



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique

Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued

Faculté des Sciences et de la Technologie

Domaine : Sciences et Technologie

Filière: Elèctrotechnique

Spécialité: Machine Électriques

Réf :.....

Mémoire de Fin d'Étude

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Thème

Commande DTC floue d'une machine
synchrone à aimants
permanents

Présenté par :

RAMDANI KAMEL

Soutenu en septembre 2018

Proposé et dirigé par

Mr: MOHAMMED IDRIS BABAARBI

Année Universitaire : 2017 / 2018



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي



Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique
Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued
Faculté des Sciences et de la Technologie
Domaine : Sciences et Technologie
Filière: Elèctrotechnique
Spécialité: Machine Électriques

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Thème

Commande DTC d'une machine
synchrone à aimants
permanents

Présenté par :

RAMDANI KAMEL

Avis favorable de l'encadreur:

Mr: MOHAMMED IDRIS BABAARBI

Avis favorable du président du jury

Cachet et signature

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Dédicace

Avant tous, je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la
patience pour réaliser ce travail malgré tous les

difficultés rencontrées

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que Dieu les garde et les protégés pour leur soutien
moral et financier, pour leur encouragement et
les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères

A mes sœurs

A ma grande famille

A tous mes amis (es) d'études surtout ceux d'électrotechnique

Promotion 2017/2018

KAMEL RAMDANI

Remerciements

Ce travail a été réalisé à l'université Echahid hamma lakhdar d' El Oued du
département de génie électrique

Mes remerciement vont tout premièrement à Dieu le tout puissant pour la
volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues
années

J'exprime mes profondes gratitudes à mes parents pour leurs encouragements,
leur soutien et pour les sacrifices qu'il ont enduré.

Je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur
monsieur Mohammed Idris Babaarbi pour avoir d'abord proposé ce thème,
pour le suivi continuél tout le long de la réalisation de ce travail et qui n'a pas
cessé de nous donner ses conseils et remarques.

Je remercier les membres de jury pour l'honneur qu'ils me font en participant
au jugement de ce travail.

Je tiens à remercier vivement toutes les personnes qui nous ont aidés de près ou
de loin à élaborer ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous aidés de près ou de
loin à accomplir ce travail.

Mes remerciement vont aussi à tous les engseignants du département
d'électrotechnique qui ont contribué à ma formation.

Enfin, je tien à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour
le soutient tout moral... ..

Résumé

Ce mémoire, présente une étude de la structure d'une commande importante qui est la commande directe de couple (DTC) de la machine synchrone à aimant permanente. Dans ce contexte, nous proposons stratégies de commande permettant d'apporter des solution aux inconvénients de la commande directe de couple DTC. Ces solutions permettant de réduire les oscillations du couple et du flux statorique que nous avons nommé, DTC classique, et DTC flou.

Mots clés: Commande du couple (DTC), machine synchrone à aimant permanents (MSAP), DTC classique, et DTC flou.

المخلص

هذه المذكرة تبين دراسة عن تحكم مهم وهو تحكم المباشر لعزم الدوارن (DTC) لآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم. في هذا السياق نقترح استراتيجيتين تحكم المباشر لعزم الدوارن هدفها توفير الحلول للعيوب . تتعلق هذه الحلول بتقليل تذبذب عزم الدوارن الذي اطلقنا عليه, التحكم المباشر لعزم الدوارن التقليدية, التحكم المباشر لدوارن الضبابي.

الكلمات البحث تحكم عزم الدوارن المباشر (DTC) , آلة متزامنة ذات المغناطيس الدائم (MSAP) , التحكم DTC تقليدي التحكم DTC الضبابي

Notations

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanent FOC Commande vectorielle à flux orienté

CSV : Commande à structure variable

DTC : Commande directe du couple

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

PI : Régulateur Proportionnel et Intégrale

P : Opérateur de Laplace (d/dt)

P : Nombre de paires de pôles

t : Temps (s)

a, b, c : Axes liés aux enroulements triphasés

d, q : Axes du référentiel de *Park*

α , β : Axes du référentiel statorique

$[(\theta_P)]$: Position angulaire du rotor par rapport Matrice de *Park*

[Van,Vbn,Vcn] : Tension de sortie de l'onduleur (V) Si $(i=1, 2,3)$ Grandeurs booléennes de commende (des interrupteurs de l'onduleur)

Vsa,Vsb,Vsc : Tension statorique de la phase a, b, ou c (V)

Vs : Tension statorique (V)

Vsd,Vsq : Tension statorique sur l'axe d et l'axe q (V)

Vs α ,Vs β : Tension statorique sur l'axe α et l'axe β (V)

isa,isb,isc : Courant statorique de la phase a, b, ou c (A)

Is : Courant statorique (A)

Id,Iq : Courant statorique sur l'axe d et l'axe q (A)

Is α ,Is β : Courant statorique sur l'axe α et l'axe β (A)

La, Lb, Lc : Inductances propres des phases a,b,c respectivement (H)

E : Tension d'entrée de l'onduleur (V)

θ : Position angulaire du rotor par rapport(Rad)

θ_{ref} : Position de référence (Rad)

ϕ_a,ϕ_b,ϕ_c : Flux statorique de la phase a, b, ou c (Wb)

ϕ_d,ϕ_q : Flux statorique sur l'axe d et l'axe q (Wb)

$\phi_{s\alpha},\phi_{s\beta}$: Flux statorique sur l'axe α

φ_s	: Flux statorique (Wb)
φ_f	: Flux magnétique du rotor(Wb)
$\bar{\varphi}_s$	: Vecteur de flux statorique
φ_{sf}	: Flux des aimants (Wb)
$\Delta \bar{\varphi}_s$	: Variation du vecteur flux statorique
Ω	: Vitesse mécanique de rotor (Rad/s)
$\Omega_{\text{réf}}$	: Vitesse de référence (Rad/s)
J	: Moment d'inertie du moteur (Kg.m ²)
f_r	: Coefficient de frottement visqueux (Nm/Rad/s)
C_e	: Couple électromagnétique délivré par le moteur (N.m)
C_r	: Couple résistant, ou de charge (N.m)
C_f	: Couple de frottement (N.m)
ω	: pulsation de rotation électrique (Rad/s)
ω_s	: Pulsation de fréquence statorique (Rad/s)
R_s	: Résistance d'une phase statorique (Ω)
L_d	: Inductance sur l'axe d (H)
L_q	: Inductance sur l'axe q (H)
L_s	: Inductance d'une phase statorique (H)
L_{s0}	: Inductance propre d'une phase statorique (H)
L_{ss}	: Inductance statorique (H)
M_{s0}	: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques (H)
K_p, K_i	: Actions proportionnelle et intégrale
T_d, T_i	: de temps électrique relative à l'axe d et à l'axe q
x	: Vecteur d'état
U	: Vecteur de commande
U_{eq}	: Commande équivalente
U_n	: Commande discontinue
$\hat{x}$	: Estimation de x

Liste des Tableaux

TABLEAU (III-01) : Table de commutation sans vecteur nuls.....	37
TABLEAU (III-02) : Table de commutation avec vecteur nuls	37
TABLEAU (III-03) : Table de commutation selon TAKAHASHI avec comparateur à trois niveaux du couple.....	37
TABLEAU (IV-1) : Table des règles pour le contrôleur F-PI.....	51
TABLEAU (IV-2) : Comparaison entre les commandes : DTC classique, et DTC floue.....	54

Liste des Figures

FIGURE (I-01) : a) rotor bobiné - b) rotor à aimants permanents.....	4
FIGURE (I-02) :représente le schéma de la machine synchrone.....	4
FIGURE (I-3) : Les différents types de rotor.....	5
FIGURE (I-4) :représente la machine synchrone avec différentes structures du rotor	5
FIGURE (I-5) : Courbe de désaimantation.....	6
FIGURE (I-6) :Moteur industriel à aimants permanents de quelques kW	6
FIGURE (I-7) :Les trois types de rotor du moteur synchrone.....	7
FIGURE (II-1) :Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents	13
FIGURE (II-2) :Le système de coordonnées de d-q	17
FIGURE (II-3) :Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q).....	17
FIGURE (II-4) :Schéma fonctionnel du modèle de Park.....	19
FIGURE (II-5) :Schéma bloc de MSAP	21
FIGURE (II-6) :Résultats de simulation de la MSAP avec application d'une charge de 10Nm à 0.4s	22
FIGURE (II-7) :Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension	23
FIGURE (II -8) :Schéma de l'onduleur de tension.....	24
FIGURE (II-9) :illustration de la MLI triangulo-sinusoïdale	25
FIGURE (II-10) :Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI triangulo-sinusoïdale (pour m=20 et r=1).....	26
FIGURE (III-1) :schéma synoptique de la commande DTC.....	28
FIGURE (III-2) :Evolution du vecteur du flux statorique dans le plan ($\alpha.\beta$).....	31
FIGURE (III-3) :répartition du plan complexe en six secteurs angulaires ($S_i=1.....6$).....	32
FIGURE (III-4) :Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone.....	33
FIGURE (III-5) :Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants.....	35
FIGURE (III-6) :Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	36

Liste des Figures

FIGURE (I-01) : a) rotor bobiné - b) rotor à aimants permanents	4
FIGURE (I-02) : représente le schéma de la machine synchrone	4
FIGURE (I-3) : Les différents types de rotor.....	5
FIGURE (I-4) : représente la machine synchrone avec différentes structures du rot.....	5
FIGURE (I-5) : Courbe de désaimantation	6
FIGURE (I-6) : Moteur industriel à aimants permanents de quelques kW	6
FIGURE (I-7) : Les trois types de rotor du moteur synchrone	7
FIGURE (II -1) : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents	13
FIGURE (II-2) : Le système de coordonnées de d-q	17
FIGURE (II-3) : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q).....	17
FIGURE (II-4) : Schéma fonctionnel du modèle de Park.....	19
FIGURE (II-5) : Schéma bloc de MSAP	21
FIGURE (II-6) : Résultats simulation de la MSAP avec application d'une charge de 10Nm à 0.4s	22
FIGURE (II-7) : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension	23
FIGURE (II -8) : Schéma de l'onduleur de tension.....	24
FIGURE (II-9) : illustration de la MLI triangulo-sinusoïdale	25
FIGURE (II-10) : Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI triangulo-sinusoïdale (pour m=20 et r=1)	26
FIGURE (III-1) : schéma synoptique de la commande DTC	28
FIGURE (III-2) : Evolution du vecteur du flux statorique dans le plan ($\alpha.\beta$).....	31
FIGURE (III-3) : répartition du plan complexe en six secteurs angulaires ($S_i=1.....6$).....	32
FIGURE (III-4) : Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone	33
FIGURE (III-5) : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants.....	35
FIGURE (III-6) : Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.	36

FIGURE (III-7) : Structure générale de la commande direct de couple (DTC).....	38
FIGURE (III-8) : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse	38
FIGURE (III-9) : Résultat de simulation de la DTC pour démarrage (à vide $C_r = 0\text{Nm}$)	41
FIGURE (III-10) : Résultat de simulation de la DTC pour démarrage en charge (en charge $C_r = 5.5\text{Nm}$ $t = 0.25\text{s}$).....	42
FIGURE (III-11) : Résultat de simulation pour inversion de la vitesse ($+100\text{rad/s}$ à -100rad/s)	43
FIGURE (III-12) : Résultat de simulation pour variation de la vitesse($+100\text{rad/s}$ à $+150\text{rad/s}$)	45
FIGURE (IV-1) : Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF.....	47
FIGURE (IV-2) : Schéma bloc d'une boucle régulation à contrôleur flou.....	48
FIGURE (IV-3) : Comparaison de l'appartenance de la température en logique classique vs la logique floue	49
FIGURE (IV-4) : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée	51
FIGURE (IV -5) : La fonction d'appartenance pour les variables de sortie	51
FIGURE (IV-6) : Structure de la DTC avec régulateurs flous PI de vitesse	52
FIGURE (IV-7) : Résultats de simulation de la commande par DTC floue du MSAP	53

Sommaire

Remerciements

Dédicaces

Sommaire

Notions

Liste des Figures

Liste des Tableaux

Introduction

Générale	1
-----------------------	----------

Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones et la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

I) – Généralités sur les machines synchrones et la MSAP.....	3
I.1) – Introduction.....	3
I.2) – Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
I.2.1) – Structure.....	4
A - Le Stator.....	4
B - Le Rotor.....	5
I.2.2) – Aimants permanents.....	6
I.2.3) – Types les rotors d'une MSAP.....	6
I.3) – Les avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines.....	7
I.3.1) - Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu.....	8
I.3.2) - Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique.....	8
I.3.3) - Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones.....	8
I.4) – Les Inconvénients.....	9
I.5) – Comparaison entre la machine synchrone classique et la MSAP.....	9
I.6) – Domaine d'application.....	10
I.7) – Principe de fonctionnement de la MSAP.....	11
A- Le stator.....	11
B- Le Rotor.....	11
I.8) – Conclusion.....	11

Chapitre II :Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

II.1) – Introduction.....	12
II.2) – Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP).....	12
II.2.1) - Hypothèses simplificatrices	12
II.3) – Représentation de la MSAP dans le système d'axe triphasés a, b, c.....	12
II.3.1) - Equations électriques.....	13
II.3.2) - Equations magnétique.....	14
II.3.3) - Equations mécanique.....	15
II.4) – Transformation triphasé-diphasé.....	15
II.4.1) - Transformation de concordia.....	15
II.4.2) - Principe de transformation de park.....	16
II.5) – Transformation de (α,β) au d-q et inversement.....	16
II.6) – Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents dans le plan de Park.....	17
II.6.1) - Equations électriques.....	17
II.6.2) - Equations magnétique.....	18
II.6.3) - Expression du couple électromagnétique.....	18
II.6.4) - Equations mécanique.....	19
II.6.5) - Représentation d'état.....	20
II.7) – Résultat de simulation.....	21
II.7.1) Interprétation des résultats de simulation.....	22
II.8) – Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension.....	22
II.8.1) - Définition de l'onduleur de tension.....	23
II.8.2) - Modélisation de l'onduleur de tension.....	23
II.8.3) - Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale...24	
II.9) – Conclusion.....	26

Chapitre III : Commande directe de couple de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

III.1) - Introduction	27
III.2) - Principes généraux de la commande directe du couple	27
III.3) –Avantages et Inconvénients de la commande du couple	29

III.3.1) - Avantages	29
III.3.2) - Inconvénients	29
III.4) – Stratgie de commande directe de couple de flux.....	30
III.4.1) - Contrôle du vecteur flux statorique	30
III.4.2) - Contrôle du couple électromagnétique	31
III.5) Description de la stucture de contrôle.....	32
III.5.1) - Sélection du vecteur de tension.....	32
III.5.2) - Les Estimations.....	34
III.5.2.1) - Estimation du flux et du couple.....	34
III.6) - Elaboration du vecteur de commande DTC.....	35
III.6.1) - Le correcteur de flux	35
III.6.2) - Le correcteur de couple.....	35
B - Le correcteur à deux niveaux.....	36
A - Le correcteur à hystérésis à trois niveaux	36
III.7) - Elaboration de la table de commande	36
III.8) - Structure générale de la DTC appliquée MSAP.....	37
III.8.1) - Régulateur de vitesse	38
III.9) - Résultats de simulation de la commande par DTC du MSAP.....	39
III.9.1) - Test à vide	40
III.9.2) - Test en charge.....	41
III.9.3) - Teste se robustesse pour l’inversion du sens de rotation de la machine.....	42
III.9.4) Teste variation de vitesse	44
III.10) – Conclusion.....	45

Chapitre IV : commande DTC floue de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

IV.1) - Introduction	46
IV.2) - Domaines d'application.....	46
IV.3) Régulateur par logique floue.....	46
IV.4) Développement pratique du contrôleur flou	47

IV.5) Principe de la Logique Floue.....	48
IV.6) Avantages et Inconvénients du Réglage par Logique Floue	49
IV.6.1) Avantages	49
IV.6.2) Inconvénients	50
IV.7) Application technique intelligent de la sur la commande de la MSAP.....	50
IV.7.1) Régulateur floue.....	50
IV.7.2) La DTC avec un régulateur flou PI de vitesse.....	50
IV.7.2.1) Interface de fuzzification.....	50
IV.7.2.2) La table des règles.....	51
IV.7.2.3) Défuzzification.....	52
IV.8) Structure de la DTC avec régulateurs flous PI de vitesse	52
IV.8.1) Application de la logique floue avec un observateur luenberger.....	52
IV.8.2) Résultats de simulation de la commande par DTC floue du MSAP.....	53
IV.9) comparaison entre les commandes DTC classique et DTC floue.....	55
IV.10) conclusion.....	55
Conclusion Générale	56

Annexe

Bibliographique

Introduction

Introduction Générale

Pendant long temps le moteur à courant continu était la meilleure source de variation de vitesse, du fait du découplage naturel qu'il présente entre le flux et le couple. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatif qui permet de supprimer les contacts glissants. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : machine synchrone à aimants permanents (MSAP) [1].

Les machines synchrones à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative [57].

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 [58].

La technique de la commande directe du couple (DTC) utilise une approche séduisante de par son efficacité, sa simplicité de mise en œuvre la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine [59].

Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent ici. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des

éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations du couple et de flux. Pour améliorer les performances de la commande DTC classique, étudier ces inconvénients et essayer trouver des solutions.

Le travail présenté dans ce mémoire est donc organisé en quatre chapitres structuré comme suit :

Le premier chapitre : est consacré à la présentation des machines synchrones à aimants permanent

deuxième chapitre, on traite la modélisation la machine synchrone à aimants permanents, dans le référentiel de Park, lié au rotor et au stator. Afin d'obtenir un modèle simple et facile à implanter dans un bloc de simulation.

Dans le troisième chapitre, nous présentons le principe de base de la commande directe du couple.

On doit choisir directement des vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple et de flux statorique et leurs valeur réelles. Les contrôleurs du courant suivi d'un comparateur à MLI ne sont pas utilisés dans des système de commande DTC et les paramètres de la machine ne sont pas utilisés également exception faire pour la résistance statorique du moteur. Ainsi la DTC possède l'avantages d'être moins dépendant des paramètres des machines, de fournir une réponse de couple plus rapide en comparaison au contrôle du couple via des contrôleurs de courant à modulation de largeur d'impulsion, et une configuration plus simple.

Dans le quatrième chapitre présente quelques généralités sur la logique floue, applications basées sur la logique floue sont utilisées pour améliorer les performances de la stratégie DTC. Des résultats de simulation sont présentés, on essaye parfois de valider nos résultats par une simple comparaison avec des autres travaux de même domaine.

Enfin, dans une dernière partie, nous présentons les conclusions de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

Chapitre I

Généralités sur les machines synchrone et la MSAP

I.) – Généralités sur les machines synchrones et la MSAP :**I.1) – Introduction :**

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales.

Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique.

Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants.[4]

I.2) – Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :

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

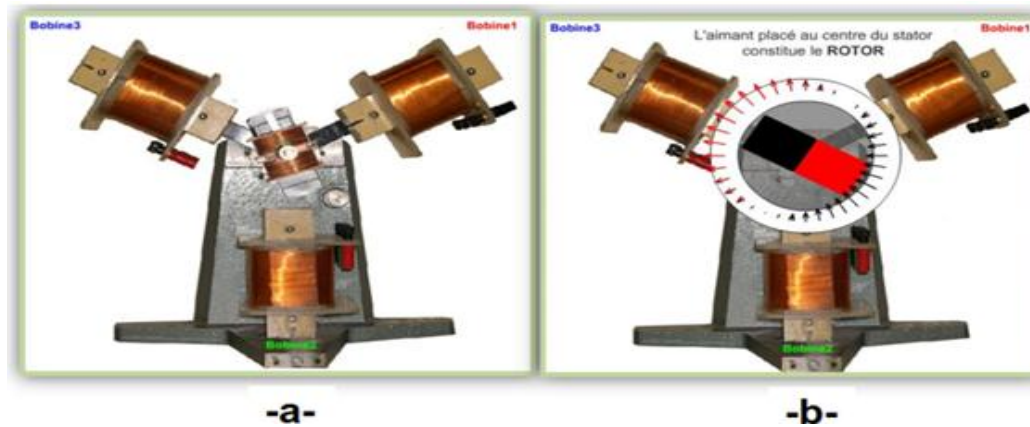


Figure (I.1) : a) rotor bobiné - b) rotor à aimants permanents

Une large variété de moteurs synchrones à aimants permanents a été développée jusqu'à ce jour. Selon les vitesses de rotation envisagées, les aimants sont disposés suivant différentes structures :

I.2.1) – Structure: .[6]

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile où rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.[6]

A – Le stator :[7]

Le rotor d'une machine synchrone triphasé est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [7] La figure (I.2) représente le schéma de la machine synchrone :

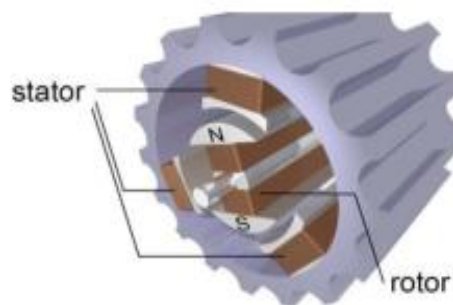


Figure (I.2) : représente le schéma de la machine synchrone

B – Le rotor :

Les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statorique et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface. la figure (I.3). La roue polaire est conçue soit à pôles lisses ou à pôles saillants.

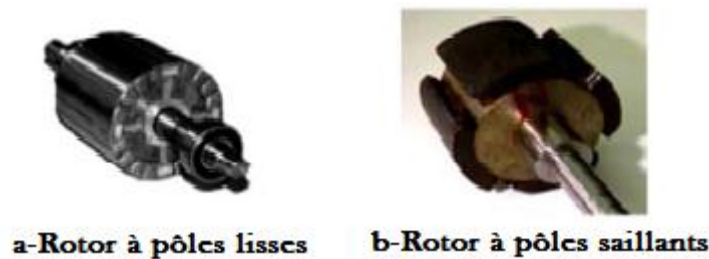


Figure (I.3) : Les différents types de rotor

□ Rotor à pôles lisses :

Les aimants permanents sont collés à la surface du rotor.

□ Rotor à pôles saillants :

Les aimants sont enterrés dans le rotor

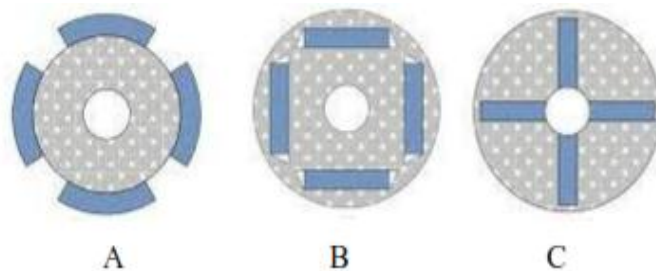


Figure (I.4) : représente la machine synchrone avec différentes structures du rotor

Avec :

La figure (I.5.A) montre les aimants permanents collés sur la surface cylindrique du moteur (pôle lisse) dans ce cas, les aimants sont magnétisés dans le sens radial.

La figure (I.5.B) consiste à enterrer les aimants dans le rotor, dans ce cas ils sont magnétisés tangentiellement.

La figure (I.5.C) montre les aimants à concentration de flux sont aussi magnétisés dans le sens radial.

I.2.2) – Aimants permanents : .[8][9]

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H. (Figure. I.6). Cette courbe est caractérisée par:

L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé, Le champ coercitif de l'induction HCB qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable, Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant

$(BH)_{\max}$. [8][9]

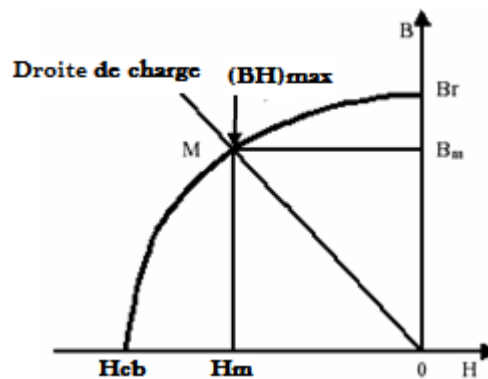


Figure (I.5): Courbe de désaimantation

I.2.3) -Types des rotors d'une MSAP : [10]

Les moteurs synchrones sont classés en trois types d'après l'arrangement des aimants dans le rotor Figure (I.6) :



Figure (I.6) : Moteur industriel à aimants permanents de quelques kW

Le moteur synchrone à aimants collés (SPMSM, Surface Permanent Magnet Synchronous Motor).

Le moteur synchrone à aimants enterrés (IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor).

Le moteur synchrone à concentration du flux (SynRM Synchronous Reluctance Motor).

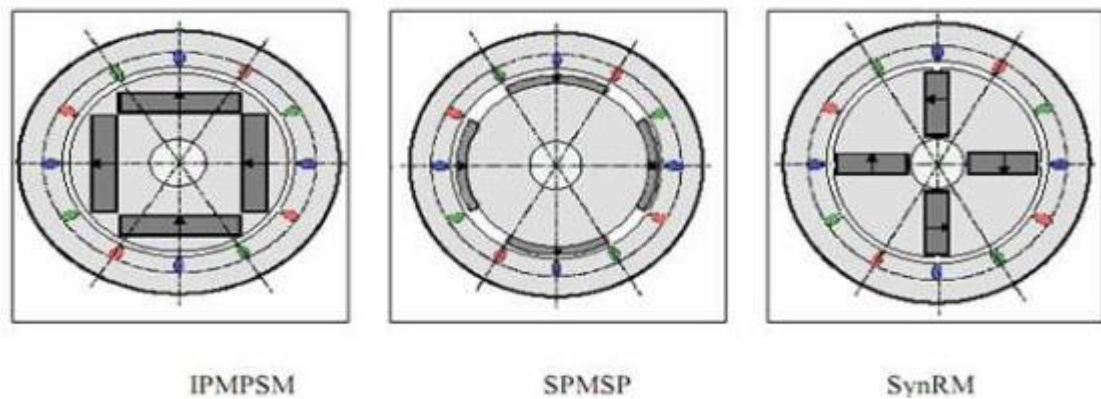


Figure (I.7) : Les trois types de rotor du moteur synchrone

I.3) – Les avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines:[1][3][11][12][13]

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

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones;
- Robustesse incontestée en comparaison avec le moteur à courant continu;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MAS;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines.

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité).[14]

1.3.1) – Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu :

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais lames du collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale.

1.3.2) – Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique :

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité. D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'auto pilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement.

1.3.3) – Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones : [15]

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones :

Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné .

Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement. Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où

l'encombrement est limité. Toutefois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrones à aimants.

I.4) – Les Inconvénients : [16]

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- ☐ Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- ☐ Problème de tenue en température des aimants (250 °C pour le [samarium-cobalt](#))
- ☐ Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- ☐ Difficulté de défluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un [capteur de position](#)).
- ☐ Impossibilité de régler l'excitation.

Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par [effet Joule](#).

- ☐ La non-régulation de ce flux ne permet pas une souplesse de contrôle sur une très large plage de vitesse.
- ☐ Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- ☐ Interaction magnétique due au changement de structure.
- ☐ Ondulations de couple.

1.5) – Comparaison entre la machine synchrone classique et la MSAP : [5]

❖ Les MSAP n'exigent pas d'excitation, et grâce à l'absence des pertes par excitation et dans les contacts frottant, elles possèdent un rendement élevé, par contre dans les MS classiques l'excitation est nécessaire, l'enroulement d'excitation tournant et les balais présentent assez fréquemment des défaillances de plus, d'où le rendement est relativement

❖ Les MSAP n'exigent aucun entretien pendant toute la durée de vie, et se caractérisent par une sécurité de fonctionnement plus élevée, mais dans les MS classiques, l'entretien est exigé avec moins de sécurité.

❖ Les MSAP diffèrent de leurs analogues à excitation électromagnétique par la construction des systèmes inducteurs.

❖ Les MS classiques peuvent avoir trois modes de fonctionnement, à excitation optimale, sous excitée, et sur excitée. Ce qui les rendent capables d'améliorer le facteur de puissance d'une installation comportant des appareils consommateurs de puissance réactive, ces avantages ne peuvent être donnés par les MSAP.

❖ La présence de l'inducteur à CC dans le MS rend le moteur plus coûteux qu'un

MSAP, et nécessite de plus une alimentation et un réglage de l'excitation.

I.6) – Domaine d'application :

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction. [11][16][17]

- ☐ Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- ☐ Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.
- ☐ Applications aux petites puissances ($P < 600W$) :
 - ☐ Micro Ventilateur.
 - ☐ Disque Dur.
 - ☐ Fraise de dentiste.
 - ☐ Programmeur Mécanique.
- ☐ Applications aux moyennes puissances ($500W < P < 100kW$) .
 - ☐ Vélo a assistance.
 - ☐ Voiture électrique (Toyota Prius)
 - ☐ Machine outil
 - ☐ Robot industrie
- ☐ Applications aux fortes puissances
 - ☐ Traction ferroviaire
 - ☐ Propulsion navale
- ☐ 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 applications de l'énergie de l'éolienne

I.7) – Principe de fonctionnement de la MSAP :

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.[18]

A- Le stator :

Où l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe [19].

B- Le rotor :

Où inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [16]. Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants.

I.8) – Conclusion :

Dans ce premier chapitre nous avons mis l'accent sur notre vrai objectif: la machine synchrone à aimants permanents MSAP. Après une introduction autour de la machine synchrone à aimant, nous avons passé par les avantages et inconvénients de la MSAP sont ainsi discutés brièvement. En fin de ce chapitre on a donné quelques domaines d'applications de la MSAP.

Chapitre II

Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

II.1 Introduction

Actuellement, la littérature témoigne d'un grand intérêt porté à la MSAP. En effet, elle a une large utilisation dans le domaine d'entraînements électriques à vitesse variable. De ce fait, il nous paraît important de lui consacrer toute une partie dans cette thèse.

Nous présenterons l'actionneur étudié qui se limite, dans notre thèse, à la MSAP et son système de contrôle commande. En effet, sous le nom de machine synchrone, on regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant, pour obtenir un fonctionnement en moteur ou en générateur, le champ magnétique du rotor est généré par des aimants permanents. Après avoir évalué les différentes structures du rotor à aimants utilisées dans la construction du rotor, nous rappellerons les éléments de constitution de cette machine. Ensuite, nous décrirons la modélisation de la MSAP dans un repère lié au rotor et dans un repère lié au stator. Enfin, nous présenterons la modélisation de la chaîne de puissance qui l'alimente.[20]

I.2. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

I.2.1. Hypothèses simplificatrices :[21]

Afin de simplifier l'étude, la modélisation de la MSAP nécessite un certain nombre d'hypothèses simplificatrices

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants.
- Nous négligeons l'hystérésis du circuit magnétique et les pertes par courants de Foucault
- La variation des résistances en fonction de la température est négligeable Nous admettons que les forces magnétomotrices sont à distribution spatiale sinusoïdale.
- 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.

I.3 Représentation de la MSAP dans le système d'axe triphasés a, b, c :[22]

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique en considérant les conditions simplificatrices citées précédemment

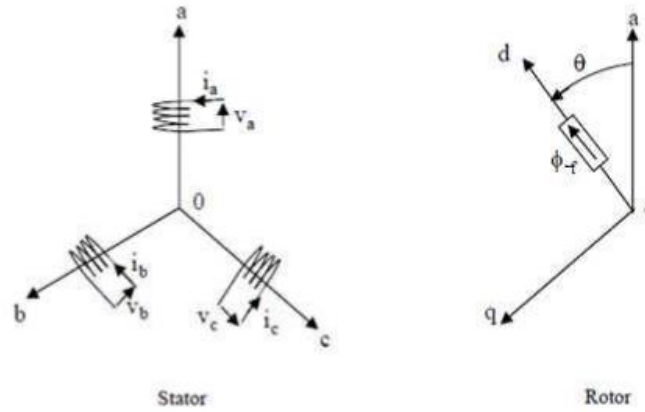


Figure II.1: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique. Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

II.3.1) - Equations électriques :

• Partie stator : [23]

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad \text{II.1}$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{II.2}$$

On définit :

V_s : Vecteur des tensions statoriques

I_s : Vecteur des courants statoriques

Φ_s : Vecteur des flux statoriques

R_s : Matrice des résistances statoriques

Partie rotor : [24] [9]

$$[V_f] = [R_f] [I_f] + \frac{d}{dt} [\phi_f] \quad \text{II.3}$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [I_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{II.4.5.6}$$

[Vf], [If], [ϕ_f], tension, courant et flux de la machine

II.3.2) - Equations magnétiques :

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par

l'aimant dans les trois phases statoriques ' a, b, c ' sont donnés par :

Flux statoriques:

$$[\phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sf}] [I_f] \quad \text{II.7}$$

Flux rotorique :

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

La matrice [Lss] est carrée d'ordre 3. Elle contient des termes constants regroupés dans [Lf0] et les termes variables dépendent de θ , que nous regroupons dans [Ls2(θ)] posons :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad \text{II.9}$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad \text{II.10}$$

Et :

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{II.11}$$

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{II.12}$$

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{sf}] = [M_{fs}]^t \quad \text{II.13}$$

[Msf] : est la matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.
Les équations électriques deviennent :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [I_s] + [M_{sf}] [I_f]) \quad \text{II.14}$$

$$[V_s] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} ([M_{fs}] [I_s] + [L_f] [I_f]) \quad \text{II.15}$$

II.3.3) - Equations mécanique : [7] [26]

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique dans les machines tournantes est régie par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = c_e - c_r \quad \text{II.16}$$

La position du rotor θ évolue d'après l'équation différentielle suivante :

Donc :

$$C_f = f_r \Omega_r \quad \Omega_r = \Omega / P \quad \text{II.17}$$

$\Omega_r = \Omega / P$: Vitesse de rotation de la machine

P: Nombre de paires de pôles

J : c'est le moment d'inertie du moteur

Ω_r : c'est la vitesse angulaire mécanique du rotor

f_r : c'est le coefficient de frottement visqueux

C_e : c'est le couple électromagnétique délivré par le moteur

C_r : c'est le couple résistant, ou de charge.

II.4) - Transformation triphasé - diphasé : [26]**II.4.1) - Transformation de Concordia :**

Pour passer du système triphasé au système diphasé, il faut définir la matrice de transformation suivante (Transformation de Concordia)

$$c = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{II.18}$$

$$C_{32} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad \text{II.19}$$

$$C_{23} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad \text{II.20}$$

[C32] : la matrice de transformation directe de Concordia (diphasé vers triphasé) .

[C23] : La matrice de transformation inverse de Concordia (triphase vers diphasé)

II.4.2) - Principe de la transformation du Park :

La transformation de Park est défini par la matrice P, aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\phi_{abc}]$, la transformation de park correspond aux vecteurs $[V_{dqo}]$, $[i_{dqo}]$ et $[\phi_{dqo}]$

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [p] [V_{dqo}] \quad \text{II.21}$$

$$[V_{dqo}] = [p]^{-1} [V_{abc}] \quad \text{II.22}$$

$[p]$ et $[p]^{-1}$ sont la matrice de passage directe et inverse, elles sont données par :

$$[p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.23}$$

$$[p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{II.24}$$

II.5 Transformation de (α, β) au d-q et inversement :

Les coordonnées dirigent vers l'arrière la commande vectorielle est exécutées entièrement dans le système de coordonnées de (d-q) pour rendre la commande des moteurs synchrones, élégante et facile. Naturellement, ceci exige la transformation dans les deux directions et l'action de commande doit être transformée de nouveau au côté de moteur.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad \text{II.25}$$

La transformation inverse (d-q au α, β) est :

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad \text{II.26}$$

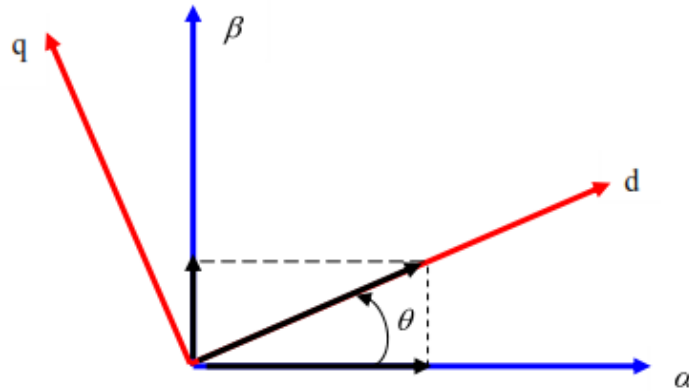


Figure II.2: Le système de coordonnées de d-q

II.6) - Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents dans le plan de Park : [27]

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor

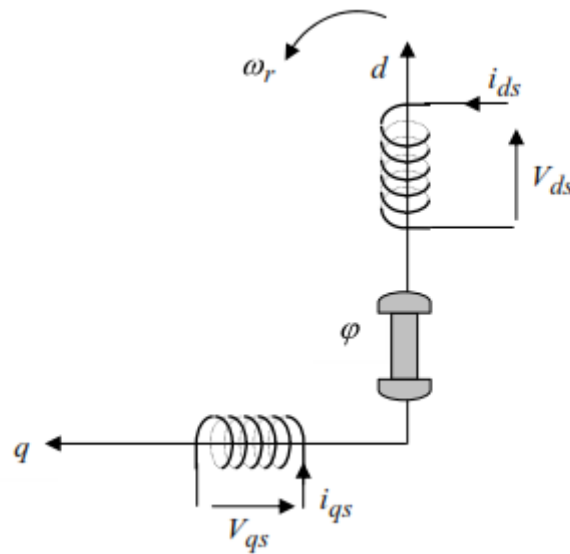


Figure II.3: Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q)

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

II.6.1) - Equations électriques : [25]

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + \omega_r \varphi_d \end{cases}$$

II.27

II.6.2) - Equations magnétiques:

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

Sur l'axe d :

$$\varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \quad \text{II.28}$$

φ_f : Constante indiquant le champs dû à l'aimantation permanente du rotor.

Sur l'axe q :

$$\varphi_q = L_q I_q$$

Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante: [28]

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad \text{II.29}$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = -\frac{R_s}{L_s} I_d - \omega_r \frac{L_q}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt} I_q = -\frac{R_s}{L_s} I_q - \omega_r \frac{L_q}{L_d} I_q - \frac{1}{L_q} \varphi_f \omega_r + \frac{V_q}{L_q} \end{cases} \quad \text{II.30}$$

II.6.3) - Expression du couple électromagnétique : [26] [28] [29]

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

$$C_e = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dW_e}{d\theta_e} \quad \text{II.31}$$

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

P : nombre de paires de pôles

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

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_s I_d + V_q I_q) \quad \text{II.31}$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)] + (I_d \frac{d\theta_q}{dt} + I_q \frac{d\theta_q}{dt}) + \frac{d\theta_q}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \quad \text{II.32}$$

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

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

$\frac{2}{3} [\frac{d\theta_q}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)]$: Représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P\Omega = \omega \text{ et } P_e = C_e\Omega \quad \text{II.33}$$

$$C_e = [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \quad \text{II.34}$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{2}{3} p [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_f] \quad \text{II.35}$$

Si le rotor est lisse ($L_d = L_q$), cette équation se simplifie en :

$$C_e = \frac{3}{2} P I_q \varphi_f \quad \text{II.36}$$

II.6.4) - Equations mécaniques :

La dynamique de la machine est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r$$

II.37 La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Fig. I.10. [29]

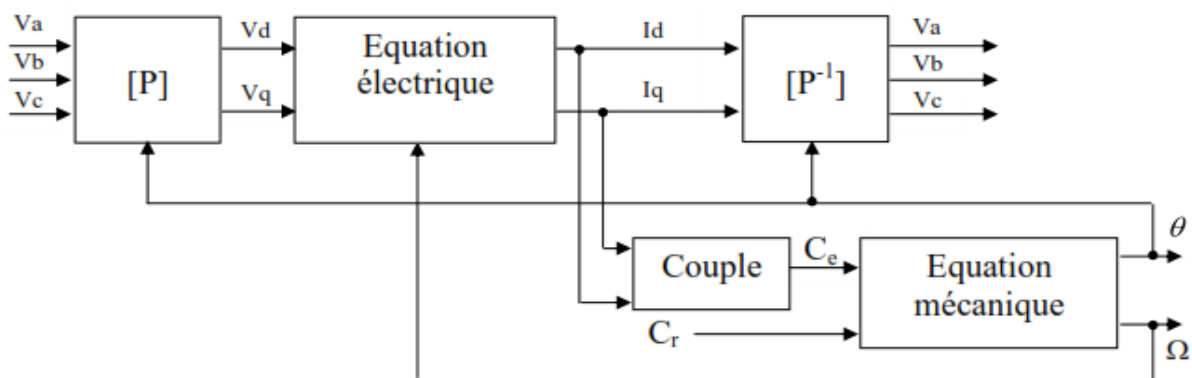


Figure II.4: Schéma fonctionnel du modèle de Park

II.6.5) - Représentation d'état : [24] [30]

Selon l'expression (II.3), on aboutit à la représentation sous la forme d'équation d'état suivante :

Considérons les tensions (U_d, U_q), et le flux d'excitation (Φ_f) comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_d, I_q) comme variable d'état et le couple C_r comme perturbation. A partir des équations (1.12), on peut écrire le système d'équation suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad \text{II.38}$$

$$[Y] = [C][X] + [D][U] \quad \text{II.39}$$

Avec :

[A] : La matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : La matrice d'entrée.

[C] : La matrice de sortie.

[D] : La matrice de transmission direct.

[U] : Le vecteur de commande.

[X] : Le vecteur d'état.

Sous forme matricielle on peut écrire le notre système d'équations (1.12) comme suit :

$$d/dt[X] = [A][X] + [B][U] \quad \text{II.40}$$

D'où :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Id \\ Iq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - \omega \phi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{II.41}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \quad \text{et}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega r}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{II.43}$$

$$[C] = [1 \ 1] \quad [D] = 0 \quad \text{II.44}$$

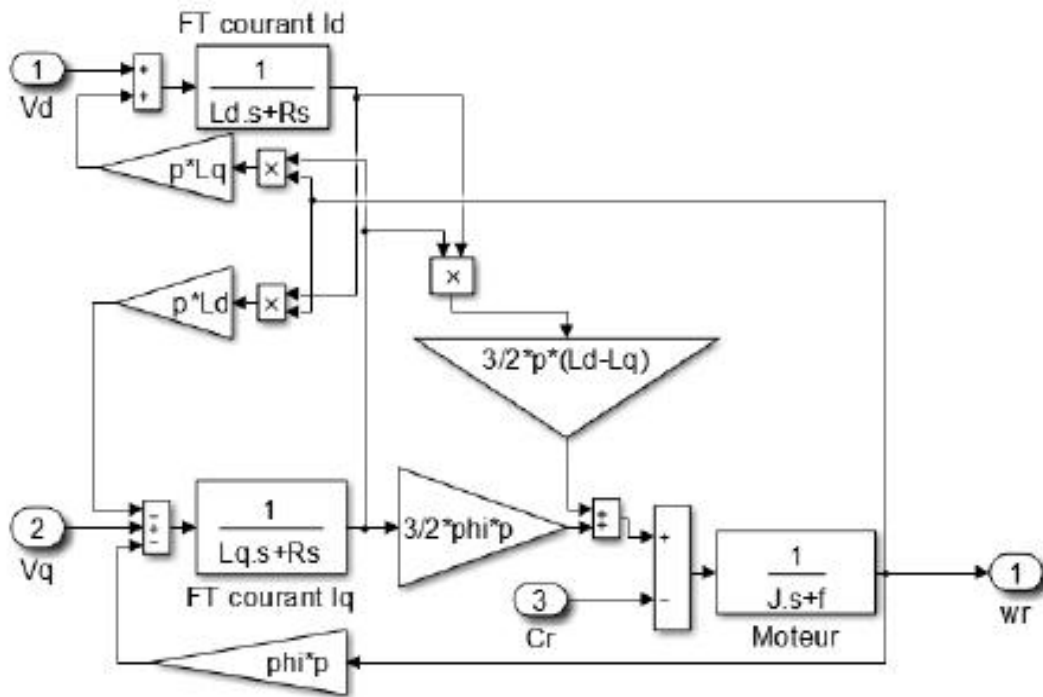
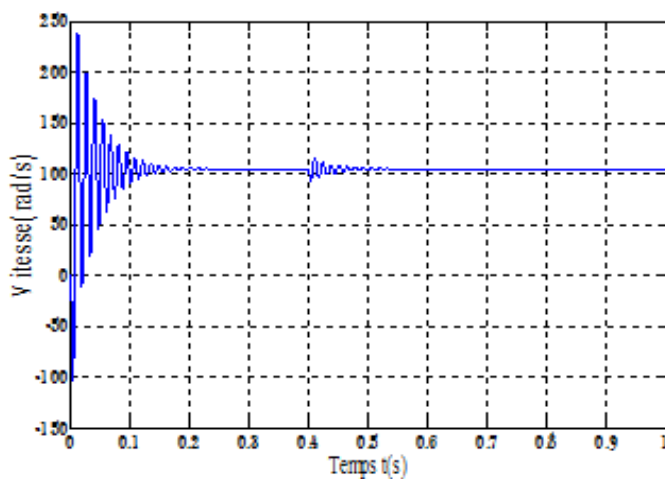


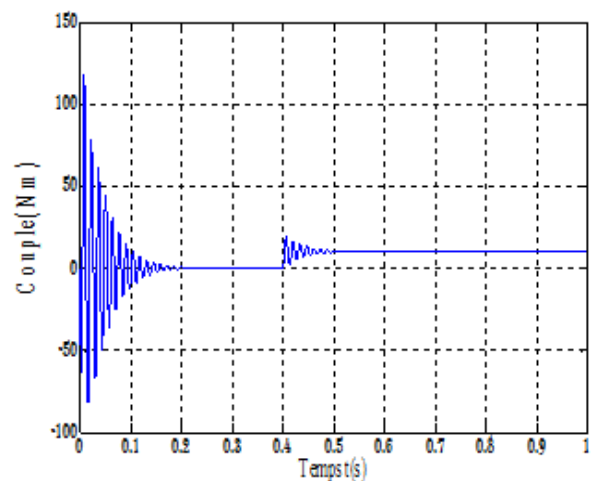
Figure II.5: Schéma bloc de MSAP

I.7. Resultats de simulation

On démarre la machine synchrone à aimant permanent à vide et après un $t=0.4s$ en charge cette machine à un couple résistant $C_r = 10Nm$, on obtient les caractéristiques (courant i_d , i_q)



Vitesse de rotation [rad/s]



Couple [Nm]

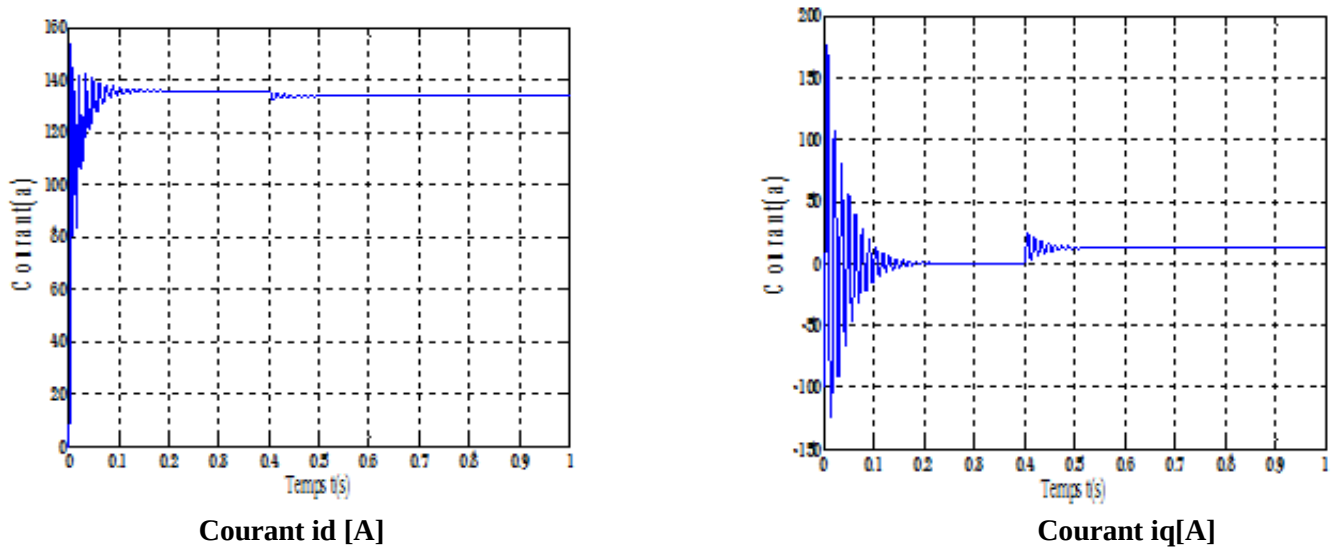


Figure II.6: Résultats simulation de la MSAP avec application d'une charge de 10Nm à 0.4s.

I.7.1 Interprétation des résultats de simulation

Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe. Nous avons simulé le modèle d'une machine synchrone à aimant permanents par programme **MATLAB**. Les résultats précédents représentent la réponse de la MSAP alimentée directement par un réseau triphasé équilibré 220/380 de fréquence fixe 50 Hz. La machine démarre à vide puis applique un couple résistance $C_r = 10\text{Nm}$ à l'instant $t = 0.4\text{s}$. Les courbes de la Figure (1.2) montrent :

- l'allure de la vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, sous l'effet de contre réaction des masse tournant qui tendent à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs négatives très faibles et de courte durée, ce régime qui dure presque 0.18s, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale 105 rad/s
- le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant (i_d), du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs et le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, sa valeur de crête est de (118Nm), avant de se stabiliser par la suite sur une valeur (93A) après un temps assez court.

II.8. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à deux convertisseurs en cascade.

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diode et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé.

La (Figure II.7) illustre le schéma de principe de cette association.[24][31]

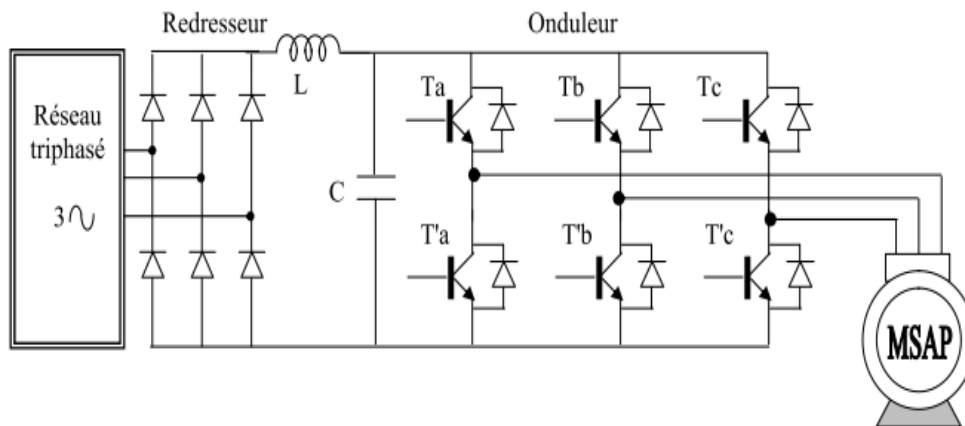


Figure II.7: Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

II.8.1. Définition de l'onduleur de tension [22]

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il permet d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande.[34] Il est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération. Celui-ci est schématisé dans la Figure (I-8). Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions.

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

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

II.8.2. Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à $u_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 . [33],[34]

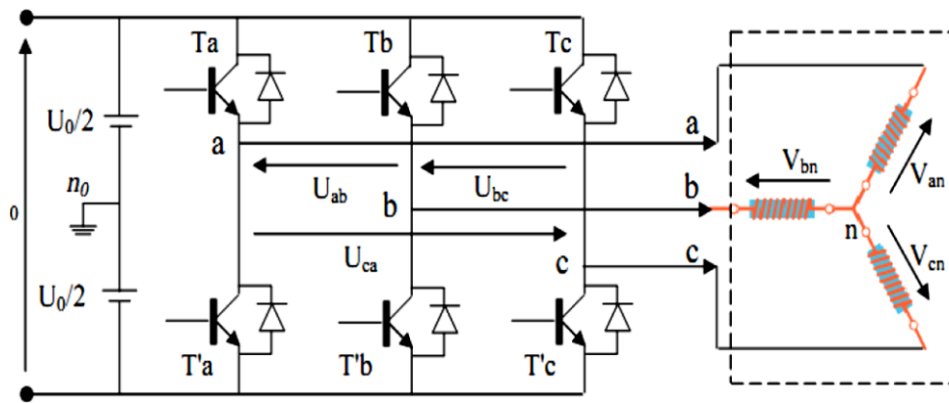


Figure II.8: Schéma de l'onduleur de tension

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qu'on note V_{an} , V_{bn} et V_{cn} et l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1$ alors T_i est passant et T'_i est ouvert ; Si $S_i = 0$ alors T_i est ouvert et T'_i est passant

Les tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} forment un système de tensions triphasées équilibrées alors :

$$V_{an} = U_0/3(2S_a - S_b - S_c)$$

$$V_{ab} = U_0/3(2S_b - S_a - S_c)$$

$$V_{cn} = U_0/3(2S_c - S_a - S_b)$$

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

II.8.3. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale

Le principe général de la commande MLI consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).[35]

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux:

- Le premier, appelé signal de référence, de fréquence f représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, de fréquence f_p c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence

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

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

Si $U_r \geq U_p$ alors $S(t) = 1$ sinon $S(t) = 0$

U_r : la tension de référence

U_p : la tension de porteuse

$S(t)$: est le signal MLI résultant

- (Figure II.9) illustre le principe de cette commande :

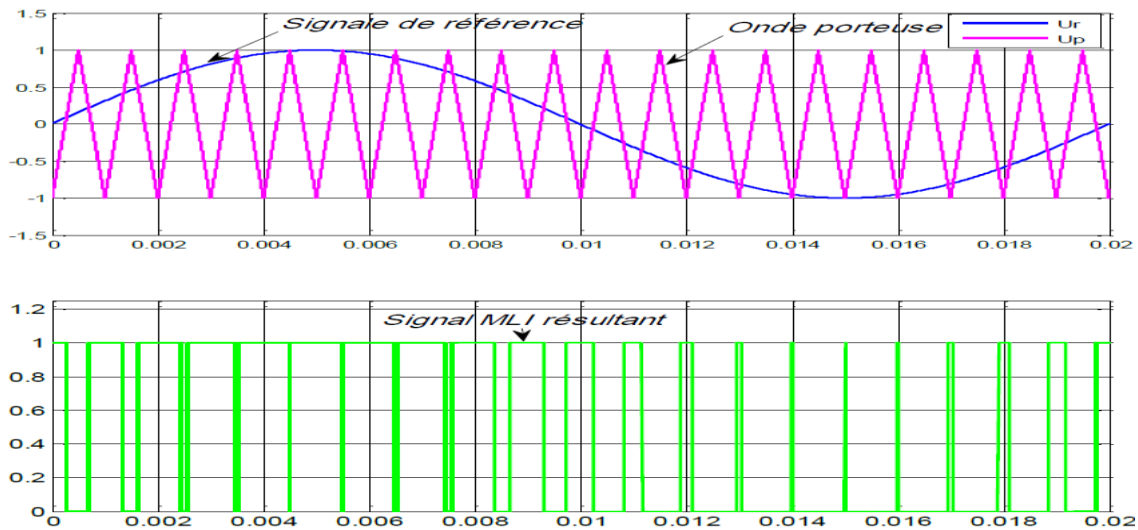


Figure II.9: illustration de la MLI triangulo-sinusoidale

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice m de modulation et le taux de modulation r . [34],[36],[37]

L'indice de modulation m qui est défini comme étant le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence du signal de référence f :

$$m = f_p / f$$

Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) r qui est défini comme étant le rapport entre la des amplitudes de tension de la référence U_r sur la porteuse U_p .

La forme de tension de sortie de l'onduleur de tension triphasée pour $m = 1$ et $r = 20$ est représentée par la figure suivante:

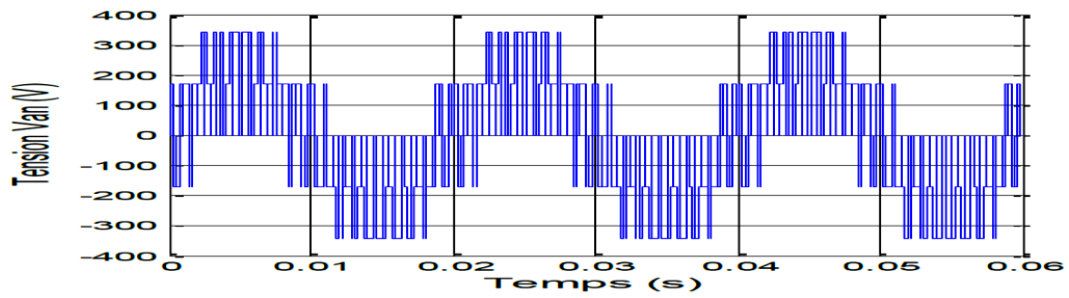


Figure II.10: *Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI
triangulo-sinusoïdale (pour $m=20$ et $r=1$)*

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation sous forme des équations mathématiques. En se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, nous avons établi le modèle du MSAP dans le repère de park afin de faciliter son étude

Chapitre III

Commande DTC de la machine synchrone à aimants permanents

III.1) - Introduction:

La commande directe du couple a été présentée en Allemagne par Hasse, Blaske, et Leonhard pour des moteurs à induction comme nouvelle approche pour la commande de couple et de flux. Le contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglosaxonne «Direct Torque (and Flux) Control», et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field Oriented Control).

La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimentée par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celle obtenue à partir d'une commande vectorielle.[38],[39] Ce type de commande repose sur la détermination «directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations).[31]

L'absence de boucle de contrôle des courants, de transformation de Park et de la MLI pendant la réalisation de la commande DTC plus aisée que la commande par orientation de flux statorique. Cependant, les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes (20 à 30 KHz). Elle présente les avantages suivants :

Caractéristiques dynamiques exceptionnelles.

Contrôle par hystérésis qui permet de limiter la fréquence de commutation.

Grande robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine. [31]

Dans ce qui suit, On s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux (DTC ou DTFC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en oeuvre une structure de commande du MSAP par DTC

III.2) Principes généraux de la commande directe du couple

Le principe de la commande directe de couple (DTC) doit choisir directement des vecteurs de tension selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux. Des erreurs de couple et de flux sont comparées dans des comparateurs hystérésis. Selon les

comparateurs un vecteur de tension est choisi parmi une table [40].

Aucune modulation de largeur d'impulsion n'est nécessaire; au lieu de cela un des six vecteurs de tension est appliqué pendant toute la période d'échantillon.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tension du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

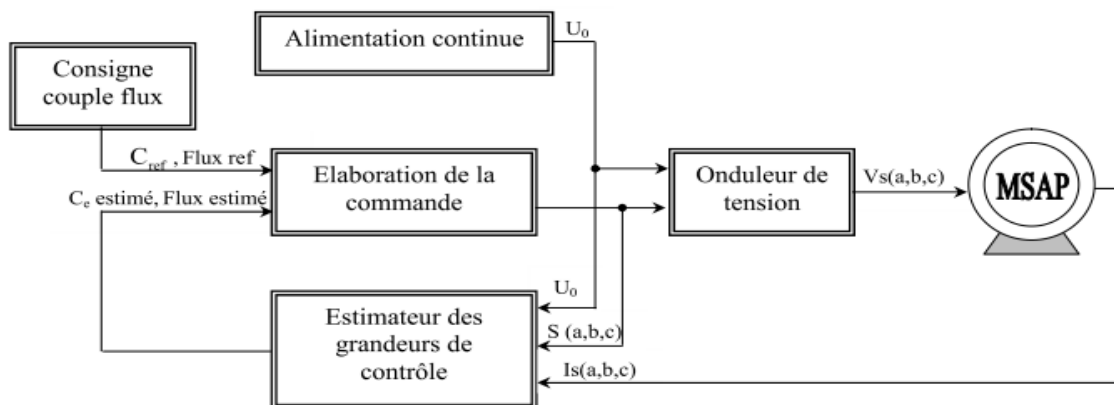


Figure III.1: schéma synoptique de la commande DTC

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement.

En plus :

- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine ;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator ;
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple
- La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classique; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées Park dans des axes tournants.

III.3) Avantages et Inconvénients de la commande du couple:

III.3.1) Avantages [60] :

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifié du moteur à synchrone.
- Il n'existe pas de bloc de calcul la modulation de la tension (MLI).
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande vectorielle
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple très rapide.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

III.3.2) Inconvénients [60]:

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un riche harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

III.4) Strategie de commande directe de couple et de flux

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant : [38], [41]

- le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T \leq 50 \mu s$) ;
- pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MSAP ;
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique, en utilisant les équations (III.1), (III.2) (III.3) (III.4) et (III.5);
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (III.6);
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

III.4.1) Contrôle du vecteur flux statorique [44]

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

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt}$$

III.1

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia est:

$$\bar{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt + \bar{\Phi}_s(0) \quad \text{III.2}$$

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

$$\bar{\Phi}_s(t) = \bar{\Phi}_s(0) + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad \text{III.3}$$

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

$$\bar{\Phi}_s(k+1) \approx \bar{\Phi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad \text{III.4}$$

$$\Delta \bar{\Phi}_s = \bar{V}_s T_e \quad \text{III.5}$$

$\bar{\Phi}_s(k)$: C'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\bar{\Phi}_s(k+1)$ C'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta\bar{\Phi}_s$: C'est la variation du vecteur flux statorique $((\bar{\Phi}_s(k+1) - \bar{\Phi}_s(k)))$

T_e : C'est la période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, $\bar{\Phi}_s$ devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\Phi_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator de la MSAP, la figure (III.2) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .

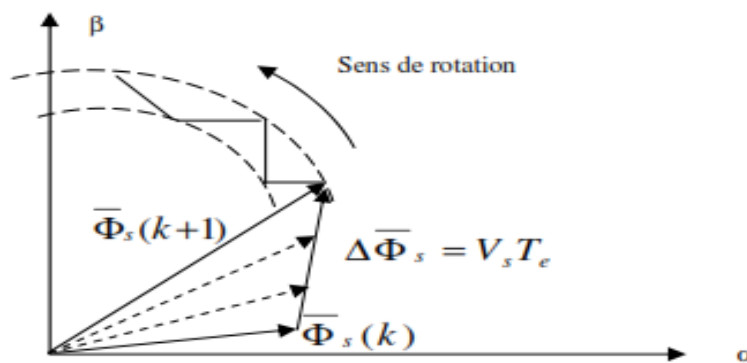


Figure III.2: Evolution du vecteur du flux statorique dans le plan (α, β)

Tandis que la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta\Phi_s$ est proportionnel au vecteur tension appliqué à la machine. Lorsqu'on applique un vecteur tension constant quelconque, V , l'extrémité du vecteur flux stator se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension, ceci avec une vitesse (en Wb/s) égale à l'amplitude de ce vecteur.

Les considérations précédentes permettent de définir des règles de comportement du flux, en effet, du point de vue strict de son réglage, la manière la plus efficace de l'augmenter (respectivement, diminuer) est celle d'appliquer un vecteur tension parallèle à Φ_s , et de même sens (respectivement de sens opposé). Par contre, l'application d'un vecteur tension en quadrature par rapport au vecteur flux conserve son amplitude constante, mais fait brutalement évoluer sa phase. [31][42] [43].

III.4.2) Contrôle du couple électromagnétique. [44]

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

- On peut contrôler le vecteur Φ_s à partir du vecteur V_s .

$$C_{em} = K(\bar{\Phi}_s * \bar{\Phi}_f) = K \|\bar{\Phi}_s\| \|\bar{\Phi}_f\| \sin \delta \quad \text{III.6}$$

$$\text{Tel que } k = \frac{P}{L_{sq}} \quad \text{III.7}$$

Avec :

δ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique

$\bar{\Phi}_s$: Vecteur de flux statorique

$\bar{\Phi}_f$: Vecteur de flux rotorique

- le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_f$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\Phi}_s$ (à partir de $\bar{V}_s$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ et le couple électromagnétique de façon découplée.

III.5) Description de la structure de contrôle

III.5.1) Sélection du vecteur de tension :

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

En se plaçant dans le repère statorique (α, β) , on peut délimiter l'espace de $\bar{\Phi}_s$ en le décomposant en six zones appelées secteurs, déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes (α) et (β) , l'axe (α) est choisi confondu avec l'axe de la phase (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c) (voir Figure III.3) [31][45]

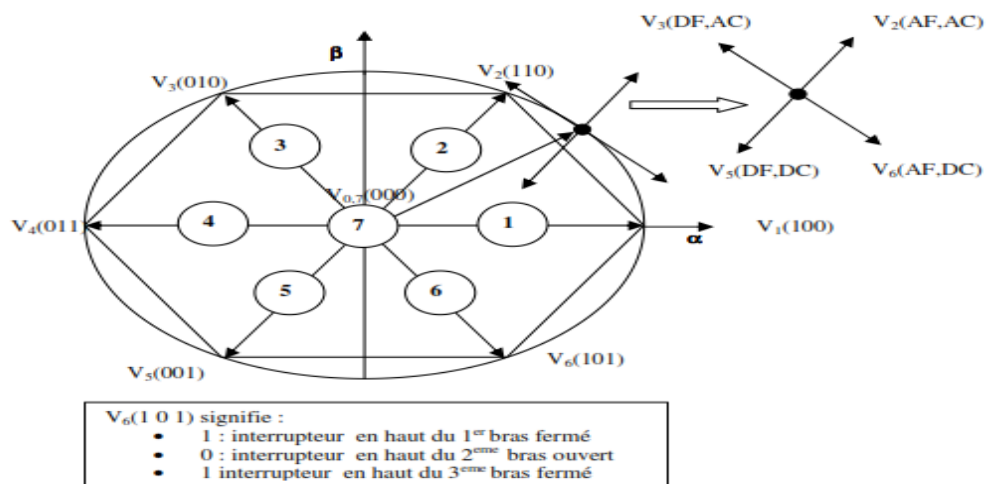


Figure III.3: répartition du plan complexe en six secteurs angulaires $S_i = 1, \dots, 6$

AF : augmenter le flux

DF : diminuer le flux

AC : augmenter le couple

DC : diminuer le couple

Lorsque le flux $\bar{\Phi}_s$ se trouve dans la zone i ($i=1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants.

Si V_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{em} croît.

Si V_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{em} croît.

Si V_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{em} croît

Si V_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{em} croît

Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\bar{\Phi}_s$ reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la

- Au début de la zone i , les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre V_{i-1} et V_{i+2} et le vecteur flux sont de 150° et de 30° respectivement. Donc leur composante de couple est très petite. (Fig III.4)

Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [45]

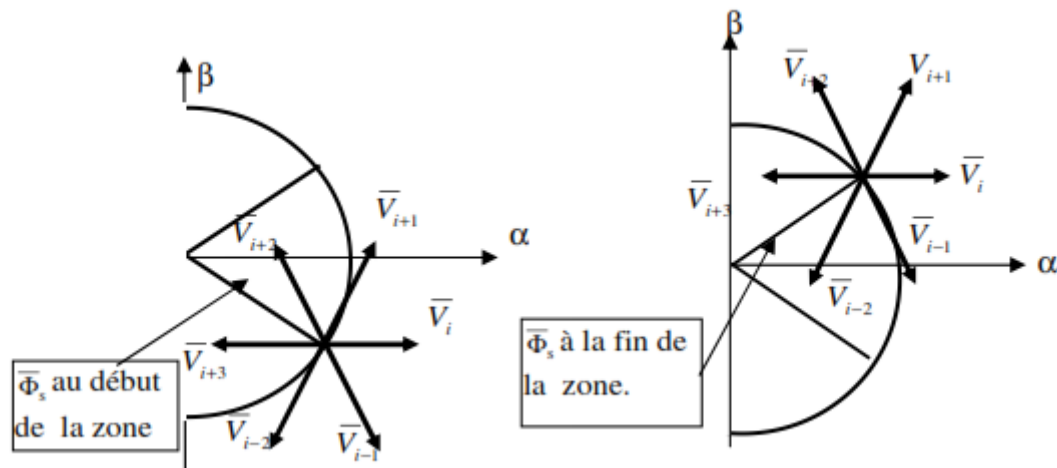


Figure III.4: Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone

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

III.5.2) Les estimations :

III.5.2.1) Estimation du flux et du couple [30]

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

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad \text{III.8}$$

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

$$\hat{\phi}_s = \hat{\phi}_{s\alpha} + j\hat{\phi}_{s\beta} \quad \text{III.9}$$

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad \text{III.10}$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_1, S_2, S_3) et de la mesure de la Tension U_c en appliquant la transformée de Concordia :

$$\bar{V}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \quad \text{III.11}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3)) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_2 - \frac{1}{2}(S_1 + S_3)) \end{cases} \quad \text{III.12}$$

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

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

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

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

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée à la (MSAP) en particulier et surtout la commande par DTC.

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

Les deux composantes du flux statorique sont donnée par (II.21, 22), pour s'en servir dans la commande, on effectue la transformation inverse $\alpha\beta \Rightarrow dq$.

III.6) Elaboration du vecteur de commande DTC :

III.6.1) Le correcteur de flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur ϕ_s dans une couronne circulaire comme le montre la Fig. III.4. La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de ϕ_s afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (cf) indique (cf=1) ou diminuée (cf=0) de façon à maintenir:[38] [34] [41] [46]

$$|(\phi_s)_{ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$$

III.15

Avec :

$(\phi_s)_{ref}$: La consigne de flux.

$\Delta\phi_s$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

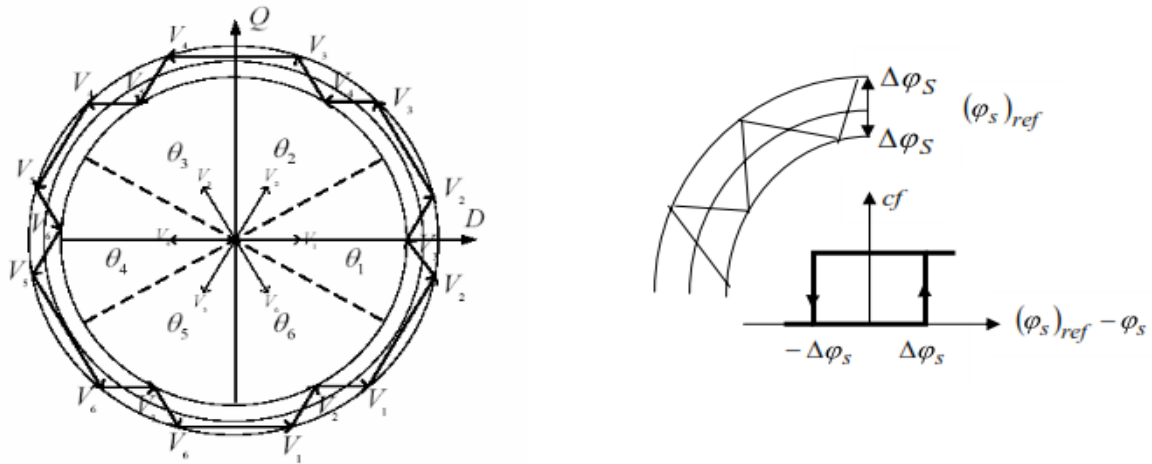


Figure III.5: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants

III.6.2) Le correcteur de couple : [34]

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

$$|(C_e)_{ref} - C_e| \leq \Delta C_e$$

III.16

Avec :

$(C_e)_{ref}$: La consigne de couple.

ΔC_e : La bande d'hystérésis du correcteur

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. Deux solutions peuvent être envisagées:

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

A. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\bar{\Phi}_s$. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. 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 [46]

B. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1) permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. Ce correcteur est modélisé par l'algorithme, que (C_{cpl}) représente l'état de sortie du comparateur et ε_{ce} la limite de la bande d'hystérésis (voir figure III.5) : [31]

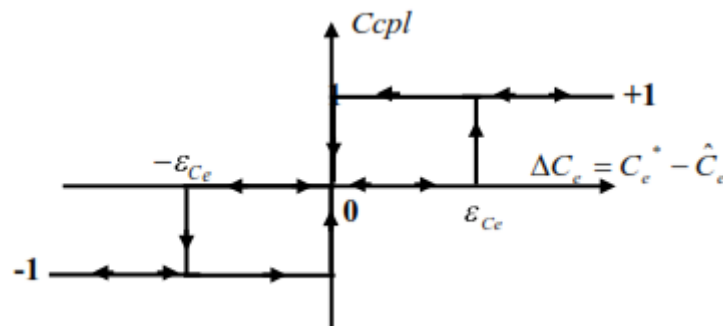


Figure III.6: Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

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

III.7) Elaboration de la table de commande : [47]

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables des sorties du correcteur

à hystérésis du flux (C_f) et du correcteur à hystérésis du couple C_c , et de la zone de position de φ_s elle se présente donc sous la forme suivante :

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$C_f = 1$	$C_c = 1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	$C_c = 0$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$C_f = 0$	$C_c = 1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	$C_c = 0$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Table. III.1 : Table de commutation sans vecteur nuls

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$C_f = 1$	$C_c = 1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	$C_c = 0$	V ₇	V ₀	V ₂	V ₀	V ₇	V ₀
$C_f = 0$	$C_c = 1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	$C_c = 0$	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇

Table. III.2 : Table de commutation avec vecteur nuls

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$C_f = 1$	$C_c = 1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	$C_c = 0$	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	$C_c = -1$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$C_f = 0$	$C_c = 1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	$C_c = 0$	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	$C_c = -1$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Table. III.3 : Table de commutation selon TAKAHASHI avec comparateur à trois niveaux du couple

Les vecteur V_0 et V_7 dans les bras de l'onduleur sont choisis alternativement pour minimiser le nombre de commutation

III.8) Structure générale de la DTC appliqué au MSAP :[27]

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur (la figure

III.6.). On utilise le tableau classique des séquences proposées par TAKAHASHI. Le choix du vecteur V est effectué à chaque période d'échantillonnage Te .

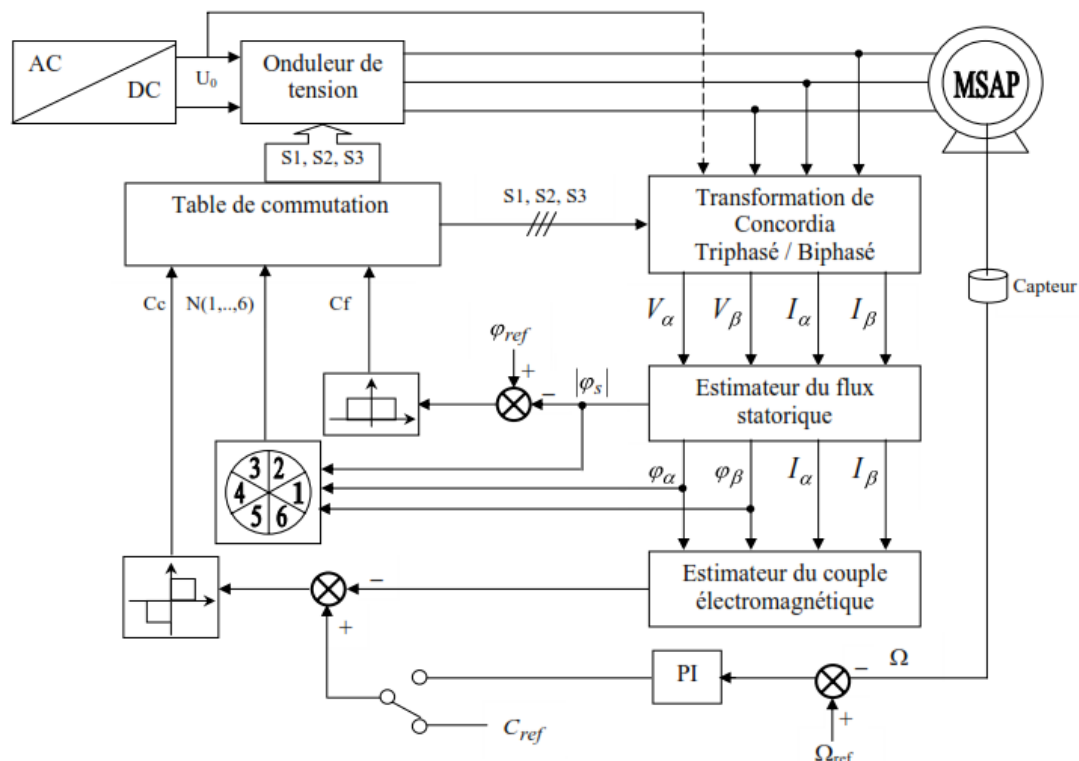


Figure III.7: Structure générale de la commande direct de couple (DTC)

III.8.1) Régulateur de vitesse :

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel représenté par (Figure III.7).

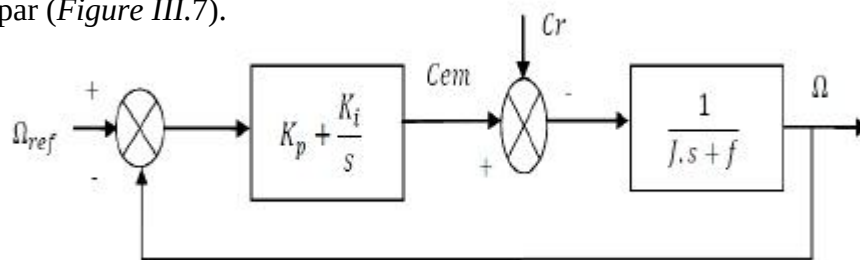


Figure III.8: Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

III.17

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de laplace :

$$\Omega(s) = \frac{1}{Js + F_r} [C_e(s) - C_r(s)] \quad \text{III.18}$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors ($C_r(s) = 0$)

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \left(\frac{K_p + F_r}{K_i} \right) s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad \text{III.19}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du deuxième ordre, sa fonction de transfert en boucle fermée en négligeant le frottement est donnée par

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p}{K_i} s + 1} \Omega_{\text{réf}} \quad \text{III.20}$$

Sachant que la fonction de transfert d'un système du second ordre est donnée par l'expression suivante :

$$\Omega(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n} \right) s + 1} \quad \text{III.21}$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} ; \quad \frac{K_p}{K_i} = \tau \quad \text{III.22}$$

ω_n : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient de temps associé au régulateur (PI)

Pour un amortissement critique ($\xi = 1$), on obtient :

On aura :

$$K_p = \frac{4J}{\tau} \quad K_i = \frac{4J}{\tau^2} \quad K_p = K_i \cdot \tau \quad \text{III.23}$$

La constante de temps électrique τ doit être inférieure à celle de la machine $\frac{L_q}{R_s}$.

III.9) Résultats de simulation de la commande par DTC du MSAP:

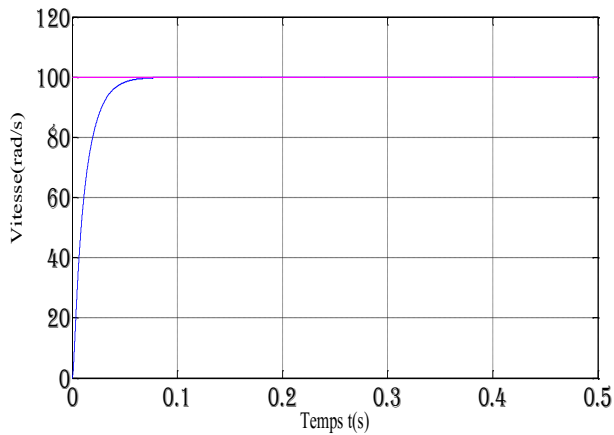
Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par le vecteur de commande élaborée par une DTC classique avec boucle de vitesse, en présence et absence de la charge, et aussi pour une inversion de la consigne de la vitesse. Les simulations ont été faites avec une consigne de flux $\varphi_{s\text{-ref}} = 0.3\text{Wb}$, une bande d'hystérésis pour le correcteur de flux de 0.01Wb , et une bande

d'hystérésis pour le correcteur de couple de 0.01Nm et une période d'échantillonnage de 10 μ s. Nous avons utilisé la table de sélection avec vecteurs nuls.

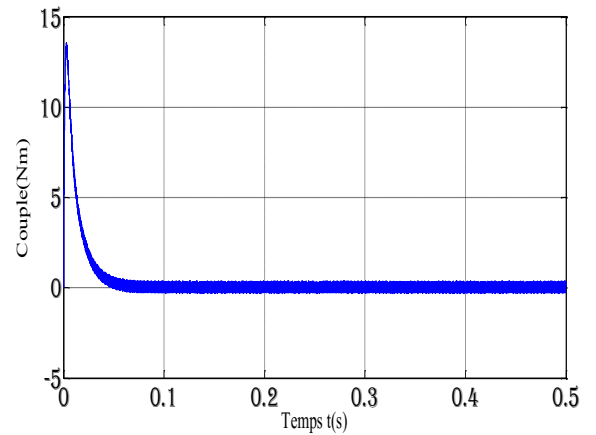
III.9.1) Test à vide :

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 100 rad/s. (Figure III.8) Représente les résultats de simulations de l'essai à vide. On remarque que dans le fonctionnement à vide

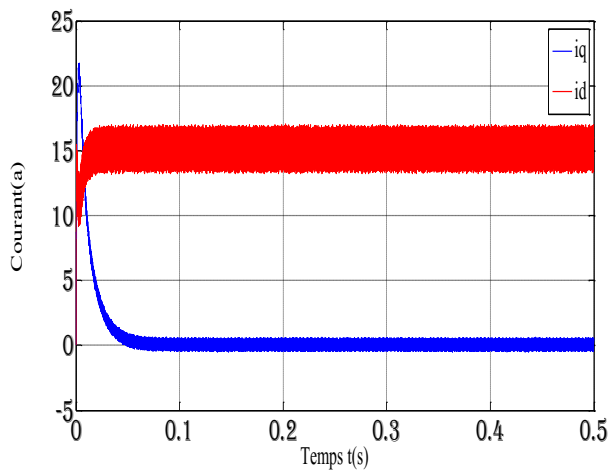
Après Au démarrage de la machine augmentation du couple électromagnétique jusqu'à valeur maximale de 13.6Nm et stabilise à une valeur nulle en régime permanent avec une osculation (chattring). Après 0.03s puisque il n'ya pas de charge, ainsi que la vitesse croit linéairement avec le temps jusqu'à point de stabilité puis il reste stable a la valeur désirée 100 rad/s. La trajectoire du flux décrit un cercle dans plan (α, β), le module du flux garde la même valeur référence, les courant statorique est forme sinusoïdale et Le courant i_d est maintenu constant



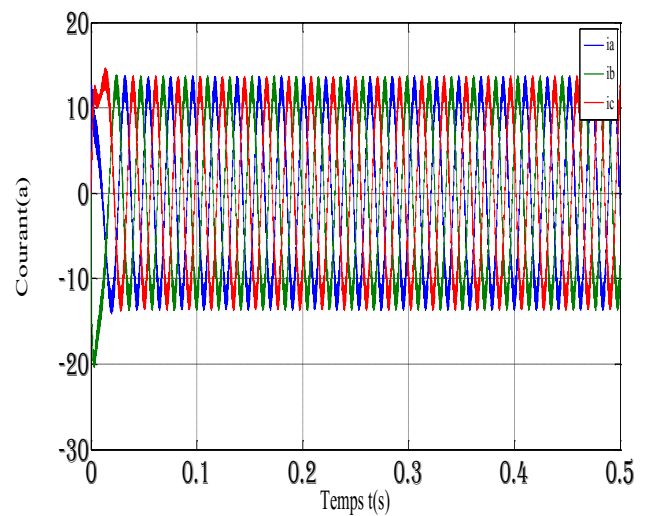
(a) Vitesse de rotation [rad/s]



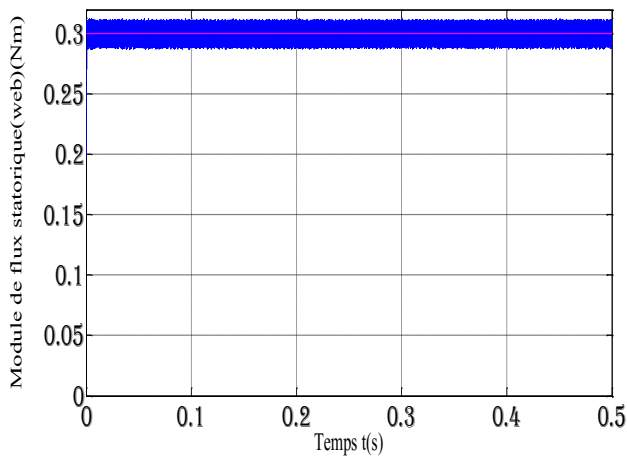
(b) Couple [Nm]



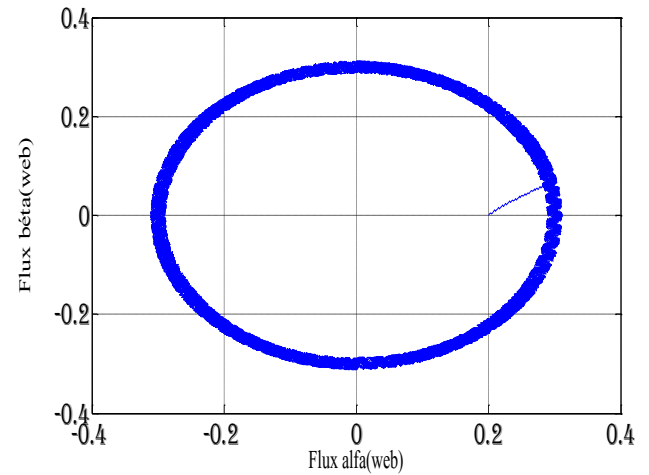
(c) Composante du courant i_q - i_d [A]



(d) courants statoriques [A]



(e) Module de flux statorique

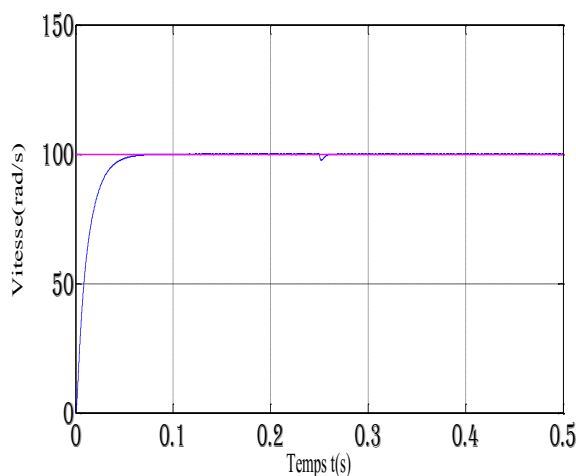


(f) La trajectoire circulaire du flux

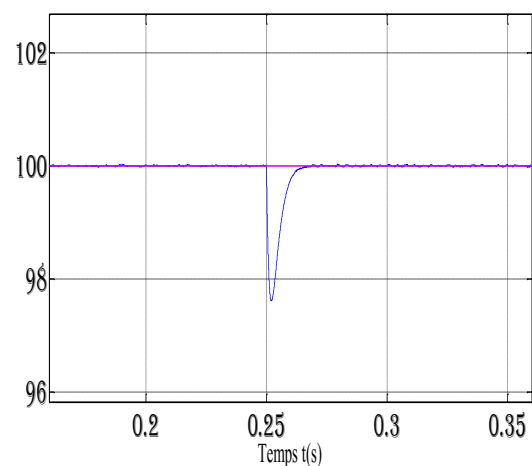
Figure III.9: Résultat de simulation de la DTC pour démarrage
(à vide $C_r = 0\text{Nm}$)

III.9.2) Test en charge :

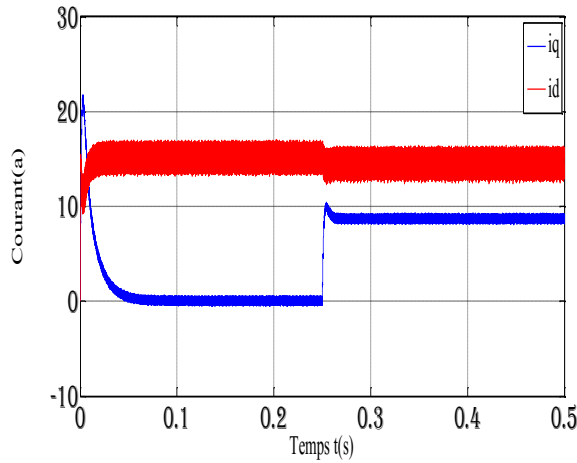
Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale 13.6Nm et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage 0.3s puis stabilise pour une valeur finale 5.5Nm avec une oscillation importante pour couple de charge 5Nm ; en plus en remarque 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. La trajectoire du flux décrit un cercle dans plan (α, β) , le module du flux garde la même valeur de référence, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge, les courant statorique est forme sinusoïdale et Le courant i_d est diminué dans le fonctionnement en charge.



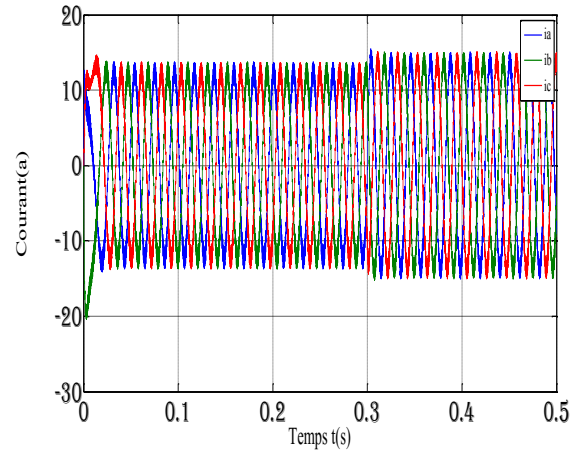
(a) Vitesse de rotation [rad/s]



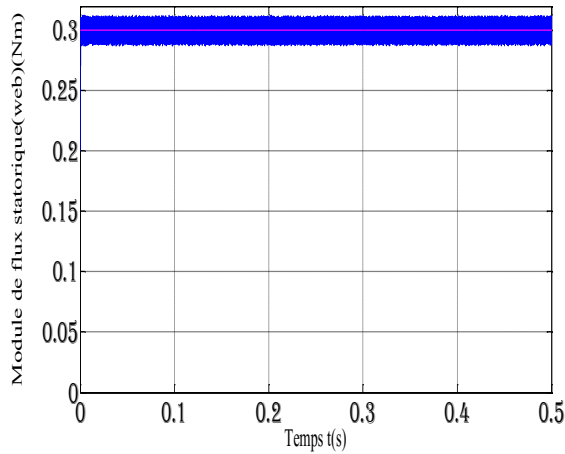
(a') Zoom de la vitesse



(c) Composante du courant (iq-id)



(d) Composante du courant (ia-ib-ic)



(e) Module de flux statorique

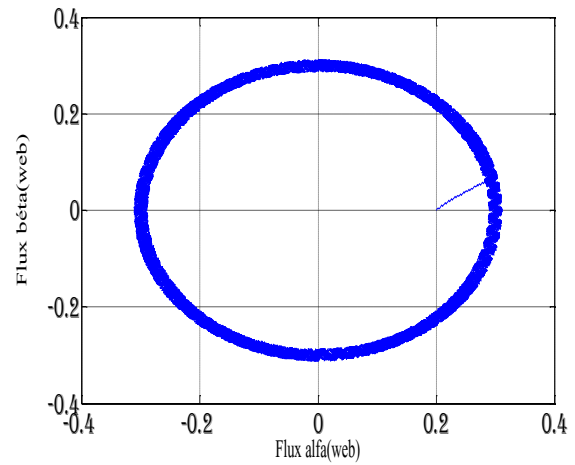
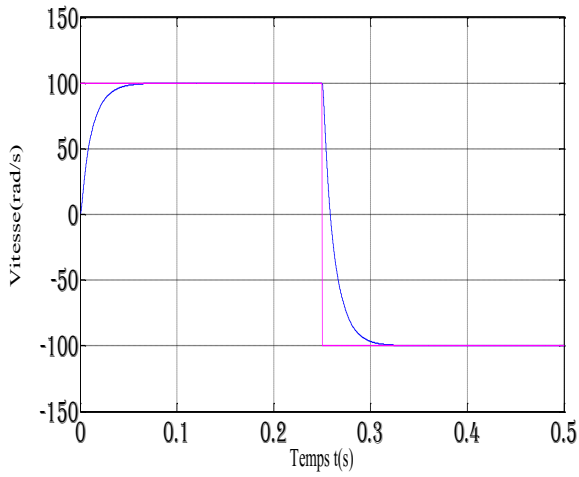
(f) La trajectoire du flux (α, β)

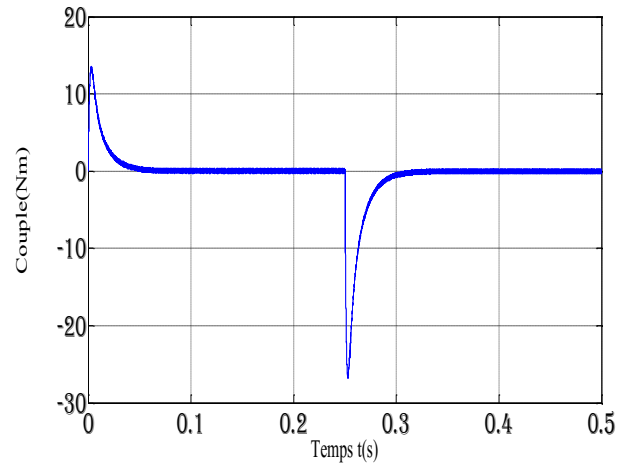
Figure III.10: Résultat de simulation de la DTC pour démarrage en charge
(en charge $C_r = 5.5\text{Nm}$ $t = 0.25\text{s}$)

III.9.3) Teste se robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine :

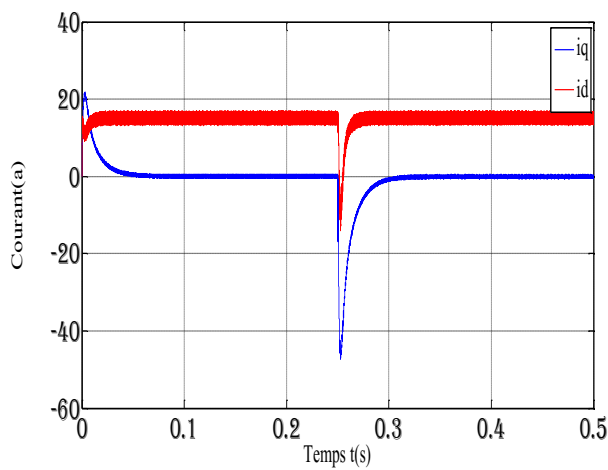
Pour avérer l'avantage de la robustesse de la commande vis-à-vis des variations de référence de la vitesse, on introduit dans (Figure III.10) un changement de consigne de vitesse environ 100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=0.25\text{s}$ après un démarrage à vide. On constate dans cette figure que les grandeurs tels que la vitesse, le couple et les courant et les deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont influencés par cette variation. On observe également que la vitesse et le couple suivent leurs valeurs de consigne. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans dépassement. On peut dire donc, que la commande permet d'obtenir une réponse très rapide des grandeurs de commande.



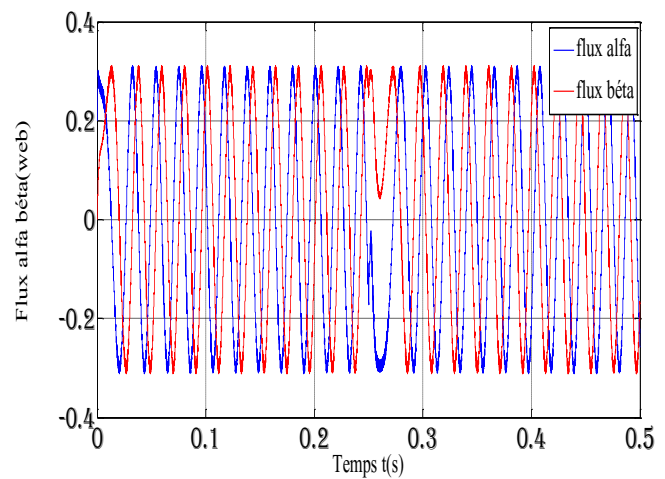
Vitesse de rotation [rad/s]



(b) Couple [Nm]



(c) Composante du courant (iq-id)



(d) Composante du flux

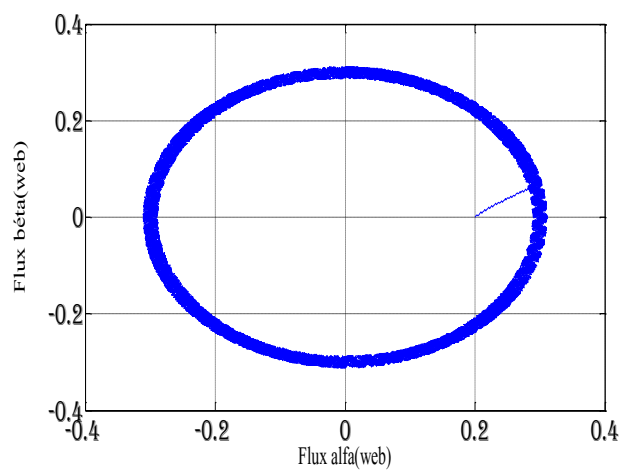
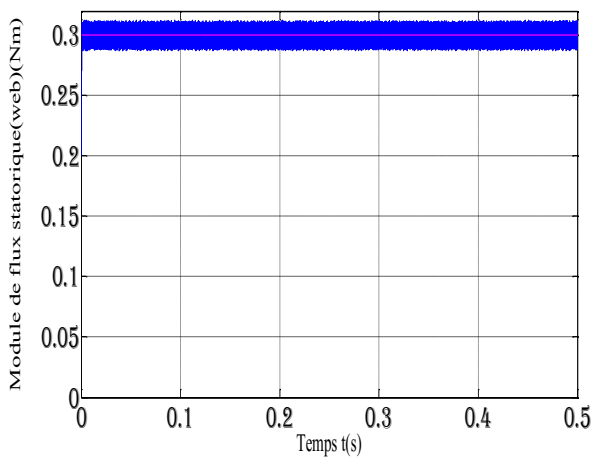


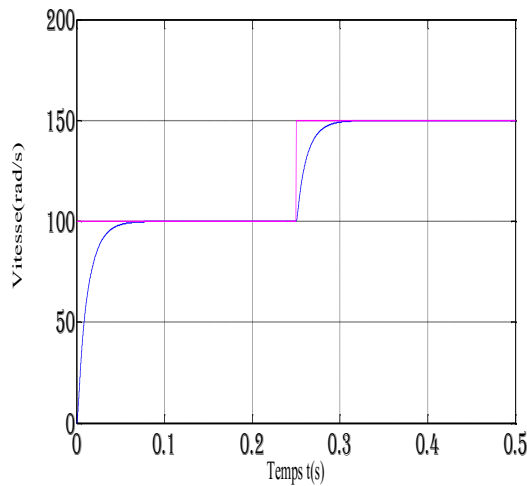
Figure III.11: Résultat de simulation pour inversion de la vitesse
(+100rad/s à -100rad/s)

III.9.4) Teste variation de vitesse:

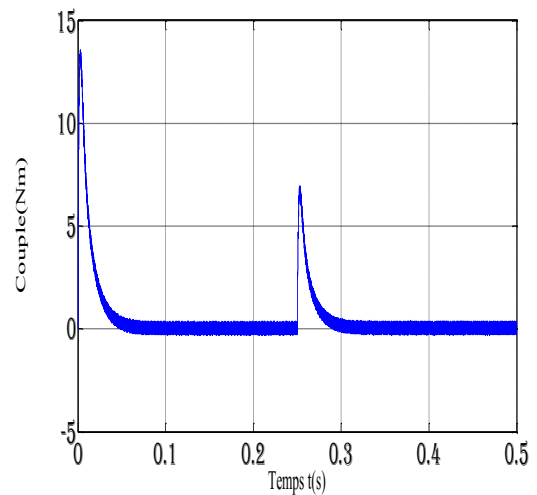
Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de $\Omega = 100 \text{ rad/s}$ à $\Omega = 150 \text{ rad/s}$ à l'instant $t=0.25 \text{ s}$, sont représentés dans (Figure III.11).

On remarque que la variation de la vitesse entraine une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courant, les deux composantes du flux $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ et les couple.

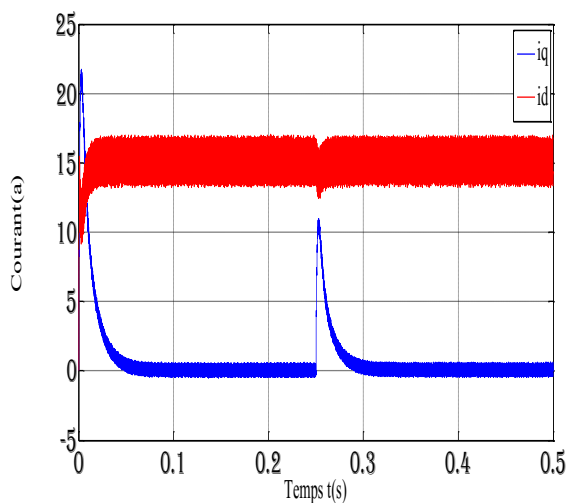
On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le module du flux garde même valeur référence, il n'est pas cette variation. On observe que le courant i_d présente une petite chute qui est rejetée rapidement car la machine est son vide.



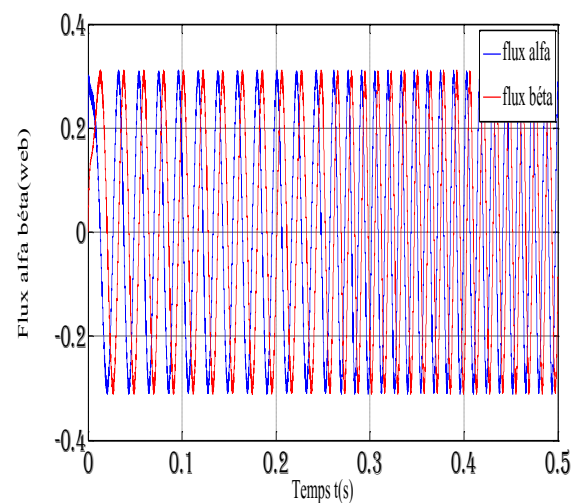
(a) Vitesse de rotation [rad/s]



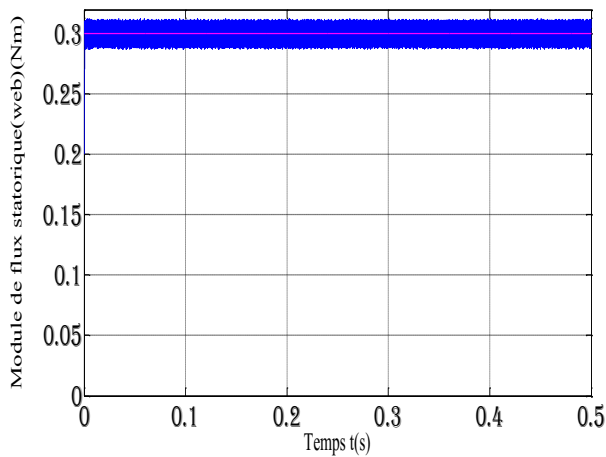
(b) Couple [Nm]



(c) Courant (iq-id)



(d) les composantes du flux



(e) Module de flux statorique

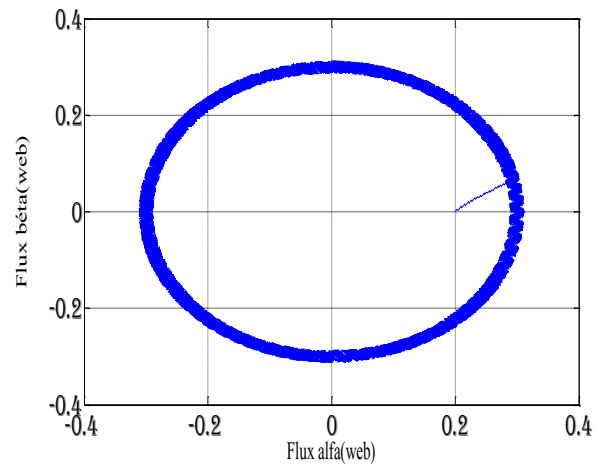
(f) La trajectoire du flux (α, β)

Figure III.12: Résultat de simulation pour variation de la vitesse
(+100rad/s à +150rad/s)

III.10) Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande directe de couple classique appliqué à une machine synchrone à aimant permanents. Puis, nous avons abordé une structure de commande par DTC appliqué à un modèle d'une MSAP alimenté par onduleur de tensions, en présence de la boucle de règle de vitesse par un correcteur PI, nous avons présenté les résultats obtenus par la simulation de la MSAP pour une période d'échantillonnage donnée.

La commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement ou d'oscillations transitoires. Par conséquent cette commande apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse par rapport de commande vectoriel.

Le choix d'un correcteur à hystérésis malgré sa simplicité est une solution bien adaptée pour la commande directe du couple. L'application de cette commande nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur flux statorique et le couple. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (flux et surtout le couple).

Chapitre IV

Commande DTC flou de machine synchrone à aimants permanents

IV.1) - Introduction :

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY en CALIFORNIE par le professeur LOTFI A. ZADEH. Le texte «Fuzzy» Sets a paru en 1965 dans la revue «Information And Control». Il est considéré généralement comme le début de la théorie. [48] [49]

On pourrait dire que la logique floue constitue des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent "naturelles", et si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision,

Il est évidemment impossible de cerner toutes les possibilités et les combinaisons où peuvent intervenir cette technique. Nous examinerons plus précisément la régulation ainsi que son optimisation.

IV.2) Domaines d'application : [38]

Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue sont les suivants:

- Automatisation de la production du fer et de l'acier, purification de l'eau, chaînes de montage et robots de fabrication,
- Commande des instruments (capteurs, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères,
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement, horaires de train),
- Commande des unités arithmétiques, des micro-ordinateurs, et réalisation des opérateurs.
- Traitement d'information telles que les données, recherche de l'information.

IV.3) Régulateur par logique floue :

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Dans cette section, nous allons présenter la procédure générale de la conception d'un régulateur par logique floue [50], figure (III.10).

La configuration de base d'un régulateur flou logique RLF comporte quatre blocs principaux :

- fuzzification,

- base de connaissance,
- inférence,
- et défuzzification

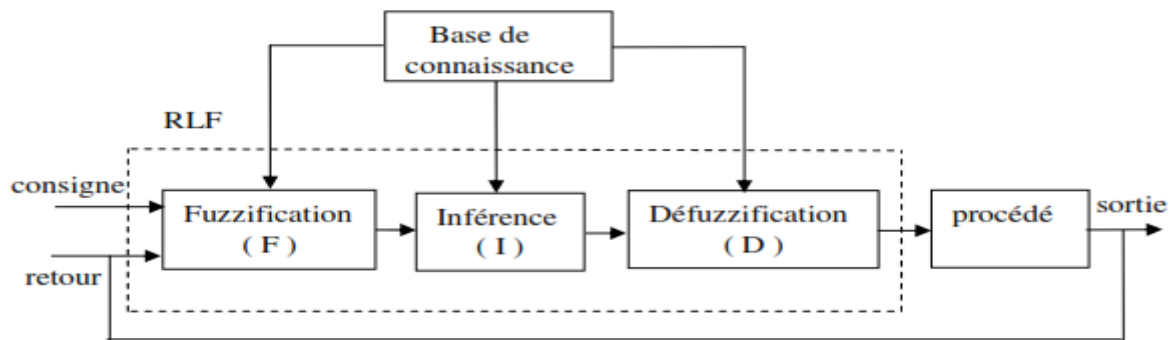


Figure IV.1: Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit :

1) Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes [51][52]:

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

2) Le bloc base de connaissance est composée :

- D'une base de données fournissant les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur.
- D'une base de règles caractérisant les buts et les stratégies de commande émis par les experts au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle.

3) Le bloc inférence est le cœur du régulateur RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence.

4) Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes :

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie;
- effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

IV.4) Développement pratique du contrôleur flou

La majorité des contrôleurs flous utilisent des algorithmes se basant sur le schéma simple de Mamdani [53]; pour un système mono-variable, ce schéma est représenté par la figure (IV.2).

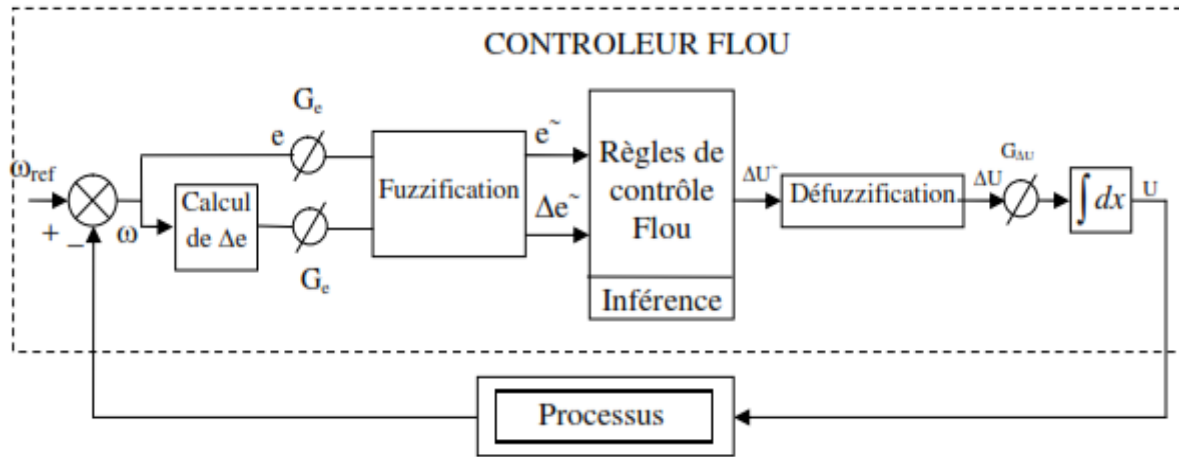


Figure IV.2: Schéma bloc d'une boucle de régulation à contrôleur flou

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue se compose essentiellement du contrôleur flou et du processus à contrôler.

Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps
- Les facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à celle de la commande.
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Les règles de contrôle flou.
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande.
- Un bloc intégrateur.

IV.5) Principe de la Logique Floue :

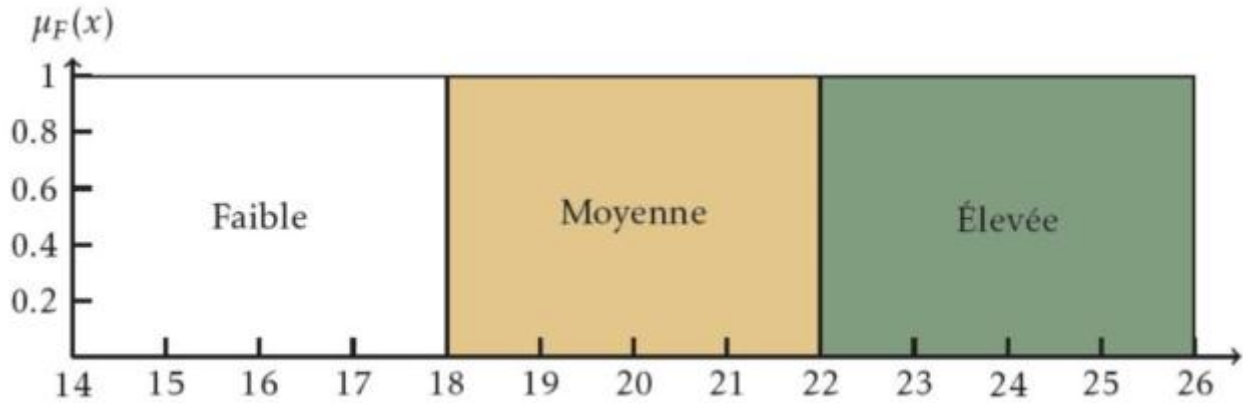
Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font références à une certaine connaissance du comportement du système.

Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue.

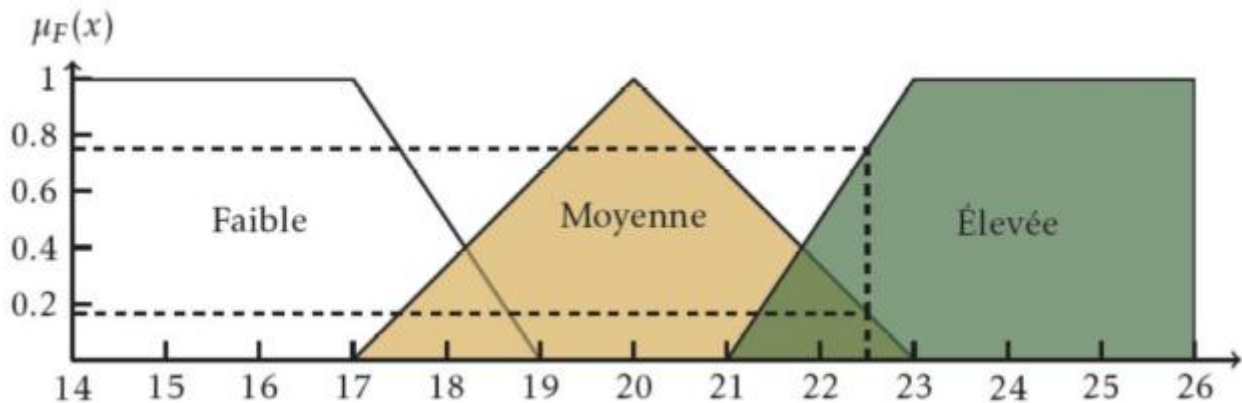
Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue.

Afin de mettre en évidence le principe de la logique floue, on présente deux exemples de représentation de la température, une en logique classique, et l'autre en logique floue la figure I.1.

Selon cette figure, en logique classique, une température de 22.5° est considérée comme "élevée". En logique floue, une température de 22.5° appartient au groupe "moyenne" avec un degré d'appartenance de 0.167, et appartient au groupe "élevée" avec un degré d'appartenance de 0.75, (et au groupe "faible" avec un degré d'appartenance de 0).



a) Représentation classique



b) Représentation floue

μ : Degré d'appartenance.

Figure IV.3: Comparaison de l'appartenance de la température en logique classique vs la logique floue

IV.6) Avantages et Inconvénients du Réglage par Logique Floue:

IV.6.1) Avantages :

- Pas besoin de modèle mathématique.
- Possibilité d'implémenter des connaissances linguistiques.
- Maîtrise de systèmes à régler avec un comportement complexe.
- Disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour micro-

processeur ou PC « solution logiciel », soit pour les circuits intégrés (processeurs dédiés, fuzzy processors), « solution matérielle ».

IV.6.2) Inconvénients :

- Manque de directives précises pour la conception d'un réglage.
- Les règles doivent être disponibles.
- Approche artisanale et non systématique.
- Aucune méthode formelle pour l'ajustement.

IV.7) Application technique intelligente de la commande de la MSAP :

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY en CALIFORNIE par le professeur LOTFI A. ZADEH. Le texte ²«Automation and Control». Il est considéré générale «Fuzzy Sets» a paru en 1965 dans la revue «Informant comme le début de la théorie [48], [49]. On pourrait dire que la logique floue constitue une des approches qui, tout compte fait ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres.

IV.7.1) Régulateur floue :

La commande floue est certainement le domaine d'application de la logique floue le plus utilisée. Son but est, comme en automatique classique de gérer un processus selon une consigne désirée, par action sur des grandeurs physiques. Sa particularité est de reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système [54]. Si { x_1 est A_1 et x_2 est A_2 } alors { y est B }. deux à deux entrées et une sortie est la suivante : Les régulateurs flous utilisent généralement une expertise exprimée sous forme des règles.

IV.7.2) La DTC avec un régulateur flou PI de vitesse

Cette partie établit un régulateur flou PI de la vitesse, qui applique les principes et la méthode de la logique floue pour ajuster le coefficient proportionnel k_p et le coefficient intégral k_i du régulateur PI à chaque instant, et obtient finalement le système pour s'adapter à différentes variations de vitesse.

IV.7.2.1) Interface de fuzzification

Le régulateur flou contient deux variables en entrées, l'erreur de vitesse $E\omega$ et sa variation $\Delta E\omega$, et une variable en sortie, qui est la valeur du couple C_e . La répartition des fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie sur l'univers de discours sont montrées ci-dessous :

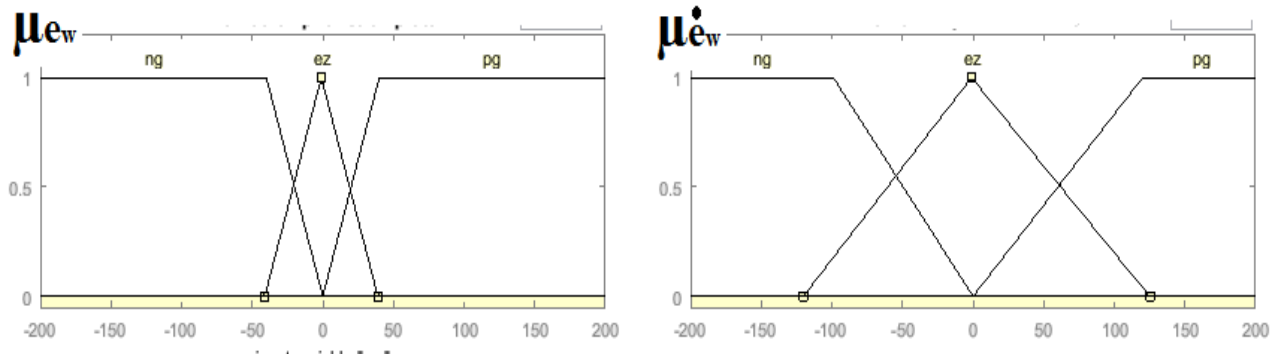


Figure IV.4: Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée

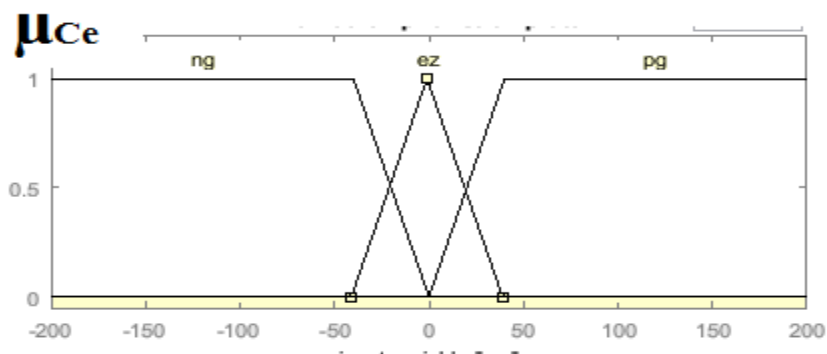


Figure IV.5: La fonction d'appartenance pour les variables de sortie.

Trois ensembles flous sont proposés pour l'erreur de vitesse $E\omega$, et trois ensembles pour sa variation. Les trois classes de $E\omega$ sont nommées N (negative), Z (zero), P (positive).

Comme la variation de $\Delta E\omega$ très rapide pour la DTC, donc il n'est pas nécessaire de la subdivisée. Ses 3 classes sont nommées {N (negative), Z (zero), P (positive)}.

Sept ensembles flous sont proposés pour l'erreur de vitesse $E\omega$, et trois ensembles pour sa variation.

IV.7.2.2) La table des règles

Ce		e_{ω}		
		N	Z	P
$\dot{e}_{\omega}$	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Table (VI.1): Table des règles pour le contrôleur flou

IV.7.2.3) Défuzzification :

Nous utilisons pour la défuzzification la méthode du maximum, cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

IV.8) Structure de la DTC avec régulateur flou de vitesse

Le schéma dans figure IV.6 représente la structure d'une commande directe du couple DTC avec un régulateur flou de vitesse afin d'améliorer ses performances .

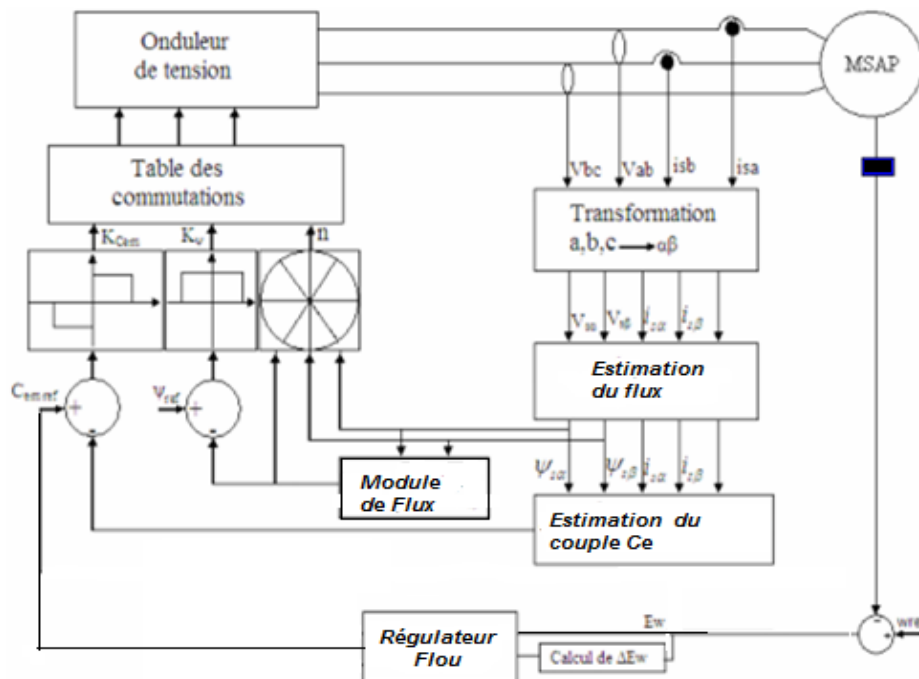


Figure IV.6: Structure de la DTC-Flou de vitesse

Dans cette partie nous remplaçons le régulateur classique PI de vitesse par un régulateur Flou.

IV.8.1) Application de la logique floue

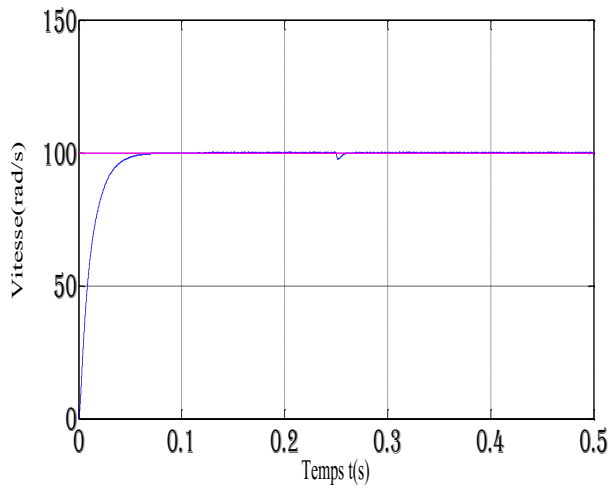
Pour améliorer les performances du système d'entraînement qui est constitué d'une commande directe du couple en remplaçant le régulateur PI de vitesse par un régulateur flou. Les mêmes tests et les mêmes conditions de fonctionnement sont utilisées, une perturbation du couple de charge de 5 $N.m$ est appliquée à $t = 0.4$ s.

IV.8) Résultats de simulation de la commande par DTC floue du MSAP:

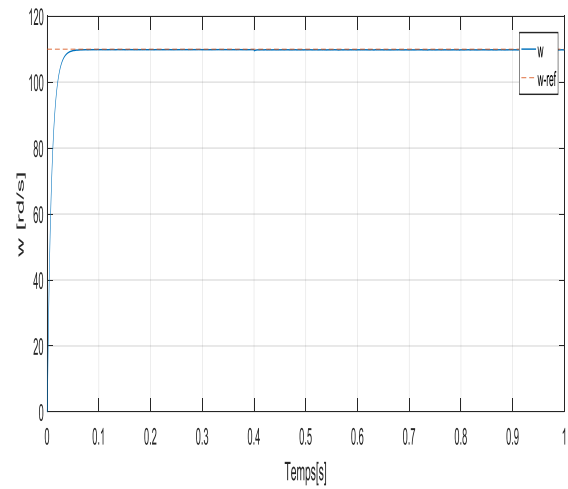
Les résultats de simulation sont représentés par les figure suivantes:

IV.8.2) Résultats de simulation de la commande par DTC Floue du MSAP:

La comparaison des résultats de simulation entre la DTC classique et la DTC floue sont montrés par la figure

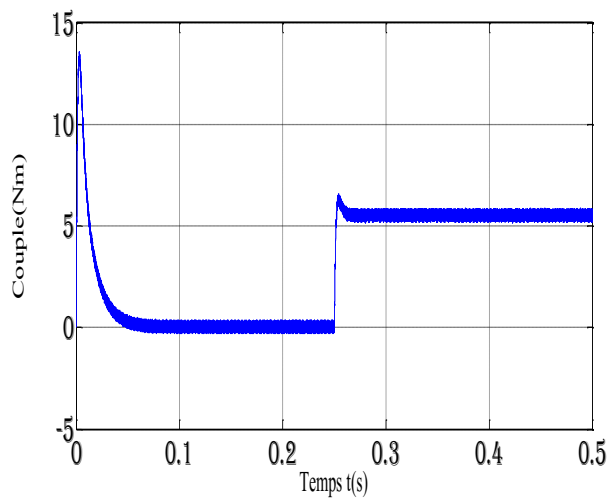


a- DTC Classique

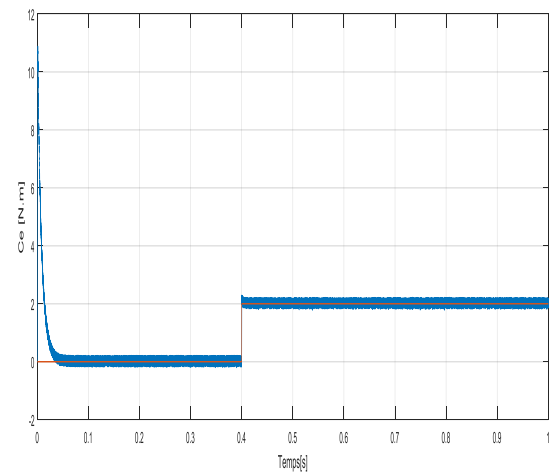


b- DTC floue

A) Réponse de la vitesse de rotation

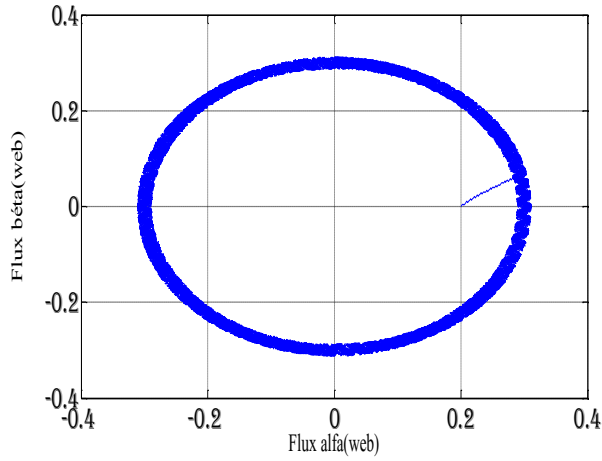


a- DTC Classique

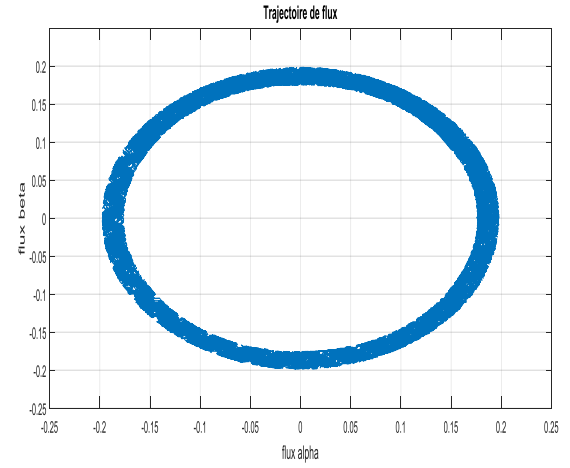


b- DTC floue

B) Réponse de couple électromagnétique

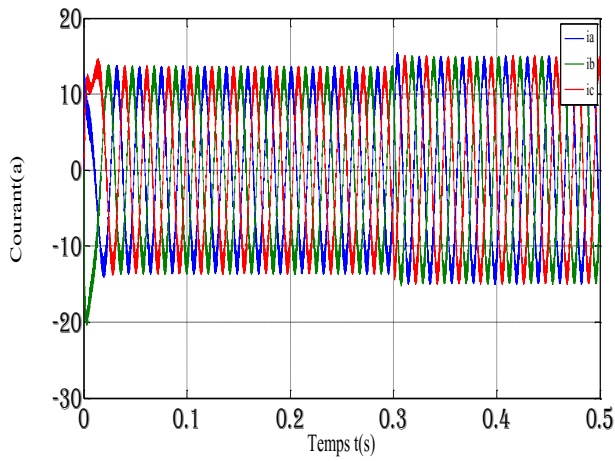


a- DTC Classique

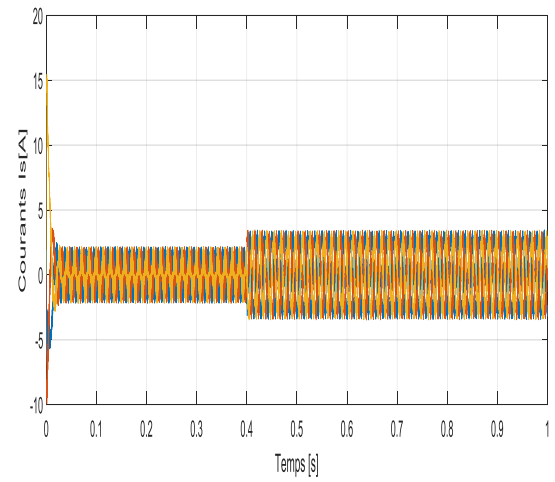


b- DTC Floue

C) Trajectoire circulaire du flux statorique



a- DTC Classique



b- DTC Floue

D) composante du courant (ia-ib-ic)

Figure IV: Résultats de simulation de la commande par DTC Floue du MSAP

VI.9. Comparaison entre les commandes DTC classique et DTC floue

La synthèse de la comparaison entre les commandes : DTC classique et DTC floue

Commande Caractéristique	DTC classique	DTC floue
Réponse dynamique du couple	Très rapide	Très rapide
Couple en régime permanent	Présence d'ondulation	Diminution d'ondulation
Réponse dynamique du flux	Rapide	Très rapide
Flux en régime permanent	Plus d'ondulation	Moins d'ondulation
Courant statorique (pic de démarrage)	Plus de pic	Moins de pic
La fréquence de commutation	Constante	Variable

Table (VI.2): Comparaison entre les commandes : DTC classique, et DTC floue

IV.10 Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons donné une présentation de la technique de commande floue puis on a introduit cette technique de commande en combinaison avec la commande DTC, de façon qu'on a remplacé le régulateur PI de vitesse par un régulateur flou.

Pour les mêmes paramètres utilisés dans le chapitre précédent on a constaté une amélioration de la robustesse après l'introduction du couple résistant remarquée sur la courbe de la variation du vitesse.aa

Conclusion

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse présenté le contrôle direct de couple (DTC) comme une alternative aux commandes vectorielles basées sur l'orientation du flux rotorique. Peu sensible aux variations de paramètres de la machine, cette nouvelle structure ne nécessite pas de capteur mécanique pour connaître la position du rotor et la vitesse de la machine. La dynamique du couple obtenue est très importante tout en garantissant une bonne précision du contrôle. De plus, elle peut être utilisée pour divers types de machines synchrones aussi bien que pour les machines asynchrones sans modification importante.

Dans le premier chapitre, les généralités sur les machines synchrones et la MSAP et l'étude théorique sur le principe du contrôle direct de couple de la machine synchrone à aimant permanents (MSAP), développée dans le deuxième chapitre du mémoire, montre la faisabilité de la commande.

La simulation de la structure de la DTC ne nécessite pas de bloc de modulation de tension MLI, ni de boucles de régulation de courant. La table de commutation ne faisant pas intervenir les vecteurs de tension nuls donne les meilleures performances dynamiques pour la MSAP.

Les résultats de simulations obtenus ont permis de juger la qualité de la commande caractérisée par l'absence de dépassement et des courts temps de réponse, elle présente également une bonne robustesse contre les variations paramétriques de la machine. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. Cette technique ne cherche pas à appliquer des tensions à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire aux exigences de l'utilisateur. Cependant, deux inconvénients majeurs sont présents. Premièrement, la détermination des états de commutation est déterminée par les informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis. Deuxièmement, la durée des commutations est variable, ce qui conduit à des oscillations du couple et de flux. Les résultats de simulation de la DTC ont confirmé ces inconvénients (oscillations du couple et de flux).

Afin de développer et améliorer cette technique de commande, on s'intéresse à étudier et d'utiliser d'autres techniques intelligentes telles que la logique floue qu'on peut associer à cette commande, on remplace le régulateur conventionnel PI de la vitesse par un régulateur

flou PI d'auto adaptation des coefficient K_p et K_i du régulateur PI, cette 69 stratégie donne très bonne performance au niveaux des ondulations du flux et du couple et avec un temps de réponse cour par rapport au DTC conventionnel.

En conclusion, le travail présenté dans ce mémoire constitue une référence théorique pour la poursuite des travaux de recherche dans le domaine de la commande des machine synchrone à aimant permanents par les technique d'intelligence artificielle.

Au cours de nos travaux, nous avons été contraints de laisser inachevés certains sujs qu'il serait intéressant de poursuivre et qui compléteraient cette étude :

- *Utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.

- * Application d'autres technique de commande robuste, tels que : la commande adaptative, les réseaux de neurones-flou, backstepping.

- *La combinaison entre les différentes techniques associées à la commande DTC (PI flou, glissement flou, SVM-DTC, DTC prédictive).

Annexe

- Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents étudié :

Paramètres	Valeurs
Puissance nominal	1.5 Kw
Tension nominal	220/380 V
Courant nominal	6.2 A
Rs	1.4
Ld	6.6 mH
Lq	5.8 mH
Flux d'aimants	0.1546 Wb
Moment de l'inertie	0.00176 N.m.s ² /rd
Coeff. Frottement	0.00038818 N.m.s/rd
Nombre de pole	3
Couple nominal	6.1 Nm
Vitesse nominal	105 rad/s

- Paramètre de la simulation DTC :

Paramètres	Valeurs
Période de d'échantillonnage	0.00001 s
Bande du contrôleur du flux	0.001 Wb
Flux de référence	0.3 Wb
Couple de charge	5.5 Nm
Tension d'alimentation de l'onduleur	240 V
Bande du contrôleur du couple	0.001 Wb

Bibliographie

- [1] : **C.Carlos**, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [2] : **J. P. Caron, et J. P. Hautier**, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition Technip, Paris 1995.
- [3] : **W. Leonhard** "Control of AC Drives", Springer, Verlag, Berlin, 1984.
- [4] : **Chenadec, J.** "Les machines synchrones - Technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones", 2001.
- [5] : **Boudissa.A** "Synthèse d'observateurs adaptatifs pour la Commande sans capteur de la machine synchrone: application aux véhicules hybride" Master Sciences, Technologies, Santé mention Informatique, Télécommunications 2010.
- [6] : **G. Lacombe** "Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs" ; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [7] : **Bekkouche.B-Aber.B** "Commande par Backstepping d'un MSAP sans capteur mécanique en utilisant l'observateur de Luenberger" thèse master. Université Dr.Tahar.Moulayde saida 2017.
- [8] : **Gasc, L.** "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande". Thèse de doctorat l'institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- [9] : **Lateb, R.** "Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps application à la propulsion marine par POD". Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France 2006.
- [10] : **Boudjema.A** "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP". Master commande électrique 2014.
- [11] **G.Lacroux**, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements", Lavoisier, 1995.
- [12] : **A. Kassatkine**, "Electrotechnique élémentaire ", Edition Mir, Moscou 1987.
- [13] : **G.Sturtzer**, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Ellipses Edition, Markty. S. A, 2000.
- [14] : **Nouredine.B** "Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents.

- [15] : **Z. Lagoune**, "Commande par hysteresis d'une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer", These de Master, Université de Setif-1,2011.
- [16] : **Aid.H-Aina .W** "Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entrainement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents"thèse de Master , Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen.2013.
- [17] : **Senhadji.N, Chalabi.A**" commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping" Mémoire de master en électrotechnique (commande des machine électrique),2015.
- [18] : **M.Oubidar, S.Bendaoud**. "Machine Synchrone/Asynchrone", Projet de fin d'étude en ingénierie, Université du québec en Abitibi- Témiscamingue, 2010.
- [19] : **M.S.Mahgoun**. "Application De La Commande Aux Systèmes Linéaires Perturbés", Mémoire de Magister, Université ferhat abbas-Setif (UFAS), 2012.
- [20] : **Amor.KH** "contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des MSAP". Mémoire de Master en électrotechnique et systèmes industriels, Université Aix Marseille,2012.
- [21] : **Belaidi.KI,Hamdou.O** "commande robuste d'un moteur synchrone à aimant permanent"Master machine électrique , Université kasdi Merbah ouergla 2016.
- [22] : **Romandes**, 1994.H. Bühler, "Réglage par Logique Floue", Collection Electricité, Presses Polytechniques et Universitaires.
- [23] : **Karoui.A,Brahim.A**"Détection De Défaut Statorique Par Suivi Paramétrique D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents"Mémoire académique en électrotechnique (machine électrique et électronique de puissance).Université Kasdi merbah.Ouargla,2014.
- [24] : **Benali.W** "Commande LQ d'un moteur synchrone". Mémoire de magister, commande électrique , Université Hadj lakhdar.Batna,2014.
- [25] : **L,Lasse** " Analysis of torque and speed ripple producing nonidealities of frequency converters in electric drives".Thesis for the degree of doctor of science technology.University of technology lappeenranta ,finlandnovember 2004.
- [26] : **Abdessemed R.** et Kadjoudj M., "Modélisation des. Machines Electriques", Presse de l'Université de. Batna,1997.
- [27] : **Merzoug . M.S**"Machine synchrone à aimant permanent (MSAP) techniques de commande et applications"Thèse Doctorat en science en électrotechnique. Université de Mentouri.Costantine.
- [28] : **N.Urasaki,T. Senjyu and K.Uezato**, "Investigation of influence of various losses on electromagnetic torque for Surface-Monted permanent magnet synchronous motors"IEEE Tran on power electronics,Vol.18,N.1,January 2003.

[29] : **Babak.N**, " Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants :méthode,convergence,robustesse,identification "en ligne" des paramètres" , Thèse de doctorat l'université de téhéran,iran,2001.

[30] : **Annane.A**"Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable"Mémoire Magister en électromécanique. Université. Annaba, 2010.

[31] : **Belkacem, S.** " Etude comparative des performances statique et dynamique d'un Contrôle de découplage et d'un DTC d'un moteur induction alimenté par un convertisseur statique". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.

[32] : **B. Nahid Mobarakeh**, — Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 21 décembre 2001.

[33] : **A. Benbrahim**, —Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents, Mémoire de Magister, Université de Batna, 18 Juin 2009.

[34] : **Merzoug.Med.S**"Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ".Mémoire magister en électrotechnique (commande électrique) Université Hadj lakhdar.Batna 2011.

[35] : **D. Lahouel**, —Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents, Mémoire de Magister, Université de Batna, 01 Juillet 2009.

[36] : **A. Chibah**, — Conception d'un contrôleur d'étage de puissance par FPGA, Mémoire de Magister, Université de Tizi Ouzou.

[37] : **A. Nait Seghir**, — Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse de Doctorat d'Etat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 16 Décembre 2007.

[38] : **Amur .A** "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimant permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant" Magister en électrotechnique, Université Batna 2003.

[39] : **Morand, F.** "Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines synchrones". Thèse de doctorat, institut nationale des sciences appliquées Lyon France 2005.

[40] : **I. Takahashi, T.Noguchi**, "a new quick-reponse and high efficiency control strategy of an induction machine" IEEE Trans.Ind.Applicat., Vol.IA-22, pp.820-827, Oct.1986.

[41] : **R. Kechida**, "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts", Thèse de magistère, Université d'El-Oued, 2010.

[42] : **T.rekioua, Drekioua**, "direct control strategy of permanent magnet synchronous machines " IEEE 2003 Bologna powertech confer june 23-26 italy.

[43] : **A.bouscayrol,C.Thierry** , "approche globale de la commande dynamique de machines électriques" revue 3EI N°17 juin 1999 pp 73-79 université de Lille France.

[44] :**H.Bensaadi**"commande DTC-SVM d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents "Mémoire magistère en électrotechnique, Université. Batna 2011

[45] : **J.Rodrrigyez, JPontt, C silva S Kouro and M Hernan**, " a novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation " IEEE PESC Aachen germany2004.

[46] : **A. Elbacha, M.T.Lamchich, M. Cherkaoui**, "Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement", 4ème Conférence Internationale – JTEA'06, 12 – 14 mai 2006, université de Tlemcen Algérie.

[47] : **Bouchereb,C.**"Contrôle direct du couple des machines synchrones".Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.

[48] : **BAGHLI. L.** «Contribution a 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, France, 1999.

[49] : **Veronique.L** « Réduction de la complexité des contrôleurs flous : application à la commande multi variable » thèse de doctorat de l'institut national des sciences appliquées de Toulouse, Année 1997.

[50] : **L.Rambault**, "Conception d'une commande floue pour une boucle de régulation" Thèse de doctorat de l'Université de Poitiers, 1993.

[51] : **M.Boussak**, "Commande numérique vectorielle des machines asynchrones triphasées, module. association machine, convertisseur", *EEPS, Marseille, 1994.*

[52] : **C.C.LEE**; "Fuzzy Logic in Control System: Fuzzy Logic Controller - PART I", IEEETrans.Syst. Man Cybem, Vol. 20, 02, pp. 404-418, Mars/Avril 1990.

[53] : **L.A.ZADEH**; "Fuzzy Sets, Information and Control", Vol. 08, pp. 29 - 44, 1965.

[54] : **Leonid R**, "Fuzzy Controllers, "Victoria University of Technology, Melbourne, Australia, Amember of the Reed Elsevier plc group, first published 1997.

[55] : **Yang J, Huang J**, "Direct torque control system for induction motors with fuzzy speed peregulator," Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, 568-573, 18-21 August 2005.

[56] : **Ferroudj .A,B** "Commande Non-Linéaire de la MSAP sans capteur de vitesse .Apport des méthodes de l'intelligence artificielle" Thèse de magistère, Université de Batna 2011.

[57] : AMIRI MOHAMMED, ALI DHMANE OUSSAMA, « commande vectorielle des machine synchrones à aimant permanent dotée observateur mode glissant», thèse de master Electrotechnique, Université Aboubakr Belkaid Tlemcen, 2017.

[58] : HOUICHE NASMA, « commande DTC Flou d'un moteur synchrone à aimant permanent», thèse de master Electrotechnique, université Mohamed Boudiaf M'SILA, 2016.

[59] : DJERIRI YOUSEF, « commande Direct du couple et des puissance d'une MADA associée à un système éolien par les technique de l'intelligence artificielle», Université Djilali liabes de sidi bel-abées, 2015.

[60] : MR TOUFOUTI RIAD, « contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone», Thèse de doctorat Electrotechnique, Université Mentouri Constantine, 2008.