

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

KHELIF Ibtissam

Thème:

La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP)

Soutenu publiquement

Le : 25/06/2018

Devant le jury :

M^r Amieur Toufik

MCB

Président

UKM Ouargla

M^r Meghni Billel

MCB

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

M^r Taibi Djamel

MAA

Examineur

UKM Ouargla

Année universitaire 2017/2018



Re remerciement

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

*J'exprime mes vifs remerciements à Mr. **Meghni Billel**, professeur à l'Université de Ouargla, d'avoir encadré et dirigé ces travaux, et pour la confiance qu'il m'a accordé tout au long de ce mémoire.*

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

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



Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

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

A mes frères

A mes sœurs

A mes chers amis

*A tous les amies étudiées avec moi dans
toutes les étapes didactiques, surtout ceux A
mes camarades d'auditoires et tous ceux de la
spécialité de machines électriques de
l'Université de "KASDI MERBAH"
promotion 2018.*

Listes des Symboles et Acronymes

Listes des Symboles et Acronymes	
Symboles	
B_r	L'induction rémanente.
H_{cB}	Le champ coercitif de l'induction.
V_a, V_b, V_c	Tension statorique phase a, b, ou c.
i_a, i_b, i_c	Courant statorique phase a, b, ou c.
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	Flux statorique phase a, b, ou c.
$[\phi_f]$	Flux magnétique du rotor.
$[V_s]$	Vecteur de tensions statoriques.
$[I_s]$	Vecteur de courants statoriques.
$[\phi_s]$	Vecteur de flux total au stator.
$[R_s]$	Matrice des résistances statoriques.
$[L_{ss}]$	Matrice inductance stator.
ϕ_{sf}	Flux permanent.
R_s	Résistance statorique.
L_s	Inductance statorique.
V_s	Tension instantanés des phases statorique.
θ	Angle entre le stator et le rotor.
L_{ss}	Inductance statorique.
$[P(\theta)]$	Matrice de passage direct de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de passage inverse de Park.
$[C]$	Matrice de transformation de Concordia.
$[C]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Concordia.
d, q	Axes de référentiel de Park.
α, β	Axes de référentiel statorique.

V_d, V_q	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q.
L_d, L_q	L'inductance dans le plan (dq).
i_d, i_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q.
ϕ_d, ϕ_q	Flux des axes d et q.
W_r	Vitesse de rotation de la machine.
W	Pulsation de fréquence rotorique.
C_e	Couple électromagnétique.
P	Nombre de paires de pôles.
F	Coefficient de frottement.
Ω	Vitesse mécanique.
C_r	Couple de charge.
J	Moment d'inertie.
T_a, T_b, T_c	L'interrupteur du bras a, b ou c d'onduleur.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tension statorique phase a, b, ou c.
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tension de sortie de l'onduleur.
U_c	Tension d'entrée de l'onduleur.
K_T	Coefficient dû à l'aimant.
I_{dref}, I_{qref}	Courant de référence sur l'axe d et l'axe q.
V_d^*, V_q^*	Tension de référence sur l'axe d et l'axe q.
V_a^*, V_b^*, V_c^*	Tension de référence statorique phase a, b, ou c.
e_d, e_q	Composantes de la force électromotrice de compensation.
F_{bo}	La fonction de transfert en boucle ouverte.
F_{bf}	La fonction de transfert en boucle fermée.
$K_{pd}, K_{id}, K_{iq}, K_{pq}$	Gains de régulateurs IP des courants.
s	Opérateur de LAPLACE.
τ_{bf}	Constante de temps en boucle fermée.
t_{repid}, t_{repiq}	Temps de réponse de le courant statorique avec l'axe d et l'axe q.
Ω_{ref}	Référence de vitesse.

ω_0	Pulsation propre.
δ	Coefficient d'amortissement.
T	Temps.
T_e	Période d'échantillonnage.
ϕ_{s0}	Le vecteur flux à l'instant $t = 0$.
$\Delta\phi_s$	La dérivée du flux.
ΔC_e	La dérivée de couple.
$\hat{\phi}_{s\alpha}, \hat{\phi}_{s\beta}$	Flux estimé.
\hat{C}_e	Le couple estimé.
c_e^*	Couple de référence.
$\varepsilon_\phi, \varepsilon_{ce}$	La bande d'erreur du flux et de couple.
C_{cpl}	L'amplitude du comparateur du couple.
k_ϕ	L'amplitude du comparateur du flux.
Acronymes	
MCC	Machine à courant continu.
MAS	Machine Asynchrone.
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
FOC	Field Oriented Control.
DTC	Direct Torque Control (Commande Directe du Couple).
BDCM	brushless DC motor
PMSM	permanent magnet synchronous motors
FEM	Force électromotrice.
Fmm	Force magnétomotrice
GTO	Gate Turn Off.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
PI	Proportionnel Intégral.
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée.

Liste des Figures

Chapitre I	
Figure [I-1] : Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques.	07
Figure [I-2] : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent.	09
Figure [I-3] : Courbe de désaimantation.	10
Figure [I-4] : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.	11
Figure [I-5] : Moteur à rotor intérieur.	12
Figure [I-6] : Moteur à rotor extérieur.	12
Figure [I-7] : Vue d'une machine à flux axial (différentes configurations)	14
Figure [I-8] : Machines munies de pièces polaires	14
Figure [I-9] : Machine sans pièces polaires	15
Figure [I-10] : Quelques techniques de contrôle de commande utilisées pour MSAP.	17
Figure [I-11] : Schéma classique de la commande scalaire.	18
Figure [I-12] : Commande vectorielle de la MSAP.	19
Figure [I-13] : Schéma synoptique de la commande DTC selon I. TAKAHASHI.	20
Chapitre II	
Figure [II-1] : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents	23
Figure [II-2] : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q).	27
Figure [II-3] : Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension.	29
Figure [II-4] : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.	30
Figure [II-5] : Principe de la commande <i>MLI</i> naturelle.	31
Figure [II-6] : Modèle de la machine synchrone à aimants permanents.	32
Figure [II-7] : Résultats de simulations du MSAP sans onduleur	33
Figure [II-8] : Résultats de simulations du MSAP avec onduleur	34
Figure [II-9] : Passage de système triphasé au système biphasé.	36
Figure [II-10] : Commande par orientation du champ de la MSAP (I_{ds} nul).	37
Figure [II-11] : Commande vectorielle modèle en tension de la MSAP.	38

Figure [II-12] : Description des couplages.	39
Figure [II-13] : Schéma de correction et de découplage par compensation.	40
Figure [II-14] : Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.	41
Figure [II-15] : Commande des courants en deux boucles indépendantes	41
Figure [II-16] : Commande de la vitesse	43
Figure [II-17] : Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.2s$ et puis si en décharger en $t=0.3$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s	45
Chapitre III	
Figure [III-1] : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP.	50
Figure [III-2] : Evolution de l'extrémité de $\bar{\phi}_s$ pour $R_s \bar{I}_s$ négligeable.	52
Figure [III-3] : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension \bar{V}_s	53
Figure [III-4] : Choix du vecteur de tension.	55
Figure [III-5] : Le correcteur du flux	58
Figure [III-6] : Correcteur de couple à trois niveaux	60
Figure [III-7] : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP.	63
Figure [III-8] : Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.2s$ et puis si en décharger en $t=0.3$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s	64
Figure [III-9] : Résultats de simulation pour variation de la vitesse (100 rad/s à 120rad/s)	66
Figure [III-10]: Résultats de simulation lors des variations de résistance R_s .	67
Figure [III-11]: Résultats de simulation lors des variations de J	68
Figure [III-12] : Résultats de simulation pour variation de la vitesse (100 rad/s à 120rad/s)	69
Figure [III-13] : Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.2s$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s avec l'inversion de la consigne (-100rd/s)	69

Liste des tableaux

Chapitre III	
Tableau [III.1] : Table de commutation	58
Tableau [III.2] : Table de commande du flux	58
Tableau [III.3] : Table de commande du couple	58
Tableau [III.4] : Stratégie de contrôle comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.	59
Tableau [III.5] : Stratégie de contrôle comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.	59
Tableau [III.6] : Etude comparative de la commande vectorielle et de la DTC	71

Table des matières

Re mercierment *I*

Dédicace *II*

Listes des Symboles et Acronymes *III*

Liste des Figures *VI*

Liste des tableaux *VIII*

Table des matières *IX*

INTRODUCTION GENERALE **1**

Chapitre I . *Etat de L'art : Machines électriques et différentes techniques de commande*

I.1 Introduction 4

I.2 Moteurs Electriques 4

I.2.1 Machine à Courant Continu 4

I.2.2 Machine Asynchrone (MAS) 5

I.2.3 Machine Synchrone 6

I.2.4 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) 6

I.2.4. 1 Structure de la MSAP 8

I.2.4.2 Les Aimants Permanents 9

I.2.4.3 Différents Types de Machines à Aimants Permanents 11

I.2.4.4 Différents Types de Rotor 14

I.2.5 Autopilotage 15

I.2.6 Capteur de position 16

I.3 Techniques de Commande de la machine 17

I.3.1 Commande scalaire 17

I.3.2 Commande vectorielle (FOC) 18

I.3.3 Commande directe du couple (DTC) 19

I.4 Conclusion 20

Chapitre II. Modélisation de la MSAP dédiée pour la commande 'FOC'

II.1 Introduction.....	22
II.2Hypothèses simplificatrices	22
II.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	23
II.3.1 Mise en équation de la MSAP en triphasé.....	23
II.4 Transformation triphasé – diphasé.....	25
II.4.1Transformation de Concordia	25
II.4.2Transformation de Park.....	26
II.5 Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park	26
II.5.1Équations électriques	27
II.5.2Équations magnétiques	27
II.5.3 Couple électromagnétique de la MSAP	28
II.5.4Équations du mouvement.....	28
II.6 Modélisation de l'onduleur de tension.....	28
II.6.1Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle).....	30
II.7Modèle de la machine synchrone en vue de la commande	31
II.8 Résultats de simulation	32
II.8.1 Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur.....	33
II.8.2 Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur.....	34
II.9Commande de la machine synchrone à aimants permanents.....	35
II.9.1 Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.....	35
III .9.1.1Principe.....	35
III.9.1.2 Description du système global.....	37
II.10 Découplage par compensation	38
II.11Régulation.....	40
II.11.1 Calcul des régulateurs de courant	40

II.11.2 Calcul des régulateurs de vitesse	42
II.12 Simulation de la commande vectorielle (FOC) de la MSAP alimentée en tension	44
II.13 Conclusion	46
Chapitre III .Commande DTC de la MSAP	
III.1 Introduction	49
III.2 Principes généraux de la commande directe du couple	49
III.3 Stratégie de commande directe du couple et de flux	51
III.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique	52
III.3.2 Contrôle du couple électromagnétique	54
III.4 Choix du vecteur tension	54
III.5 Estimation du Flux et du Couple	56
III.5.1 Estimation du flux statorique.....	56
III.5.2 Estimation du couple électromagnétique.....	57
III.6 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC	57
III.6.1 Le correcteur du flux	57
III.6.2 Le correcteur du couple	58
III.6.2.1 Le correcteur à deux niveaux.....	59
III.6.2.2 Le correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	59
III.7 Élaboration de la table de commutation	60
III. 8 Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP	62
III. 9 Résultats de simulation de la DTC classique et interprétation	63
III.10 Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle.....	67
III.11 Conclusion	70
CONCLUSION GENERALE	73
BIBLIOGRAPHIE	76
ANNEXES	82

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Historiquement, le moteur à courant continu (MCC) est la solution la plus répondeuse pour les entraînements à vitesse et à position variables nécessitant des performances statique et dynamique élevés, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit. Mais la présence d'une commutation mécanique sous forme de système balais – collecteurs limite la puissance et la vitesse maximale a toujours été un grand inconvénient de ce type de machine [1,2], ont incité les chercheurs à le remplacer par un autre moteur plus robuste, plus fiable et de faible coût.

Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés des machines à courant alternatif. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine des entraînements à vitesse variable [3,4].

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteur, entraînement à vitesse variable ...etc.)[5-7]. Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celle d'une MCC.

La mise au point des aimants permanents à base de terre rare, le développement de l'électronique de puissance et la progression des organes de commande numérique à fort degré d'intégration ont ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande. Parmi les nombreuses méthodes de commande développées dans la littérature technique, la commande vectorielle par 'orientation du flux' de la machine synchrone à aimants permanent permet d'envisager des variateurs de vitesse à courant alternatif très compétitifs et aussi performants que les variateurs à courant continu [7,8].

Après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel. La stratégie de commande DTC (venu du terme anglais " Direct Torque

Control ")), plus récente que la commande vectorielle a été inventée par I. Takahashi au milieu des années 80. Elle est basé sur la régulation séparée du flux statorique et du couple, ce type de commande se démarque dans son approche de ce qui avait été fait auparavant et constitue une avancée méthodologique dans la commande des machines [9].

Objectif du mémoire

Les objectifs du projet sont:

- Commencant tout d'abord par l'étude de la théorie de la commande vectorielle (Field Oriented Control : FOC).
- Etude des performances de la commande DTC classique.
- La simulation de la commande DTC de la MSAP pour valider leurs performances.
- Comparaison entre les deux méthodes de commandes (FOC et DTC).

Organisation du mémoire

Le but de ce travail est de présenter une simulation d'un moteur synchrone à aimants permanents à couple variable et de comparer les performances avec la commande vectorielle. La simulation est réalisée en utilisant Matlab Simulink. Le mémoire est organisé en trois chapitres:

- ✓ Le premier chapitre présentera l'état de l'art des machines électriques, en particulier la MSAP, les techniques de commande associées et des principaux problèmes rencontrés dans les différentes techniques de contrôle.
- ✓ Le second chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité avec une étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI. Ensuite la théorie de la commande de type FOC appliquée à la MSAP est présentée, en considérant le modèle en tension.
- ✓ Dans le troisième chapitre, nous étudions le principe de la commande directe du couple de la MSAP alimentée par un onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de la vitesse. Nous donnons à la fin de ce chapitre les résultats obtenus.

Enfin une conclusion générale où on présente une synthèse des résultats ainsi obtenus et les perspectives future pour l'amélioration de ce travail.

CHAPITRE I

CHAPITRE I

Etat de L'art :
Machines électriques et différentes
techniques de commande

I.1 Introduction

Les entraînements à vitesse variable utilisant des machines électriques sont à l'heure actuelle de plus en plus répandus dans l'industrie. Pour répondre aux exigences industrielles, les recherches se sont orientées dans deux directions principales. La première consiste à modifier les structures des machines et la seconde, à l'aide de convertisseurs statiques, vise à substituer aux alimentations fixes des alimentations contrôlées en amplitude et en fréquence, dans le but de constituer des groupes à vitesse variable souples et diversifiés [10,11].

Nous nous sommes fixés dans ce chapitre qui a pour titre "état de l'art", les objectifs suivants :

- En premier lieu, on vise à choisir le type de machine à utiliser parmi ceux qui existent déjà, en insistant sur les meilleures performances.
- En deuxième lieu, on va présenter les différentes techniques de commande appliquées à la machine sélectionnée et comparer les techniques existantes pour choisir la technique à optimiser dans ce qui suit.

I.2 Moteurs Electriques

Leur fonctionnement est basé sur l'obtention d'un effort mécanique par action d'un champ magnétique sur un circuit électrique traversé par un courant fourni par une source extérieure, laquelle peut aussi produire éventuellement le champ magnétique.

Selon que le courant électrique fourni par la source extérieure est continu ou alternatif, la machine sera appelée **moteur à courant continu** ou **moteur à courant alternatif (synchrone ou asynchrone)**.

La machine synchrone à inducteur bobiné convient aux très fortes puissances, celle à aimants permanents au positionnement et aux faibles et moyennes puissances. La machine asynchrone se trouve dans les moyennes et fortes puissances [9-12].

I.2.1 Machine à Courant Continu

L'emploi des moteurs à courant continu est sans équivalent dans le domaine des très faibles puissances (jouets, perceuses miniatures,...). Il est en particulier presque obligatoire

dans les équipements des automobiles (essuie-glaces, ventilateurs, lève vitres, démarreurs,...). Dans le domaine industriel, on trouve des moteurs à courant continu de puissance moyenne dans les applications à vitesse variable. En ce qui concerne les fortes puissances, les limitations technologiques liées à l'alimentation en puissance électrique du rotor font qu'ils sont maintenant supplantés par les moteurs synchrones autopilotés qui possèdent globalement les mêmes caractéristiques mécaniques. Mais le MCC possède un certain nombre d'inconvénients bien connus et il sera très probablement remplacé par des moteurs à commutation électronique dans les générations suivantes. Citons quelques-uns de ces inconvénients [9-14] :

- Peu robuste par rapport à la machine asynchrone,
- Investissement important et maintenance coûteuse (entretien du collecteur et des balais),
- La vitesse périphérique du collecteur et de l'induit est limitée à 50 voire 75 m/s ce qui ne permet pas d'atteindre les vitesses élevées nécessaires à une puissance massique convenable,
- Si l'excitation est à aimants, il n'est pas possible de fournir la puissance maximale (ce type de fonctionnement permet la suppression de la boîte de vitesses) sur une plage de vitesse étendue (il faudrait pouvoir décaler les balais...).

I.2.2 Machine Asynchrone (MAS)

Le moteur asynchrone est, de beaucoup, le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de son faible coût, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité [15]. Il est robuste et son entretien est très limité. Il est sûr : son fonctionnement ne génère pas d'étincelles à la différence d'un moteur à courant continu. Ce type de moteur équipe la quasi-totalité des machines-outils classiques, tours, fraiseuses, scies bobineuses, tapis roulants, pompes, compresseurs, perceuses,.... Son alimentation aussi effectuée par un onduleur triphasé, est une solution envisagée par de nombreux constructeurs car ce moteur est bien connu et, surtout on possède l'expérience de sa fabrication en série. Le contrôle vectoriel permet d'obtenir de bonnes performances et ceux pour des vitesses élevées jusqu'à l'arrêt, et associé à un contrôle approprié du flux, le rendement peut être optimisé. Mais son rendement est moins bon que celui des moteurs

synchrones à cause pertes joules car il "faut" des pertes Joule au rotor pour avoir du couple, c'est son principal inconvénient.

I.2.3 Machine Synchrone

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie 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 [7,9]. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales où trapézoïdales. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

- les machines synchrone à rotor bobiné
- les machines synchrone à réluctance
- les machines synchrone à aimants permanents.

I.2.4 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Nous intérêt va plus particulièrement vers cette dernière catégorie, en effet avec l'apparition d'aimants permanents de plus en plus performants (faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande, induction de saturation et champ coercitif plus élevé).



Figure I-1 : Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques.

La machine synchrone à aimant permanent est devenue compétitive par rapport à la machine asynchrone, même dans le domaine de la moyenne puissance.

Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (en surface insérés ou non entre des pièces polaires, "enterrés" avec ou sans concentration de flux). Si l'objectif est d'obtenir un "fonctionnement à puissance constante", il est nécessaire d'avoir une réaction d'induit importante (judicieusement optimisée) et il est nécessaire d'avoir des aimants "enterrés" ou insérés entre des pièces polaires. Le rendement de tels moteurs est excellent à condition de disposer d'aimants à hautes performances [9].

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverse que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [7,16].

- 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, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...).

Pour obtenir des performances élevées, la machine synchrone à aimants permanents disposés sur la surface du rotor est la meilleure solution technique ; ceci vaut même pour des puissances plus élevées. Bien entendu le prix des aimants à terres-rares les rend néanmoins moins attractives économiquement.

Les principaux avantages des moteurs à aimants permanents sont [11,17 et18] :

- La suppression des contacts glissants et des dispositifs complexes à diodes tournantes, onéreux et encombrants. Ce mode d'excitation est d'autant plus envisageable que l'on dispose actuellement d'aimants possédant de bonnes propriétés magnétiques (champ coercitif élevé, perméabilité magnétique voisine de μ_0 et électriques (résistivité élevée).
- Les pertes joules et les pertes fer sont localisées au stator, ce qui simplifie le refroidissement de la machine synchrone à aimants permanents comparée à la machine à excitation par du courant continu. Ceci autorise un couple volumique plus élevé à vitesse donnée.
- La faible inertie du rotor, d'où il résulte une faible constante de temps mécanique et donc une bonne dynamique de la vitesse.
- Les faibles constantes de temps électriques dans le cas où les aimants permanents sont disposés sur la surface du rotor (inductance faible): à tension de source continue donnée, la dynamique du courant et donc du couple s'améliore avec la diminution de l'inductance de la machine. En effet les performances dynamiques de ce type de machine ne sont souvent limitées que par les performances de la source à fréquence variable (onduleur + source continue) et de la commande (par la rapidité de calcul des microprocesseurs).

I.2.4. 1 Structure de la MSAP

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile au 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.

Le stator de la machine synchrone à aimant permanent est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $2\pi/3$.

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [9,19].

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types :

- Rotor possédant des pièces polaires, servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- Rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.

La machine qui nous étudierons, dans ce mémoire est à pôles saillants.

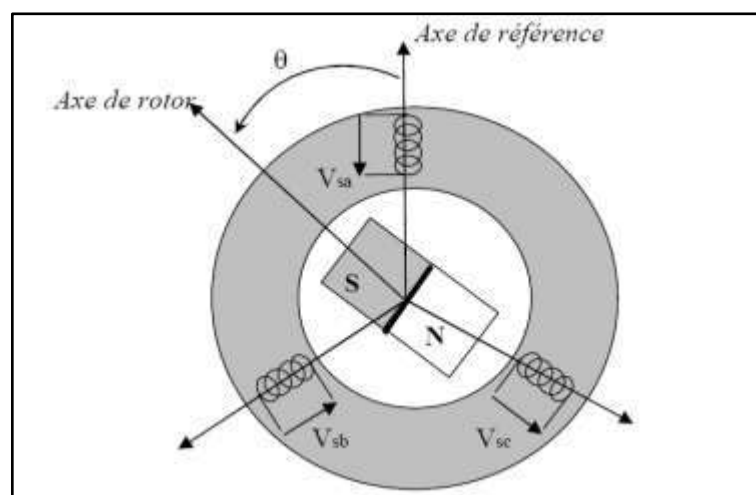


Figure I-2 : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent.

I.2.4.2 Les Aimants Permanents

On appelle aimants permanents les corps qui ont la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente, et qui se désaimantent difficilement lorsqu'ils ont été aimantés [13].

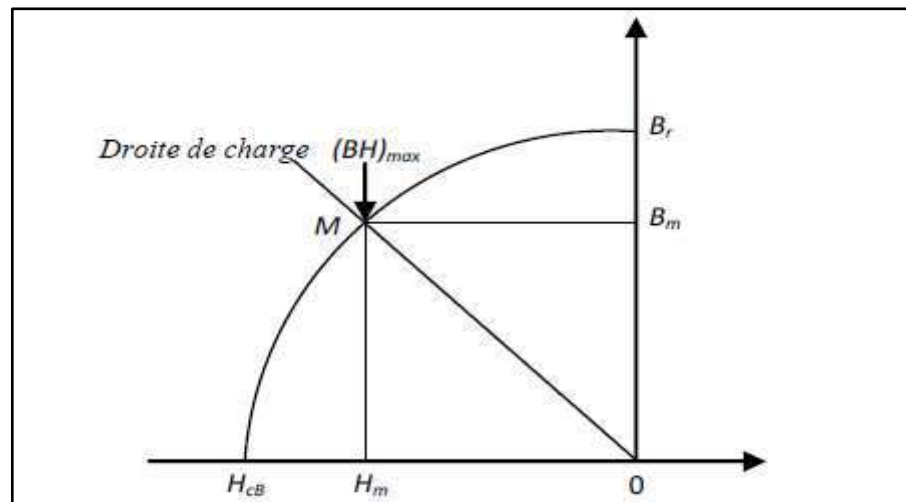


Figure I-3 : Courbe de désaimantation.

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent 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-3). 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 H_{cB} , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant n'est stable.
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres comme suit :

- Les **ALNICO** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. Les aimants **ALNICO** sont utilisés dans les instruments de mesure où leur grande stabilité thermique constitue un paramètre essentiel, ainsi que comme capteurs.
- Les **FERRITES** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Les aimants **FERRITES**, trouvent l'essentiel de leurs applications dans les moteurs de faible puissance, utilisés de l'industrie automobile.
- Les **TERRES RARES** tels que :

- les **Samarium-Cobalt (Sm-Co)** sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

Les **Sm-Co** sont utilisés dans des applications particulières (télécommunications, aéronautiques), dont les propriétés à haute température et la résistance à l'oxydation sont supérieures.

- Les **NEODYME-FER-BORE (Nd-Fe-B)** ont des performances supérieures aux Samarium-Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

Les aimants de type Nd-Fe-B sont principalement utilisés dans la micro-informatique et les télécommunications. Ils constituent en particulier l'élément central des actionneurs de têtes de lecture.

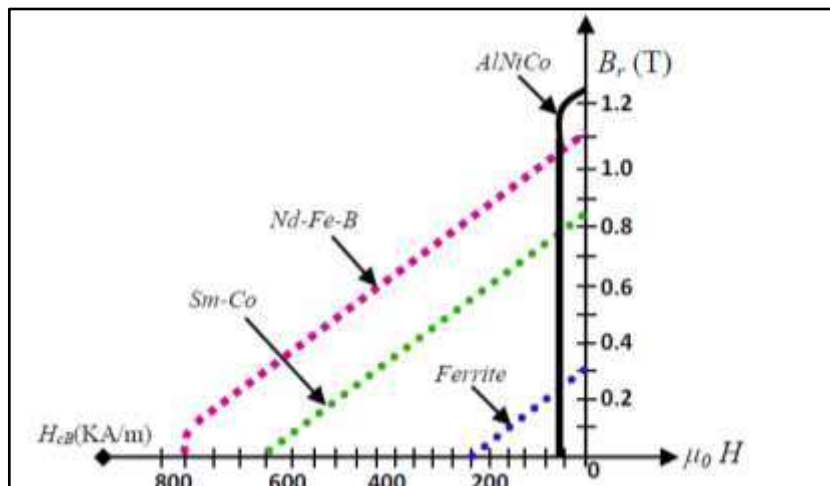


Figure I-4 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

I.2.4.3 Différents Types de Machines à Aimants Permanents

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

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable [2,9 et 13].

Nous pouvons distinguer les différents types de machines à aimants permanents principalement par la structure de leur rotor. Trois grandes familles existent : le moteur à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

- **Moteur à rotor intérieur**

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La figure (I-5) montre un exemple de moteur à rotor intérieur [13].

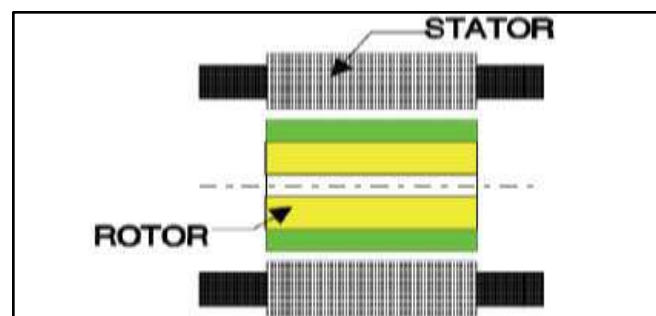


Figure I-5 : Moteur à rotor intérieur.

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

- **Moteur à rotor extérieur**

La figure (I-6) présente la section d'un moteur à rotor extérieur.

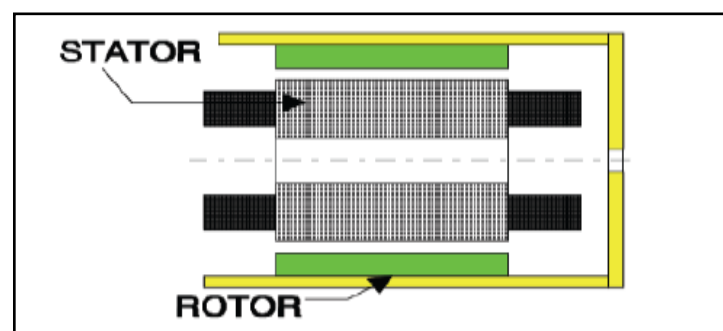


Figure I-6: Moteur à rotor extérieur.

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

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

Cependant, les machines à rotor extérieure sont utilisées que pour les applications à vitesse constante car le mobile à une inertie importante de par sa position externe.

- **Moteur à entrefer axial**

Les moteurs discoïdes sont pourvus de disques fixes bobinés (les bobines fixes en générale sur un circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit une plaque métallique permet au champ de se refermer) et de disques mobiles supportant les aimants permanents, L'avantage déterminant de la structure discoïde par rapport aux structures cylindriques provient de l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Ces moteurs sont de construction simple, donc de faible coût : de plus, du fait d'un entrefer pratiquement constant le couple de détente est inexistant. Cette structure fait l'objet d'une attention particulière. Son application touche particulièrement le domaine où la miniaturisation est de rigueur (moteur de disque dur d'ordinateur, tables tournantes, ventilateur). La figure (I-7) représente une vue d'une machine à flux axial.

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

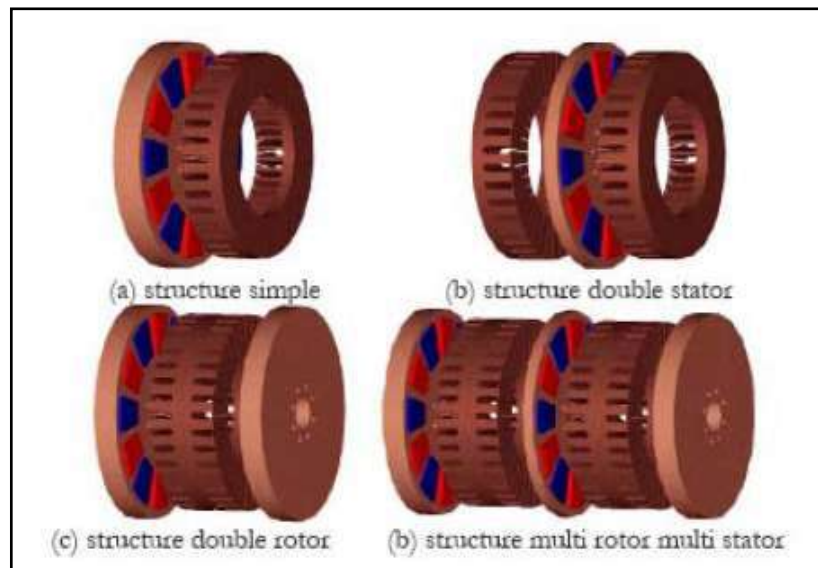


Figure I-7 : Vue d'une machine à flux axial (différentes configurations)

I.2.4.4 Différents Types de Rotor

Parmi les structures des machines synchrones à aimants permanents, nous pouvons distinguer deux types [11]:

- 1) Machines munies de pièces polaires (rotor saillant)
- 2) Machines sans pièces polaires (rotor lisse)

- Dans le premier type, les pièces polaires servent à la concentration du flux d'induction magnétique permettant d'obtenir une induction normale suffisante au niveau de l'entrefer avec des aimants bon marché (Ferrites).

La figure (I-8) présente un exemple de cette structure.

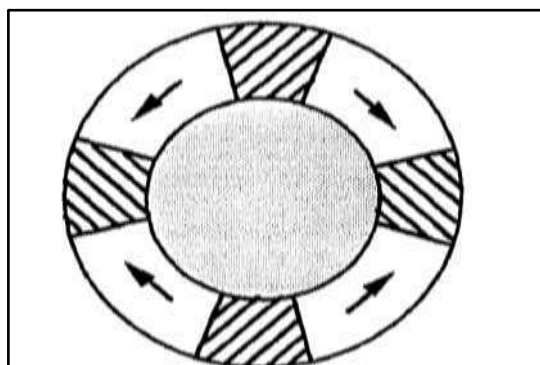


Figure I-8 : Machines munies de pièces polaires

- Dans ce type de machine, l'inducteur présente une anisotropie magnétique (pôles saillants), et dans la plupart des configurations, contrairement aux machines classiques, la valeur de l'inductance transversale (axe interpolaire) L_q est supérieure à celle de l'inductance longitudinale (axe polaire) L_d .
- Dans les machines sans pièces polaires l'aimantation des aimants est généralement radiale au niveau de l'entrefer (figure 1-9). Des structures mixtes (aimantations parallèle et perpendiculaire à l'entrefer) sont aussi parfois utilisées.

Les aimants du type terres-rares ou ferrites ont une perméabilité voisine de celle de l'air ; il en résulte que, pour ces machines, l'effet de saillance peut être négligé et la réaction d'induit est très faible: pas de couple pulsatoire dû à la variation de réluctance et peu de risque de démagnétisation des aimants.

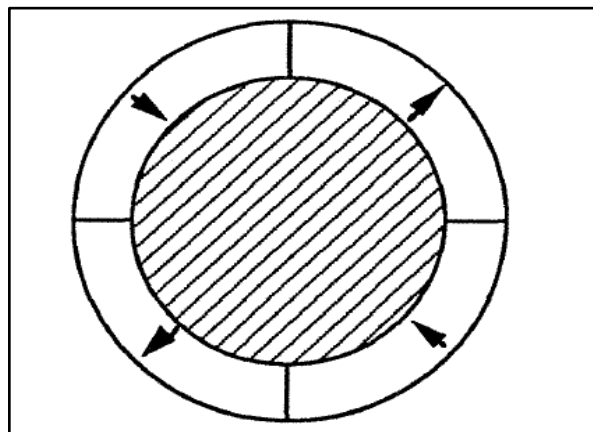


Figure I-9 : Machine sans pièces polaires

I.2.5 Autopilotage

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant) il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [9,20].

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas il est indispensable de contrôler non seulement en

amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation [9,21 et 22].

Afin d'assurer le bon fonctionnement des machines synchrones, les courants de phase doivent évoluer en synchronisme avec la rotation du rotor. On doit donc commander les convertisseurs à l'aide d'un capteur de position (autopilotage).

La machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor/stator c'est à dire la position du champ inducteur par rapport au champ induit.
- La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateurs d'impulsions et envoyés sur les gâchettes des thyristors du commutateur de courant qui alimente l'induit de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée ». L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu.

I.2.6 Capteur de position

La particularité des machines à aimants permanents provient du fait qu'il est nécessaire de connaître en tout temps la position du rotor par rapport au stator. Cela permet de se synchroniser avec la tension induite de chaque phase afin de fournir le courant de phase au bon moment [23]. Les technologies utilisables passent par la mesure de la position du rotor qui peut être optique ou électromagnétique. Les codages envisageables peuvent être de type relatif ou absolu, mais l'alimentation de la MSAP requiert la connaissance de la position absolue [9].

I.3 Techniques de Commande de la machine

Les techniques de contrôle MSAP peuvent être divisées en contrôle scalaire et vectoriel. Le contrôle scalaire est basé sur des relations valides en régime permanent. L'amplitude et la fréquence des variables contrôlées sont considérées. Dans le contrôle vectoriel, l'amplitude et la position d'un vecteur d'espace contrôlé sont considérées. Ces relations sont valables même pendant les transitoires, ce qui est essentiel pour un contrôle précis du couple et de la vitesse [24].

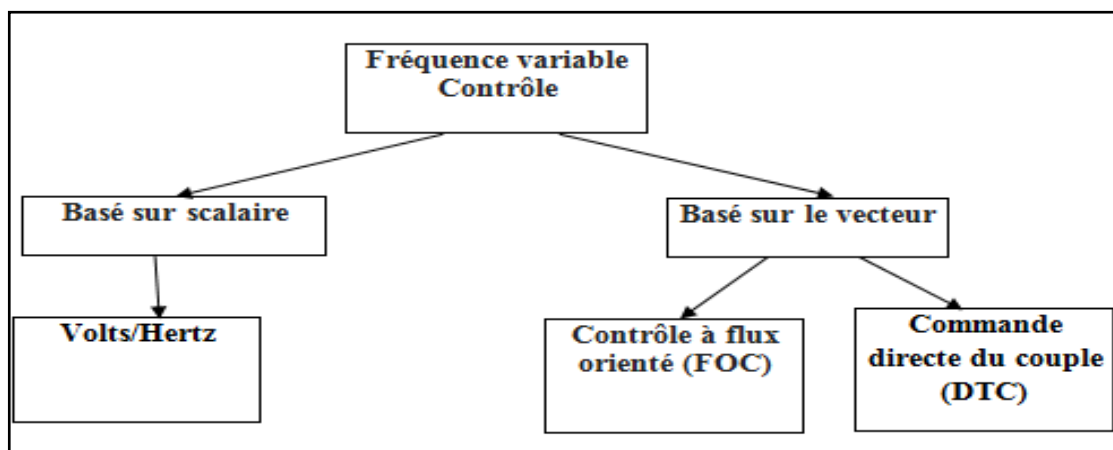


Figure I-10 : Quelques techniques de commande de commande utilisées pour MSAP.

I.3.1 Commande scalaire

Le contrôle scalaire est basé sur des relations valides en régime permanent. Seules l'amplitude et la fréquence de la tension, du courant, etc. sont contrôlées. Le contrôle scalaire est utilisé par ex. où plusieurs moteurs sont entraînés en parallèle par le même onduleur. Le contrôle Volts / Hertz est parmi les systèmes de contrôle les plus simples pour le contrôle moteur. Le contrôle est un schéma en boucle ouverte et n'utilise aucune boucle de rétroaction. L'idée est de maintenir constant le flux du stator à la valeur nominale afin que le moteur développe le rapport couple / ampérage nominal sur toute sa plage de vitesse [24].

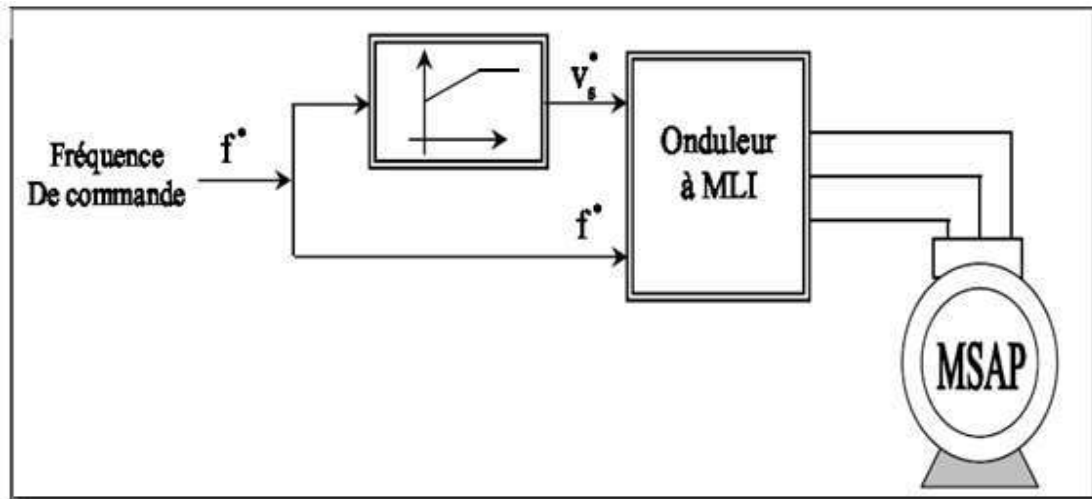


Figure I-11: Schéma classique de la commande scalaire.

I.3.2 Commande vectorielle (FOC)

Les principales variables de commande de la machine synchrone dans la méthode scalaire sont la tension et la fréquence. On trouve que le flux et le couple sont tous les deux fonctions de la fréquence et de l'amplitude de la tension. La réponse de la machine est lente à cause de l'effet de ce couplage.

Pour vaincre les limitations de la commande scalaire, on applique la commande vectorielle, où le moteur synchrone est assimilé à un moteur à courant continu à excitation séparée.

L'objectif de la commande vectorielle est d'assimiler la machine synchrone à une machine à courant continu, pour simplifier sa commande.

Cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient au cours de fonctionnement, les auteurs dans [9], [25] traitent le problème de la variation des paramètres surtout la résistance statorique et rotorique.

La commande vectorielle peut être schématisée par la figure (I-12).

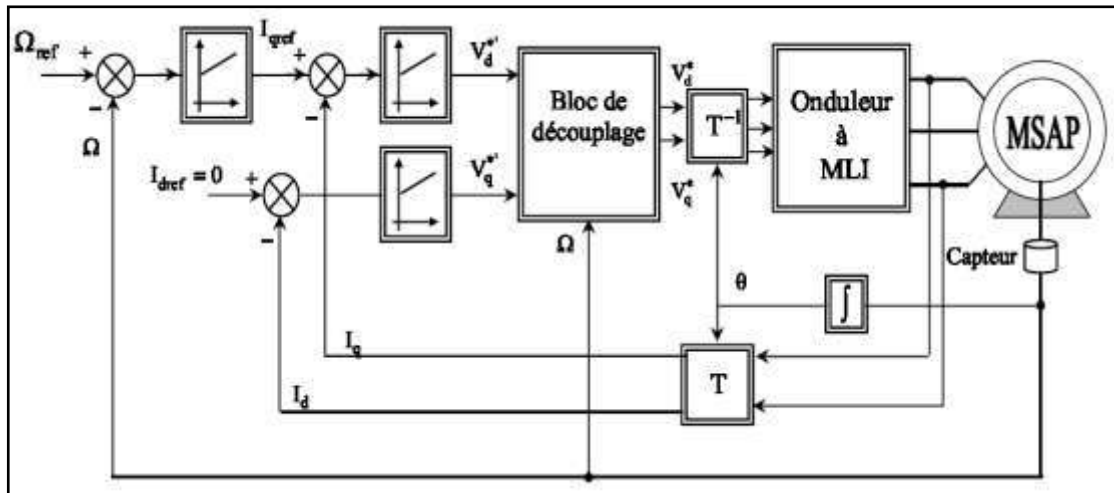


Figure I-12 : Commande vectorielle de la MSAP.

I.3.3 Commande directe du couple (DTC)

Le contrôle direct du couple a été introduit dans les années 1980 pour la machine à induction pour le contrôle du couple et du flux. Il a été développé pour MSAP en 1990. Le DTC gagne en popularité grâce à sa structure de contrôle simple et sa mise en œuvre facile.

Le principe du contrôle direct du couple (DTC) consiste à sélectionner directement les vecteurs de tension en fonction de la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et de la liaison de flux. Les erreurs de couple et de flux sont comparées dans les comparateurs à hystérésis. Selon les comparateurs, un vecteur de tension est sélectionné dans une table. Les avantages du DTC sont une faible complexité et qu'il suffit d'utiliser un seul paramètre moteur, la résistance du stator. Aucune modulation de largeur d'impulsion n'est nécessaire; à la place, l'un des six vecteurs de tension VSI est appliqué pendant toute la période d'échantillonnage. Tous les calculs sont effectués dans un cadre de référence fixe qui n'implique pas la connaissance explicite de la position du rotor. Cependant, pour un moteur synchrone, la position du rotor doit être connue au démarrage.

Le DTC nécessite donc une faible puissance de calcul lorsqu'il est mis en œuvre numériquement. Le système possède de bonnes performances dynamiques mais présente des performances assez médiocres en régime permanent car les critères de sélection de tension bruts donnent lieu à des niveaux d'ondulation élevés dans le courant du stator, la liaison au flux et le couple. Sa simplicité permet d'exécuter chaque cycle de calcul sur une courte période de temps et d'utiliser une fréquence d'échantillonnage élevée. Pour chaque

doublément de la fréquence d'échantillonnage, l'ondulation sera approximativement réduite de moitié. Le problème est que les commutateurs d'alimentation utilisés dans l'onduleur imposent une limite pour la fréquence d'échantillonnage maximale [24].

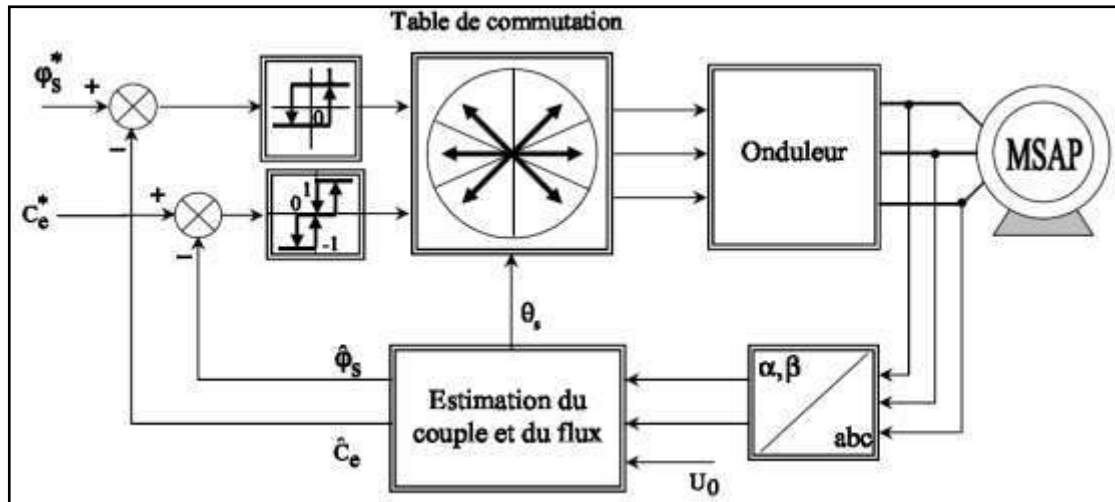


Figure I-13 : Schéma synoptique de la commande DTC selon I. TAKAHASHI.

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté succinctement les différentes structures de machines synchrones à aimants permanents. Comme il a été souligné la classification de ces machines en deux types de catégories, (RFPM ou AFPM) et (PMSM ou BDCM).

Au cours de cette prospection bibliographique nous avons essayé de pointer un certain nombre d'études de travaux effectués pour présente certaines des techniques de contrôle utilisées pour le contrôle des moteurs à aimants permanents. Une technique de contrôle scalaire appelée contrôle Volts / hertz étant parmi les méthodes de contrôle les plus simples. Le contrôle vectoriel est utilisé lorsqu'un couple de haute performance et un contrôle du flux sont nécessaires. Le contrôle vectoriel peut être mis en œuvre en utilisant la technique FOC ou DTC.

Dans les chapitres suivants, il sera étude de modélisation de la MSAP par la transformation de Park est présentée. Puis nous intéressons par la suite à la commande de la MSAP en FOC et DTC. Une simulation numérique a permis de valider le modèle MSAP utilisé.

CHAPITRE II

CHAPITRE II

*Modélisation de la machine synchrone à
aimants permanents dédiée pour la
commande 'FOC'*

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone est d'abord explicité dans le repère triphasé lié à son alimentation en mettant à profil un formalisme matriciel. Ensuite, des transformations mathématiques sont présentées et utilisées afin de substituer aux grandeurs électriques, des composantes facilitant les calculs et les représentations. Un modèle général de cette machine est ensuite présenté ainsi que des modèles plus propices à la conception des commandes abordées dans le cadre de ce travail.

Notre objectif est l'étude et la simulation de la commande vectorielle de la MSAP.

Nous commencerons, par la structure de la commande vectorielle de la MSAP.

Enfin nous passerons en revue quelques résultats de simulation de la commande vectorielle.

II.2 Hypothèses simplificatrices

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [2,26]. Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses à savoir que [27] :

- ✓ La FEM induite est sinusoïdale.
- ✓ La saturation du circuit magnétique, les courants de Foucault et les pertes d'hystérésis sont négligeables.
- ✓ Les résistances invariables avec la température.
- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- ✓ Il n'y a pas de dynamique de courant de champ.
- ✓ Les enroulements de stator sont équilibrés avec le magnétomotrice sinusoïdal distribué force (fmm).

II.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Pour l'application de la commande en vitesse variable, la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents repose sur les paramètres électrique et mécanique (le moment d'inertie, le frottement visqueux, résistances et inductances, flux d'excitation des aimants...), qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécanique, et sur les hypothèses simplificatrices mentionnées ci-dessus [28].

II.3.1 Mise en équation de la MSAP en triphasé

a. Les équations électriques

La figure (II-1) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

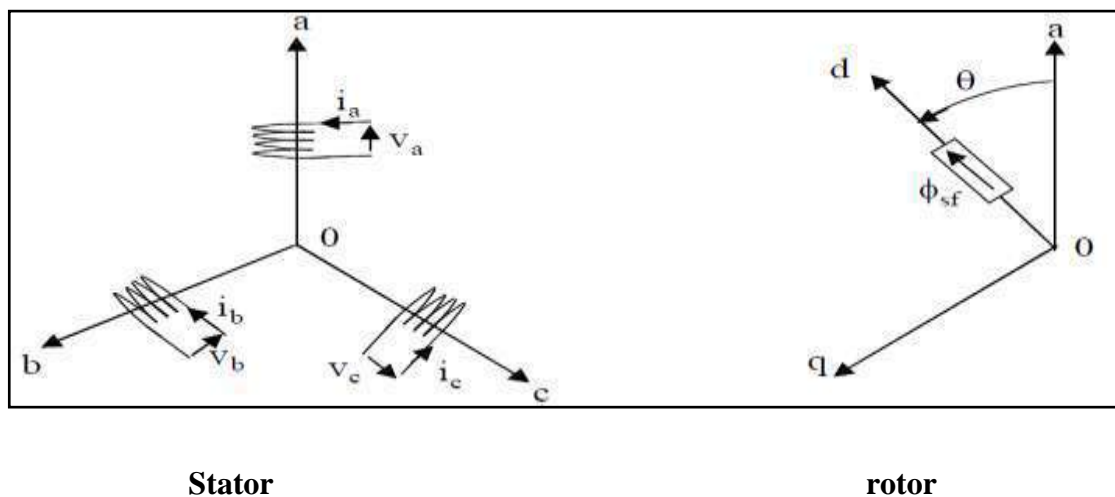


Figure II-1: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents [29].

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone dans le système d'axe (a, b, c) s'écrivent sous la forme suivante:

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s] [\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{II.1})$$

Avec

$$[\mathbf{V}_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} ; [\mathbf{I}_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} ; [\boldsymbol{\phi}_s] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} ; [\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

- $[\mathbf{V}_s]$: vecteur de tensions statoriques ;
- $[\mathbf{I}_s]$: vecteur de courants statoriques ;
- $[\boldsymbol{\phi}_s]$: vecteur de flux total au stator ;
- $[\mathbf{R}_s]$: matrice des résistances statoriques ;

R_s : Résistance par phase statorique.

b. Equations magnétiques

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression :

$$[\boldsymbol{\phi}_s] = [\mathbf{L}_{ss}] [\mathbf{I}_s] + [\boldsymbol{\phi}_f] \quad (\text{II.3})$$

Avec

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} ; [\boldsymbol{\phi}_f] = \phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Où

$[\mathbf{L}_{ss}]$: Matrice d'inductance statorique.

ϕ_{sf} : Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

θ : Position absolue du rotor en degré électrique.

En introduisant (II.1) dans (II.3) on aura :

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s] [\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt}([\mathbf{L}_{ss}] [\mathbf{I}_s] + [\boldsymbol{\phi}_f]) \quad (\text{II.5})$$

II.4 Transformation triphasé – diphasé

On remarque que l'équation (II.5) est non linéaire et couplée pour supprimer ce problème on adopte des changements de variable et des transformations qui réduisent la complexité du système, dans ce cas nous procédons à la Transformation de Park. La projection de grandeurs triphasées dans le repère de Park consiste à exploiter la transformation de Concordia et la transformation de Park. On écrit:

$$\begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = CP(\theta) \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Où : $P(\theta)$: est la matrice de la transformation de Park

C : est la matrice de la transformation de Concordia

II.4.1 Transformation de Concordia

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[V_{abc}]$ $[I_{abc}]$ $[\phi_{abc}]$, la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs originaux $[V_{\alpha\beta 0}]$ $[I_{\alpha\beta 0}]$ $[\phi_{\alpha\beta 0}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. La transformation de Concordia est définie par [30,31]:

$$\begin{cases} [X_{abc}] = [X_{\alpha\beta 0}][C] \\ [X_{\alpha\beta 0}] = [X_{abc}][C]^{-1} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation directe de Concordia et $[C]^{-1}$ est l'inverse, elles sont données par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; [C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

II.4.2 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc , par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

La transformation de Park est définie par la matrice P, aux vecteurs originaux,

$[V_{abc}]$, $[I_{abc}]$ et $[\phi_{abc}]$, la transformation de Park correspond aux vecteurs $[V_{dq0}]$, $[I_{dq0}]$ et $[\phi_{dq0}]$ [30,31 et 32].

La transformation de Park est définie par :

$$\begin{cases} [X_{abc}] = [P(\theta)][X_{dq0}] \\ [X_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{abc}] \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ sont la matrice de passage directe et inverse, elles sont données par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

II.5 Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park

La figure (II-2) illustre la schématisation d'une machine synchrone à aimant permanent, biphasée, équivalente, issue de la transformation de Park

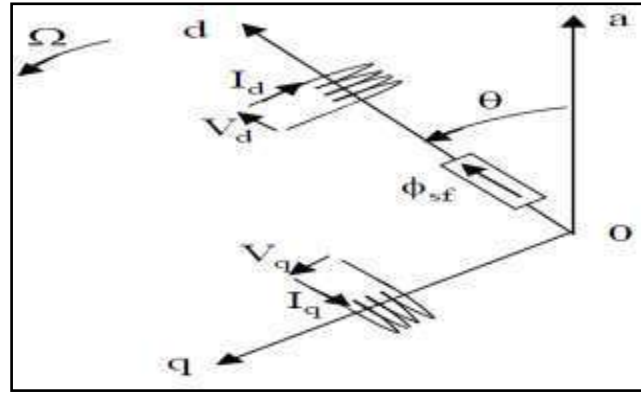


Figure II-2 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système d'équations (II.1) à l'équation dans le repère (d,q) lié au rotor figure (II-2), se fait en utilisant les relations suivantes [9,33 et 34]:

$$\begin{cases} [V_{a,b,c}]^t = [C][P(\theta)][V_{d,q}]^t \\ [I_{a,b,c}]^t = [C][P(\theta)][I_{d,q}]^t \\ [\phi_{a,b,c}]^t = [C][P(\theta)][\phi_{d,q}]^t \end{cases} \quad (II.12)$$

En reportant ces transformations dans le système d'équations (II.1), on obtient :

II.5.1 Équations électriques

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \phi_d - \omega_r \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \phi_q + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (II.13)$$

II.5.2 Équations magnétiques

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (II.14)$$

En introduisant (I.14) dans (I.13) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \phi_d - \omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \phi_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.5.3 Couple électromagnétique de la MSAP

Le couple électromagnétique dans le référentiel (d,q) est donné par l'expression suivante:

$$C_e = \frac{3}{2} P (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \quad (\text{II.16})$$

II.5.4 Équations du mouvement

Si on néglige le frottement sec, le couple électromagnétique fourni est d'une part transmis à la charge et d'autre part sert à l'accélération du moteur et à la compensation du frottement visqueux. Selon la loi de mouvement de Newton l'équation fondamentale de la mécanique régissant un corps en mouvement est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = C_e - C_r \quad (\text{II.17})$$

Avec :

J : Et le moment d'inertie du moteur.

f : 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.

Ω : vitesse mécanique de rotation.

II.6 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension deux niveaux est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes

puissances, le séquençement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (T_a, T_a') , (T_b, T_b') , (T_c, T_c') sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [35,36]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure (II-3) [7].

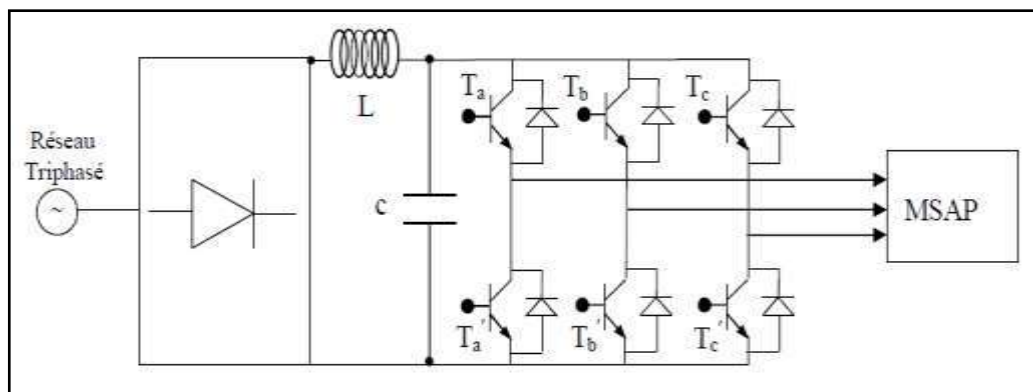


Figure II-3 : Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension.

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée, équilibrée est couplée en étoile avec un neutre isolé [35,37].

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Soit C_k , les signaux de commande des bras K de l'onduleur ; avec $K \in \{1, 2, 3\}$ [38].

$C_k=1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert ;

$C_k=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé). Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, ($V_{sa}+V_{sb}+V_{sc}=0$), alors

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{sa} = \frac{U_c}{3} (2C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bN} = V_{sb} = \frac{U_c}{3} (2C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cN} = V_{sc} = \frac{U_c}{3} (2C_3 - C_1 - C_2) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Sous forme matricielle :

$$[C_K] = [C_1 \ C_2 \ C_3]^T; [V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad (\text{II.19})$$

Où $[V_{sabc}]$ est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

II.6.1 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de la largeur d'Impulsion (MLI). Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé porteuse, ces tensions sont modulées en largeur d'impulsion afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué [7, 39 et 40].

Le schéma bloc de la commande MLI de l'onduleur est donné comme suit :

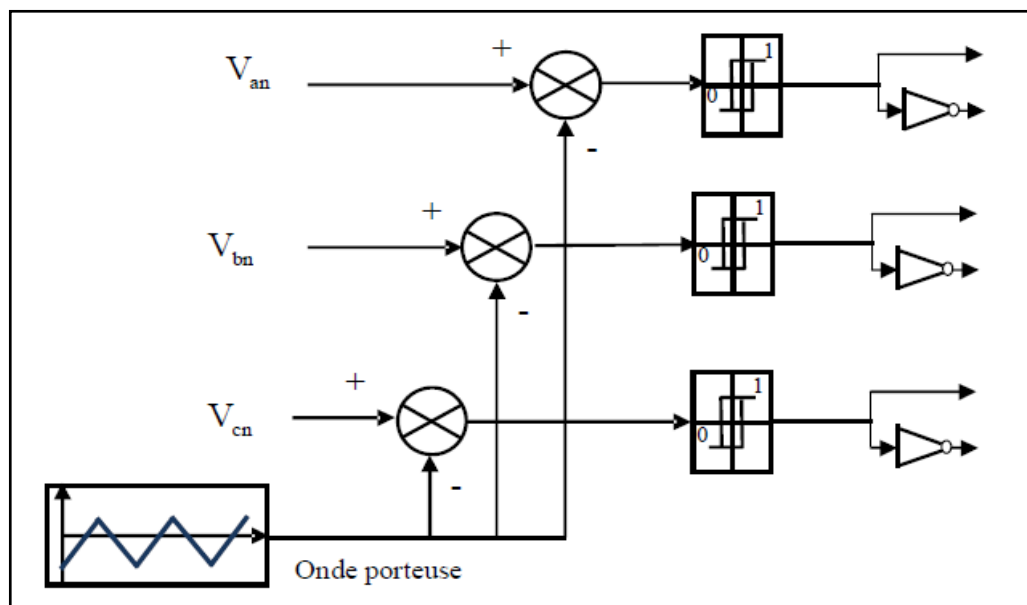


Figure II-4: Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

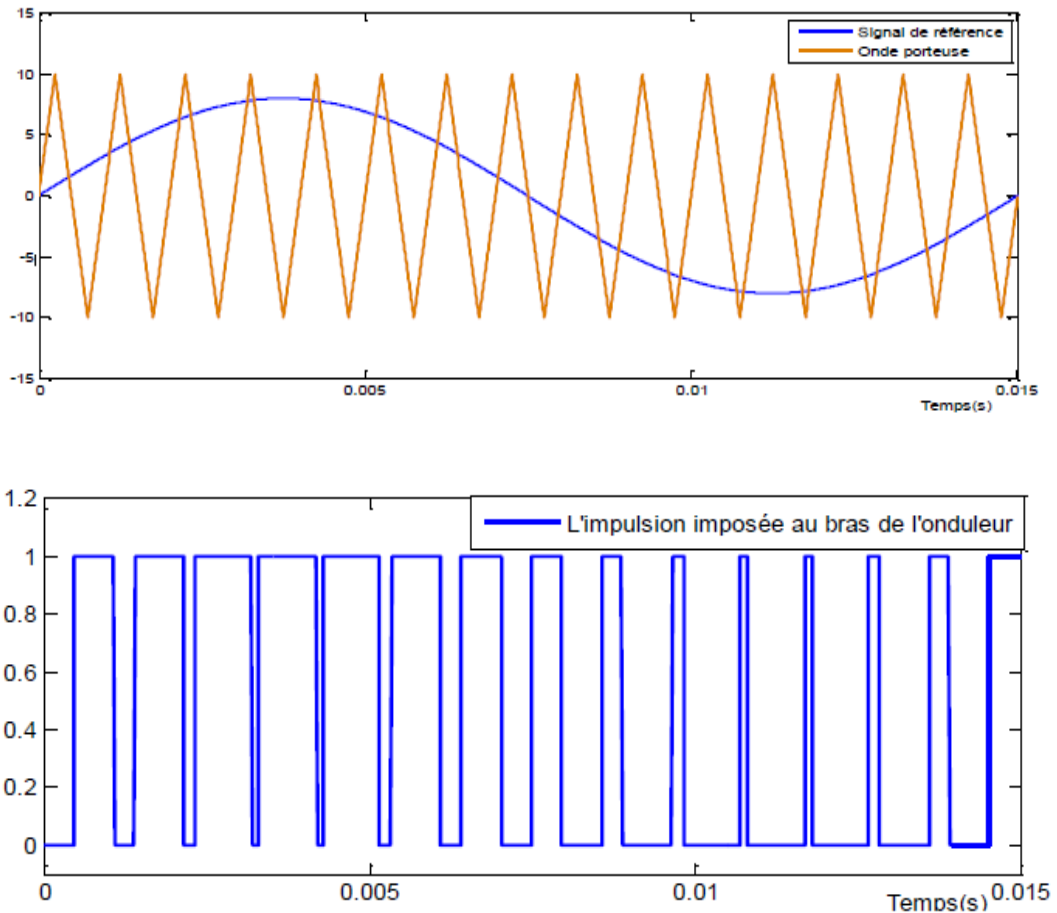


Figure II-5 : Principe de la commande MLI naturelle.

II.7 Modèle de la machine synchrone en vue de la commande

Simuler de façon numérique un système physique, consiste à résoudre le système d'équations qui régissent son fonctionnement. L'écriture sous forme d'équation d'état sera déduite directement à partir des équations du modèle de Park qui peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_q}{L_d} & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} - K_T * \omega_r \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

A partir des équations (II.17), (II.21), on peut établir le schéma bloc suivant :

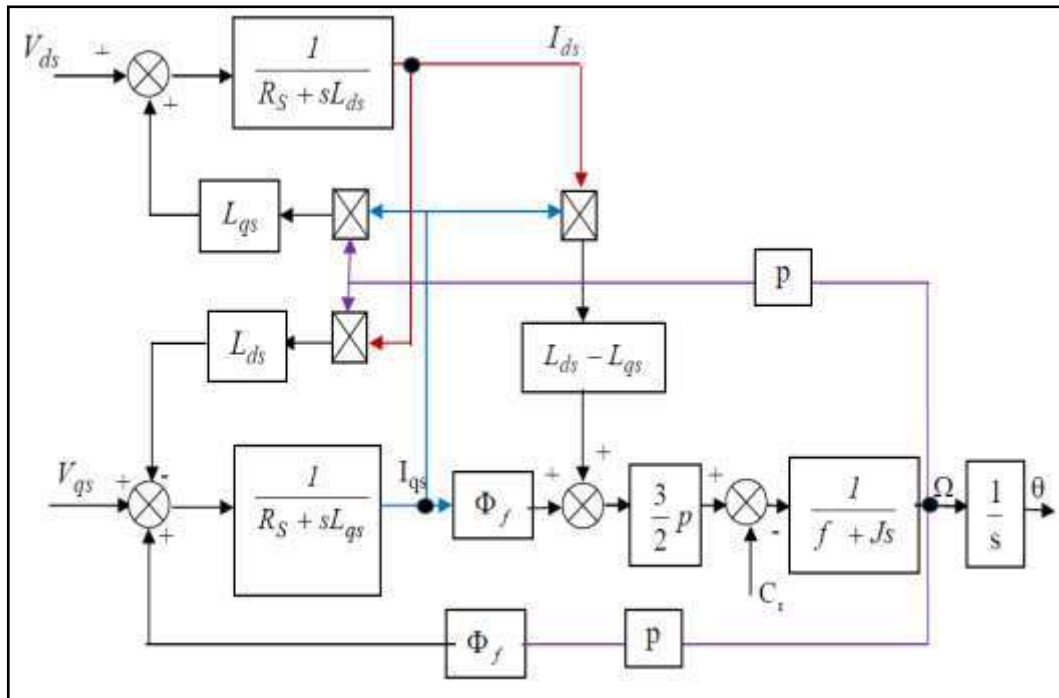


Figure II-6: Modèle de la machine synchrone à aimants permanents.

II.8 Résultats de simulation

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine synchrone à aimant permanent, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau triphasé standard, et puis à travers l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion (MLI) qui sera considéré par la suite.

II.8.1 Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur

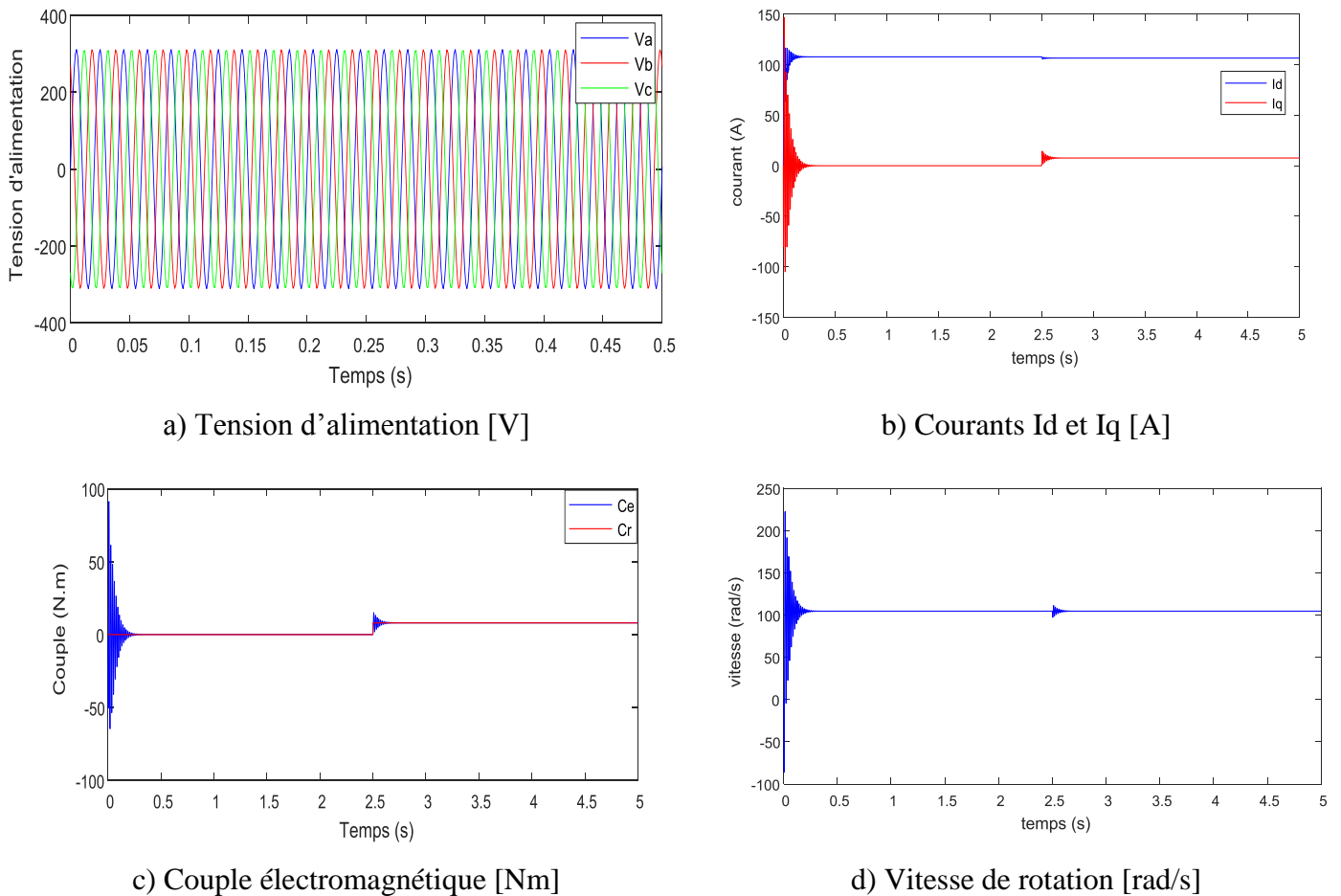


Figure II-7: Résultats de simulations du MSAP sans onduleur

✓ Discussions des résultats

Pour déduire l'effet de la charge mécanique sur le comportement de la MSAP en fonction de la puissance électrique absorbée, un couple de charge sous forme d'escalier est appliqué au moteur alimenté par une source triphasée parfaitement sinusoïdale.

D'après la Figure II-7, (b et c) on a constaté que l'augmentation ou la diminution de couple de charge provoque une augmentation ou une diminution dans les courbes de courant I_d et I_q .

La vitesse de rotation « Figure II-7 (d) » est parfaitement constante quelque soit la variation de couple de charge.

Il est clair donc, que la puissance mécanique de la charge est directement liée à la puissance électrique fournie par la source d'alimentation.

II.8.2 Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur

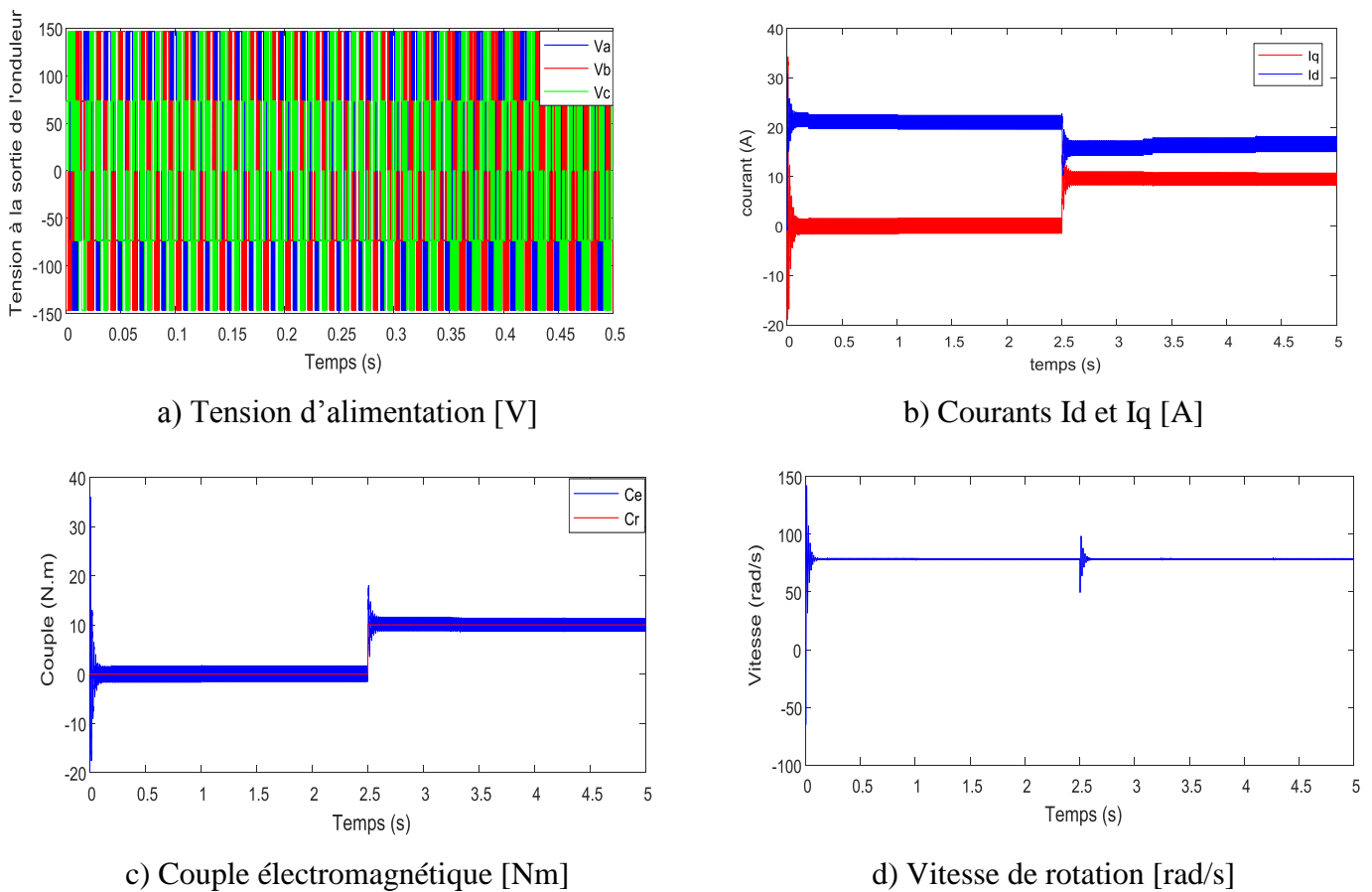


Figure II-8: Résultats de simulations du MSAP avec onduleur

✓ Discussions des résultats

Les résultats de simulation donnés par la figure (II-8), représente la réponse des variables fondamentales de la machine synchrone à aimants permanents à savoir la vitesse de rotation w_r , le couple électromagnétique et le couple de charge 'Cem et Cr' et les courants Id et Iq.

L'allure de la courbe du couple présente au démarrage un pique qui sert à entraîner l'inertie de la machine pendant le régime transitoire, une fois le régime permanent atteint, le couple revient à zéro.

Les courbes des courants I_d et I_q montre bien qu'il existe un couplage entre ces variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

Cette modélisation montre un fort couplage entre les deux composantes du courant et le couple. Il est donc nécessaire de trouver un moyen pour rendre leur contrôle indépendant en vue d'améliorer les performances en régimes dynamiques.

II.9 Commande de la machine synchrone à aimants permanents

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans la configuration de Park est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique [9,33 et 34].

Tous les dispositifs de commande modernes sont imaginés dont l'objectif de retrouver la facilité et la qualité du réglage qu'offre naturellement la machine à courant continu à excitation séparée. La similitude entre la MSAP et la machine à courant continu à excitation séparée est rendu possible par la commande vectorielle ; l'objectif de cette dernière est d'assurer le découplage des axes d , q en moyennant des valeurs de référence i_{dsref} et i_{qsref} , dont le but d'améliorer le comportement statique et dynamique sans dégrader de manière sensible les performances du système [41].

II.9.1 Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

III .9.1.1 Principe

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la MSAP à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec I_{ds} du courant statorique.

Tandis que, la composante I_{qs} permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la MCC.

Si le courant I_{ds} est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant I_{ds} est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage) [7,42].

Le couple électromagnétique développé par la MSAP peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) dans l'équation (II.16).

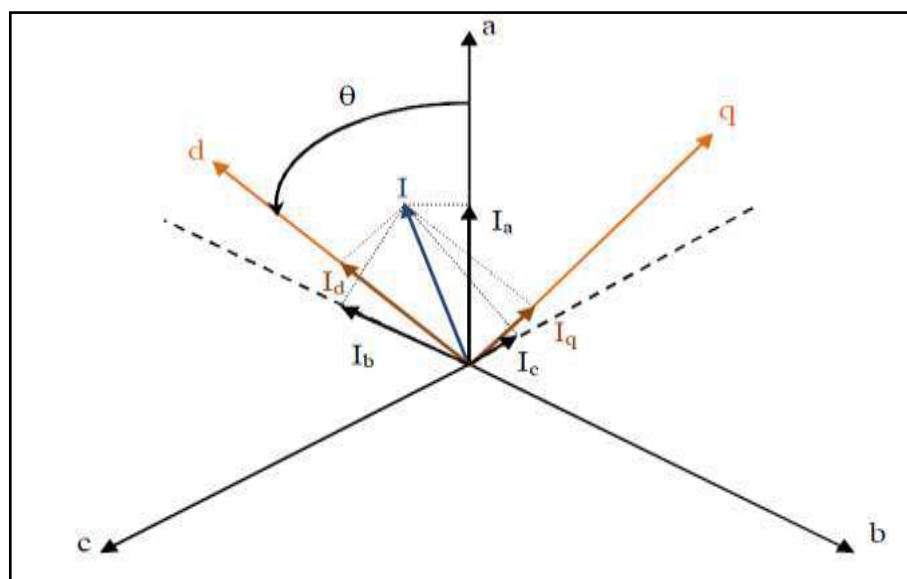


Figure II-9: Passage de système triphasé au système biphasé.

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, comme il est illustré à la figure (II-10), ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant I_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants [7].

$$I_{ds} = 0 \Rightarrow I = I_{qs} \quad (\text{II.22})$$

$$\Phi_f = L_f I_f \quad (\text{II.23})$$

Pour tout régime, le flux et le courant reste en quadrature de sorte que l'évolution du couple suit celle de I_{qs} puisque

$$C_e = K_T I_{qs} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$$K_T = \frac{3}{2} P \phi_f \quad (\text{II.25})$$

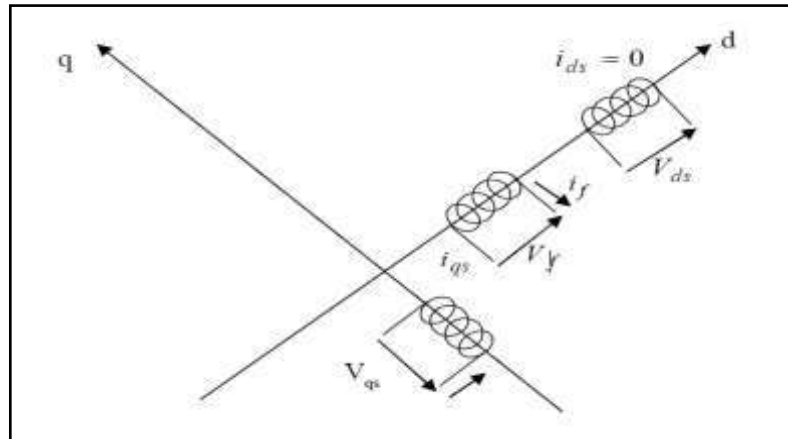


Figure II-10 : Commande par orientation du champ de la MSAP (I_{ds} nul).

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu, ou les courants : I_f et I_{qs} produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

III.9.1.2 Description du système global

La figure (II-11) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q). La référence du courant direct I_{dref} est fixe à zéro ($I_{dref} = 0$) et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_e^* .

Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^* , V_q^* .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas.

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a, b, c), servent de références de tensions (V_a^* , V_b^* , V_c^*) pour la commande de l'onduleur à MLI [29].

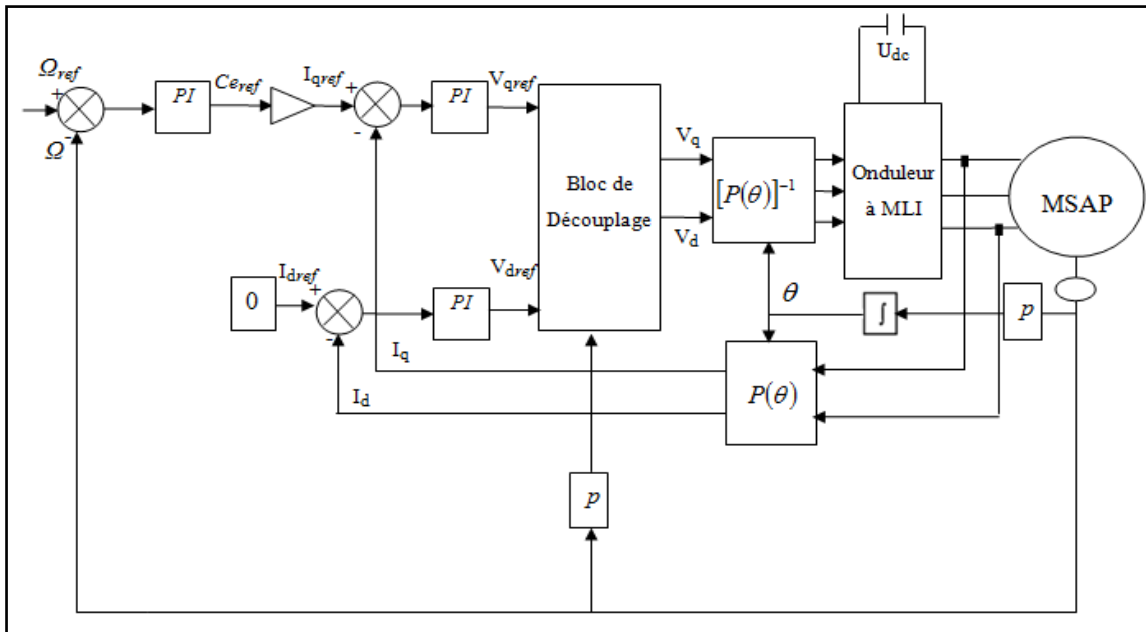


Figure II-11: Commande vectorielle modèle en tension de la MSAP.

II.10 Découplage par compensation

En passant par la transformée de Laplace, des équations de la MSAP, on obtient les expressions relatives aux composantes directe et en quadrature des tensions références statoriques :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d p)I_d - \omega L_q I_q \\ V_q = (R_s + L_q p)I_q + \omega L_d I_d + \omega \phi_f \end{cases} \quad (II.26)$$

La figure (II-10) représente le couplage entre les axes d et q

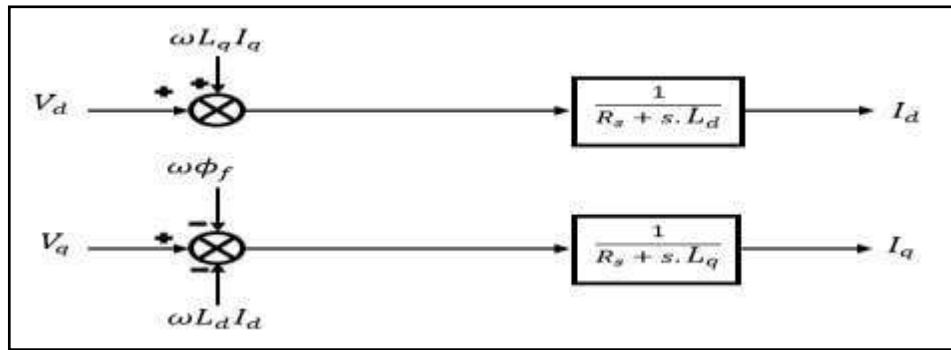


Figure II-12: Description des couplages.

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

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent:

$$\begin{cases} (R_s + L_d p)I_d = V_d - \omega L_q I_q \\ (R_s + L_q p)I_q = V_q + \omega L_d I_d + \omega \phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

On tient à signaler ici que le schéma bloc de la structure de commande en tension contient un bloc de compensation dont les équations sont données comme suit :

Posons :

$$\begin{cases} V_d^* = V_d + e_q \\ V_q^* = V_q + e_d \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_d = V_d^* - e_q \\ V_q = V_q^* - e_d \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Avec

$$\begin{cases} e_q = -\omega L_q I_q \\ e_d = \omega(L_d I_d + \phi_{sf}) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

e_d et e_q représentent les f.é.m. qu'il faut compenser.

Alors on peut donner le schéma bloc de la compensation par la figure (II-11)

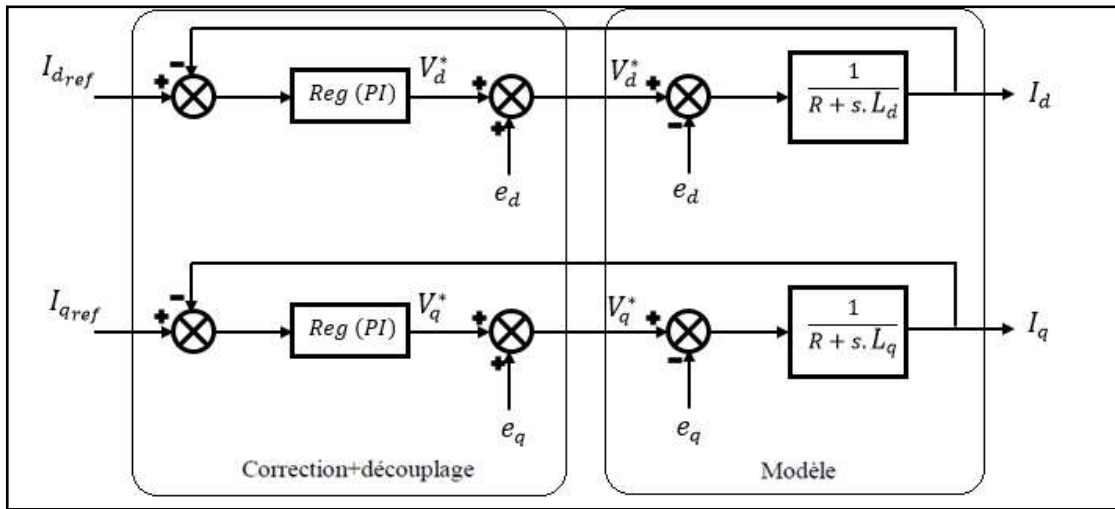


Figure II-13 : Schéma de correction et de découplage par compensation.

II.11 Régulation

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé et que I_d est maintenu nul, la figure (II-6) de chapitre précédent se réduit à la figure (II-12). Cette dernière figure montre que l'axe q de la machine se réduit alors à un schéma équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparé [7]

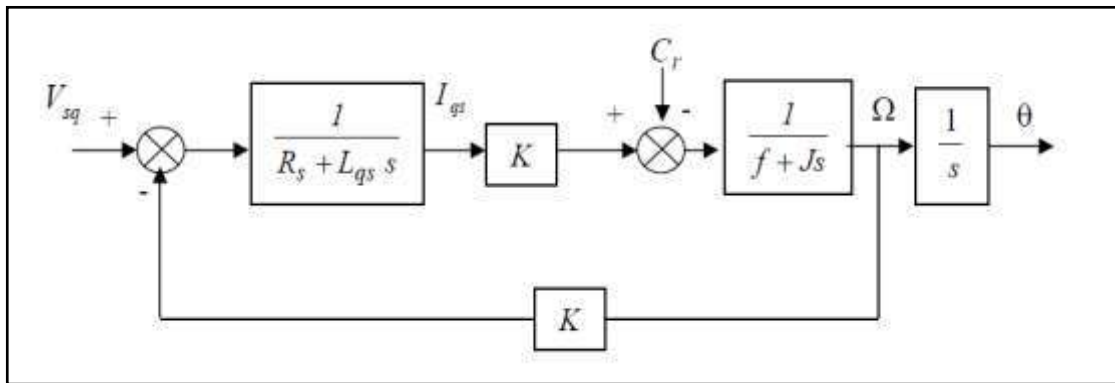


Figure II-14 : Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.

II.11.1 Calcul des régulateurs de courant

Le schéma du control des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles distinctes comme l'indique la figure suivante :

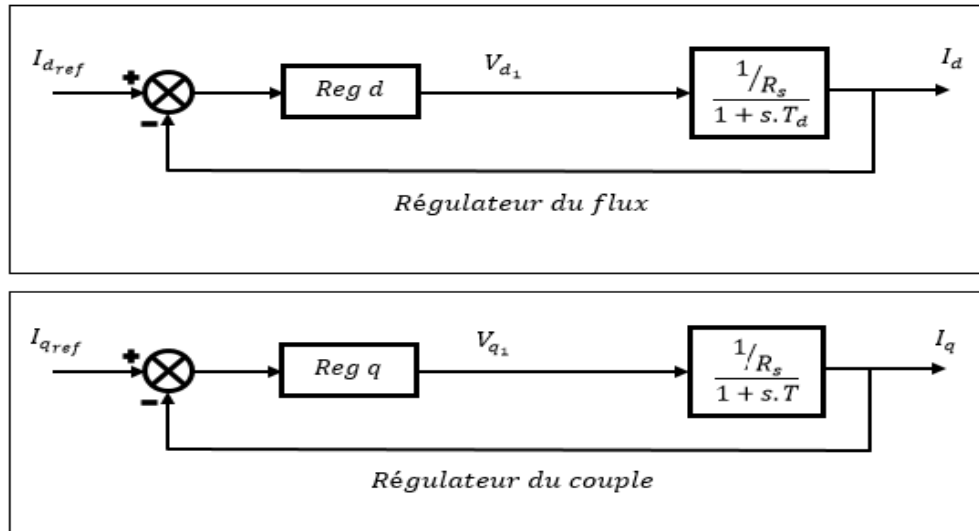


Figure II-15 : Commande des courants en deux boucles indépendantes.

La fonction de transfert en boucle ouverte de régulation de courant I_d $F_{bo}(s)$ est :

$$F_{bo}(s) = \text{Reg}_d(s) \left(\frac{1/R_s}{1+T_d s} \right) \quad (\text{II.30})$$

Avec :

$$T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad \text{et} \quad \text{Reg}_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right)$$

T_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe d .

K_{pd} : est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i_d .

K_{id} : est le gain de l'action intégrale.

Régulateur (Reg d) est choisi comme étant de régulateur proportionnel et intégral.

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_d$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{bo}(s) = \frac{K_{id}}{sR_s} \quad (\text{II.31})$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1^{er} ordre avec une constante de temps:

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{K_{id}}$$

$$F_{bf}(s) = \frac{1}{s \frac{R_s}{K_{id}} + 1} \quad (\text{II.32})$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suit: $K_{id} = \frac{R_s}{\tau_{bf}}$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{repid} = 3 \tau_{bf}$

Les gains K_{pd} et K_{id} de la boucle de régulation de courant I_d sont :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{3R_s}{t_{repid}} \\ K_{pd} = \frac{3L_d}{t_{repid}} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Les gains K_{pq} et K_{iq} de la boucle de régulation de courant I_q sont calculés par la manière de la boucle de courant I_d :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{3R_s}{t_{rep iq}} \\ K_{pq} = \frac{3L_q}{t_{rep iq}} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

II.11.2 Calcul des régulateurs de vitesse

Le régulateur de vitesse permet la détermination du couple de référence afin de maintenir la vitesse constante. En insérant un régulateur *PI* dans la boucle de vitesse on obtient le schéma de la figure suivante :

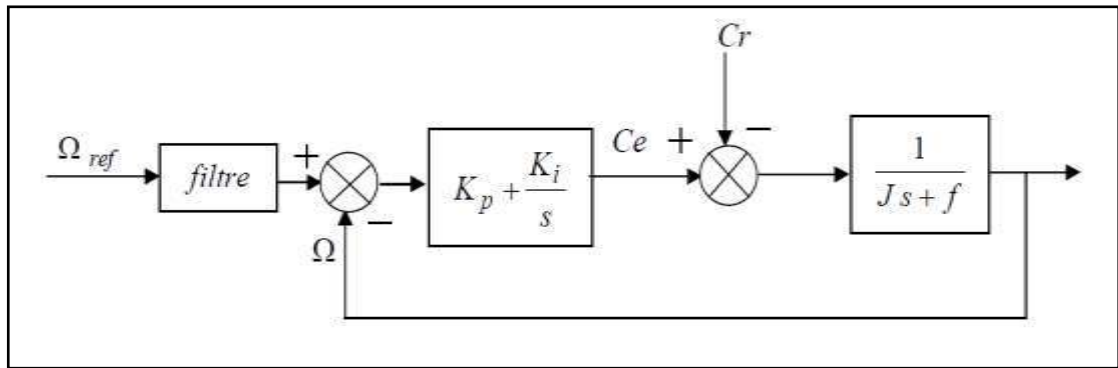


Figure II-16 : Commande de la vitesse

On a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la FTBF du Système (machine + régulateur PI).

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

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{II.35})$$

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

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{Js+f} \quad (\text{II.36})$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{Js^2 + (f + K_p)s + K_i} \quad (\text{II.37})$$

La $FTBF_{\Omega}$ possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \left(\frac{2\delta}{\omega_0} \right) s + 1 \quad (\text{II.38})$$

Alors

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{II.39})$$

$$\frac{f + K_p}{K_i} = \frac{2\delta}{\omega_0} \quad (\text{II.40})$$

Avec δ : coefficient d'amortissement

On choisit alors le coefficient d'amortissement δ et ω_0 on déduit K_i et K_p

Avec

$$K_i = J \omega_0^2 \quad (\text{II.41})$$

$$K_p = \frac{2\delta K_i}{\omega_0} - f \quad (\text{II.42})$$

II.12 Simulation de la commande vectorielle (FOC) de la MSAP alimentée en tension

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation dans le cas du réglage classique d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux, avec un régulateur PI face à une vitesse de référence de 100 rad/s, suivie d'une application d'un couple résistante de 5 (Nm) à une période de [0.1s] entre $t=0.2$ (s) et $t=0.3$ (s).

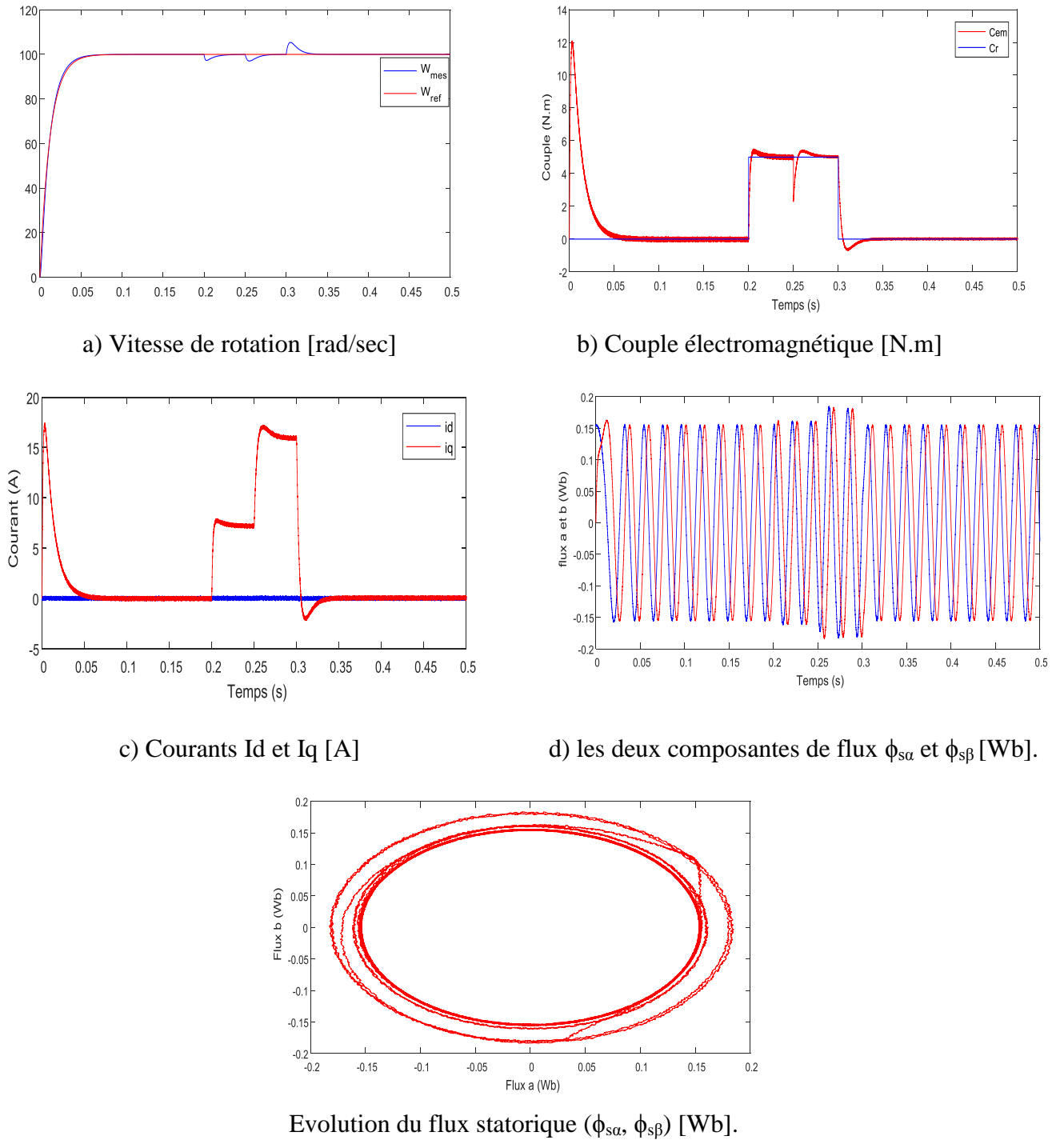


Figure II-17: Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.2s$ et puis si en décharger en $t=0.3$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s

✓ Discussions des résultats

Pour simuler le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP, on démarre la machine à vide puis on insère un couple de charge, à l'instant $t=0.2s$. La figure II-17(a), montre l'évolution de la vitesse rotorique après l'application d'un profil de couple de charge. Nous pouvons remarquer que la vitesse diminue puis revient à sa valeur initiale. On observe, à partir II-17 (b), de faibles oscillations du couple et de la vitesse à cause de l'utilisation de l'onduleur MLI.

Dans la figure II-17 (c), on constate que le courant I_q augmente pendant la phase de démarrage puis diminue pour atteindre une valeur constante. En régime permanent et après l'application du couple de charge, le courant I_q est proportionnel au couple électromagnétique. Par ailleurs, le courant I_d est maintenu égal à zéro et il suit la consigne pendant tout le cycle de fonctionnement. D'après cette figure, on remarque que les courants I_d et I_q sont bien réglés, par conséquent la commande est robuste vis - à- vis des variations brusques de la charge. Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux des aimants traduit par l'évolution des courants direct et en quadrature. De plus, Les mesures suivent les consignes, ce qui permet de valider les performances du régulateur de courant. La figure II-17 (d) montre que les deux composantes de flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ augmentent légèrement, puis ils diminuent pour atteindre une faible valeur en régime permanent à vide, en suivant l'évolution de la charge dans l'instant d'application de la charge.

II.13 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté des fondations sur la MSAP, ainsi que sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. Pour cela, nous avons établi les équations de la machine ramenée à deux axes, selon la transformation de Park en régime transitoire. Le modèle obtenu est facile à exploiter pour la réalisation des lois de commande avancées. En effet, c'est un modèle qui n'est pas fortement non linéaire. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasée a été présenté.

A travers ce chapitre, on a présenté la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP. L'application de la commande vectorielle et le bon choix des coefficients des régulateurs, nous ont permis, d'une part à réaliser le découplage de la machine pour aboutir à un modèle linéaire analogue à celui d'une machine à courant continu et d'autre part l'obtention de bonnes performances à savoir la stabilité, la précision et la rapidité. Ces constatations sont confirmées par les résultats de simulation obtenus sous environnement Matlab.

A la suite de quoi et dans le but de palier les inconvénients de la commande vectorielle, nous avons essayé dans le chapitre suivant de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine synchrone à aimants permanents, on parle ici d'une commande directe du couple appelée (DTC).

CHAPITRE III

CHAPITRE III

*Commande directe du couple (DTC) de la
MSAP*

III.1 Introduction

Les associations onduleur de tension- machine à courant alternatif constituent un enjeu essentiel dans le milieu industriel, les stratégies de commande de ces associations n'ont cessé de se développer au fil des années. Parmi elles, après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel. La stratégie de commande DTC (venu du terme anglais " Direct Torque Control "), plus récente que la commande vectorielle a été inventée par I. Takahashi au milieu des années 80. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple. 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 alimenté par un onduleur de tension. L'association de la DTC à la MSAP a permis d'avoir des systèmes d'entraînement de performances très élevées [9].

Les principes de base de la DTC ont été établis dans ce chapitre, où on a supposé que la vitesse de la machine est assez élevée, pour négliger l'influence du terme résistif. Ces hypothèses ne sont plus vérifiées, si l'on se place dans des conditions de fonctionnement à basses vitesses. Dans ce chapitre, nous allons présenter les structures de la commande DTC.

Afin les systèmes MSAP et DTC ont été expliqués en détail. Nous allons étudier le modèle de simulation de DTC de MSAP est programmé dans Matlab Simulink. Le modèle de simulation est présenté et les résultats sont discutés.

III.2 Principes généraux de la commande directe du couple

Le principe de la commande DTC est différent. L'objectif est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. Les sorties de ces régulateurs déterminent le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de

régulateur suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur nécessitant un pas de calcul très faible [43, 44 et 45].

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. La commande par DTC de MSAP, peut être schématisée par la figure suivante :

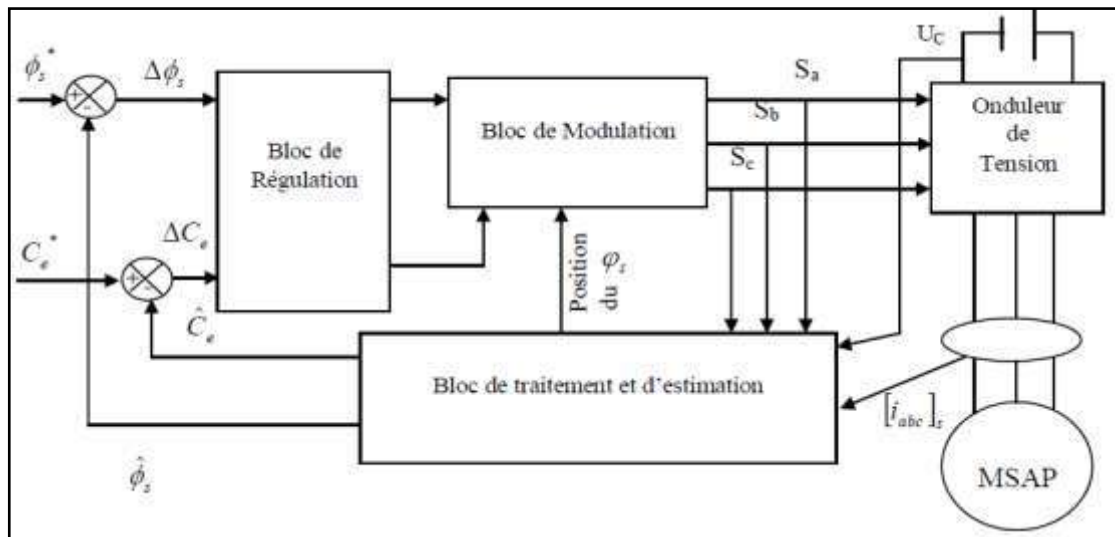


Figure III-1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP.

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

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande indirecte des intensités et tensions 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 [50] ;

Cette méthode de commande a pour avantages [46] :

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d,q) ;

- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- 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 est très rapide ;

Et pour inconvénients [46]:

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- 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). Cela conduit à un contenu harmonique riche qui augmente les pertes, amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques ;

III.3 Stratégie de commande directe du couple et de flux

Dans cette technique Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant [9, 47-49]:

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MSAP.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique, en utilisant les équations (III.1), (III.4 et (III.10).
- On estime le couple électromagnétique de la MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (III.11).
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

III.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [51]:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \Rightarrow \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.1})$$

Où : $\bar{\phi}_{s0}$ est le vecteur flux à l'instant $t = 0$.

Dans cette étude nous allons considérer le terme $R_s \bar{I}_s$ négligeable devant le vecteur de tension \bar{V}_s ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. A partir de l'équation précédente on trouve :

$$\Delta \bar{\phi}_s = \bar{V}_s T_e \quad (\text{III.2})$$

On constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par \bar{V}_s , figure (III-2).

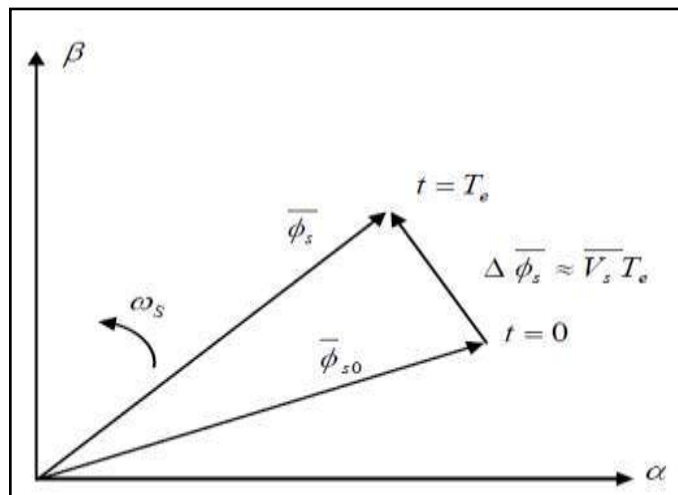


Figure III-2: Evolution de l'extrémité de $\bar{\phi}_s$ pour $R_s \bar{I}_s$ négligeable.

En choisissant une séquence appropriée du vecteur \bar{V}_s sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s$ la trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux $\bar{\phi}_s$ pratiquement constant. Pour cela, il

suffit de faire suivre à l'extrémité de $\bar{\phi}_s$ une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s [47, 49 et 52].

Dans le cas de la MSAP, le flux statorique continue à changer même lorsque le vecteur de tension nul est appliqué parce que les aimants permanents tournent avec le rotor. Par conséquent l'application des vecteurs de tension nuls est à proscrire pour contrôler le flux statorique de la MSAP. En d'autres termes, le flux statorique doit être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [53].

En supposant le terme $R_s \bar{I}_s$ négligeable, on montre que la dérivé du vecteur flux $\frac{d\bar{\phi}_s}{dt}$, qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égal au vecteur de tension \bar{V}_s . Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la direction de \bar{V}_s à une vitesse constante et égale à $\sqrt{\frac{3}{2}} U_C$ [53].

Sur la figure (III-3), on représente trois directions possibles du vecteur flux $\bar{\phi}_s$. Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité et de son amplitude conserve sa valeur. Par contre, dans le cas où \bar{V}_s est décalée par rapport à la perpendiculaire du vecteur flux $\bar{\phi}_s$ on observe un ralentissement (respectivement, accélération) du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude.

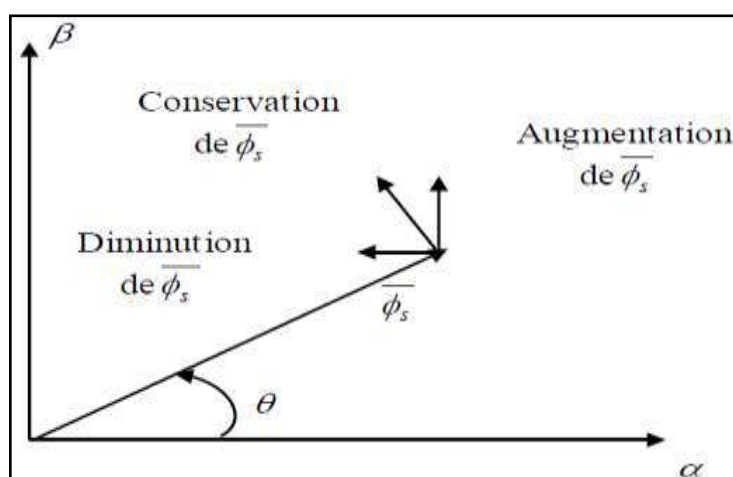


Figure III-3: Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension \bar{V}_s .

III.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [9]:

$$C_e = k (\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}'_r) = k \|\bar{\phi}_s\| \|\bar{\phi}'_r\| \sin(\delta) \quad (\text{III.3})$$

Tel que : $k = \frac{P}{Lq}$

Avec :

- $\bar{\phi}_s$ est le vecteur de flux statorique ;
- $\bar{\phi}'_r$ est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- δ est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}'_r$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\phi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\bar{\phi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée.

III.4 Choix du vecteur tension [54]

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

L'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans « secteur (S) » est décomposé en six zones S_i , avec $i=[1..6]$, telle que représentée sur la figure (III-4).

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

- \bar{V}_{i+1} Si est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e croît.
- \bar{V}_{i-1} Si est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e décroît.
- \bar{V}_{i+2} Si est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e croît.

- \bar{V}_{i-2} Si est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e décroît.
- Si \bar{V}_0 , ou \bar{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 inchangée.

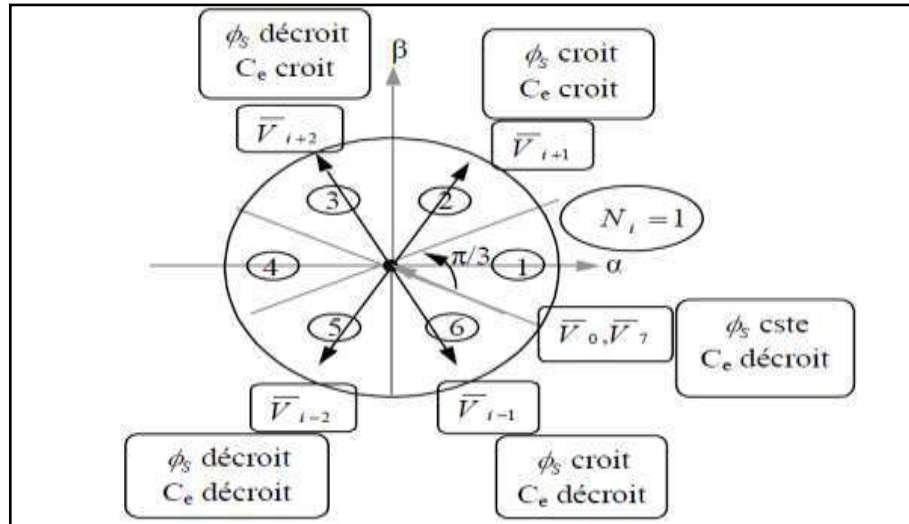


Figure III-4: Choix du vecteur de tension.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquée dépend également de la position du vecteur flux dans la zone S_i .

En effet, en début de zone, les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$, d'où une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$, alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

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

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

Un estimateur du flux en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

III.5 Estimation du Flux et du Couple

Les principes de la DTC ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [9, 47 et 48].

III.5.1 Estimation du flux statorique [4] [43]

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

A partir de l'équation (III.1), on obtient les composantes (α, β) liées au stator du vecteur $\bar{\phi}_s$:

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ sont déterminées à partir des commandes (T_a, T_b, T_c), de la mesure de la tension U_c et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (T_a - \frac{1}{2} (T_b + T_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (T_b - T_c) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

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

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + j I_{s\beta} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{III.9})$$

La zone Ni dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\hat{\phi}_{s\alpha}$ et $\hat{\phi}_{s\beta}$. L'angle θ entre le référentiel (α, β) et le vecteur $\bar{\phi}_s$ est égal à :

$$\theta = \text{Arctg} \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \quad (\text{III.10})$$

III.5.2 Estimation du couple électromagnétique [4,54]

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

$$\hat{C}_e = P [\hat{\phi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (\text{III.11})$$

III.6 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC

III.6.1 Le correcteur du flux [51]

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III-5).

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

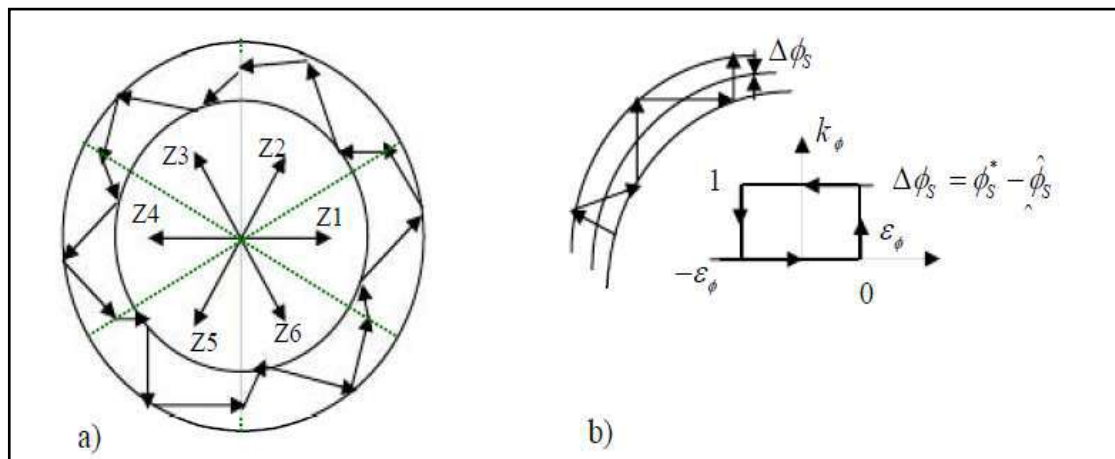
On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } k_\phi = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \quad \text{et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} > 0 & \text{alors } k_\phi = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \quad \text{et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} < 0 & \text{alors } k_\phi = 1 \\ \text{Si } \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } k_\phi = 0 \end{array} \right. \quad \text{(III.12)}$$

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

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

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



a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux.

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

Figure III-5 : Le correcteur du flux

III.6.2 Le correcteur du couple [55]

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

$$\left| c_e^* - \hat{c}_e \right| \leq \varepsilon_{ce} \quad \text{(III.13)}$$

Avec c_e^* la consigne du couple.

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

Deux solutions peuvent être envisagées:

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

III.6.2.1 Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\bar{\phi}_s$. N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\bar{\phi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [54].

III.6.2.2 Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne C_{cpl} indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$ pour une consigne positive et $C_{cpl} = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($C_{cpl} = 0$) [54].

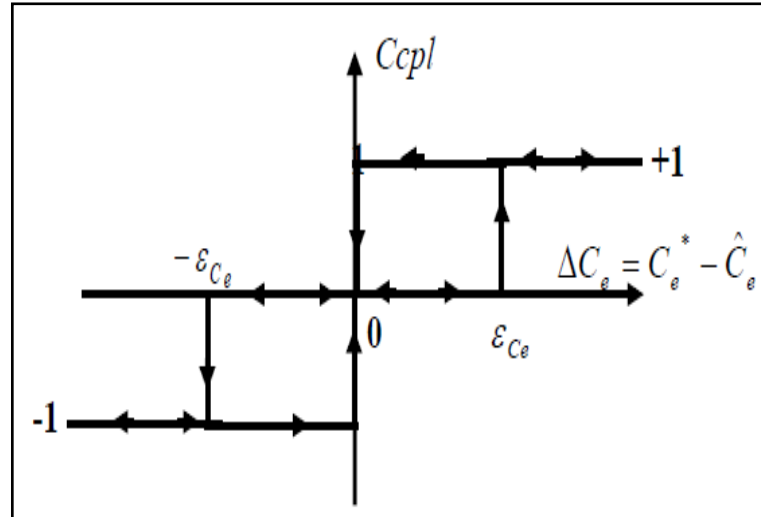


Figure III-6:Correcteur de couple à trois niveaux.

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

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon_{ce} & \text{alors } Ccpl = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce} & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 \quad \text{alors } Ccpl = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{ce} & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 \quad \text{alors } Ccpl = 1 \\ \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon_{ce} & \text{alors } Ccpl = -1 \\ \text{Si } -\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 \quad \text{alors } Ccpl = 0 \\ \text{Si } -\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_e < 0 & \text{et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 \quad \text{alors } Ccpl = -1 \end{array} \right. \quad (\text{III.14})$$

III.7 Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_e , et selon la position du vecteur de flux statorique ($N=1,\dots,6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (III-7) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [48].

Le tableau (III.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	<i>AUGMENTATION</i>	<i>DIMINUTION</i>
ϕ_s	$V_{i-1}, V_i \text{ et } V_{i+1}$	$V_{i+2}, V_{i+3} \text{ et } V_{i-2}$
C_e	$V_{i+1} \text{ et } V_{i+2}$	$V_{i-1} \text{ et } V_{i-2}$

Tableau (III.1) : Table de commutation.

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
$\phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_7
$\phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau (III.2) : Table de commande du flux.

	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
$C_e \uparrow$	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6
$C_e \downarrow$	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3

Tableau (III.3) : Table de commande du couple.

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension active :

<i>flux</i>	<i>Couple</i>	<i>N=1</i>	<i>N=2</i>	<i>N=3</i>	<i>N=4</i>	<i>N=5</i>	<i>N=6</i>	<i>Correcteur</i>	
	<i>Ccpl=1</i>	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2	
$k_\phi=0$	<i>Ccpl=0</i>	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	<i>Niveau</i>	
	<i>Ccpl=-1</i>	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveau	
	<i>Ccpl=1</i>	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2	
$k_\phi=1$	<i>Ccpl=0</i>	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	<i>Niveau</i>	
	<i>Ccpl=-1</i>	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveau	

Tableau (III.4) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêté et entraîne aussi une décroissance du couple, nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

<i>flux</i>	<i>Couple</i>	<i>N=1</i>	<i>N=2</i>	<i>N=3</i>	<i>N=4</i>	<i>N=5</i>	<i>N=6</i>	<i>Correcteur</i>	
	<i>Ccpl=1</i>	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2	
$k_\phi=0$	<i>Ccpl=0</i>	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	<i>Niveau</i>	
	<i>Ccpl=-1</i>	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveau	
	<i>Ccpl=1</i>	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2	
$k_\phi=1$	<i>Ccpl=0</i>	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	<i>Niveau</i>	
	<i>Ccpl=-1</i>	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveau	

Tableau (III.5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

III. 8 Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP

La Figure (III-7) représente la structure générale du contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension. A chaque période

d'échantillonnage T_e on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposé. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type *PI* pour construire la référence du couple.

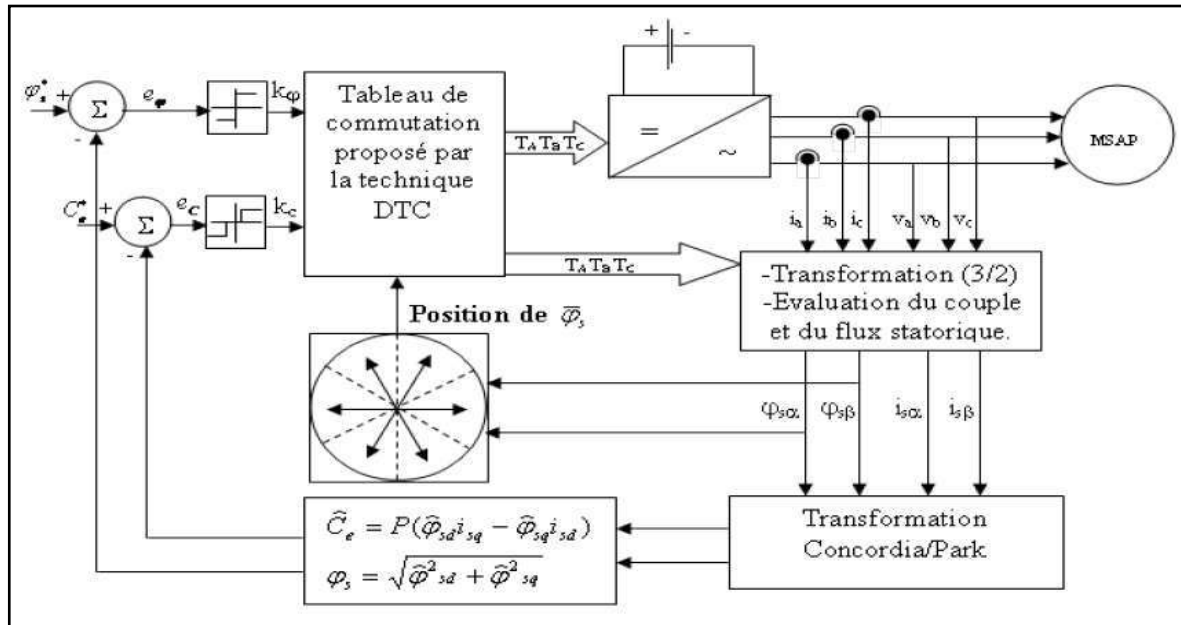
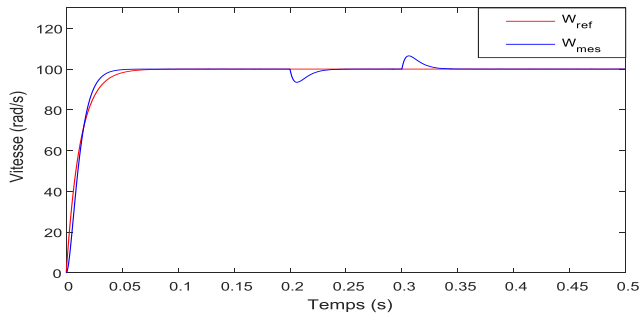


Figure III-7: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP.

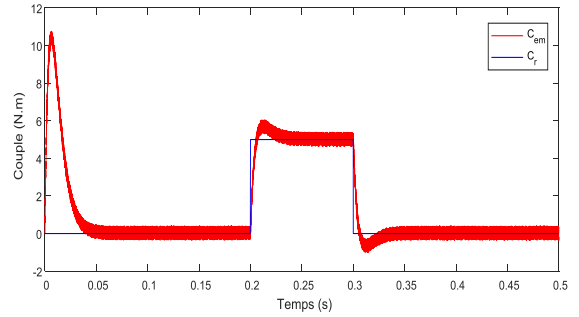
III. 9 Résultats de simulation de la DTC classique et interprétation

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé, en présence de la boucle de réglage de la vitesse par un correcteur PI.

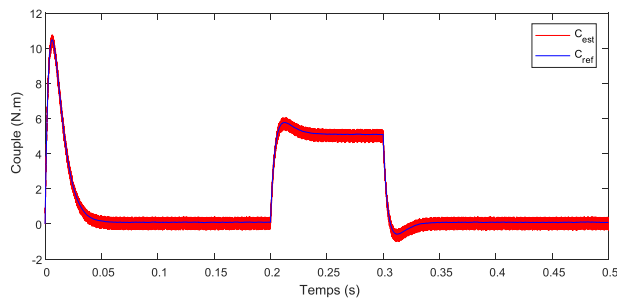
Les figures (III-8. « a à g ») représentent les résultats de simulation obtenus de la commande DTC classique à vide puis on insère un couple de charge $C_r = 5\text{Nm}$ à l'instant $t = 0.2\text{s}$. La machine tourne avec une vitesse 100rad/s .



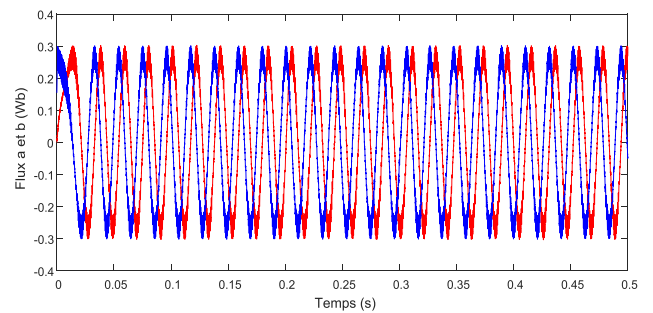
a) Vitesse de rotation [rad/s]



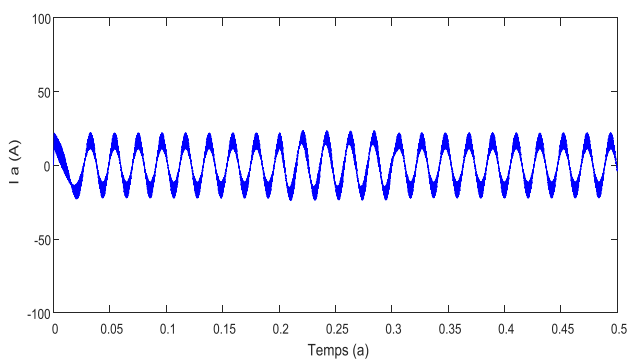
b) Couple électromagnétique [Nm]



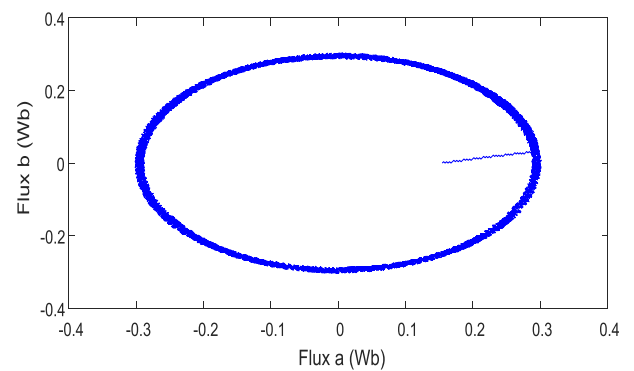
c) Couple électromagnétique [Nm]



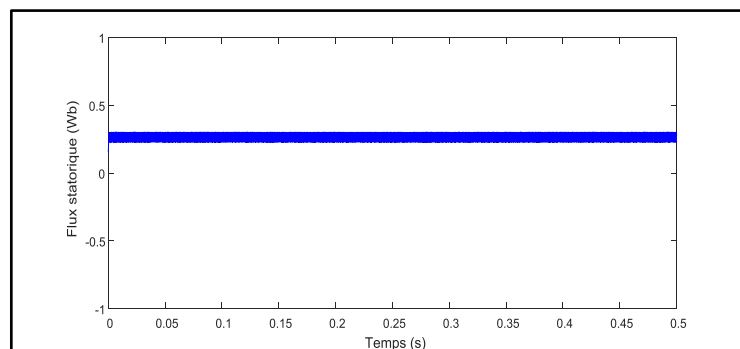
d) les deux composantes de flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ [Wb].



e) Courant Ia [A].



f) Evolution du flux statorique ($\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$) [Wb].



g) Module de flux statorique [web]

Figure III-8: Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.2s$ et puis si en décharger en $t=0.3$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s

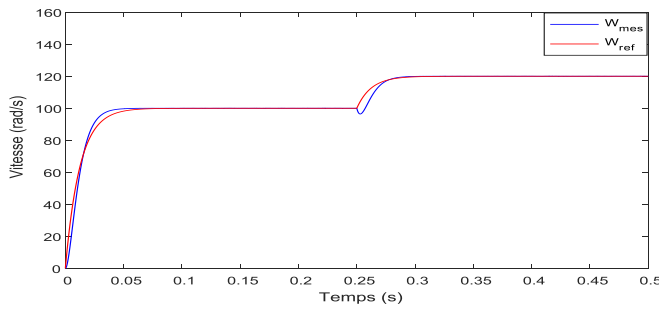
✓ Interprétation des résultats

Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

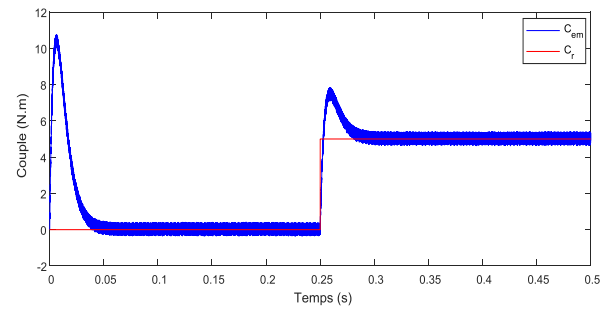
On remarque aussi que le flux n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi que Le courant de phase à une forme sinusoïdale est réponde avec succès à ce type de test.

❖ Test de robustesse pour une variation de la vitesse

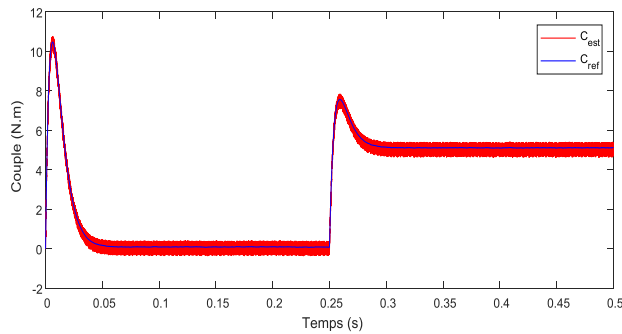
Pour tester d'avantage de la robustesse de la commande vis à vis à une variation de référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de 100 rad/s à 120rad/s à l'instant $t=0.25s$ après un démarrage en charge, sont représentés dans la figure suivante :



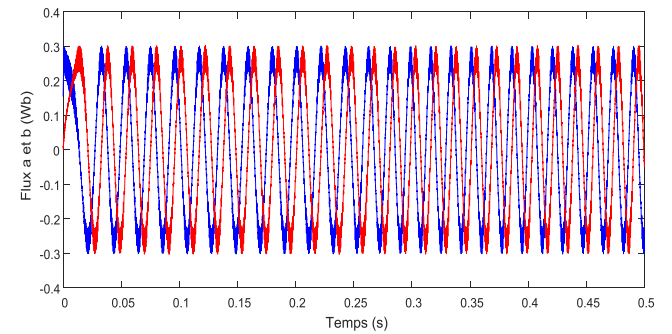
a) Vitesse de rotation [rad/s]



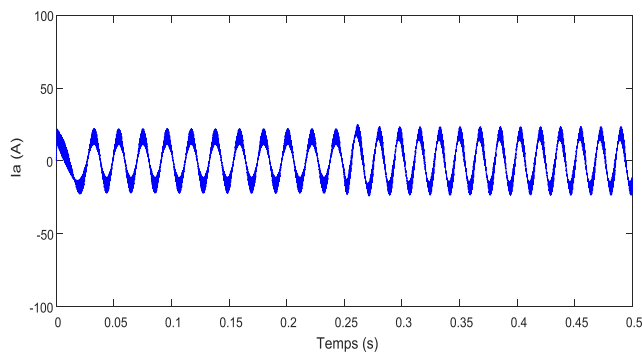
b) Couple électromagnétique [Nm]



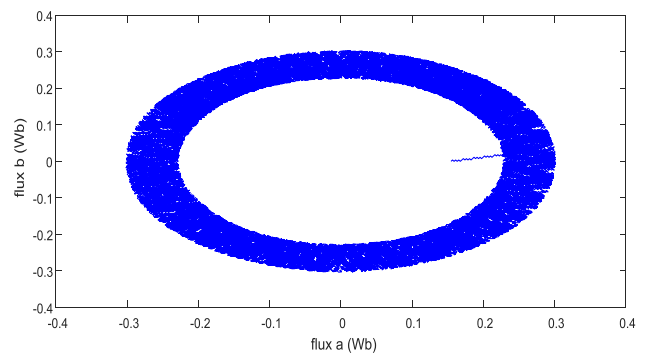
c) Couple électromagnétique [Nm]



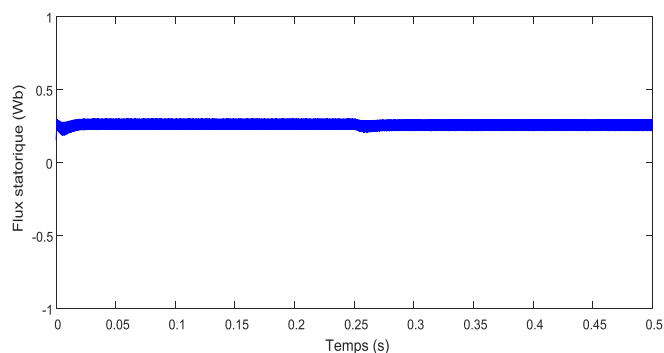
d) les deux composantes de flux ϕ_{sa} et ϕ_{sb} (Wb).



e) Courant Ia [A].



f) Evolution du flux statorique (ϕ_{sa} , ϕ_{sb}) [Wb].



g) Module de flux statorique [web]

Figure III-9 : Résultats de simulation pour variation de la vitesse (100 rad/s à 120rad/s)

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple électromagnétique stabilisé au voisinage la valeur de la charge puis augmenté après 0.25s c'est-à-dire l'application de la variation de vitesse de référence et stabilisé à 5N.m.

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

❖ Test de robustesse

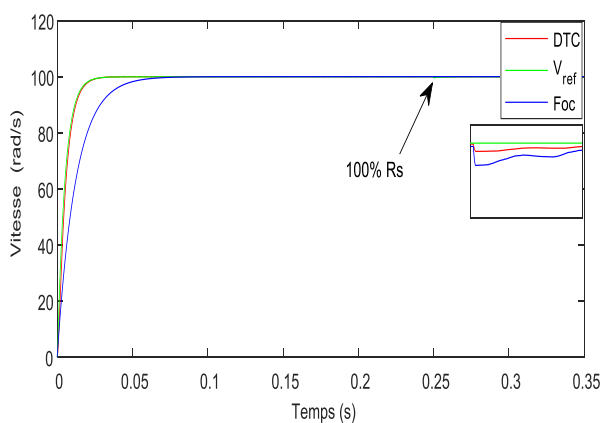
Pour mettre en évidence la sensibilité de la commande DTC, on teste les performances du la commande DTC par rapport FOC on réalise les tests de robustesse suivants :

- Une variation du moment d'inertie J .
- Une variation de la résistance statorique R_s .

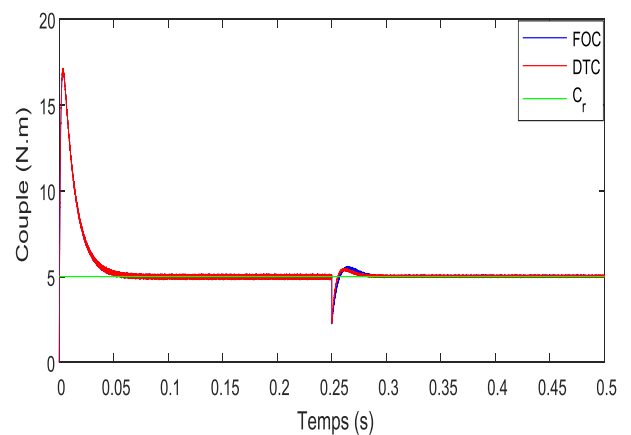
Le tableau suivant résume les variations et les courbes correspondantes.

	FOC	DTC
R_s	$2 * R_s$	$2 * R_s$
J	$2 * J$	$2 * J$

a) Résultats de simulation lors des variations de la résistance $R_s=2R_s$, a $t=0.25s$.



a) Vitesse de rotation [rad/sec]



b) Couple électromagnétique [N.m]

Figure III-10: Résultats de simulation lors des variations de résistance R_s .

La figure (III-10) montre que les variations de R_s influent directement la dynamique de la vitesse pour la commande FOC par contre on observe des petites variations au niveau de vitesse pour la commande DTC.

Les variations paramétriques montrent que la commande DTC donne des résultats plus robustes que la commande FOC.

b) Résultats de simulation lors des variations de l'inertie J

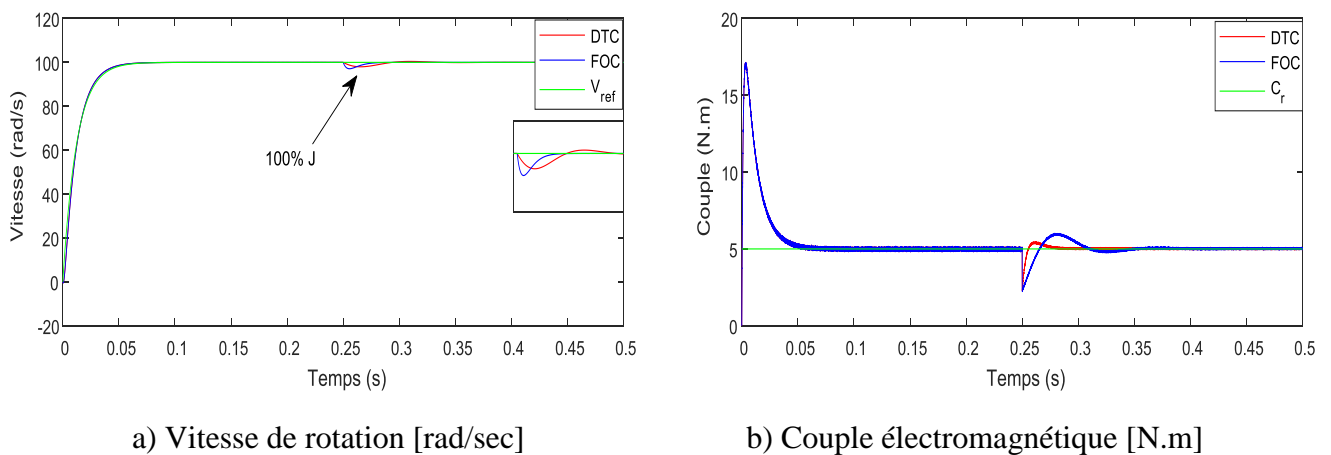


Figure III-11: Résultats de simulation lors des variations de J

La figure (III-11) montre la variation de l'inertie dans les deux type de commande, on remarque que la diminution de l'inertie se traduit par un temps de réponse plus longue pour la commande FOC, mais avec peu d'influence pour la commande DTC.

III.10 Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus à travers les deux commandes étudiées (la commande vectorielle (FOC) et la commande directe de couple (DTC)) appliquées à la machine synchrones à aimants permanents (MSAP), il est nécessaire d'effectuer une comparaison des caractéristiques statiques et dynamiques des deux techniques de commande et ce dans les mêmes conditions de fonctionnement (référence, charges perturbation, ...etc.) et dans la même configuration de simulation (pas d'échantillonnage, durée de simulation, ...etc.).

La meilleure commande sera celle qui répond mieux à l'exigence à savoir :

- Meilleures performances statique et dynamiques
- Meilleures poursuites des consignes de contrôle
- Meilleures rejets de perturbations
- Insensibilité aux variations des paramètres

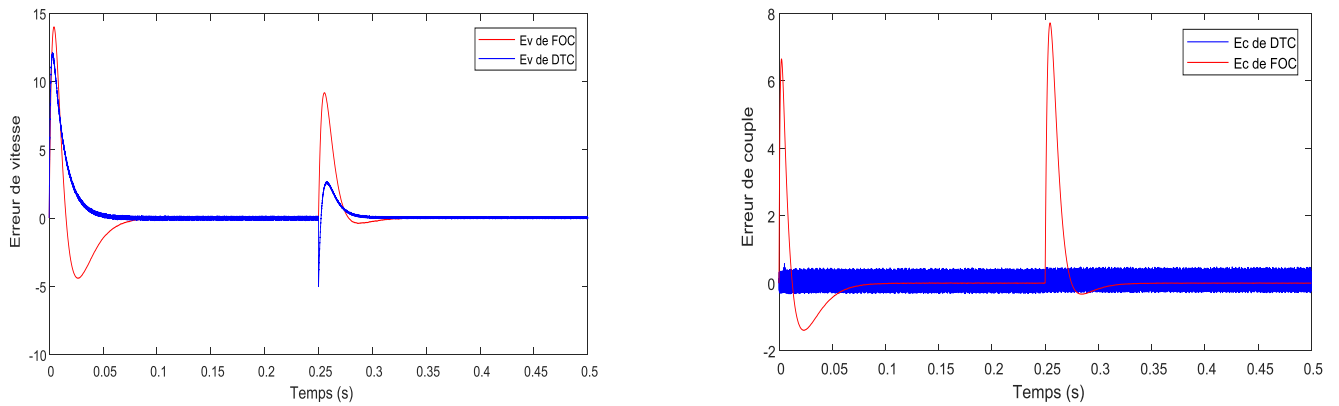


Figure III-12 : Résultats de simulation pour variation de la vitesse (100 rad/s à 120rad/s)

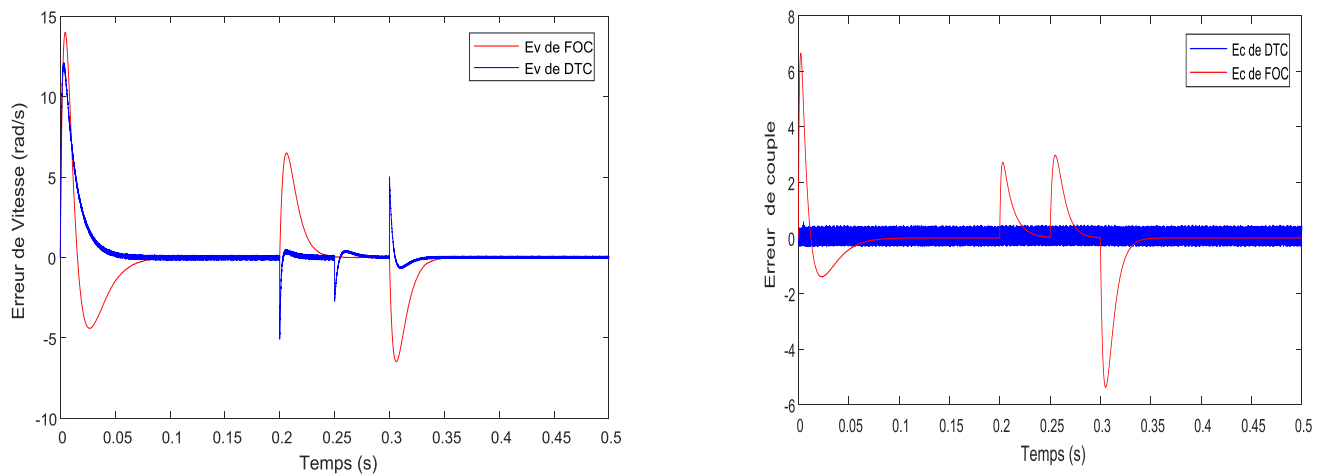


Figure III-13 : Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge à $t=0.2s$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s avec l'inversion de la consigne (-100rd/s)

On peut noter les remarques suivantes : la comparaison entre les deux réponses montre que la commande directe du couple offre une meilleure dynamique et une meilleure précision à l'établissement des grandeurs, ainsi que la dynamique du couple de la commande vectorielle à flux orienté reste toujours tributaire du correcteur PI courant. Ces distinctions ont amenées à repérer les différences, dans le temps de réponse, le taux d'ondulation. Selon la comparaison

faite la période d'établissement de couple de la commande directe du couple est inférieure comme période correspondante, à la commande vectorielle à flux orienté.

Le Tableau (III.6) résume une étude comparative des performances entre la commande FOC et la DTC :

	Contrôleur	
	FOC	DTC
Transformation donnée	Présente	Néant
Dynamique	Elevée	Elevée
Robustesse	Robuste	Robuste
Capteur des vitesses	Nécessaire	Moins nécessaire
Variation des paramètres	Grande	Moyenne
Commande rapprochée	Nécessite à MLI	Pas de MLI
Découplage	Nécessite d'orientation	Naturelle
Comportement à basse vitesse	Bon	Médiocre
Référence de coordonnées	Coordonnée liée au champ tournant «dq»	Stationnaire « α, β »
Régulateurs	Régulateurs de courant et de vitesse	Régulateur de couple (à hystérésis) Régulateur de flux (à hystérésis)

Tableau(III.6) : Etude comparative de la commande vectorielle et de la DTC

III.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MSAP, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle vectoriel classique.

On a abordé une structure de la commande par DTC alimenté par un onduleur de tension, et on a simulé le comportement du MSAP en présence de la boucle de réglage de vitesse par un

correcteur PI. On peut dire que cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres de la machine.

On conclut que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. Ainsi elle apporte une solution prometteuse au problème de la robustesse.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est apporté sur les performances de la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents en guise de solution aux problèmes rencontrés dans la commande vectorielle par orientation de flux (FOC). La commande DTC est robuste vis-à-vis la variation paramétrique de la machine et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport à la commande vectorielle.

Nous avons présenté la commande de la machine synchrone à aimants permanents via deux différentes structures de commande :

La commande vectorielle par orientation du flux (FOC), qui est actuellement la technique la plus utilisée pour contrôler la vitesse.

Grâce à cette technique de commande on peut réaliser le découplage entre le flux et le couple de la machine, par conséquent le contrôle de la vitesse sera plus simple.

Et la commande directe du couple (DTC), pour mettre en œuvre cette commande (DTC) il est nécessaire de connaître l'estimation des variables d'état flux et couple. La commande DTC classique montre plus de simplicité et de robustesse vis-à-vis la variation paramétrique, ainsi qu'une dynamique très rapide. Les principes de cette stratégie ont été présentés d'une manière détaillée, en expliquant le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. Cette commande est sans aucun doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à orientation du flux rotorique. Dans ce cadre, des résultats de simulation (en utilisant *Matlab/Simulink*) ont été présentés pour valider ces stratégies de commande.

Enfin, pour avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus, par les deux techniques de commande, on a développé une étude comparative des performances statiques et dynamiques. Pour pouvoir par la suite faire un choix du type de commande suivant les spécifications de l'application envisagée. On a donné une contribution pour une comparaison détaillée entre ces deux techniques de contrôle, en insistant sur leurs avantages et leurs inconvénients.

Nous concluons que la commande DTC est la mieux adaptée (variation de la charge) et les réponses sont plus rapides par rapport la commande FOC.

Perspectives

- L'utilisation des régulateurs mixtes (modes glissant, logique floue).
- Pour la commande DTC, plusieurs améliorations peuvent être apportées, à savoir :

L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique et la fréquence de commutation.

- Application de la commande non-linéaire à la machine synchrone à aimants permanents.

BIBLIOGRAPHIE
BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **M. Ezzat**, " *Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents* ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
- [2] **AMIRI.M, ALI DAHMANE.O**, " *Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant*", Mémoire pour l'obtention du diplôme de MASTER, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen – 2017.
- [3] **Kaddourim.A**, " *Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents*". Thèse pour l'obtention du grade de Philosophiae Doctor (Ph.D.) université Laval Québec, Novembre 2000.
- [4] **Merzoug Med Salah**, " *Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)*", Mémoire pour Obtenir le diplôme de Magister en Électrotechnique.
- [5] **G. Grellet, G.Cerc**, " *actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande* ", Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997
- [6] **M.Kadjoudj**, " *Contribution à la Commande d'une MSAP* ", Thèse De Doctorat D'état Université De Batna, 2003.
- [7] **BENBRAHIM Amel**, " *Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents* ", thèse Magistère Université de BATNA 2009.
- [8] **R. Lateb** " *Commande prédictive généralisée d'un moteur synchrone à aimant permanent*", Mémoire De magister, Ecole Militaire Polytechnique EMP Alger, 2001.
- [9] **MESLOUB. H**, " *Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents*", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [10] **S. Y AMAMURA**, " *Ac motors for high performance applications*" Marcel Fekker, INC., New York and Basel.
- [11] **AFSHARNIA Saeed**, " *Contrôle Vectoriel des Machines Synchrones à aimants permanents: Identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple* ", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine.
- [12] **Belhadj J**, " *Commande directe en couple d'une machine asynchrone- structures d'observation- application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs*". Thèse Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 7 juillet 2001.

- [13] **OUNNADI Mohammed**, " *Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents*", mémoire de Magister, 2011.
- [14] **Bernard M, Hirsinger L**, " *Problème de la motorisation d'un véhicule électrique*", Journées Electrotechniques, Club EEA, Cachan, Mars 1994.
- [15] **Philippe LE BRUN**, " *Machine asynchrone*", Lycée Louis ARMAND.
- [16] **A. Kassatkine**, " *Electrotechnique élémentaire*", Eddition Mir, Moscou, 1987.
- [17] **J.P. POUILLANGE**, " *Moteurs cylindriques à aimants permanents: de bonnes performances aux moyennes et grandes vitesses*", R.G.E, mars 1987, pp. 62-64.
- [18] **P. BRISSONNEAU**, " *Les aimants à base de terres rares: très performants mais coûteux*", R.G.E, n°3, mars 1987.
- [19] **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.
- [20] **N. Bernard**, " *Machine Synchrone : de la Boucle Ouverte a l'Autopilotage*", Revue 3EI, septembre 2002, pp.24-39.
- [21] **G. Guy, et C. Guy**, " *Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande*", Edition Eyrolles, 2000.
- [22] **P. S. Bastiani**, " *Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur -machine alternative : Application à la traction électrique*", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001.
- [23] **OLIVIER TREMBLAY**, " *Modélisation, Simulation et Commande de la machine synchrone à aimants à force contre -électromotrice trapézoïdale*", École de Technologie ECHNOLOGIE Supérieure-Université QUÉBEC, MAI 2006.
- [24] **SARIATI BINTI DALIB**, " *The simulation of the direct torque control of permanent magnet synchronous motor*", "Université Technologie de Malaysia, MAY, 2007.
- [25] **Boussak M, Jarray K**, " *A New Stator Résistance Estimation Method for High Performance, Stator-Flux Oriented Sensorless Induction Motor Drives*," IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the 2002 IEEE, Pp. 311 – 316, vol.1, 5-8 Nov. 2002.

- [26] **F. benchabane**, " *Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering*", Mémoire de magister, université de Biskra, 2005.
- [27] **Anwasha Panda**, " *Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor*", National Institute of Technology, Rourkela 2014.
- [28] **Amor KHLAIEF**, " *Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)*", Thèse de doctorat, 10 Juillet 2012.
- [29] **BENCHABANE Fateh**, " *Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering*", Diplôme magister Université Mohammed khaidar de biskra 2005.
- [30] **G. Sturtzer**, " *Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés*", Ellipses Edition, Markty. S.A, 2000.
- [31] **AMEUR AISSA**, " *Commande sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'ordre Complet et à Mode Glissants*", mémoire de Magister, 2005.
- [32] **Y. Amara**, " *Contribution à la Conception et à la Commande des Machines Synchrones à Double Excitation Application au Véhicule Hybride*", Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI, France, Décembre 2001.
- [33] **Y.Benbouaza** " *Commande vectorielle sans capteur mécanique incluant la logique flou d'une PMSM alimentée par onduleurs tension contrôlé en courant*". Thèse de Magistère, 25 Septembre 1999 (USTHB).
- [34] **K.Benmansour** " *Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel*". Thèse de Magister. Ecole Militaire Polytechnique (EMP) 1999.
- [35] **Carlos D.A.M**, " *Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux à fréquence imposée*, " Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.
- [36] **Caron J.P, Hautier J.P**, " *modélisation et commande de la machine asynchrone* " Edition 1995.

- [37] **Ismail E**, " *Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple*".Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, Mars 1999.
- [38] **Chapuis Y.A, Roye D, Courtine S**, "*Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique* ", J. Phys. III France 5 (1995) 863-880. JUNE 1995.
- [39] **CHEMMOURI Boudjemaa** "*Commande Non-Lineaire D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents*", Diplôme D'ingenieur D'etat En Genie Electrotechnique Université Mohamed Boudiaf De M'sila 2005.
- [40] **KHOV Makara** "*Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents* ", Thèse Doctorat De L'université De Toulouse 2009.
- [41] **S.H.Park, Y.J.Park, K.R.Baek, I.H.Lim, H.S.Ryu** "*Study of developing control algorithm for pumped-storage synchronous motor drive*". KIEE International transactions on Electrical Machinery and Energy conversion systems, Vol.5-B, N° .1, pp.84-89, 2005.
- [42] **M. Sebba, A.Chaker, Y. Meslem, S. Hassaine** "*Commande En Vitesse Du moteur Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'état De Luenberger*", Article IEEE 2007.
- [43] **Lachtar Salah**, " *Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)*", mémoire de Magister, Université de Annaba 2006.
- [44] **J.C.TROUNCE, S.D.ROUND, R.M.DUKE** " *Evaluation of direct torque control using space vector modulation for electric vehicle applications* ", University of Cacterbury, New Zealand.
- [45] **J.FAIZ, M.B.B.SHARIFIAN, A.KEYHANI, and A.B.Proca**, " *Sensorless direct torque control of induction motors used in electric vehicle* ", vol.18, NO.1, IEEE Transactions on Energy Conversion, March 2003.
- [46] **Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A** "*FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control* ", Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [47] **M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea**, "*Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive*", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.

- [48] **C. Carlos**, "*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1*", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [49] **P. A. Arias**, "*Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors*", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [50] **R. Toufouti**, "*Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone*", Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.
- [51] **Akkouchi Kamel**, "*Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone* ", Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [52] **Z. Rabah**, "*Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux*", Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2007.
- [53] **M. Staebler**, "*TMS320F240 DSP solution for obtaining resolver angular position and speed*", Texas Instruments, Application report, Feb. 2000.
- [54] **Benaissa Malika**, "*Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone* ", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [55] **Mohammed Ilyes Hemmami**, "*Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant* ", Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2015.

ANNEXE
ANNEXE

ANNEXES

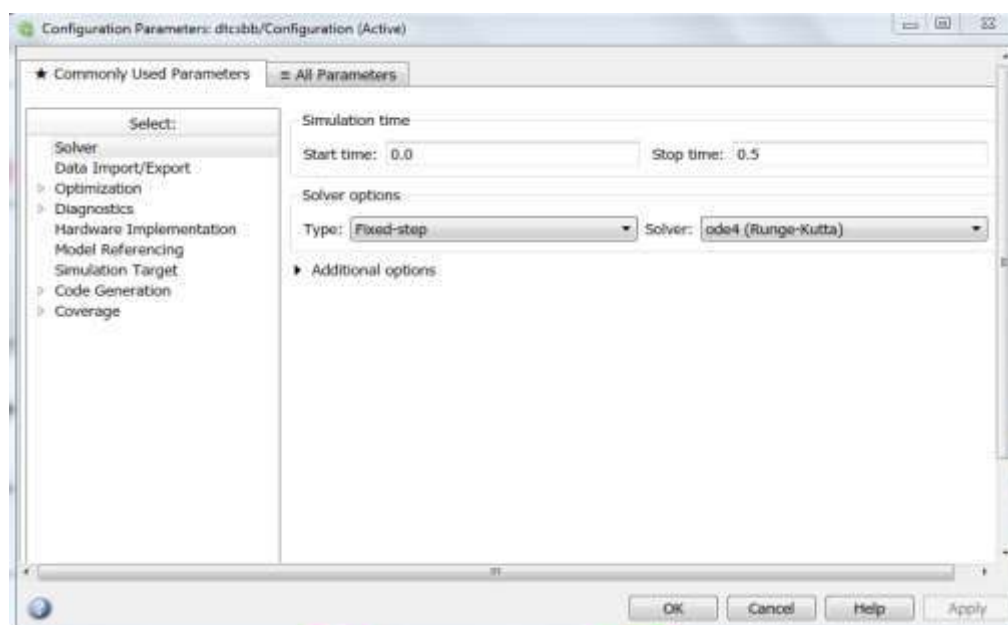
Tous les résultats sont testés par simulation numérique dans l'environnement MATLAB/SIMULINK en utilisant les méthodes de discrétisation Range-kutta

I. Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents étudié :

Paramètre	Valeur (SI)
Fréquence	50 Hz
Puissance	500 Wat
tension d'alimentation	220/380 V
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4 Ω
Inductance longitudinale Ld	0.0066 H
Inductance transversale Lq	0.0058 H
Flux d'aimant	0.1546 web
Coefficient de frottement	0.00038818 N.m.s/rad
Inertie	0.00176 Kg.m ²
Vitesse de rotation nominale	105 rad/s

Paramètre de simulation :

- **Pour la commande vectorielle (FOC) et la commande directe du couple (DTC)**



Commande DTC D'une Machine Synchronne à Aimants Permanents

Résumé : Ce travail de mémoire de fin d'étude s'intéresse à la commande DTC de machine synchronne à aimants permanent (MSAP). La théorie du contrôle direct du couple a connu un grand succès dans le contrôle du moteur à induction. De nombreuses tentatives ont été faites pour mettre en œuvre l'idée de DTC du moteur à induction à MSAP depuis 1990. Le DTC est réalisé en sélectionnant le vecteur de tension approprié en fonction de l'état de commutation de l'onduleur déterminé par les signaux d'erreur de la liaison de flux de référence et du couple avec leur valeur réelle mesurée en calculant dans le repère fixe par simple détection du moteur tension ou courants. Ce travail permet de modéliser et simuler « sous Matlab Simulink » la commande directe du couple DTC appliquée à la MSAP. Enfin les résultats de simulation obtenus sont comparés par la commande vectorielle à flux orienté (FOC).

Mots clés : Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP), Commande vectorielle à flux orienté (FOC), Commande directe du couple (DTC).

ABSTRACT: This work of end of study memory is interested in the DTC control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). The direct torque control theory has achieved great success in the control of induction motor. Many attempts have been made to implement the idea of DTC of induction motor to PMSM since 1990's. The DTC is implemented by selecting the proper voltage vector according to the switching status of inverter which was determined by the error signals of reference flux linkage and torque with their measured real value acquired by calculating in the stationary reference frame by means of simply detecting the motor voltage or currents. This work permits to model and simulate «Using MATLAB/Simulink» the direct torque control (DTC) applied for PMSM. Finally, the simulation results obtained are compared by the Field Oriented Control (FOC).

Keyword: Permanent magnet synchronous motor (PMSM), Field oriented control (FOC), direct torque control (DTC).

ملخص يهتم هذا العمل الخاص بمذكرة نهاية الدراسة بالتحكم المباشر في العزم في الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم. حققت نظرية التحكم في عزم الدوران المباشر نجاحاً كبيراً في التحكم في المحرك اللاتزامني. وقد جرت محاولات عديدة لتنفيذ فكرة DTC من المحرك اللاتزامني إلى المحرك التزامني ذو مغنطة دائمة منذ التسعينات. يتم تنفيذ DTC عن طريق اختيار ناقل الجهد المناسب وفقاً لحالة تبديل المومج التي يحددها إشارات الخطأ لوصلة التدفق المرجعي وعزم الدوران بقيمهما المقاسة والحقيقية التي تم الحصول عليها عن طريق حساب في الإطار المرجعي الثابت عن طريق اكتشاف المحرك ببساطة الجهد أو التيارات يسمح هذا العمل بنمذجة ومحاكاة على الواجهة ماتلاب/سيميلينك التحكم المباشر لعزم الدوران المطبق على الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم. وأخيراً، تتم مقارنة نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها مع نتائج التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه.

الكلمات المفتاحية: الآلات التزامنية ذات المغناطيس الدائم؛ التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه؛ التحكم المباشر في العزم.