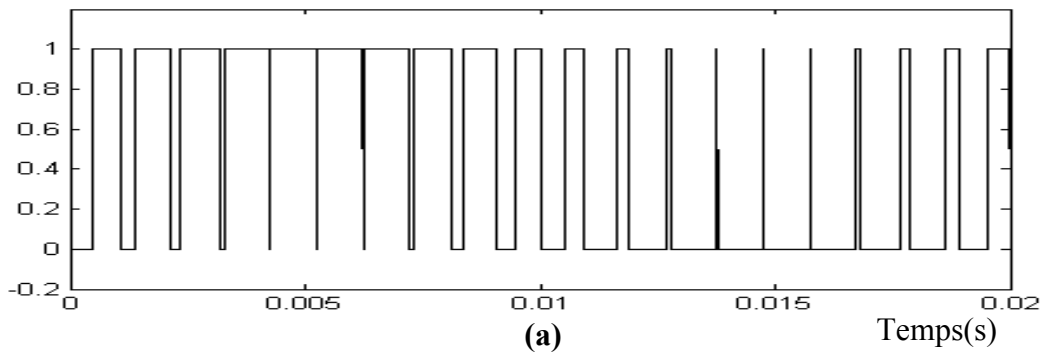
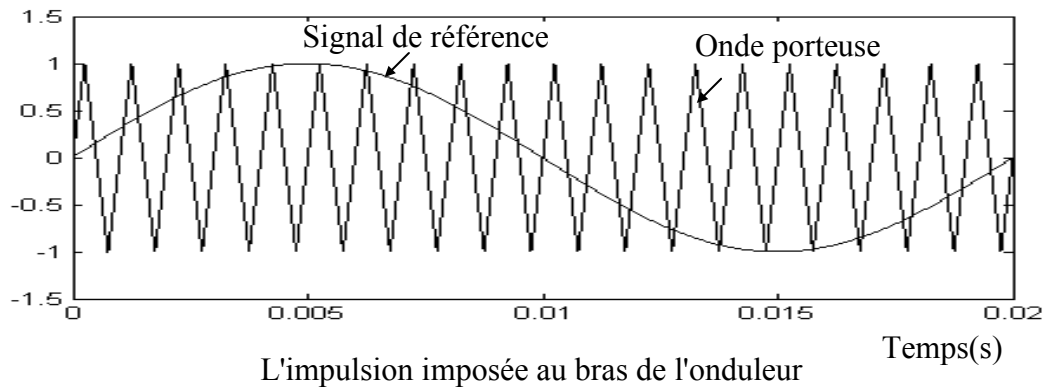


Figure 1.9 : Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 1kHz (a) et de 2kHz (b).

I.7 - Equations d'état de la MSAP :

Les équations de la MSAP dans le repère de PARK sont regroupées dans le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_q}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} + \omega_r L_d \frac{i_d}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \phi_f \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em}}{J} - \frac{C_r}{J} - \frac{C_f}{J} \\ C_{em} = \frac{3}{2} p ((L_d - L_q) i_d i_q) + \phi_f i_q \end{cases} \quad (1.17)$$

Le schéma bloc de ce système est représenté par la figure (I.10) :

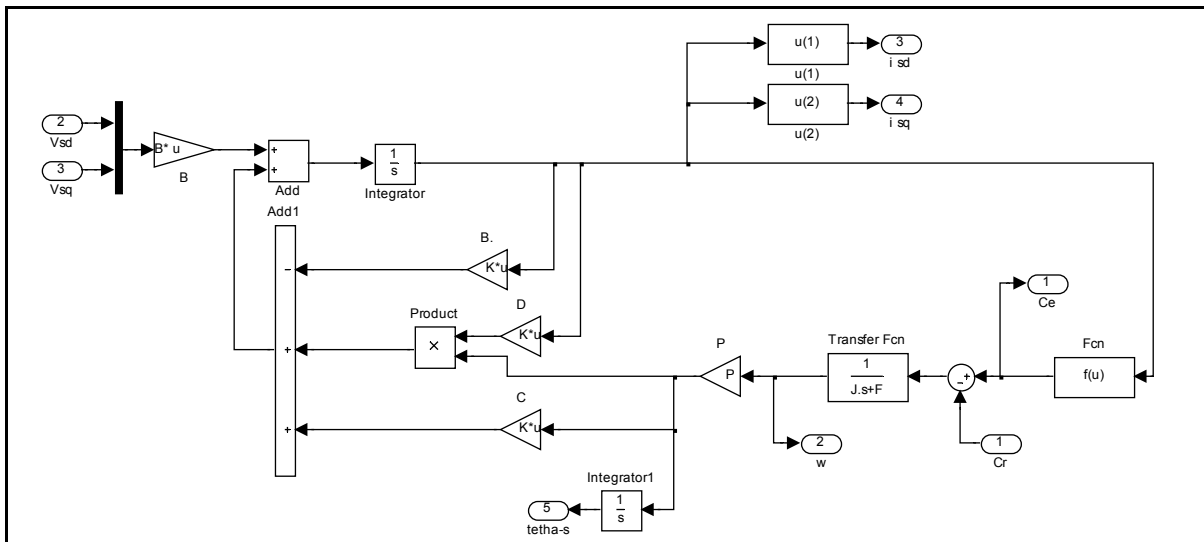


Figure I.10 : Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d-q.

I.7.1 – Résultats de simulation :

En pratique, la MSAP est toujours associée, lors de son fonctionnement à un convertisseur statique. Dans ce cas, les excès d'oscillation 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.

- **Teste à vide :**

La figure (I.11) montre le comportement du MSAP lors d'un démarrage à vide. On remarque qu'après un régime transitoire de 0.5 s, le couple ramène le rotor à la vitesse du synchronisme où il se stabilise voisine de zéro puisque il n'y a pas de charge et les frottements sont négligés. La vitesse subit des oscillations puis elle se stabilise après 0,5 s dans la valeur de la vitesse de synchronisme. Au démarrage, les courants directs et quadrature i_{sd} et i_{sq} sont caractérisés par des oscillations très importantes qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales. Ces oscillations s'expliquent par une faible f.c.e.m liée à la valeur de la vitesse au démarrage.

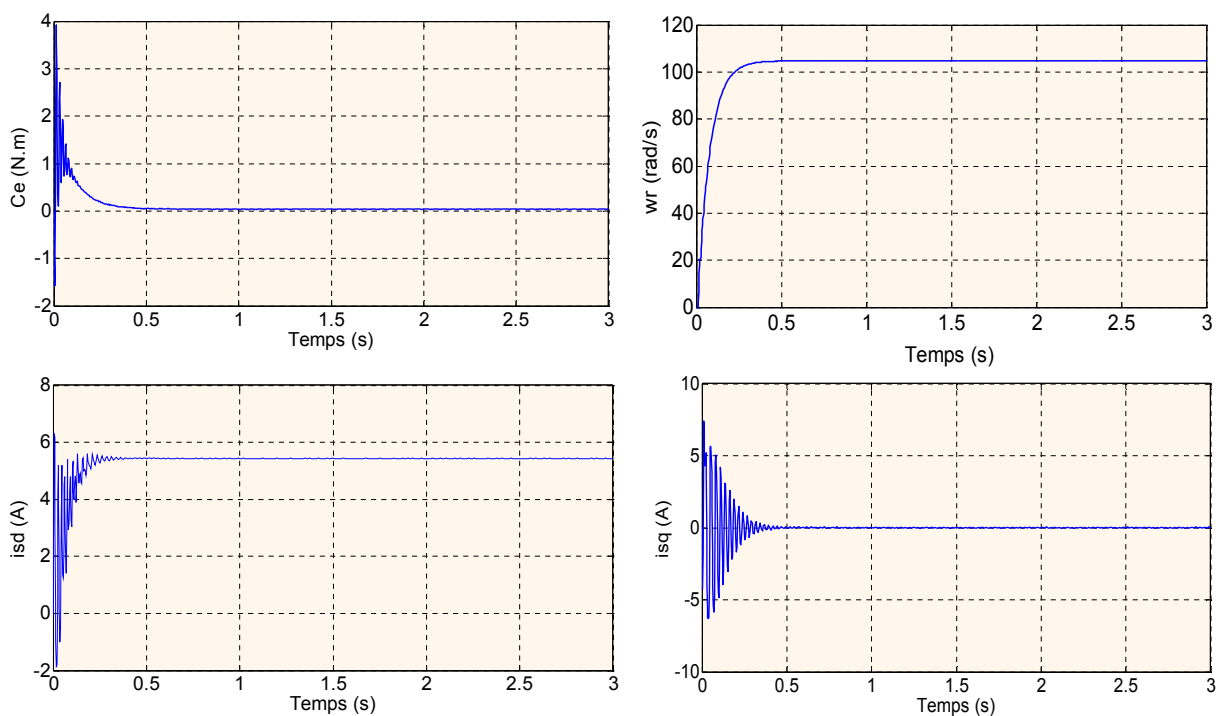


Figure I.11 : Caractéristique dynamique de la MSAP à vide ($C_r = 0$).

- **Teste en charge :**

La figure (I.12) montre le comportement du MSAP lors de l'application d'une charge de 5 N.m. On voit que la vitesse prend des oscillations plus importantes que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge.

A noter que la valeur choc du couple en charge est un peu plus élevée par rapport à celle du régime à vide. Cela est tout à fait vrai car, pour toute machine électrique, ces valeurs ne sont pas proportionnelles aux charges appliquées.

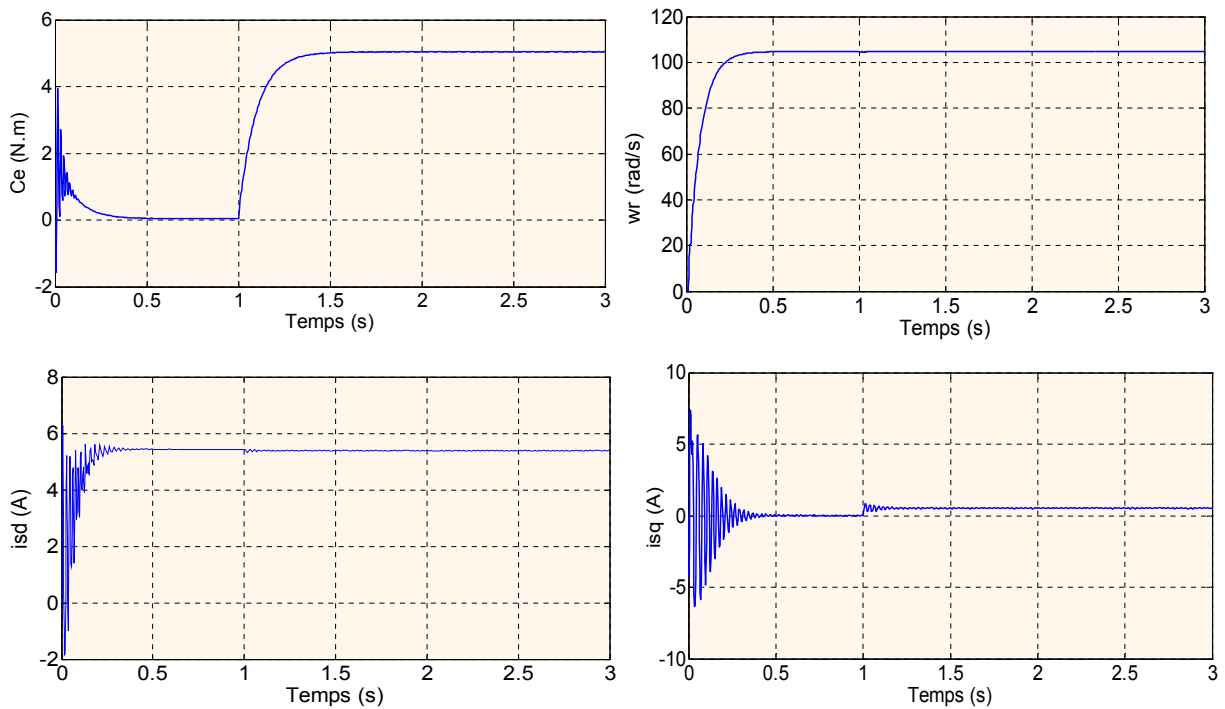


Figure I.12 : Caractéristiques dynamiques de la MSAP avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_r=5$ N.m).

I.7.2 - Simulation de l'ensemble onduleur-MSAP :

Le schéma bloc du modèle de la MSAP associé à un onduleur est représenté par la figure (I.13) :

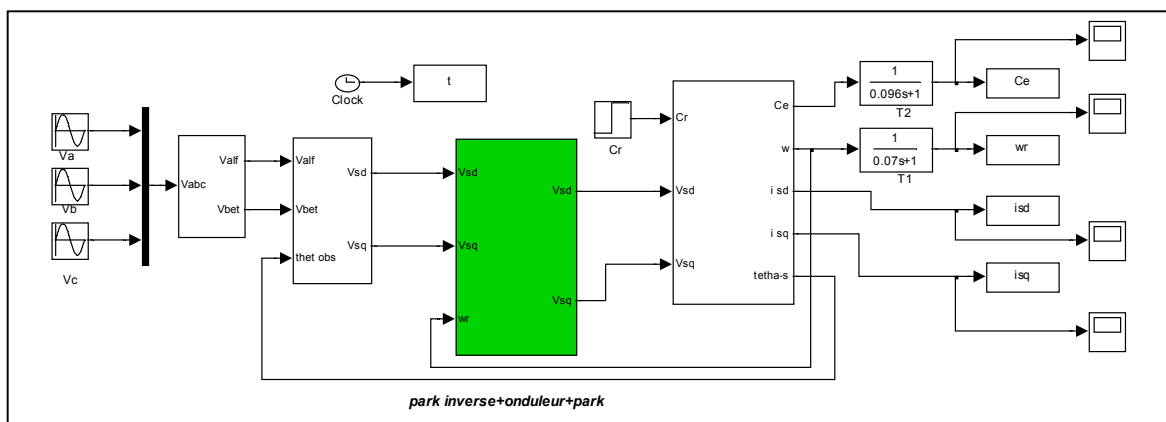


Figure I.13 : Schéma bloc de l'ensemble onduleur-MSAP.

• Résultats de simulation :

Nous constatons des ondulations autour des grandeurs de la machine qui sont dues aux harmoniques au niveau de la tension générée par l'onduleur.

Les résultats de simulation dans la figure (I.14) (fonctionnement en charge) :

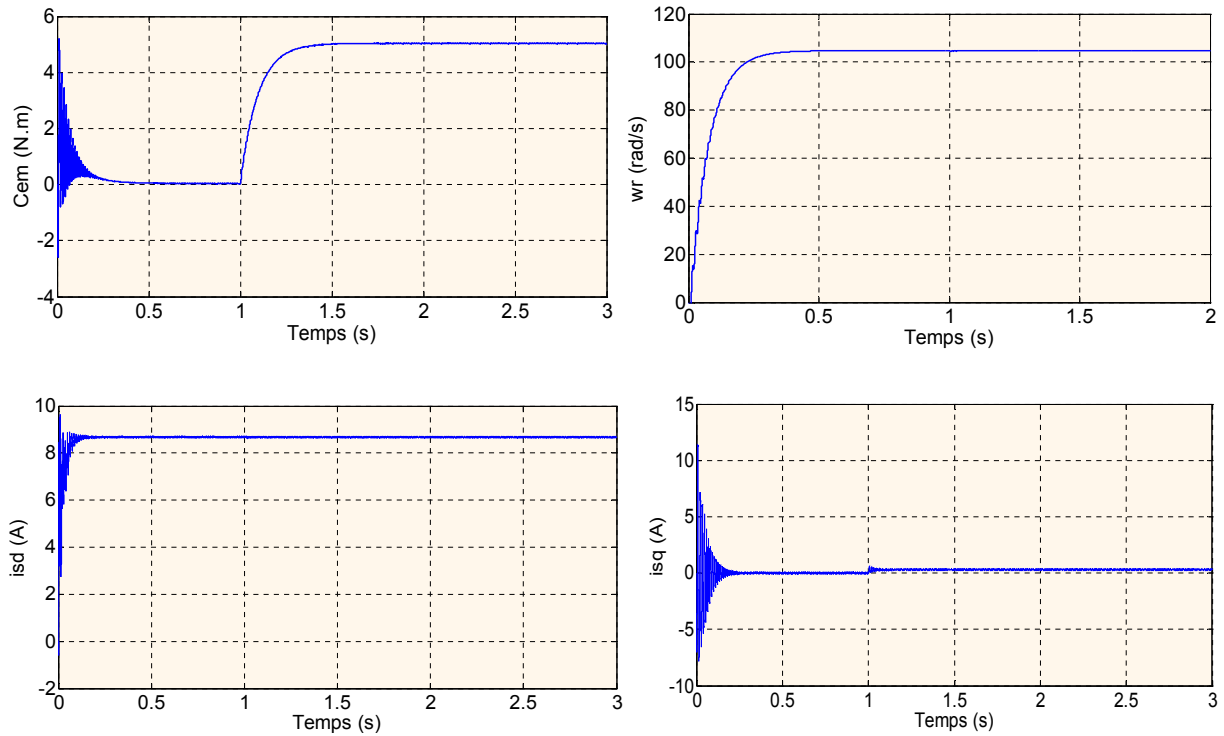


Figure I.14 : Caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur-MSAP avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ($C_r = 5 \text{ N.m}$).

Lors du démarrage de la MSAP avec un onduleur, on remarque qu'avec ce type d'alimentation que la machine passe par un régime transitoire et se stabilise après un temps de démarrage d'environ 0,6 s, puis elle atteint en régime permanent d'environ 104.72 rad/s.

Alors que le couple présente des oscillations importantes lors de démarrage et se stabilise pour une valeur finale 5 N.m pour un couple de charge 5 N.m.

I.8 – CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de PARK lié au rotor. Dans ce référentiel, les

équations électromagnétiques de la MSAP ont considérablement simplifiés et nous permettent d'aborder aisément à la commande vectorielle pour l'asservissement de la vitesse.

On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à *MLI* sinus triangle.

Pour améliorer le comportement dynamique et statique de la MSAP, une commande est introduite, c'est la commande DTC, cette commande fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II

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

II.1 - INTRODUCTION :

Le contrôle directe du couple (*Direct Torque Control* ou « DTC ») et basé sur l'orientation du flux statorique, à été développé par chercheur Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux à la machines à courant alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour [3].

Trois techniques des commandes ont été utilisées pour mettre en application des commandes de DTFC [3].

- Commande par une table de commutation.
- Commande automatique directe (DSC: Direct Self Control).
- Commande directe par modulation de vecteur (DVMC: Direct Vector Modulation Control).

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

II.2 - Principe de la Commande DTC :

Plusieurs travaux ont été réalisés, telles que la commande vectorielle par l'orientation de flux qui permet le découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique, pour s'affranchir de la complexité de la commande de la machine synchrone. Bien qu'elles donnent des performances élevées à la machine synchrone, ces structures de commande restent très sensibles aux variations des paramètres de la machine notamment la résistance rotorique, délicate à identifier en cours de fonctionnement [14, 15].

Au cours des dernières années, plusieurs techniques d'entraînements à vitesse variable ont été développées. De nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement inédites. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de la commande directe du flux statorique

et du couple électromagnétique. Deux principales stratégies ont été développées par plusieurs centres de recherche. Ces stratégies de commande sont essentiellement caractérisées par la régulation à structures variables du flux statorique et du couple électromagnétique, leur simplicité, bonnes performances et robustesse [14]. Elles sont connues sous les noms de:

- Contrôle direct du couple : (*Direct Torque Control DTC*).
- Contrôle vectoriel direct du flux statorique: (*Direct Self Control DSC*)

II.2 - Contrôle direct du couple :

Le DTC a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu [2]. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur [14]. La structure de base du contrôle direct du couple est présentée sur la figure (II.1) :

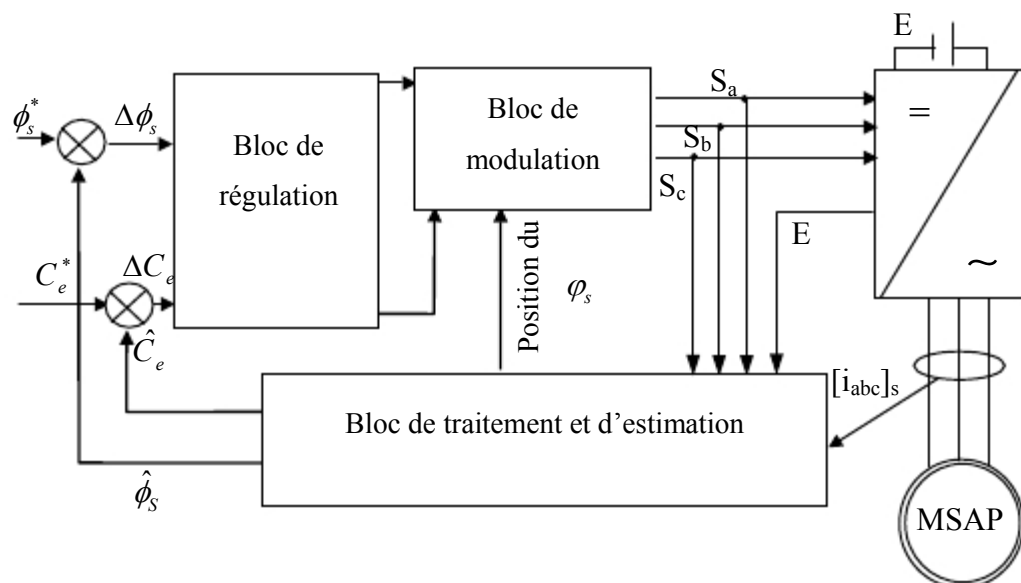


Figure II.1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.

La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible. Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois du couple et du flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique, soit par estimation en intégrant

directement les tensions statoriques soit préférablement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés [14].

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable C_{cpl} à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire C_{flx} , représentative de l'évolution souhaité pour le flux. La variable θ_s correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur [14].

II.3 - Principe du Contrôle du flux et du Couple :

II.4.1 - Contrôle du flux statorique:

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [16] :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\phi}_s}{dt} \Rightarrow \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_{s0} + \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (2.1)$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (2.1) devient :

$$\overline{\phi}_s(k+1) \approx \overline{\phi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \overline{\phi}_s \approx \overline{V}_s T_e \quad (2.2)$$

Ou :

- $\overline{\phi}_s(k)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\overline{\phi}_s(k+1)$: Vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_s(k+1) - \overline{\phi}_s(k)$: Vecteur variation de flux statorique.
- T_e : Période d'échantillonnage.

La figure (II.2) montre que la sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique ϕ_s , dans le plan $(\alpha\beta)$. L'équation (2.2) montre que lors de

l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant dans la direction du vecteur tension statorique V_s à une vitesse égale à son amplitude [14].

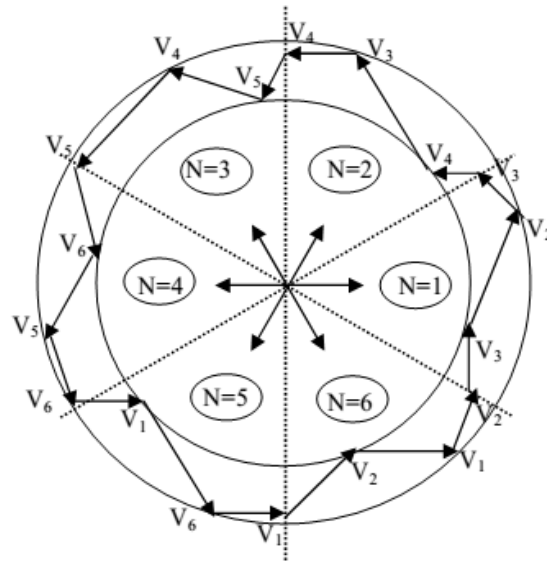


Figure II.2 : Sélection des vecteurs tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique ϕ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.3), la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques [14].

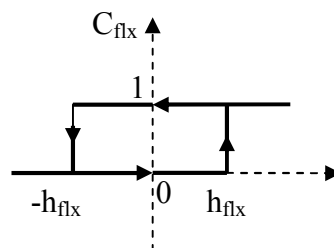


Figure II.3 : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.

On peut écrire ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\phi_S > h_{f_{lx}} & \Rightarrow C_{f_{lx}} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_S \leq h_{f_{lx}} \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta\phi_S}{dt} > 0 & \Rightarrow C_{f_{lx}} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_S \leq h_{f_{lx}} \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta\phi_S}{dt} < 0 & \Rightarrow C_{f_{lx}} = 1 \\ \text{Si } \Delta\phi_S < -h_{f_{lx}} & \Rightarrow C_{f_{lx}} = 0 \end{array} \right.$$

II.4.2 - Contrôle du couple Electromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique [16].

$$C_e = k (\overline{\phi_s} \wedge \overline{\phi_r}) = k |\overline{\phi_s}| |\overline{\phi_r}| \sin(\theta) \quad (2.3)$$

L'angle θ est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales.

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes :

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion σ dont la valeur moyenne est d'environ 0,1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit $|\overline{\phi_s}| \sin(\theta)$. Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle θ [16].

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure (II.4) : Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation (2.3), tels que ' C_{cpl} ' représente l'état de sortie du comparateur et ' h_{cpl} ' la limite de la bande d'hystérésis [16].

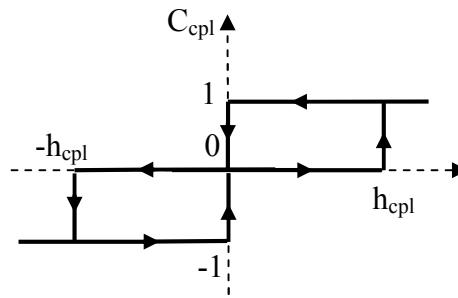


Figure II.4 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique.

II.5 - Sélection du Vecteur de tension [3] :

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

L'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans (α, β) est décomposé en six zones \mathbf{i} , avec $\mathbf{i} = [1,6]$, tel qu'il est représenté sur la figure (II.5).

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

Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_e croît ;

Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_e décroît ;

Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_e croît ;

Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_e décroît ;

Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnées, alors la rotation du flux ϕ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux ϕ_s reste inchangée.

Avec $\mathbf{i} = 1, 2, 3, 4, 5, 6$.

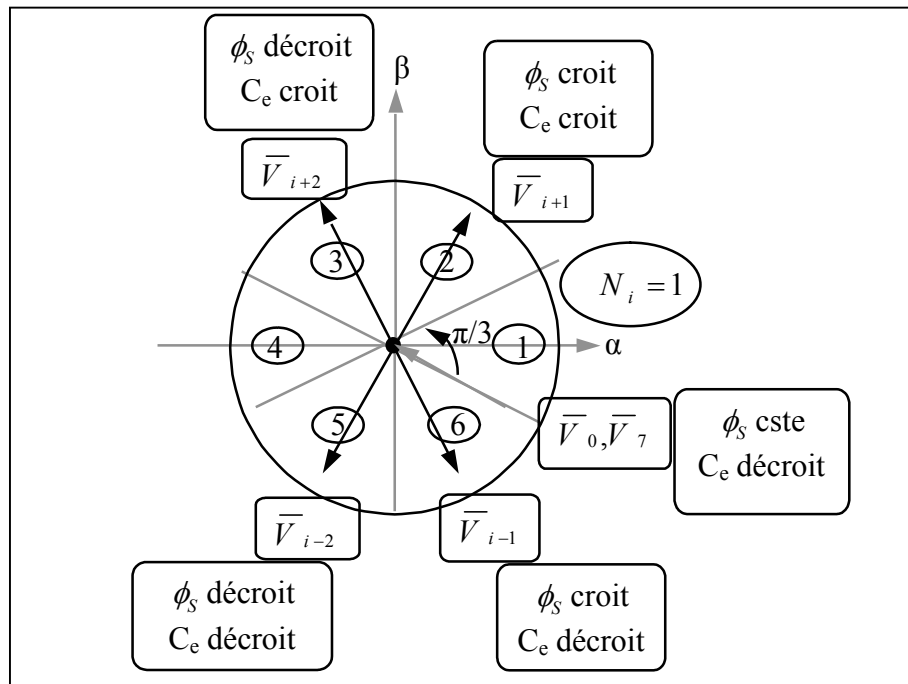


Figure II.5 : Choix du vecteur tension.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . En effet, en début de zone, les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\phi}_s$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\phi}_s$. Un estimateur de $\bar{\phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

II.5.1 - Estimateurs :

II.5.1.1 - Estimation du flux statorique [3] :

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

$$\text{A partir de l'équation : } \overline{\phi}_S = \int_0^t (\overline{V}_S - \overline{R}_S i_S) dt$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\overline{\phi}_S$:

$$\begin{cases} \phi_{S\alpha} = \int_0^t (V_{S\alpha} - R_S i_{S\alpha}) dt \\ \phi_{S\beta} = \int_0^t (V_{S\beta} - R_S i_{S\beta}) dt \end{cases} \quad (2.4)$$

On obtient les tensions $V_{S\alpha}$ et $V_{S\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c), de la mesure de la tension E en appliquant la transformée de Concordia:

$$\overline{V}_S = V_{S\alpha} + jV_{S\beta} \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} ; \quad (2.6)$$

De même les courants i_α et i_β sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa}, i_{sb} et i_{sc} ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de Concordia:

$$\overline{i}_S = i_\alpha + j i_\beta \quad (2.7)$$

$$\begin{cases} i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (2.8)$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (2.9)$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur $\overline{\phi_s}$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel (α, β) et le vecteur $\overline{\phi_s}$ est égal à :

$$\alpha_s = \arctan \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (2.10)$$

II.5.1.2 - Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation (2.11) :

$$C_e = p [\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}] \quad (2.11)$$

II.5.2 - Elaboration du vecteur de commande :

II.5.2.1 - Correcteur de flux [16] :

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.6).

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

On peut écrire alors :

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

$k_\phi = 0$ Signifier qu'il faut réduire le flux.

$k_\phi = 1$ Signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

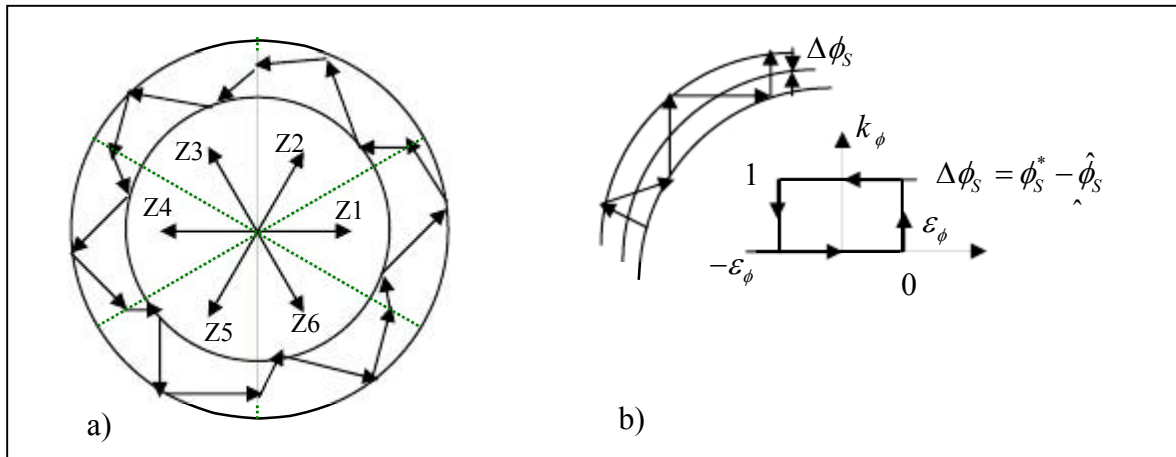


Figure II.6 : a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux.

b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux.

II.5.2.2 - Correcteur du couple [4] :

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$\left| C_e^* - \hat{C}_e \right| \leq \varepsilon_{Ce} \quad (2.12)$$

Avec : C_e^* la consigne du couple.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [4].

Deux solutions peuvent être envisagées:

- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux,
- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

II.5.2.2.1 - Correcteur du couple à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\bar{\phi}_s$. N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\bar{\phi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [3].

II.5.2.2.2 - Correcteur du couple à trois niveaux :

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne C_{cpl} indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$ pour une consigne positive et $C_{cpl} = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($C_{cpl} = 0$) [3].

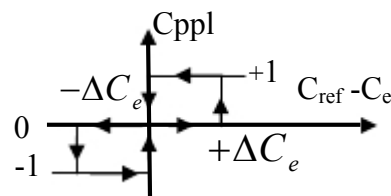


Figure II.7 : Correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

II.5.2.3 - Elaboration de la table de commande :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables c_{flx} et c_{cpl} , et de la zone N de position de $\bar{\phi}_s$ [3]. Elle se présente donc sous la forme suivante :

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur	
Cflx=1	Ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2	Niveaux
	Ccpl=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	Ccpl=-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3 niveaux	
Cflx=0	Ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2	Niveaux
	Ccpl=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇		
	Ccpl=-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 niveaux	

Tableau II.1 : Table de commutation de la commande directe du couple [3].

II.6 - Structure Générale de la DTC Appliquée au MSAP :

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (II.8) [4]:

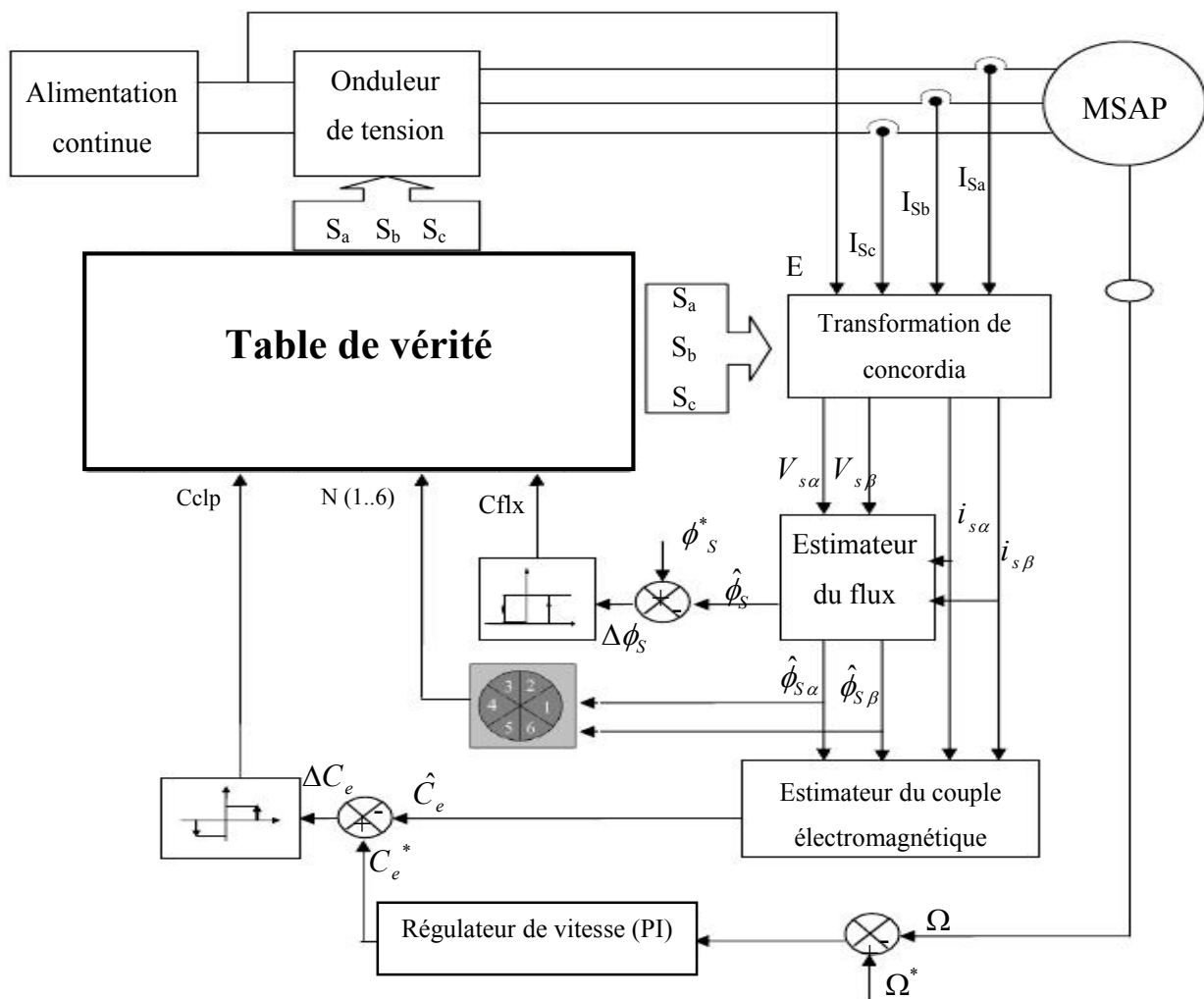


Figure II.8 : Schéma bloc de la commande DTC.

II.7 - Résultats de la simulation et interprétations :

• Test à vide :

Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulation sur 0.5s pour un flux de référence à 0.3 Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à ± 0.1 N.m et celle du comparateur de flux à ± 0.025 Wb.

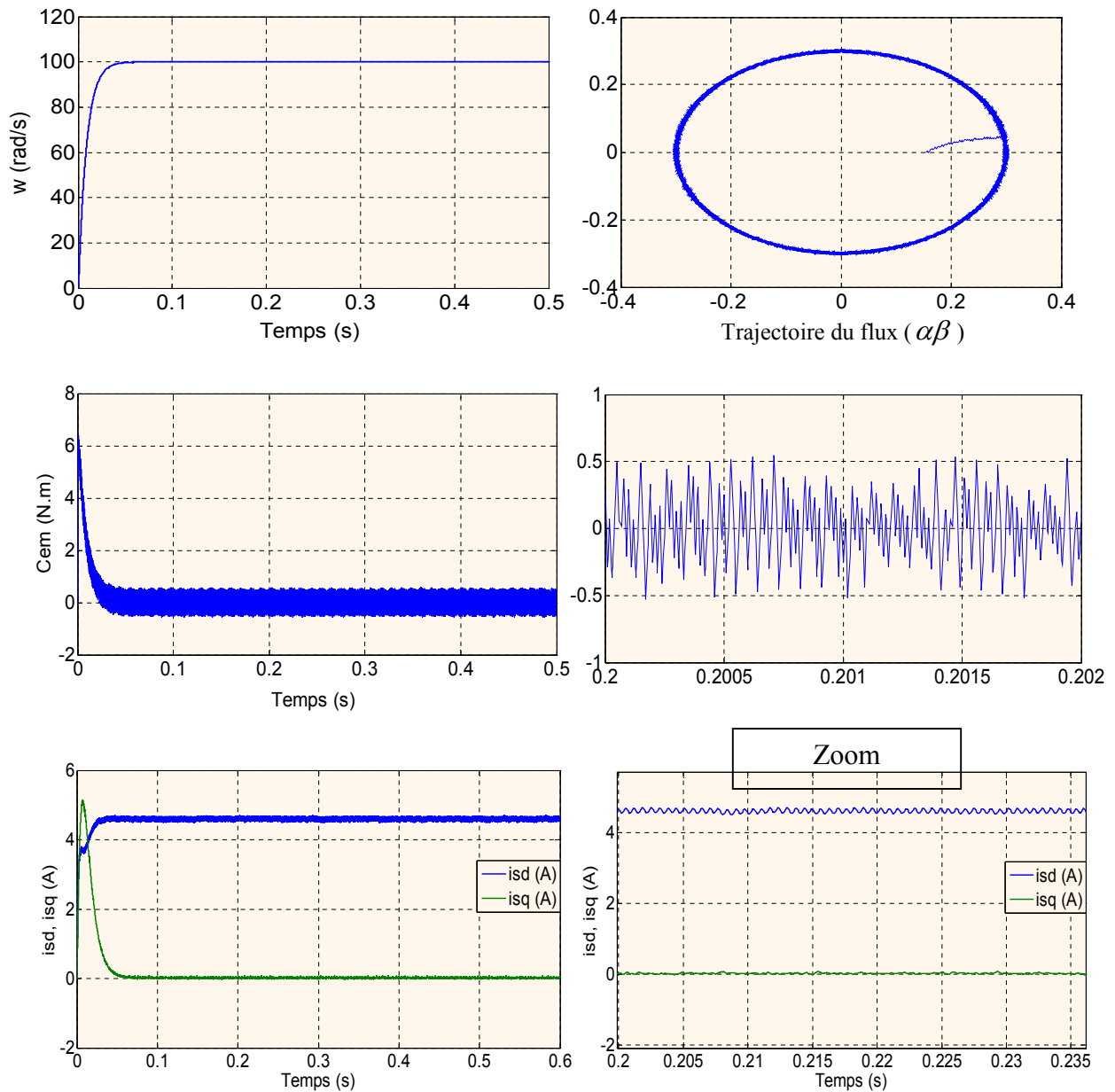


Figure II.9 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC
(à vide $C_r=0$, $w=100$ rad/s).

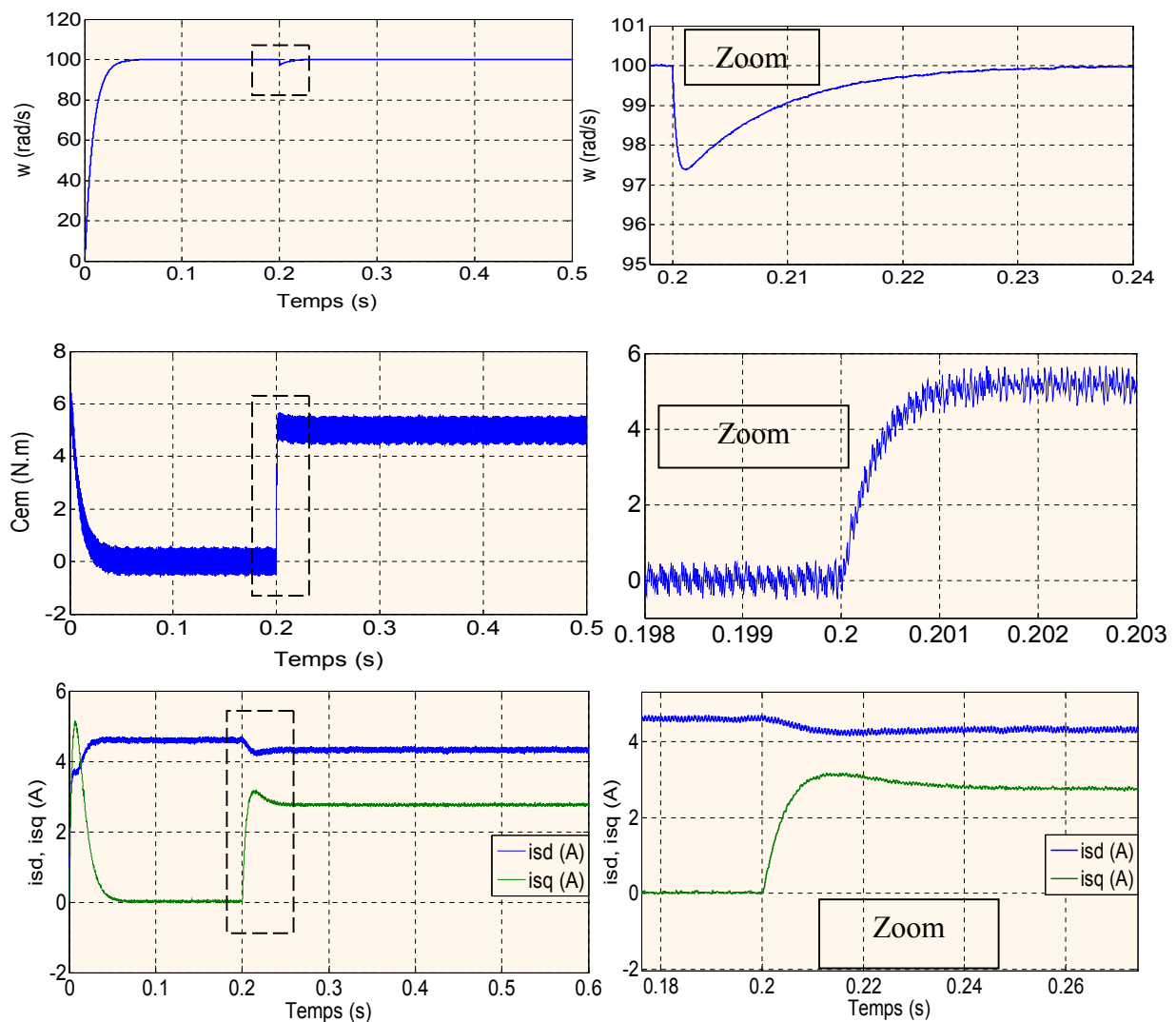
La figure (II.9) représente les résultats de simulation du contrôle direct de couple d'une MSAP lors d'un démarrage à vide avec une vitesse de référence 100 rad/s.

Après le démarrage de la machine on remarque qu'une augmentation du couple jusqu'à 6N.m puis diminue et stabilisé au voisinage de zéro avec une osculation, après 0.03s puisque il n'ya pas de charge. Au démarrage le courant statorique est maintenu constant.

Le parcour flux trace un cercle, ainsi que la vitesse croit linéairement avec le temps jusqu'à point de stabilité puis il reste stable a la valeur désirée (100 rad/s).

• Test en charge :

Les figures ci-dessous présentes les résultats de simulation sur 0.5s pour un couple de référence de 5N.m et un flux de référence à 0.3Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à ± 0.1 N.m et celle du comparateur de flux à ± 0.025 Wb.



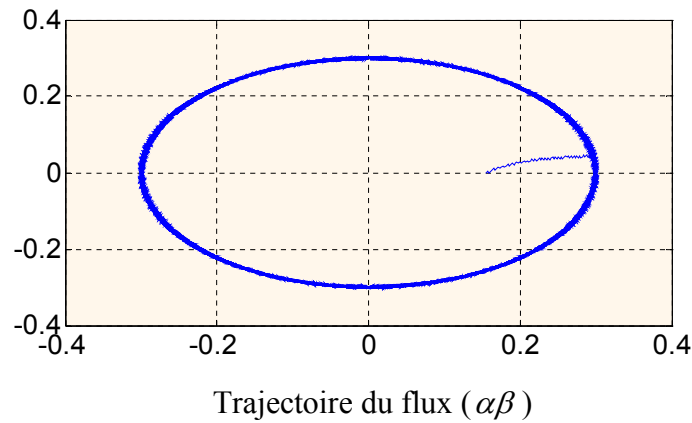
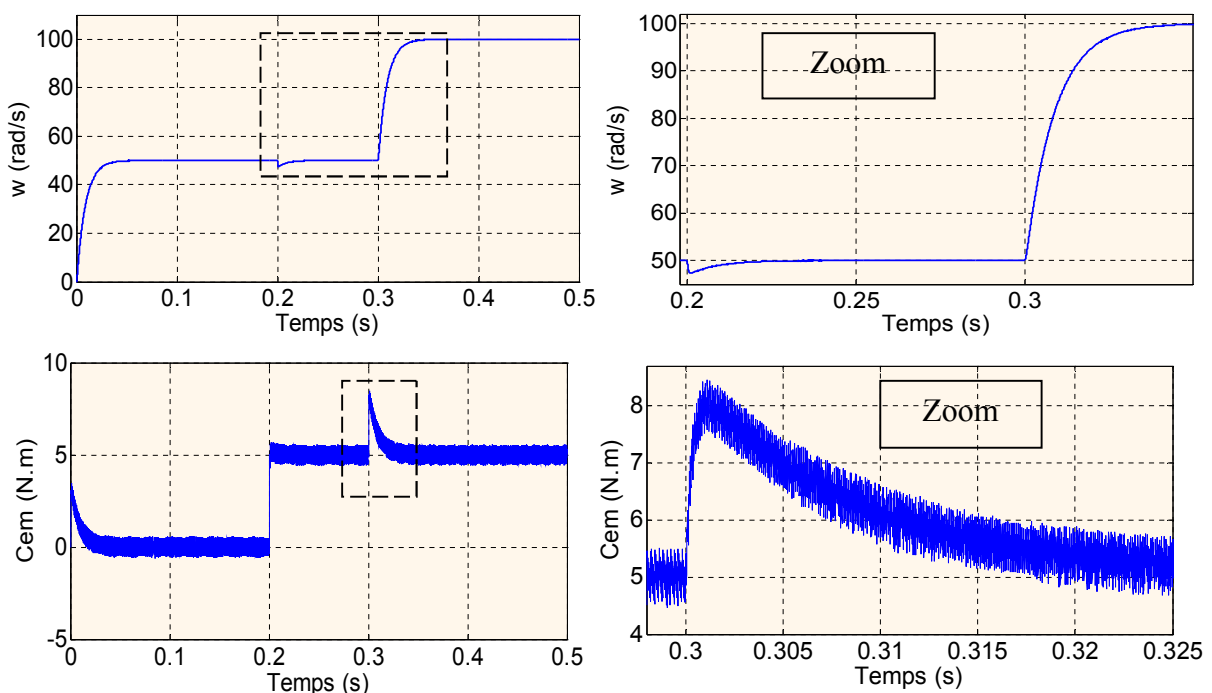


Figure II.10 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC
(En charge $C_r=5N.m$, $w=100\text{ rad/s}$).

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de $6N.m$ et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage $0.2s$ puis stabilise pour une valeur finale $5N.m$ avec une oscillation importante pour couple de charge $5N.m$; En plus en remarque que la vitesse suivre la valeur de référence après $0.05s$ avec un pic à $0.2s$ c'est-à-dire l'application de la charge.

• Test de variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de $\omega_{ref} = 50(\text{rad} / \text{s})$ à $\omega_{ref} = 100(\text{rad} / \text{s})$ à l'instant $t=0.3s$, sont représentés dans la figure suivante :



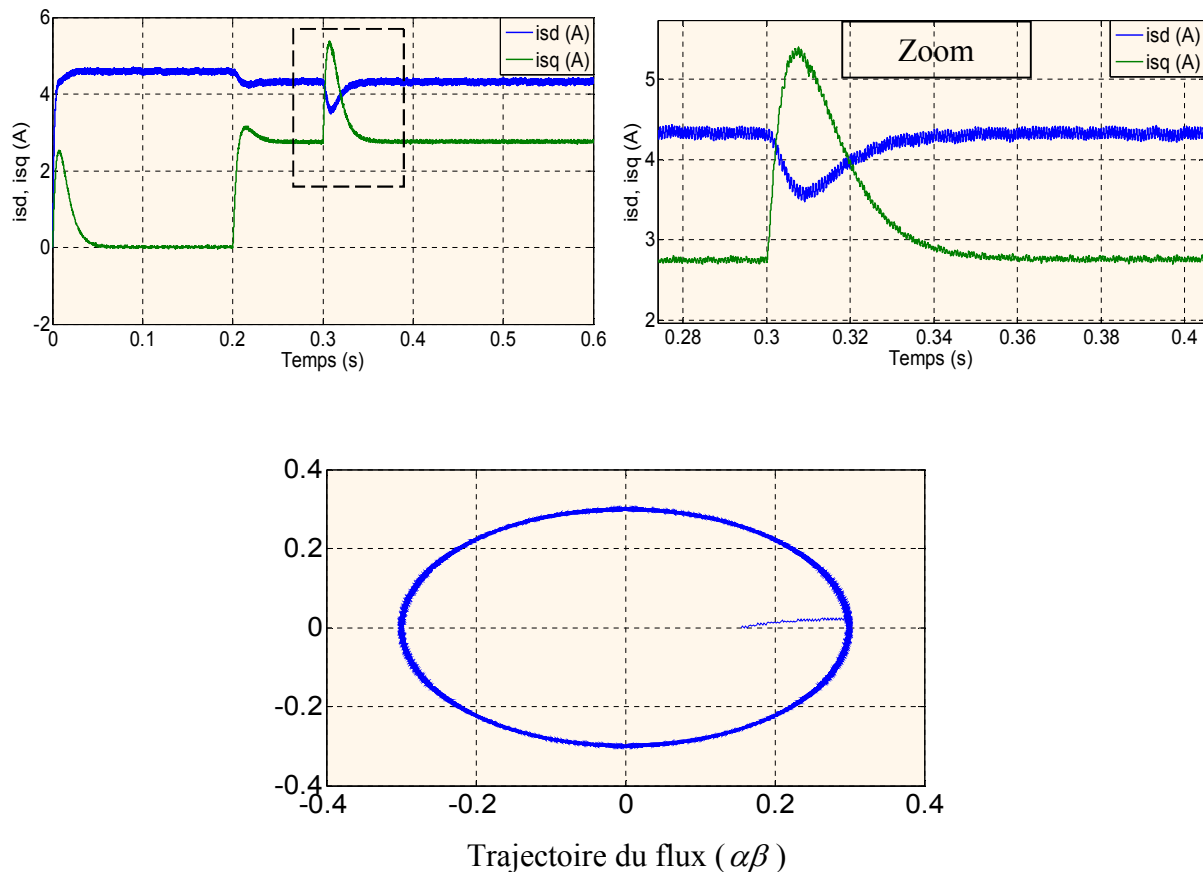


Figure II.11 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC (Avec variation de vitesse et charge $C_r=5\text{N.m}$).

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple électromagnétique stabilisé au voisinage la valeur de la charge puis augmenté après 0.2s c'est-à-dire l'application de la variation de vitesse de référence et stabilisé à 5N.m.

Ainsi les courants statorique sont influencés par la variation de vitesse, et clairement influés en fréquences.

- **Test de variation de la charge :**

Les figures ci-dessous présentes les résultats de simulation pour un couple du charge variable 5N.m à 10N.m et un flux de référence à 0.3Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à $\pm 0.1\text{ N.m}$ et celle du comparateur de flux à $\pm 0.025\text{Wb}$.

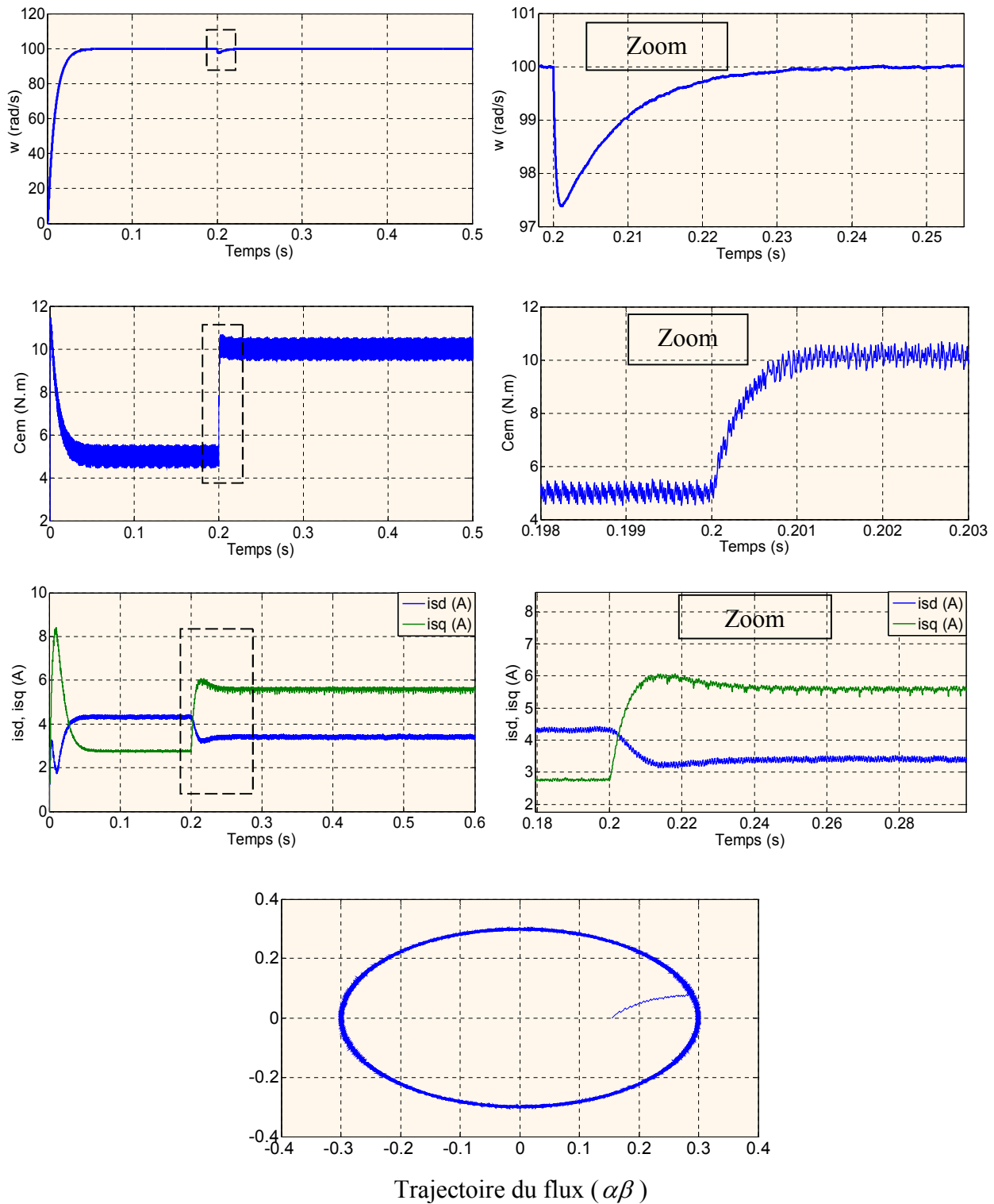


Figure II.12 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC (Avec variation du charge et $w=100\text{rad/s}$).

La Figure (II.12) présente le résultat de simulation lors de l'application de deux échelons de consigne à ($t = 0$, $C_r = 5\text{N.m}$, à $t = 0.2\text{s}$ $C_r = 10\text{N.m}$).

Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement les valeurs de consigne et reste dans la bande d'hystérésis définie auparavant. Par ailleurs, l'évolution du flux statorique est pour une référence de (0.3 Wb).

D'un autre côté la vitesse n'est affectée par la variation du couple de charge. Ainsi les courants statorique sont influencés par la variation de la charge.

II.8 - CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous allons constitués une approche théorique de la DTC, ainsi qu'une vérification avec la MSAP par simulation sous Matlab.

On peut conclure après les résultats de simulation que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux.

Pendants ces circonstances on va utiliser la commande DTC par logique floue dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande DTC floue d'une MSAP

III.1 - INTRODUCTION :

De ce qui précède la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur [17].

Pour cela, on va étudier dans ce chapitre la commande directe du couple basée sur la technique intelligente (flou type1). Des simulations numériques sont présentées pour tester les performances de régulateur flou.

III.2 - Logique floue (FL) :

III.2.1 - Historique :

La logique floue (*fuzzy logic*) est une technique utilisée en intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "*logique à valeurs multiples*" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe *Max Black* a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies $\{0, 1/2 \text{ et } 1\}$, pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur *Lotfi A. Zadeh* de l'université de Californie de Berkeley [18].

A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle [14]. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme la médecine et le commerce. Mamdani a été le premier à appliquer ce nouveau formalisme. A partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [14, 18].

III.2.2 - Commande par logique floue :

La commande par la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des

modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques. Dans ce qui suit, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un régulateur flou utilisé dans la stratégie DTC [19, 20, 22].

III.3 - Principe de la logique floue :

Le principe du réglage par logique floue part du constat suivant : dans les problèmes de régulation auxquels il est confronté, l'homme ne suit pas, à l'image de ses inventions, un modèle mathématique fait de valeurs numériques et d'équations. Au contraire il utilise des termes tels que « un peu trop chaud, aller beaucoup plus vite, freiner à fond, etc... » ainsi que ses propres connaissances qu'il a dans le domaine. Celles-ci sont, le plus souvent, acquises de façon empirique. Le principe du réglage par la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire ou booléenne) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. Sur la base de ce principe, différentes réalisations ont vu le jour et, actuellement, on trouve deux types d'approche pour le réglage par logique floue. Dans l'une de ces approches, les règles sont appliquées aux variables à l'aide d'une procédure numérique par le biais d'un microprocesseur ou d'un ordinateur. Dans l'autre approche, les règles sont appliquées aux variables de façon analogique. Ces deux approches permettent de développer des organes de contrôle par logique floue que l'on désigne par processeur digital flou ou par processeur analogique flou [23].

III.4 - Structure générale d'un système flou :

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux [2] :

- Une base de connaissance sous forme de règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance ;
- Un bloc de décision ou moteur d'inférence ;
- Une fuzzification qui consiste en la transformation des entrées précises en degrés d'appartenance ;

- Une défuzzification qui consiste en la transformation des résultats flous en des sorties précises

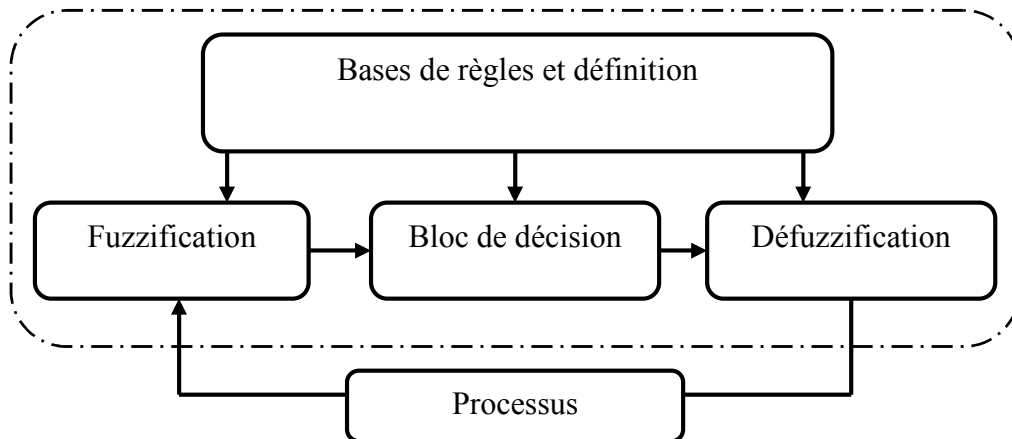


Figure III.1 : Structure interne d'un système flou [19].

Il faut transformer les variables réelles à l'entrée du régulateur flou, c'est à dire celles qui ont une réalité physique, en variables floues. On appelle cette étape la fuzzification. On utilise alors ces variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance [21, 20]. Enfin, on opère à la défuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence [14].

III.4.1 - Constitution d'un système flou :

Un système flou est composé de quatre parties essentielles:

- La base de connaissance constituée d'une base de données et d'une base de règles,
- Le système d'inférence,
- L'interface de fuzzification.
- Une défuzzification.

III.4.2 - Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. La fuzzification comprend l'adaptation des variables d'entrées et l'attribution d'un ensemble de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée. La dernière étape de la fuzzification est la génération des degrés d'appartenance à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance. Dans le cas du réglage par logique floue,

on utilise en général des fonctions d'appartenance trapézoïdale ou triangulaire. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. Cependant, il existe d'autres formes telles que la forme de cloche, gaussienne, sigmoïde [14, 19, 20].

III.4.3 - La base des 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.

III.4.4 - Inférence floue :

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées, elles lient les grandeurs mesurées, qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification) aux variables de sorties. Dans le cas du réglage par logique floue, il s'agit d'inférences avec plusieurs règles. Les inférences souvent prennent la forme suivante:

- *SI* (l'ensemble des conditions sont satisfaites),
- *ALORS* (l'ensemble des conséquences peuvent être supposées).

Un moteur d'inférence est un ensemble de plusieurs règles. L'opérateur '*ET*' s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur '*OU*' lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence. Nous distinguons une variété importante d'inférences floues, mais nous nous contentons d'en présenter quatre types. L'inférence de Max-min (Mamdani), Max-prod, (Som-prod et Sugeno). Les quatre inférences diffèrent par la manière les sorties sont déterminées [20].

III.4.5 - Défuzzification :

Comme on l'a vu à la section précédente, les méthodes d'inférence fournissent une information floue pour la variable de sortie du contrôleur, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée. Cette transformation est appelée défuzzification (concrétisation) [14, 18]. La méthode de la défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité. Si les bases de règles de la partition triangulaire

sont utilisées, les univers de discours des entrées et sorties sont subdivisés utilisant les fonctions d'appartenance triangulaire. Il est à signaler que le choix des fonctions d'appartenances de même type, symétriques et équitables facilitera considérablement le processus de défuzzification [20].

III.5 - Éléments de base de la logique floue :

III.5.1 - Univers de discours [24] :

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(t)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A .

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(t)$ peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x .

III.5.2 - Fonction d'appartenances :

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_A(t)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné. Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [24].

La figure (III.2) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées $e_n(t)$, $\frac{de_n(t)}{dt}$ et $du_n(t)$ respectivement :

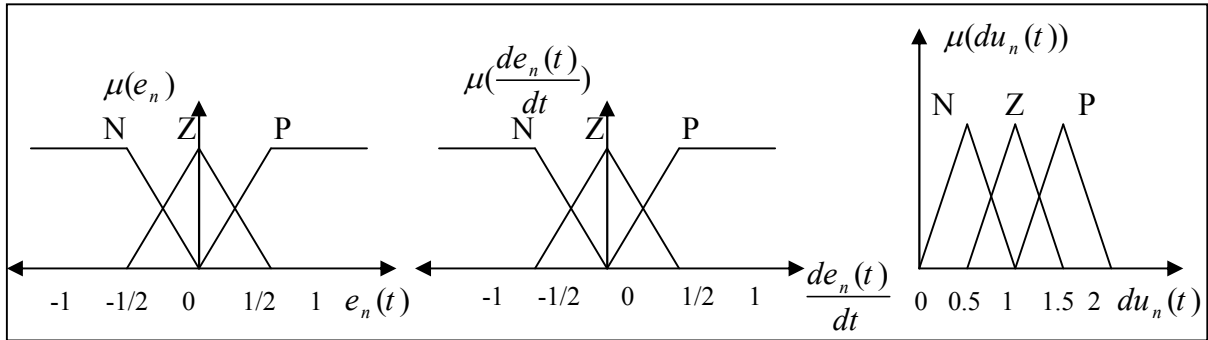


Figure III.2 : Les fonctions d'appartenance du contrôleur floue.

La matrice d'inférence utilisée est décrite par le tableau suivant :

		<i>de</i>		
		N	Z	P
<i>e</i>	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableaux III.1 : Matrice d'inférence.

Les classes sont notées comme suit : **Z** : zéro ; **N** : négatif ; **P** : positif.

III.6 - Conception d'une commande floue :

Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

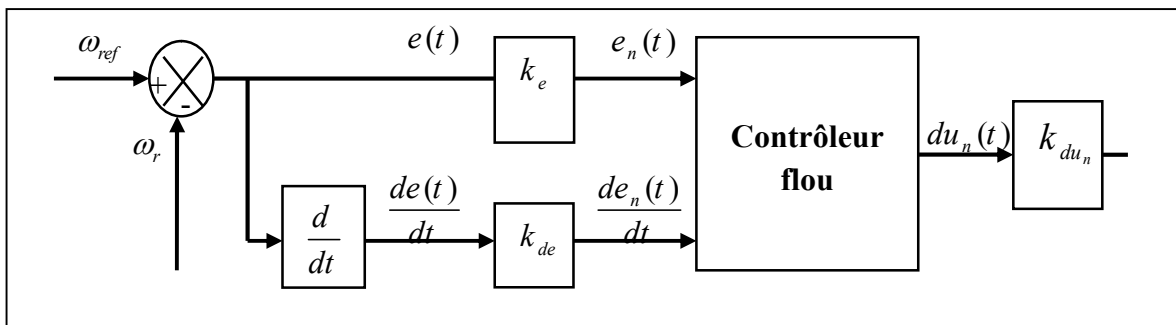


Figure III.3 : Schéma de base du contrôleur floue.

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées $e(t)$ et $e_n(t)$ et l'inférence des règles floues.

En général, $e(t)$ représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne :

$$e(t) = \omega_{ref} - \omega_r(t)$$

La variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$\frac{de(t)}{dt} = \dot{e}(t) \cong \frac{e(t+1) - e(t)}{Te}$$

III.7 - Contrôleur floue de vitesse à cinq niveaux :

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents avec l'utilisation du contrôleur à cinq niveaux.

III.7.1 - Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse [25] :

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

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

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la Figure (III.4) :

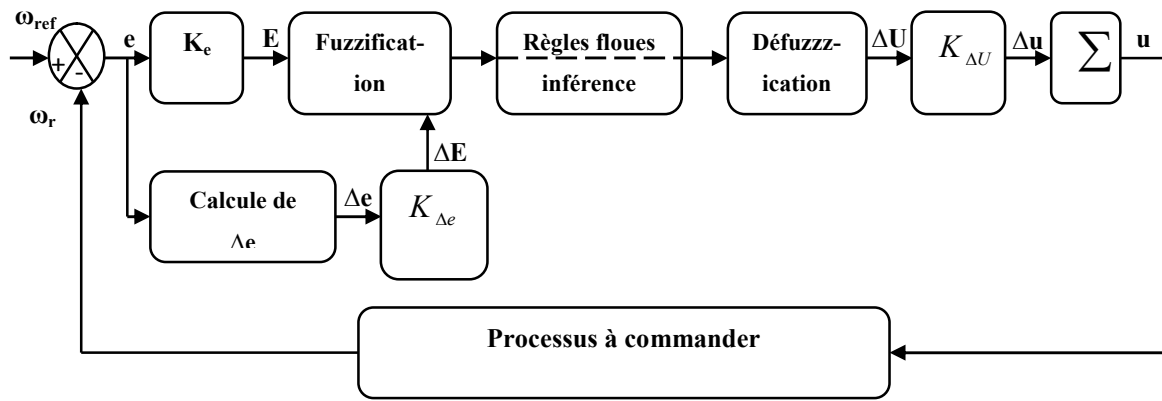


Figure III.4 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

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

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

$$e = \Delta\omega = \omega_{ref} - \omega_r \quad (3.1)$$

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

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k) \quad (3.2)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δu :

Les trois grandeurs e , Δe et Δu sont normalisées comme suit :

$$E = k_e \cdot \Delta e, \quad \Delta E = k_{\Delta e} \cdot \Delta e, \quad \Delta U = k_{\Delta u} \cdot \Delta u$$

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

Le régulateur flou représenté par la Figure(III.4) est composé de :

- ✓ Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse Δe au cours de temps ;
- ✓ Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- ✓ Un bloc de fuzzification ;
- ✓ Des règles floues ;

- ✓ Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- ✓ Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

III.7.2 - Fuzzification :

Les ensembles flous des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenance sont présentés comme suit :

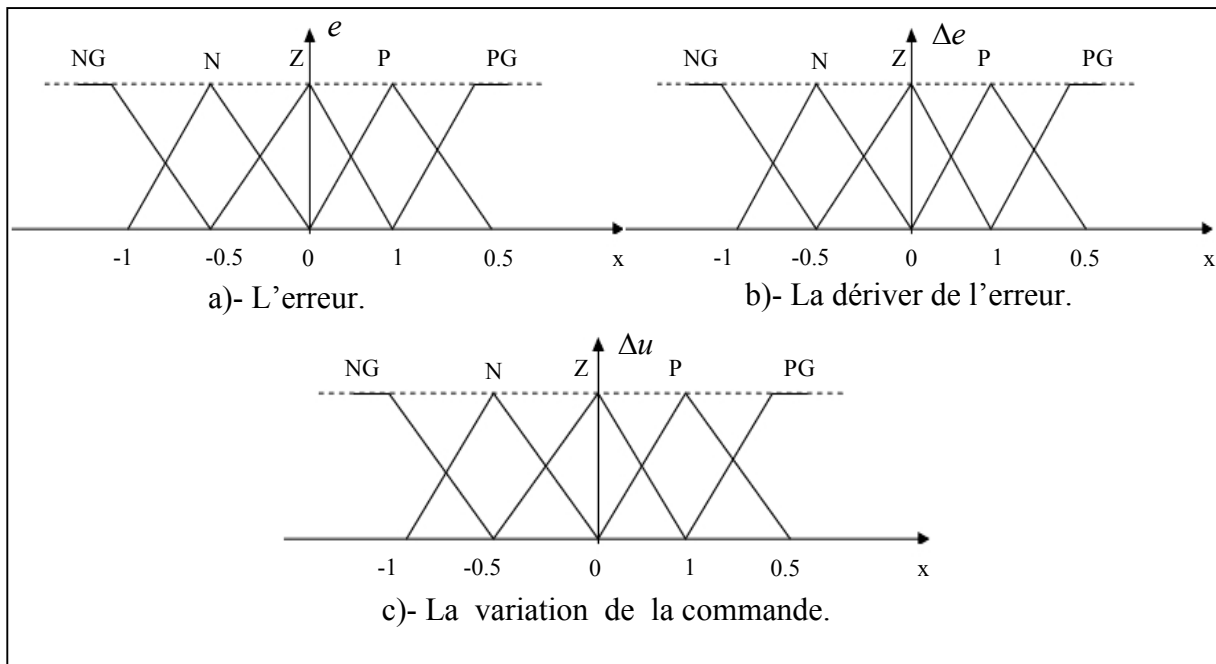


Figure III.5 : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.

Les classes sont nommées : **N** : Négative, **Z** : Zéro ou nulle, **P** : Positif, **PG** : positif grand, et **NG** pour négatif grand.

III.7.3 - Table des règles :

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

Δu		Δe				
		NG	N	Z	P	PG
e	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

Tableaux III.2 : Matrice d'inférence des règles floues.

III.7.4 - Défuzzification :

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation [24]. La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle du centre de gravité, notre choix est porté sur cette dernière du fait qu'elle est facile à implémenter et ne nécessite pas beaucoup de calcul.

III.8 - Commande floue Directe du Couple (DTC flou):

Le schéma bloc de la commande floue directe du couple (DTC floue) d'une machine synchrone est présenté par la figure (III.6). Pour obtenir les meilleures performances de la DTC, un contrôleur flou a été introduit pour remplacer le contrôleur PI classique [4, 17].

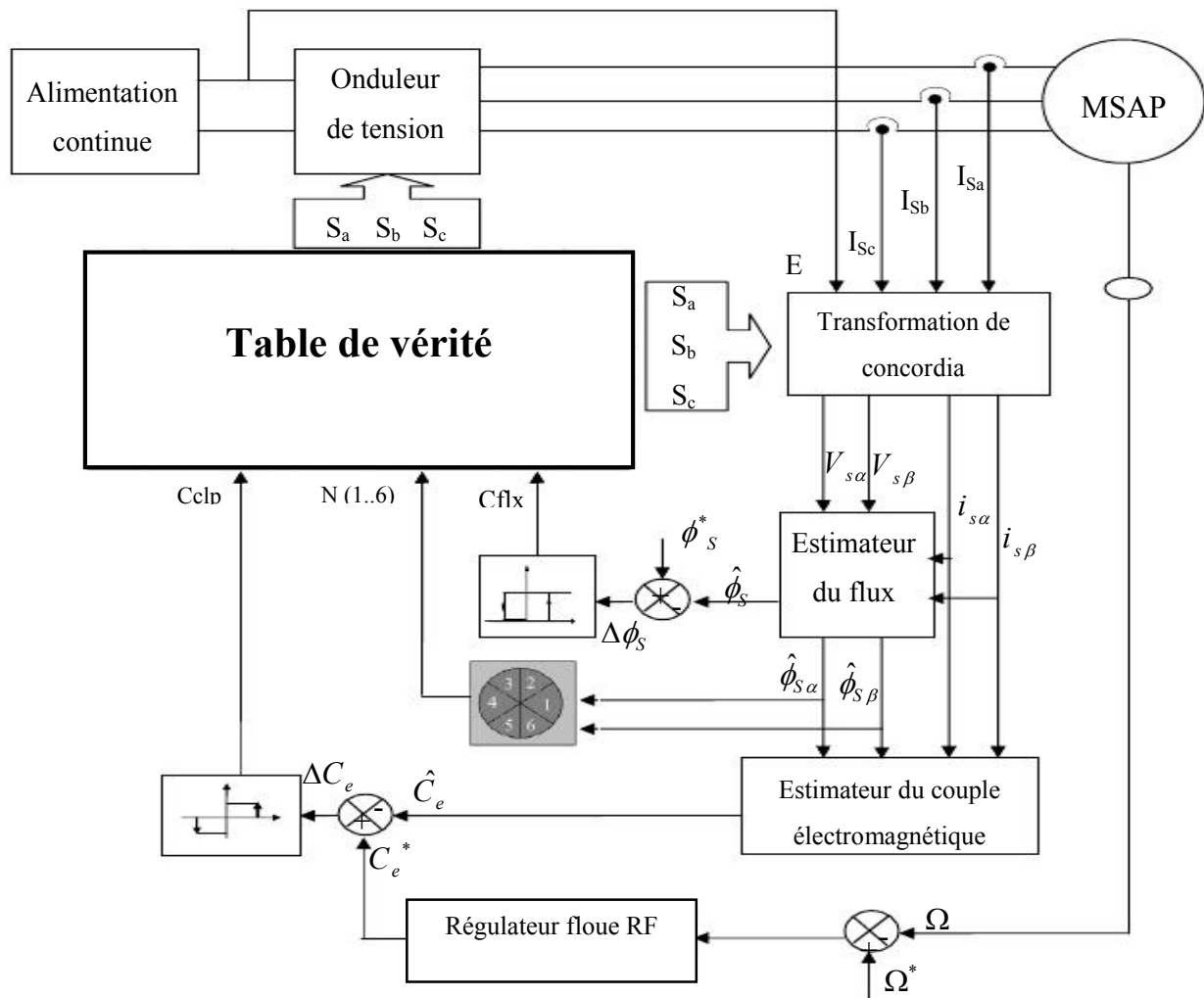


Figure III.6 : Schéma bloc de la commande DTC floue.

II.9 - Résultats de simulation :

• Test à vide :

On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma de bloc de la figure (III.6), pour $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$, lors d'un démarrage à vide, ce qui nous a permis d'établir les caractéristiques dynamiques illustrées par la figure (III.7).

On remarque le temps de réponse de la vitesse s'effectue sans dépassement au bout de $t=0.08\text{s}$ qui correspond au temps d'établissement du régime permanent considéré à 63% de la valeur de la vitesse nominale. Le couple marque un pic et se stabilise sur la consigne nulle au bout d'un temps de l'ordre de $t=0.06\text{s}$. Le module du flux statorique trace un cercle dans le plan $(\alpha\beta)$.

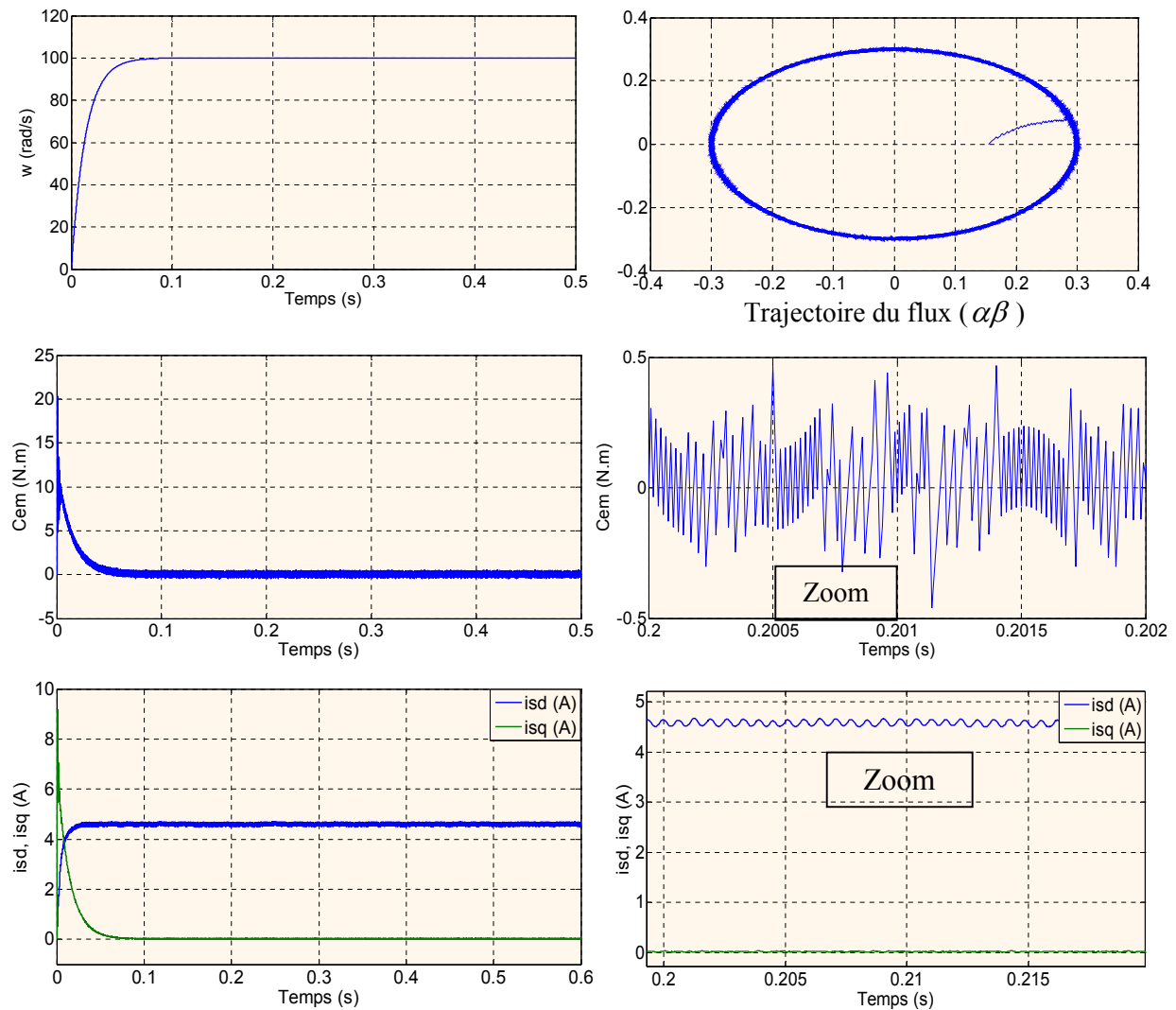


Figure III.7 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC flou

(à vide $C_r=0$, $\omega_{ref}=100 \text{ rad/s}$).

• Test en charge :

Pour tester la robustesse du réglage de la MSAP par un régulateur flou, on a introduit un couple de charge de 5N.m à l'instant $t=0.2s$.

On constate que la vitesse atteint sa référence $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus le consigne de charge appliqué à l'instant $t=0.2s$. On note aussi que l'effet de régulation persiste toujours, en effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre le consigne de charge introduite. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par cette application.

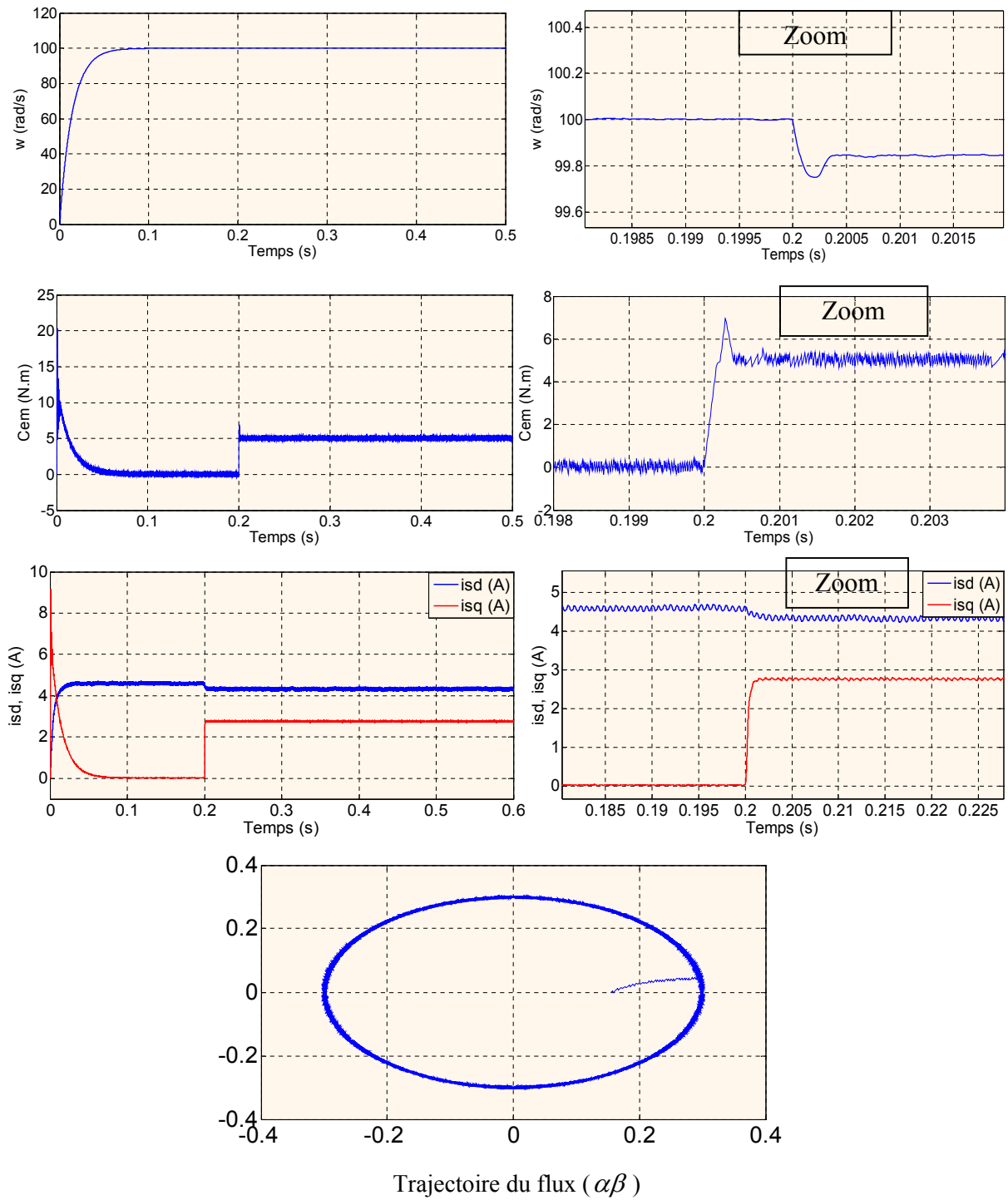


Figure III.8 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC Flou

(En charge $C_r=5N.m$, $\omega_{ref} =100$ rad/s).

• Test de variation de la vitesse :

On applique à l'entrée de commande un échelon de vitesse de 50rad/s, puis à l'instant $t=0.3s$ on applique un autre échelon de 100rad/s. La figure (III.9) représente les résultats de simulation de ce test. On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse réelle et estimée suivant rapidement leur nouvelle référence.

Le couple stabilise voisine de zéro après 0.04s, et en $t = 0.2s$ suivre la valeur de référence 5N.m avec un pic à l'instant $t = 0.3s$ en raison de variation de vitesse. Les courants statoriques présentent des ondulations à la variation de vitesse la valeur du pic au démarrage. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement de la bande d'hystérésis.

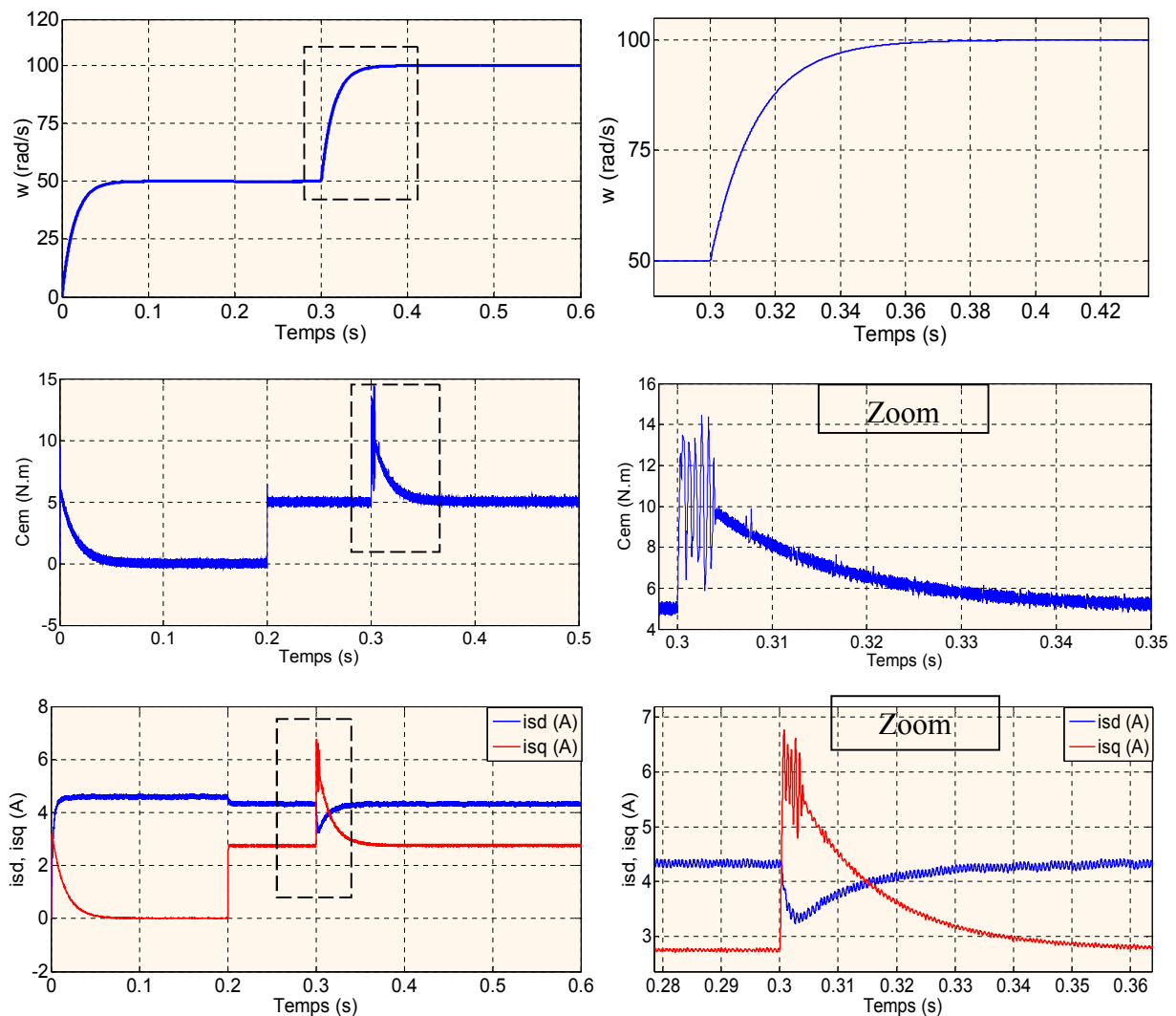
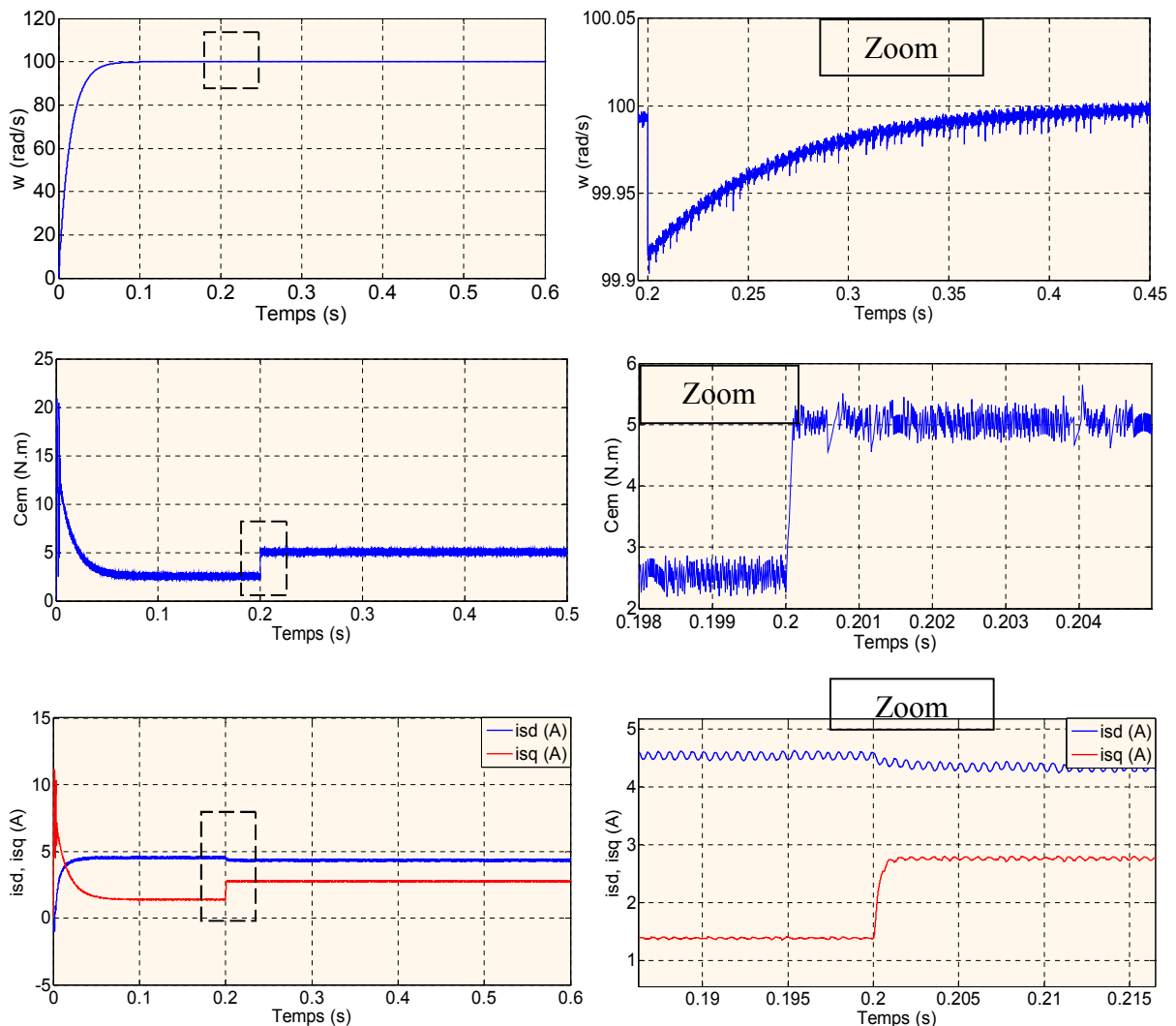


Figure III.9 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC (Avec variation de vitesse et charge $C_r=5N.m$).

• Test de variation de la charge:

La figure (III.10) présente le résultat de simulation lors la variation du couple de charge comme suit : à $t = 0$, $C_r = 2.5\text{N.m}$ et à $t = 0.2\text{s}$, $C_r = 5\text{N.m}$.

Dans ce test de simulation nous allons remarquées le couple électromagnétique suivre le 1^{ère} échelon 2.5N.m puis suivre au 2^{ème} échelon 5N.m avec une oscillation au début, mais la vitesse est réponde après 0.06s pour stabilisé à la valeur de référence 100rad/s avec un petit pic à 0.2s lors que l'application de la charge. Les courants statoriques sont influencés par la variation de la charge. Ainsi l'évolution du flux statorique est pour une référence de 0.3wb . On remarque que le module de flux statorique n'est pas affecté par la variation de la charge.



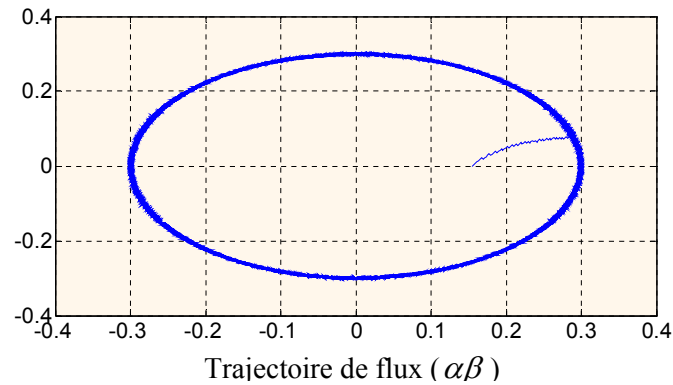


Figure III.10 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC flou (Avec variation du couple de charge et $\omega_{ref} = 100\text{rad / s}$).

III.10 - CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'application dans plusieurs disciplines. On a montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse.

On peut conclure le contrôleur flou est assuré la réponse rapide, le petit dépassement et la précision fine de la vitesse dans haut et à vitesse réduite.

Enfin, la comparaison de la commande DTC classique avec un régulateur PI et avec un contrôleur flou (DTC flou) est obtenir dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

Etude Comparative Entre la Commande
DTC et DTC flou

IV.1 - INTRODUCTION :

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

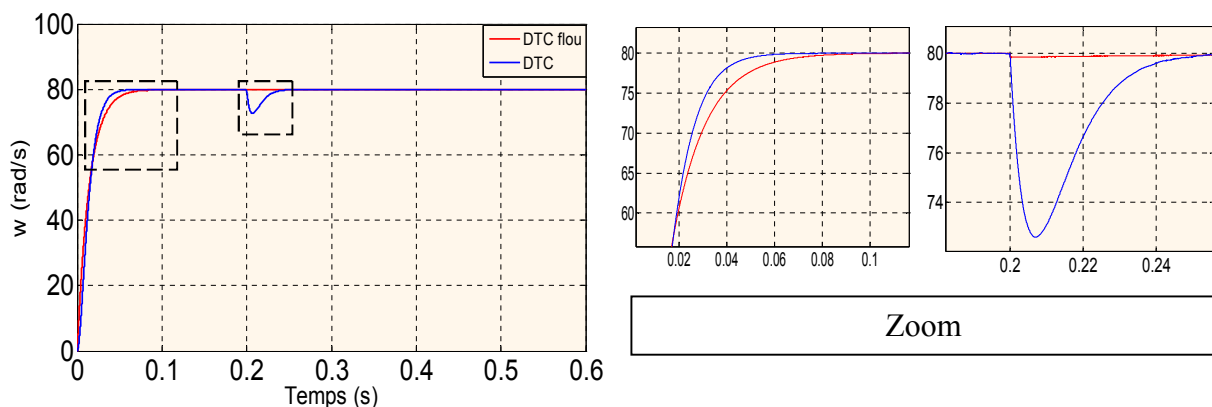
L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité de chaque technique de commande.

IV.2 - Résultats de simulation :

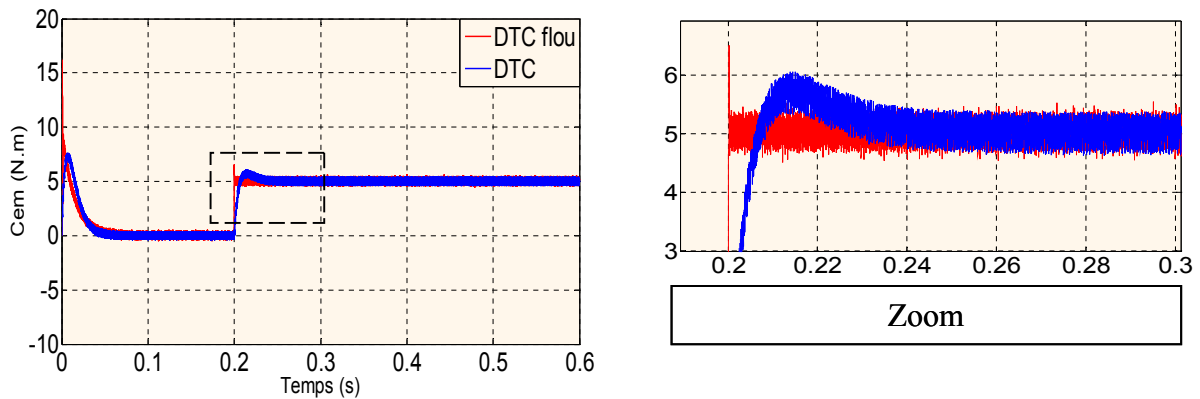
Dans cette partie de simulation nous remplaçant le régulateur classique PI de vitesse par un régulateur flou à auto adaptation des paramètres K_p et K_i du régulateur PI.

IV.2.1 - Teste en charge :

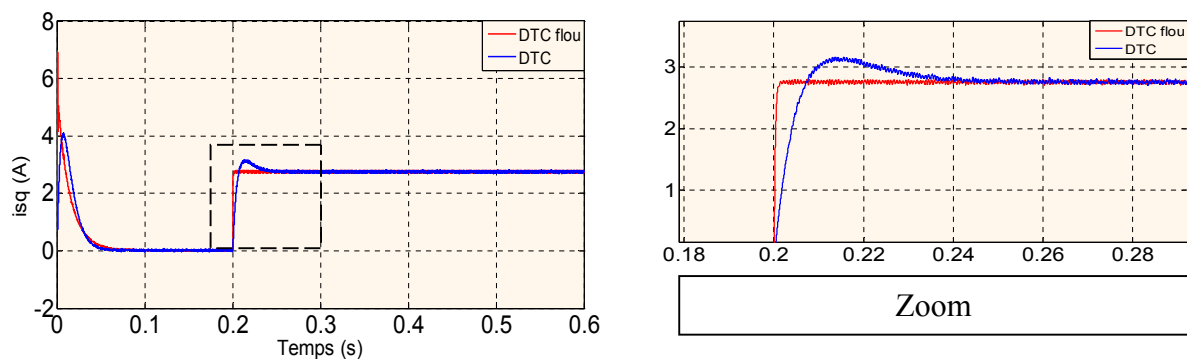
La méthode étudiée est mise en évidence par la simulation, en premier lieu on va tester la machine à vide avec une consigne de vitesse nominale 80rad/s, puis on applique un couple de charge de 5N.m à l'instant $t = 0.2s$.



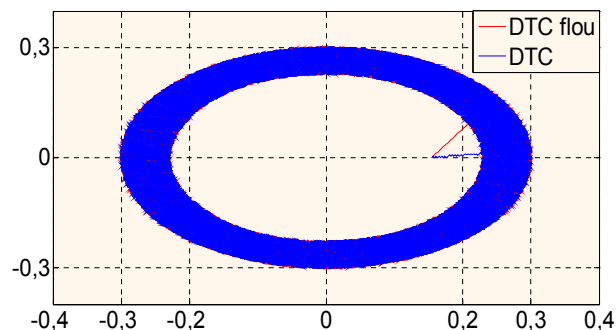
a) – Vitesse de rotation



b) - Couple électromagnétique



c) – Le courant de phase statorique

d) - Trajectoire de flux ($\alpha\beta$)**Figure IV.1** : Réponse de la DTC et DTC flou en charge $C_r=5\text{N.m}$ à l'instant $t=0.2\text{s}$.

On constate que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de commande mais dans DTC inférieur à celui présenté dans DTC flou, ce temps de réponse peut être expliqué par la rapidité du DTC. On constate, DTC flou annule l'effet perturbation de la charge par rapport DTC.

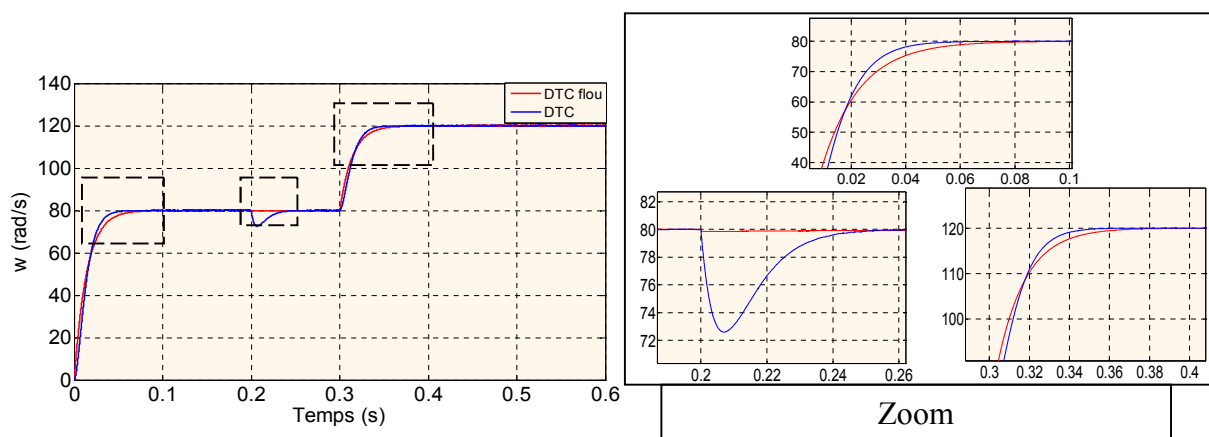
Le couple électromagnétique ne répond pas instantanément pour la DTC par rapport la DTC flou, et on remarque sur le couple des oscillations ayant des amplitudes élevées cas DTC

flou. Notre choix c'est porté sur les résultats de la commande DTC flou étant donné qu'elle fournit la meilleure réponse.

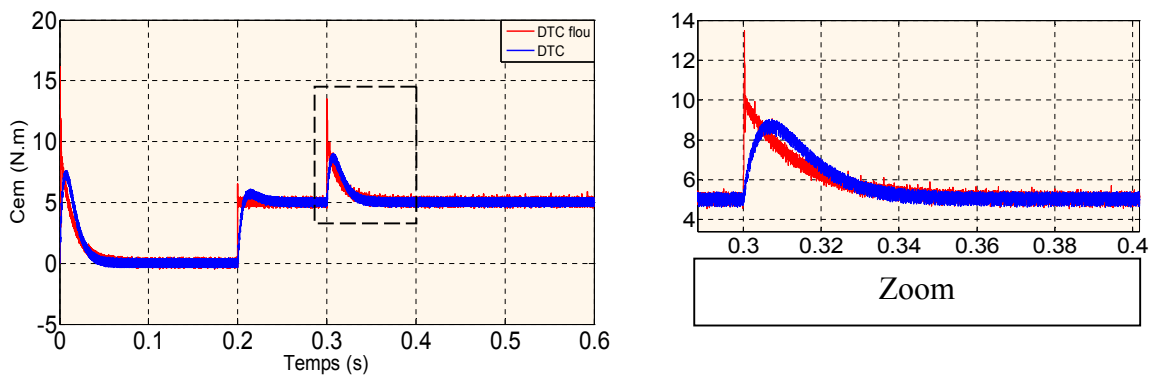
IV.2.2 - Teste de variation de la vitesse :

Dans ce cas on a testé les deux méthodes de commandes avec variation de la vitesse de référence. En premier lieu on va tester la machine à vide avec une consigne de vitesse de référence 80rad/s, puis on applique un couple de charge de 5N.m à l'instant $t=0.2s$. Après une nouvelle consigne de vitesse sera imposée à $t=0.3s$ de 120rad/s.

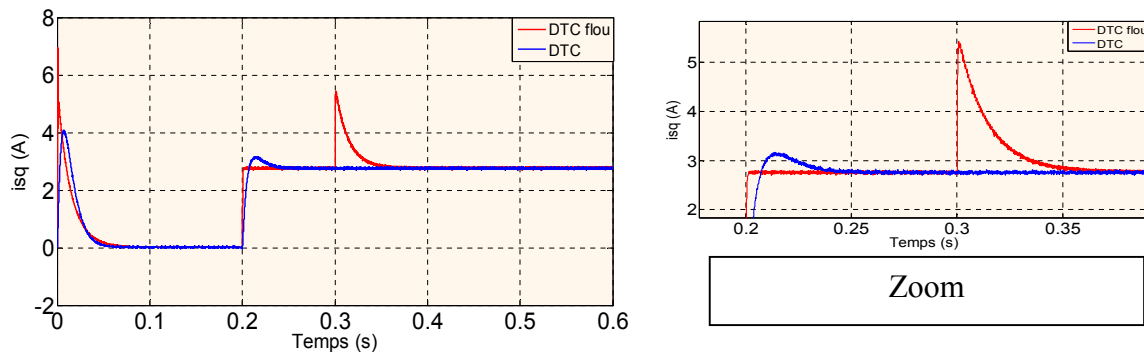
La figure (IV.2) est montrée les résultats de ce teste :



a) – Vitesse de rotation



b) – Couple électromagnétique



c) – Le courant de phase statorique

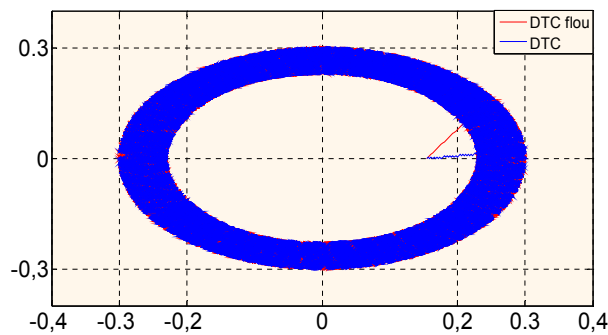
d) - Trajectoire du flux ($\alpha\beta$)

Figure IV.2 : Réponse de la DTC et DTC flou avec variation de la vitesse de référence (80rad/s à 120rad/s).

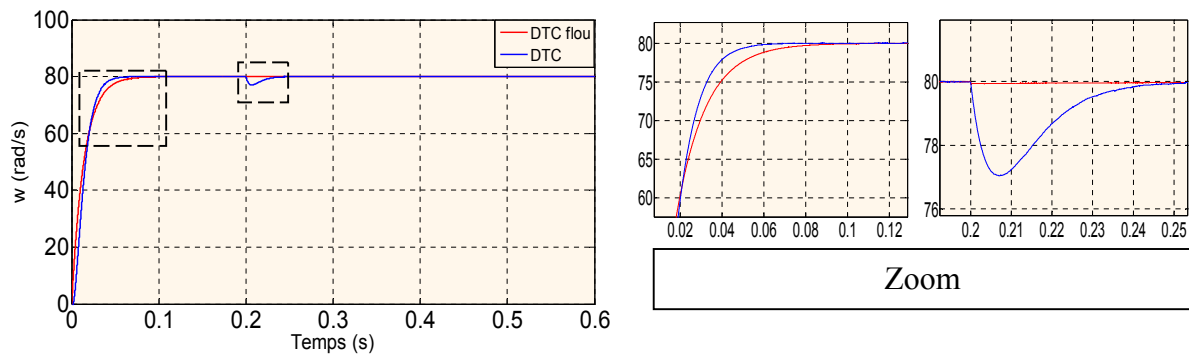
On remarque que les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec la DTC flou est plus robuste par rapport à la commande par DTC classique.

D'après la figure (VI.2), on remarque que le temps de réponse de la commande DTC flou est plus rapide, que pour la DTC. D'autre part, le couple obtenu par le (DTC floue) diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la DTC est retenu à sa valeur maximale plus longtemps, et surtout pour la phase de variation de la vitesse de référence. Les courbes de courants présentent des oscillations aux les méthodes des commandes lors de régime transitoire.

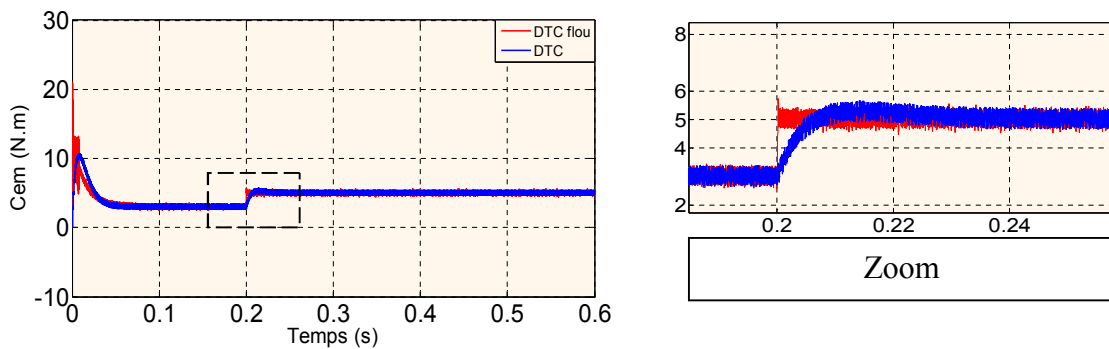
En général, les résultats obtenus (la vitesse, le couple, les courants et la trajectoire de flux) pour la commande DTC flou et la commande DTC sont nettement plus proches les uns aux autres. On notera pourtant que la convergence est sensiblement plus rapide dans le cas de la commande DTC flou.

IV.2.3 - Teste de variation de la charge :

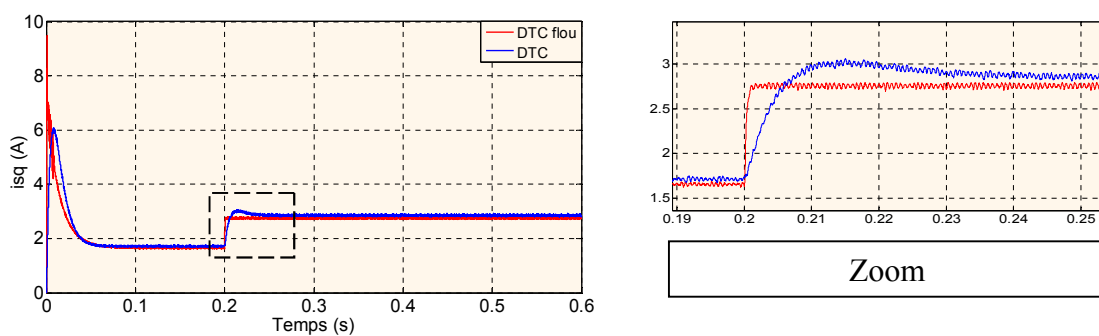
La figure (IV.3) montre que les résultats de simulation de la MSAP commandée par la DTC flou et DTC classique cas de variation de la charge. Au démarrage en appliquant un charge 3N.m, après 0.2s on varier la consigne de charge à 5N.m avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 80\text{rad/s}$.



a) - Vitesse de rotation



b) – Couple électromagnétique



c) – Le courant de phase statorique

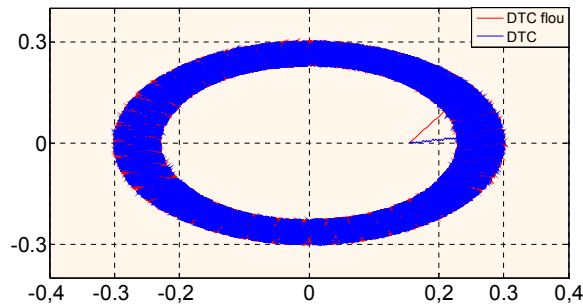
d) - Trajectoire du flux ($\alpha\beta$)

Figure IV.3 : Réponse de la DTC et DTC flou avec variation du couple de charge.

L'application d'un échelon du couple de charge 3N.m au début et variation à $t=0.2s$ à 5N.m répond avec influence négligeable sur vitesse qui se rétablit rapidement sa référence, ainsi un temps de réponse court lors de la mise en vitesse. On note l'amélioration des performances de la vitesse (temps de réponse court et dépassement petite) pour la DTC flou.

On constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation pour la DTC flou. Pour la DTC le couple électromécanique ne répond instantanément, et la vitesse rejoint sa référence après une déformation.

Pour les courants statoriques, on remarque qu'il est moins bruité et plus proche a une forme régulière pour la DTC flou par rapport au DTC classique. Une trajectoire de flux moins bruitée, explique la bonne régulation du flux et la bonne sélection des vecteurs tension à appliquée pour la DTC flou par rapport au DTC classique.

IV.3 - CONCLUSION :

Nous avons présenté dans ce chapitre, une étude comparative entre les deux techniques de commande (commande DTC flou et commande DTC classique). Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité ...).

On conclure d'après ce chapitre que la commande DTC par la logique flou présente une meilleure robustesse que celle de la commande DTC, en plus des avantages inhérents à l'utilisateur de la MSAP (robustesse, fiabilité), cette robustesse garante une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Conclusion générale



CONCLUSION GENERALE

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de PARK pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. En suite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

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

Pour développer et améliorer cette technique de commande, on s'intéresse a étudier et d'utiliser d'autres techniques intelligentes tels que la logique flou qu'on peut associer à cette commande, on remplace le régulateur PI de la vitesse par un régulateur flou, cette stratégie donne très bonne performance au niveaux des ondulations de la vitesse, du couple et du flux, avec un temps de réponse court par rapport au DTC classique.

Dans le quatrième chapitre, les résultats obtenus avec la DTC sont comparés avec ceux obtenus avec une commande DTC flou, les réponses avec la DTC flou sont plus rapides et plus robustes vis-à-vis des variations des charges. A travers ces comparaisons, on peut conclure que la commande DTC flou est la meilleure solution, car elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations aux hautes fréquences.

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

- L'utilisation des régulateurs mixtes (modes glissant, logique floue).
- Pour la commande DTC, plusieurs améliorations peuvent être apportées, à savoir : L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique et la fréquence de commutation.

Annexe



ANNEXE

A.1 - Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents étudié [2] :

Paramètres	Valeurs (S.I)
Fréquence	50
Puissance	1500
Tension d'alimentation	220/380
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4
Inductance de fuite	0.0008
Inductance longitudinale	0.0066
Inductance transversale	0.0058
Flux d'un aimant	0.3
Inertie	0.00176
Coefficient de frottement	0.00038818
Courant nominale	4

A.2 - Régulateur PI de vitesse :

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

$$K_p = 0.4978 ; k_i = 35.1964.$$

A.3 - Gains du régulateur flou :

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

$$K_e = 0.00009, K_{\Delta e} = 0.000009, K_{\Delta u} = 20.$$

Bibliographie



BIBLIOGRAPHIE

- [1] **T.Ziane, H. Rekioua**, « *Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur* », 3ème Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002, Université de Batna.
- [2] **Ameur Aissa**, « *Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone a aimants permanent en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle* », Thèse de Doctorat en sciences en électrotechnique, Université de Batna, 2012.
- [3] **Benaissa Malika**, « *Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [4] **Mohammed Ilyes Hemmami**, « *Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant* », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2015.
- [5] **Ahmed Chebak**, « *Modélisation, conception et optimisation des machines sans encoches à aimants permanents à haute vitesse* », Thèse de Doctorat, Université LAVAL QUÉBEC, 2013.
- [6] **Amor Khlaief**, « *Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)* », Thèse de Doctorat, Université d'Aix Marseille, 2012.
- [7] **Aid Housseem, Aina Wafaa**, « *SynMémoire de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, 2013.
- [8] **Hamrit Merouane**, « *Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension* », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2013.
- [9] **Menouar Ahmed**, « *Etude numérique de la machine synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2013.

- [10] **Boukais Boussad**, « *Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM)* », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2012.
- [11] **Kendouci Khedidja**, « *Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents* », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf d'Oran, 2012.
- [12] **Lotfi Moussaoui**, « *Contribution à la commande des machines synchrones à aimants permanents, utilisation des réseaux de neurones et de la logique floue* », Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [13] **Bensenoussi Tahri**, « *Commande vectorielle sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2012.
- [14] **Riad Toufouti**, « *Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone* », Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [15] **O. Ouledali, A. Meroufel, P. Wira**, « *Commande floue directe du couple d'un MSAP basée sur MLI vectorielle* », Article, Laboratoire L.D.D.I, Université d'Adrar, PP-06, 2015.
- [16] **Akkouchi Kamel**, « *Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone* », Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [17] **Nassir Mansouri**, « *Commande par DTC à base de technique d'intelligence artificielle* », Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf d'M'sila, 2015.
- [18] **Mokeddem Diab**, « *Contrôle Flou des Processus Biotechnologiques à Base d'Algorithmes Génétiques* », Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas de setif, 2010.
- [19] **MINH TA CAO**, « *Commande numérique de machines asynchrones par logique floue* », Thèse de Doctorat, Université Laval QUÉBEC de Canada, 1997.
- [20] **Kheldoun Aissa**, « *Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté* », Thèse de Doctorat, Université Boumerdès, 2007.

[21] **Lotfi Baghli**, « *Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques* », Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.

[22] **Miloudi Abdallah**, « *Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone* », Thèse de Doctorat, Université d'Oran, 2006.

[23] **Boufateh Messaoudi**, « *Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone* », Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider De Biskra, 2007.

[24] **Latreche Mohammed Tahar**, « *Commande floue de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien* », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, 2012.

[25] **Nabti Khalil**, « *Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue* », Mémoire de Magister, Université Mentouri de Constantine, 2006.

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

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : **Mr. BELHAMDI Saad**

Présenté par : **HOUICHE Nasma**

THEME

Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimants permanents

Résumé : Ce mémoire, présente une étude de la modélisation, de la commande en vitesse de la machine synchrone MSAP alimentée par onduleurs de tension.

Deux commandes sont appliquées pour régler la vitesse de la machine ; l'une DTC et l'autre DTC floue. Des résultats de simulation sont présents pour montrer la robustesse de ces techniques de commande.

Mots clés : MSAP, Onduleur de tension, DTC, DTC Flou, Etude Comparative.

N° d'ordre : CSE-210