

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



**UNIVERSITE DE JIJEL**

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electrotechnique

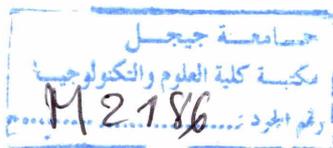


**Mémoire de fin d'Etudes**

Présenté en vue de l'obtention du diplôme Master

En Electrotechnique

Option : **Electromécanique**



**THÈME**

***Estimation Adaptative de la Vitesse pour la  
Commande Vectorielle d'une Machine  
Synchrone à Aimants Permanents***

Présenté par :

**Mr : BELAKHAL KHALID**

**Mr : FEDSI NACERDDINE**

proposé et dirigé par :

**Mr : HADEF MOUNIR**

**Promotion 2015**

## *Remerciements*

*Avant toute chose, nous remercions Allah le tout puissant de nous avoir donné courage, patience et force durant toutes ces années d'études.*

*Nous remercions particulièrement notre promoteur Monsieur **HADEF MOUNIR** qui nous a donné les bases de ce travail, nous a orientés et nous a suivis avec attention et patience. Nous n'oublions pas son encouragement et son soutien moral.*

*Par ailleurs, nous tenons à remercier tous les membres de jury qui ont accepté de juger notre travail.*

*Nous tenons à remercier tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.*

*Enfin, nous terminons par présenter nos sincères remerciements à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.*

# ***Dédicaces***

*À mes chers parents,*

*À mes chers frères et sœurs,*

*À toute ma famille,*

*À tous mes Amis d'université de Jijel,*

*À mon collègue Fedsi pour sa contribution efficace à*

*l'élaboration de ce travail.*

*À vous*

**Je dédie ce mémoire.**

***Belakhal Khaled***

***Jijel - juin 2015.***

# *Dédicaces*

*Je dédie ce travail à :*

*A ma grande mère et mon grand-père qui je les respecte beaucoup.*

*A ma mère et mon père qui m'a donné le sens de la vie.*

*A mes frères et sœurs.*

*A toute ma famille.*

*A tous mes Amis d'université de Jijel.*

*A mon collègue Belakhal pour sa contribution efficace à l'élaboration de ce travail.*

*F. Nacerddine*

*Jijel - juin 2015*

## *Notation*

### **Indices**

$a, b, c$	Indices correspondants aux trois phases statoriques.
$s, r$	Indices correspondants au stator et rotor.
$d, q$	Indices correspondants au référentiel de PARK.

### **Grandeurs**

$[V_{s,abc}]$	Vecteur des tensions statoriques.
$[i_{s,abc}]$	Vecteur des courants statoriques.
$[\phi_{s,abc}]$	Vecteur Flux statoriques.
$[L_{SS}]$	La matrice d'inductance du stator.
$L_{s1}$	Inductance de fuite statorique.
$L_{s0}$	Terme constant de l'inductance propre d'une phase du stator.
$L_x$	Inductance propre d'une phase.
$\phi_f$	Flux d'excitation des aimants permanents.
$[\phi_{f,abc}]$	La matrice du flux de fuite du à l'aimant permanent.
$\theta$	Angle électrique de rotation.
$P(\theta)$	Matrice de transformation de PARK.
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de transformation inverse de PARK.
$\omega$	Vitesse angulaire électrique de rotation.
$\Omega$	Vitesse angulaire mécanique.
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant.
$V_d, V_q$	Composantes de tension statoriques dans le repère $dq$ .
$i_d, i_q$	Composantes de courant statoriques dans le repère $dq$ .
$V_{DC}$	Tension d'alimentation du bus continu de l'onduleur.
$T_i, T_i'$	Interrupteurs de l'onduleur.
$s$	L'opération de Laplace.
$\xi$	Coefficient d'amortissement.
$t$	Temps.
$[x]$	Vecteur d'état.
$[u]$	Vecteur de commande.
$[y]$	Vecteur de sortie.
$[A]$	Matrice d'évolution.
$[B]$	Matrice de commande.
$[C]$	Matrice de sortie.

<b>Paramètres</b>	
$R_s$	Résistance d'un enroulement statorique.
$L_s$	Inductance cyclique statorique par phase.
$M$	Inductance mutuelle propre entre phases statoriques.
$L_d$	Inductance cyclique suivant l'axe $d$ .
$L_q$	Inductance cyclique suivant l'axe $q$ .
$J$	Moment d'inertie.
$F$	Coefficient de frottement visqueux.
$P$	Nombre de paires de pôles.
$k_p, k_i$	Gains du régulateur PI.
<b>Abréviations</b>	
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents.
MLI	Modulation de largeur d'impulsions.
MCC	Machine à Courant Continu.
FEM	Force électromotrice.
PI	Proportionnel Intégral.
MRAS	Système adaptatif à modèle de référence.

**NB :** D'autres notations seront définies dans les chapitres correspondants.

## Table des matières

Introduction général.....	1
---------------------------	---

### **Chapitre I : Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents**

I-1. Introduction.....	3
I-2. Description de la machine synchrone à aimants permanents .....	3
I-3. Rotors de la machine synchrone à aimants permanents .....	4
I-3-1. Aimants en surface (Surface magnet type).....	4
I-3-2. Aimants insérés (Inset Magnet Type).....	4
I-3-3. Aimants enterrés (Interior Magnet Type).....	5
I-3-4. Aimants à concentration de flux (Flux Concentrating Type).....	5
I-4. Aimants permanents .....	6
I-5. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) .....	8
I-6. Avantages de la MSAP .....	9
I-7. Inconvénients de la MSAP .....	9
I-8. Domaines d'application de la MSAP .....	9
I-9. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	11
I-9-1. Hypothèses simplificatrices.....	11
I-9-2. Mise en équation de la MSAP dans le repère (a-b-c).....	11
I-9-3. Mise en équation de la MSAP en diphasé .....	15
I-9-3-1. Principe de la transformation de Park.....	15
I-9-3-2. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	16
I-9-4. Mise sous forme d'équation d'état .....	17
I-9-4-1. Représentation d'état .....	17
I-9-4-2. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d-q .....	17
I-10. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension.....	19
I-10-1. Onduleur de tension.....	20
I-10-2. Modélisation de l'onduleur de tension .....	20
I-10-3. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale....	22

I-11. Résultats de simulation de la MSAP .....	24
I-12. Conclusion .....	28

**Chapitre II : Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents**

II-1. Introduction .....	29
II-2. Principe de la commande vectorielle.....	29
II-3. Stratégie de commande vectorielle de la MSAP .....	31
II-3-1. Description du système global .....	31
II-3-2. Découplage par compensation.....	32
II-4. Calcul des régulateurs .....	34
II-5. Dimensionnement des régulateurs.....	34
II-5-1. Régulateur de courant $i_d$ .....	35
II-5-2. Régulateur du courant $i_q$ .....	36
II-5-3. Régulateur de vitesse.....	36
II-6. Limitation des courants .....	38
II-7. Schéma global de simulation.....	39
II-8. Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSAP Alimentée en tension.....	39
II-9. Interprétation des résultats.....	44
II-10. Conclusion.....	45

**Chapitre III : Estimation de la Vitesse Par la Technique MRAS**

III-1. Introduction.....	46
III-2. Méthodes de commande adaptative avec modèle.....	46
III-2-1. Méthodes à base d'estimateur .....	46
III-2-1-1. Loi d'autopilotage .....	46
III-2-1-2. Estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	47
III-2-2. Méthodes à base d'observateur .....	47
III-2-2-1. Observateur déterministe .....	47
III-2-2-2. Observateur stochastique (Filtre de Kalman).....	47
III-3. Méthodes de commande adaptative sans modèle .....	48
III-3-1. Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine .....	48
III-3-2. Estimation basée sur l'intelligence artificielle .....	48

III-4. Système adaptatif par modèle de référence (MRAS).....	48
III-4-1. MRAS basée sur le modèle de courant .....	50
III-4-2. MRAS basée sur le module de la puissance réactive instantanée.....	53
III-4-2-1. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents .....	53
III-5. Technique X-MRAS .....	56
III-5-1. Formulation de la technique X-MRAS .....	57
III-6. Simulation et Interprétation .....	58
III-7. Conclusion .....	63
Conclusion générale .....	64
Annexes	
Bibliographie	

# Introduction Générale

## **Introduction générale**

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance et la microinformatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de techniques de réglage de plus en plus performantes dans les applications industrielles.

Historiquement le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigés les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif.

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) se caractérise par sa simplicité, son excellente robustesse et présente une géométrie moins encombrante avec de faibles moments d'inertie 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.

La commande vectorielle des MSAP nécessite une information précise sur la position du rotor. Cette information qui assure l'autopilotage de la machine provient habituellement d'un capteur mécanique (de la position et/ou de la vitesse) placé sur l'arbre de la machine. Les inconvénients rencontrés lors de l'utilisation de ce capteur mécanique sont multiples. Cette utilisation augmente le volume et le coût global du système. De plus, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille. Tenant compte de toutes ces limites que présentent le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, plusieurs méthodes ont déjà été développées pour la commande sans capteur mécanique qui peuvent réduire le coût du système. Cette solution nécessite l'utilisation de méthodes sophistiquées pour préserver des hautes performances dynamiques. Les recherches consistent alors à proposer des solutions efficaces pour estimer la vitesse du rotor en association avec des méthodes assurant la commande de la machine.

La technique MRAS (Model Référence Adaptive System) est l'une des approches utilisées pour estimer la vitesse de la MSAP, qui est basée sur la mesure des valeurs instantanées des tensions et des courants.

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la technique de commande sans capteur de vitesse associée à la commande vectorielle d'une MSAP en utilisant un estimateur basé sur le principe MRAS. Le travail présenté dans ce mémoire est réparti comme suit :

*Dans le premier chapitre*, après une description de la machine synchrone à aimants permanents, on rappellera les principes de modélisation de la MSAP en décrivant ses équations. Ensuite, on exposera la représentation d'état du modèle équivalent de Park pour la conception de la commande. Puis on donnera un bref aperçu sur la commande MLI (Sinus-triangle) de l'onduleur.

*Le deuxième chapitre* sera consacré à l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI.

*Le dernier chapitre* traite la commande sans capteur mécanique à base des estimateurs MRAS (Model Reference Adaptive System), en utilisant le modèle de référence « la MSAP » et le modèle ajustable « l'estimateur ». Entre autres, l'efficacité de cette technique d'estimation de la vitesse du rotor sera discutée à travers des résultats de simulation.

En fin ce travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives.

*Chapitre I*  
*Modélisation de la*  
*Machine Synchrone à*  
*Aimants Permanents*

## I-1. Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. Historiquement, les servomoteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique. C'est pour cette raison qu'on utilise des moteurs électriques à courant alternatif afin d'éviter cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique.

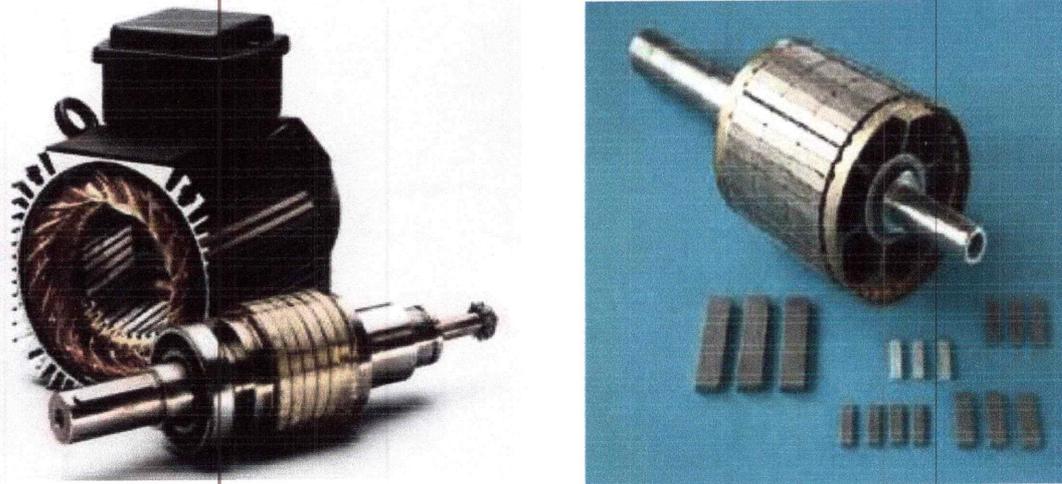
Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI).

## I-2. Description de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou 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 [1].

**Stator** : le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer.

**Rotor** : Le rotor d'un moteur synchrone à aimants permanents a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièces polaires et l'autre sans pièces polaires.



*Figure I.1 : Moteur à aimants permanents*

### **I-3. Rotors de la machine synchrone à aimants permanents**

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est la suivante [2] :

- Aimants en surface (Surface magnet type)
- Aimants insérés (Inset magnet type)
- Aimants enterrés (Interior magnet type)
- Aimants à concentration de flux (Flux Concentrating Type)

#### **I-3-1. Aimants en surface (Surface magnet type)**

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance, le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ses inductances ne dépendent pas de la position du rotor (Fig. I.2.a). L'inductance de l'axe-d est égale à celle de l'axe-q. Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisants. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

#### **I-3-2. Aimants insérés (Inset Magnet Type)**

Les aimants du type insérés aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplies du fer (voir Fig.I.2.b). L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe-d est légèrement différente de celle

de l'axe-q. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdale, parce que l'arc polaire magnétique peut être réglé afin d'aider à former les forces électromagnétiques.

### I-3-3. Aimants enterrés (Interior Magnet Type)

Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique (Fig.I.2.c) : le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler.

### I-3-4. Aimants à concentration de flux (Flux Concentrating Type)

Comme le montre la Figure (I.2.d), les aimants sont profondément placés dans la masse rotorique. Les aimants et leurs axes se trouvent dans le sens circumférentiel. Le flux sur un arc polaire du rotor est contribué par deux aimants séparés. L'avantage de cette configuration est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Ce type de machine possède de l'effet de saillance.

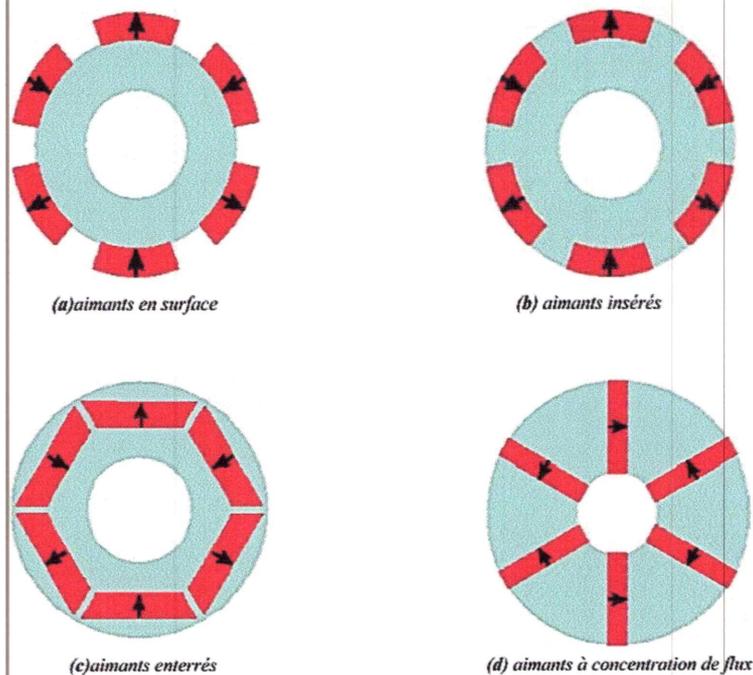


Figure I.2 Différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor

#### I-4. 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 [3].

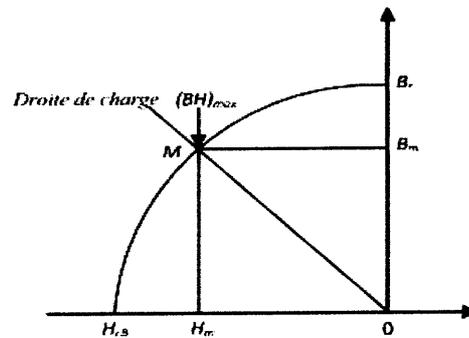


Figure I.3 Courbe de désaimantation [4]

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'une machine électrique. Les aimants permanents 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 au circuit fermé ;
- Le champ coercitif  $H_{cB}$ , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable ;
- Le produit d'énergie volumique  $(BH)_{max}$ .

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres comme suit [5][6] :

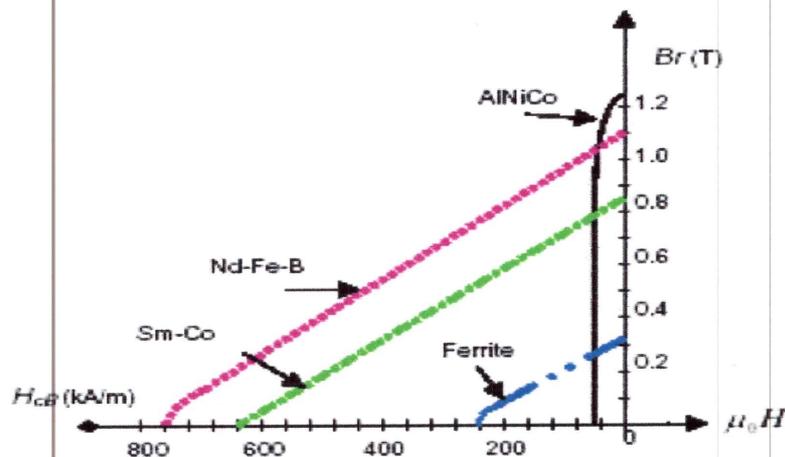
- Les **AlNiCo** sont des alliages à base d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. Les aimants AlNiCo sont utilisés dans les instruments de mesure où leur grande stabilité thermique constitue un paramètre essentiel, ainsi 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 dans 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, aéronautique), dont les propriétés à haute température et la résistance à l'oxydation sont supérieures.
- Les **Néodyme-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.

La figure (I. 4) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.



**Figure I.4** Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [5]

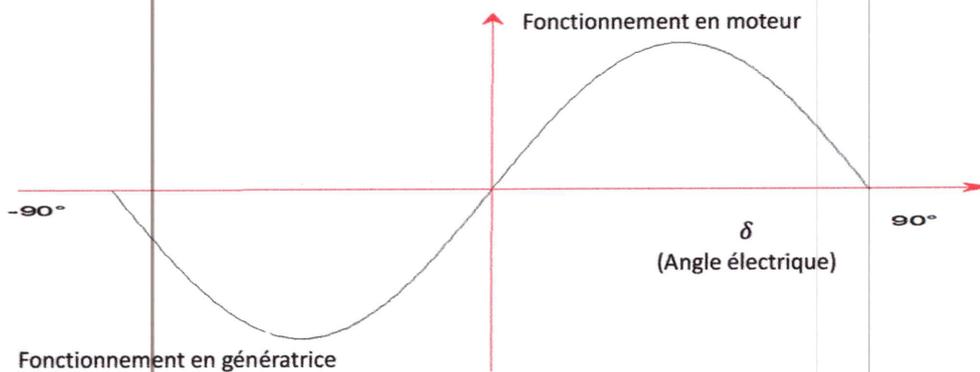
Le choix d'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous.

Type d'aimants	Densité d'énergie $(BH)_{max}$ (kJ / m <sup>3</sup> )	Induction rémanente Br (T) à 25°C	Champ coercitif -Hc (kA/m)	Température T <sub>max</sub> (°C)	Prix (€ / Kg)
NdFeB	200-380	1,2-1.5	900-2000	140-220	80-150
Sm Co5	140-200	1	2000	280	220
Sm <sub>2</sub> Co <sub>17</sub>	180-240	1,05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1,1-1,3	130	550	45
Ferrites strontium	27-35	0,3-0,4	250	250	6
Ferrites Baryum	8-30	0,2-0,4	170	100-240	4,5

**Tableau I.1** Exemple de propriétés magnétiques des aimants [7]

### I-5. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre : l'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit une force électromotrice ; ces deux parties sont séparées par un entrefer. Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques crée par les trois bobines du stator produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force se traduit par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension.



**Figure I.5** Caractéristique du couple –angle électrique

### **I-6. Avantages de la MSAP**

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [8]-[13]

- Puissances massives importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballais, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

### **I-7. Inconvénients de la MSAP**

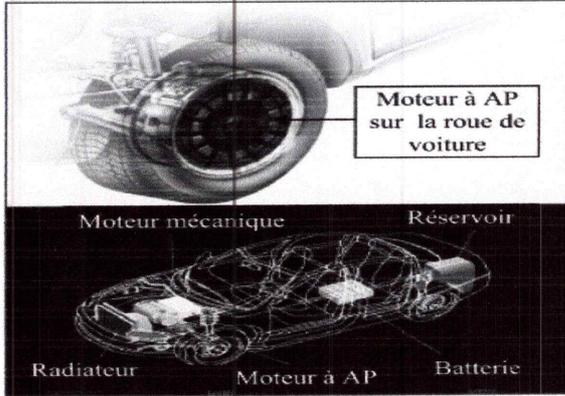
Comme inconvénients de la machine synchrone à aimants permanents on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon la loi logarithmique en fonction du temps.

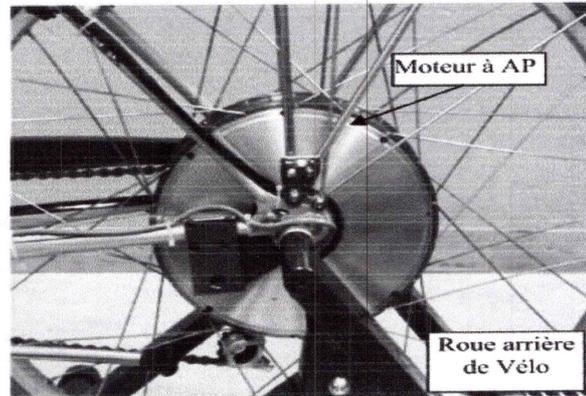
### **I-8. Domaines d'application de la MSAP**

C'est ainsi que le MSAP peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

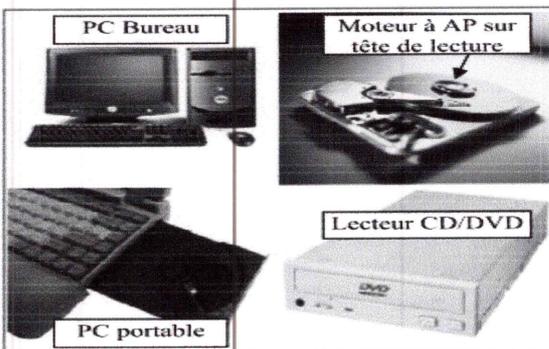
- Propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins (Fig. I.6-a),
- Equipements de technologie de l'information (DVD drives) (Fig. I.6-c et Fig. I.6-d ),
- Applications de l'énergie de l'éolienne (Fig. I.6-f),
- Equipements domestiques (machine à laver le linge) (Fig. I.6-g),
- Automobiles,
- Outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- Equipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- Servomoteurs,
- Applications robotiques Production d'électricité,
- Machines-outils (Fig. I.6-e),



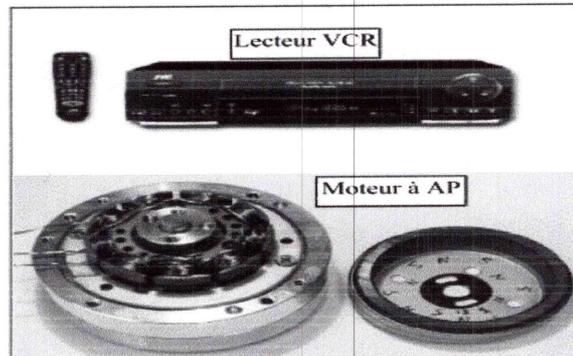
(a) : Voiture Hybride



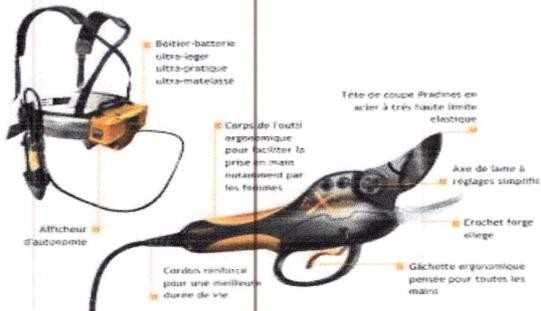
(b) : Vélo électrique



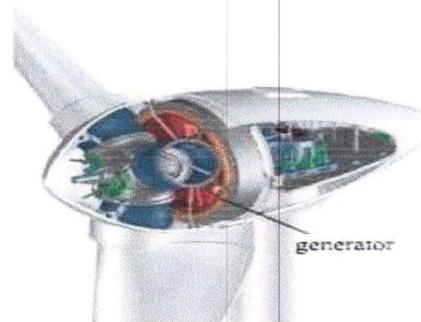
(c) : Lecteurs CD/DVD et disque dur de PC



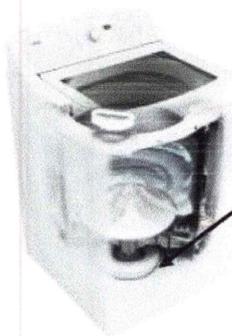
(d) : Lecteur vidéo, VCR



(e) : Sécheurs électroniques.

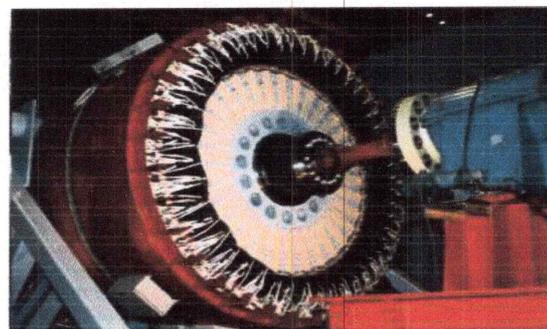


(f) : système éolien.



Machine synchrone à aimants permanents

(g) : Nouvelle génération des lave-linge



(h) : Prototype de générateur à aimants.

Figure I.6 Principales applications des machines synchrones à aimants permanents [7],[14]



Pour le système d'axe de référence au stator  $abc$ : la phase (a) est choisie de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase. Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à  $120^\circ$  et  $240^\circ$  en avance de l'axe (a).

Le système d'axe de référence au rotor  $d-q$  est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe  $d$ . L'axe  $q$  est fixé à  $90^\circ$  en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe  $d$  au rotor et l'axe  $a$  au stator représente la position électrique du rotor de la machine  $\theta = p.\theta_r$ , [16].

Le système d'axe de référence au rotor  $d-q$  tourne à la vitesse  $\omega_r = p.(d\theta/dt)$  tandis que le système d'axe de référence au stator  $abc$  reste fixe, où  $\omega_r$  est la fréquence électrique du système. La relation qui relie la fréquence électrique  $\omega_r$  et la vitesse de rotation mécanique du rotor  $\Omega$  est donnée par l'expression  $\omega_r = p.\Omega$ , où  $p$  est le nombre de paire de pôles de la machine [16][17].

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

### ➤ Equations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} V_{s,abc} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{s,abc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s,abc} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_{s,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} i_{s,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \phi_{s,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

$R_s$  : Résistance d'un enroulement statorique

$I_s$  : Les courants des phases statoriques  $a, b, c$

$\phi_s$  : Les flux produits par les phases statoriques respectivement  $a, b, c$

$V_s$  : Les tensions des phases statoriques  $a, b, c$

### ➤ Équations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$[\phi_{s,abc}] = [L_{ss}] [i_{s,abc}] + [\phi_{f,abc}] \quad (I.3)$$

on a :

$$\begin{cases} \phi_{sa} = L_{aa}i_{sa} + L_{ab}i_{sb} + L_{ac}i_{sc} + \phi_{fa} \\ \phi_{sb} = L_{ab}i_{sa} + L_{bb}i_{sb} + L_{bc}i_{sc} + \phi_{fb} \\ \phi_{sc} = L_{ac}i_{sa} + L_{bc}i_{sb} + L_{cc}i_{sc} + \phi_{fc} \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

En désignant par :

$[L_{ss}]$  : La matrice d'inductance du stator variable avec la position du rotor.

$[\phi_{f,abc}]$  : La matrice du flux des aimants permanents.

$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  : Les inductances propres des phases statoriques.

$L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}, L_{cb}$  : Les inductances mutuelles entre phases statoriques.

Dans les équations (1.4) (1.5), on suppose que les inductances mutuelles sont symétriques de sorte que :  $(L_{ab} = L_{ba}), (L_{ac} = L_{ca}), (L_{bc} = L_{cb})$ . La valeur de chaque inductance varie en fonction de la position électrique du rotor. Les inductances par phases  $L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  sont maximums lorsque l'axe  $q$  est en ligne avec chaque phase. Les inductances mutuelles  $L_{ab}, L_{ac}, L_{bc}$  sont à valeur maximale lorsque l'axe  $q$  est à mi-chemin entre les phases [16]-[19].

$$\begin{cases} L_{aa} = L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta) \\ L_{bb} = L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{cc} = L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.6)$$

$$\begin{cases} L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{cb} = L_{bc} = -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos(2\theta) \\ L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.7)$$

La matrice des inductances  $[L_{SS}]$  est sous la forme :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta) & -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos(2\theta) \\ -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_{s0} - L_x \cos(2\theta) & L_{s1} + L_{s0} - L_x \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Où,

$L_{s1}$  : Inductance de fuite statorique ;

$L_{s0}$  : Terme constant de l'inductance propre d'une phase du stator ;

$L_x$  : Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase ;

Les flux de fuite dû à l'aimant permanent, variables avec la position du rotor sont données par:

$$\begin{cases} \phi_{fa} = \phi_f \cos(2\theta) \\ \phi_{fb} = \phi_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \phi_{fc} = \phi_f \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.9)$$

sous forme matricielle on a :

$$[\phi_{f,abc}] = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

➤ **Equation mécanique :**

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

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

Où  $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$

Avec :

$C_{em}$  : Couple électromagnétique (couple moteur).

$C_r$  : Couple de charge (couple résistant).

$f$  : Coefficient de frottement.

$J$  : Moment d'inertie.

$p$  : Nombre de paires de pôles.

$\Omega$  : Vitesse de rotation mécanique de la MSAP.

$\omega_r$  : Vitesse électrique du rotor.

### I-9-3. Mise en équation de la MSAP en diphasé

#### I-9-3-1. Principe de la transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictif, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Le repère  $(d, q)$  peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application. Le repère  $(oa)$  est fixe. Le repère  $(d, q)$  tourne avec la vitesse de synchronisme  $\omega_r$ . La matrice de Park  $[P(\theta)]$  est donnée sous la forme suivante :

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

Son inverse  $[P(\theta)]^{-1}$  est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$\theta$  : L'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

### I-9-3-2. Application de la transformation de Park à la MSAP

La figure (I.8) représente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park) avec le repère (oa) fixe et le repère (d, q) tourne à la vitesse de synchronisme  $\omega_r$ .

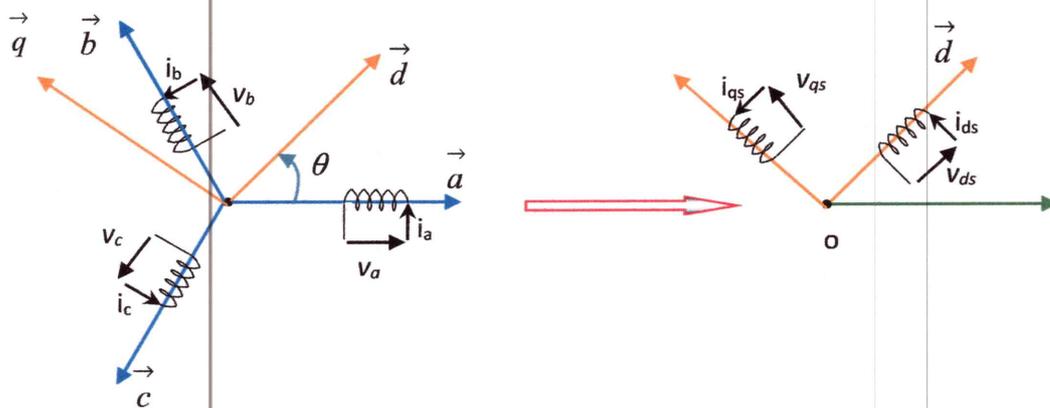


Figure I.8 Principe de Park

#### ➤ Equations électriques :

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (I.14)$$

Les flux statoriques d'axe  $d$  et  $q$  sont donnés par :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

$L_d, L_q$  : Inductances d'axes direct et en quadrature.

#### ➤ Equation du couple électromagnétique

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

$$Cem = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q] \quad (\text{I.16})$$

### I-9-4. Mise sous forme d'équation d'état

#### I-9-4-1. Représentation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations s'écrit sous forme d'équations d'état du type :

$$\begin{cases} \frac{dX(t)}{dt} = AX(t) + BU(t) \\ Y(t) = C(t) \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

$X$  : Vecteur d'état.

$U$  : Vecteur de commande.

$A$  : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

$B$  : Matrice d'application de la commande.

$C$  : Matrice de sortie (matrice d'observation).

#### I-9-4-2. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d-q

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état, cela dépendra de l'objectif tracé. Pour la MSAP alimentée en tension on choisit le vecteur d'état comme suit [16]:

- Variables de commande : les tensions statoriques  $V_d, V_q$  et le flux permanent  $\phi_f$ .
- Variables d'état : les courants  $i_d, i_q$ .
- Variables de sortie : Les courants  $i_d, i_q$ .

En utilisant les équations (I.14), après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p\Omega i_d + \frac{1}{L_q} V_q \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Les vecteurs d'état, de commande et de sortie sont donnés par :

$$X = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad Y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Les matrices A, B et C sont donc :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\Omega \\ -\frac{L_d}{L_q} p\Omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} p\Omega \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

L'équation mécanique est donné par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{I.21})$$

Ainsi, le couple électromagnétique est donné par

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q] \quad (\text{I.22})$$

La figure I.9 illustre le schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents qui sera utilisé par la suite dans le bloc de simulation.

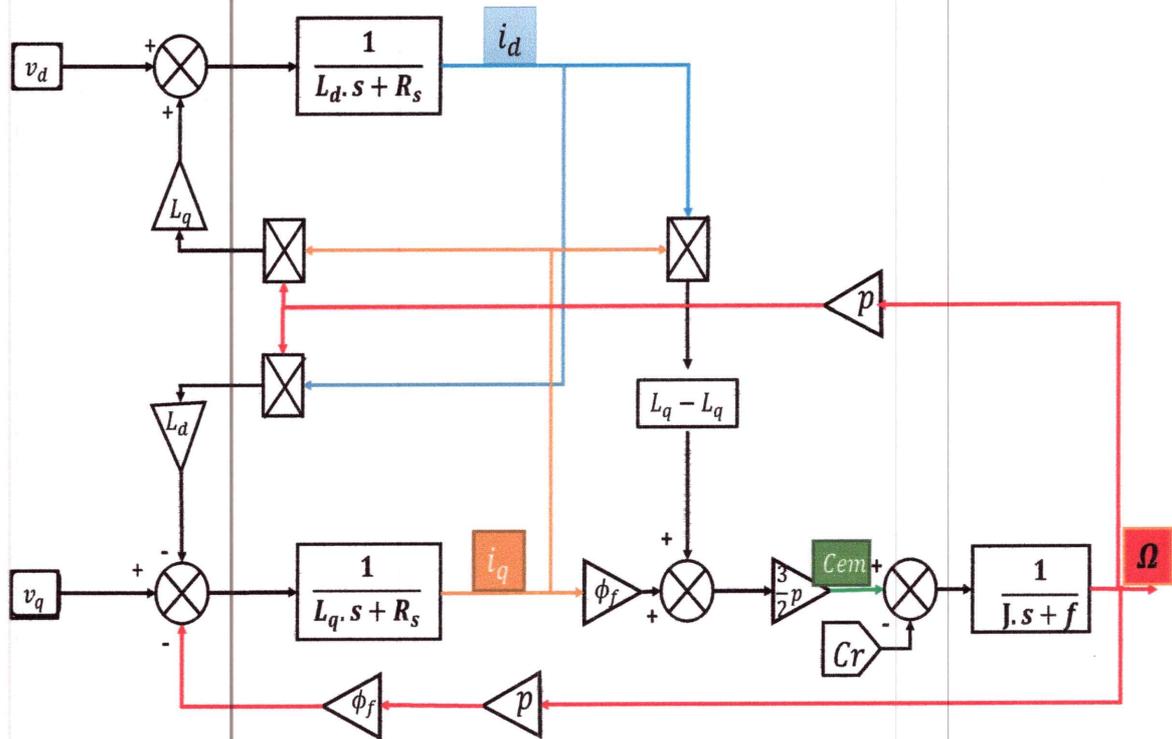


Figure I.9 schéma block de la MSAP

**I-10. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension**

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à deux convertisseurs en cascade. Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diode et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La figure I.10, illustre le schéma de principe de cette association.

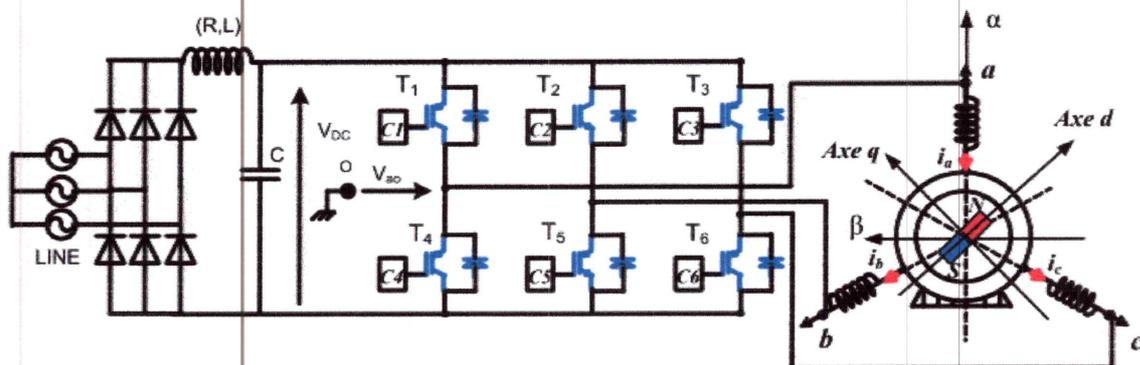


Figure I.10 Schéma de l'association MSAP – Onduleur de tension [14]

### I-10-1. Onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il permet d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande, [20]. Il est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération. Celui-ci est schématisé dans la figure (I.10). Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions.

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

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

### I-10-2. Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à  $u_0/2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$ . La machine a été modélisée à partir des tensions simples qu'on note  $v_{an}, v_{bn}$  et  $v_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T_i'$  les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

Si  $S_i = 1$  alors  $T_i$  est passant et  $T_i'$  est ouvert

Si  $S_i = 0$  alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  est passant

La modélisation de l'onduleur consiste à trouver une relation entre les grandeurs de commande des transistors et les grandeurs électriques de la machine synchrone. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables, on peut définir la fonction de commutation suivante :

$$C_4 = 1 - C_1 \quad C_5 = 1 - C_2 \quad C_6 = 1 - C_3 \quad (I.23)$$

A titre d'exemple la tension  $V_{ao}$  vaut  $\frac{V_{dc}}{2}$  lorsque  $C_1 = 1$  et  $C_4 = 0$  elle devient  $-\frac{V_{dc}}{2}$  lorsque  $C_1 = 0$  et  $C_4 = 1$ . Avec le même raisonnement pour  $V_{bo}$  et  $v_{co}$ , les tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu  $o$  de la source prise comme référence de potentiel, sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ao} = (2C_1 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \\ V_{bo} = (2C_2 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \\ V_{co} = (2C_3 - 1) \frac{V_{DC}}{2} \end{cases} \quad (I.24)$$

Les tensions composées s'écrivent en fonction des tensions  $V_{ao}, V_{bo}$  et  $V_{co}$  sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = (C_1 - C_2) V_{DC} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = (C_2 - C_3) V_{DC} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = (C_3 - C_1) V_{DC} \end{cases} \quad (I.25)$$

Le système de tensions équilibrées  $v_a, v_b$  et  $v_c$  s'écrit en fonction des tensions composées sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ac}) \\ v_b = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ v_c = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (I.26)$$

On tire finalement les tensions simples aux bornes des enroulements statoriques :

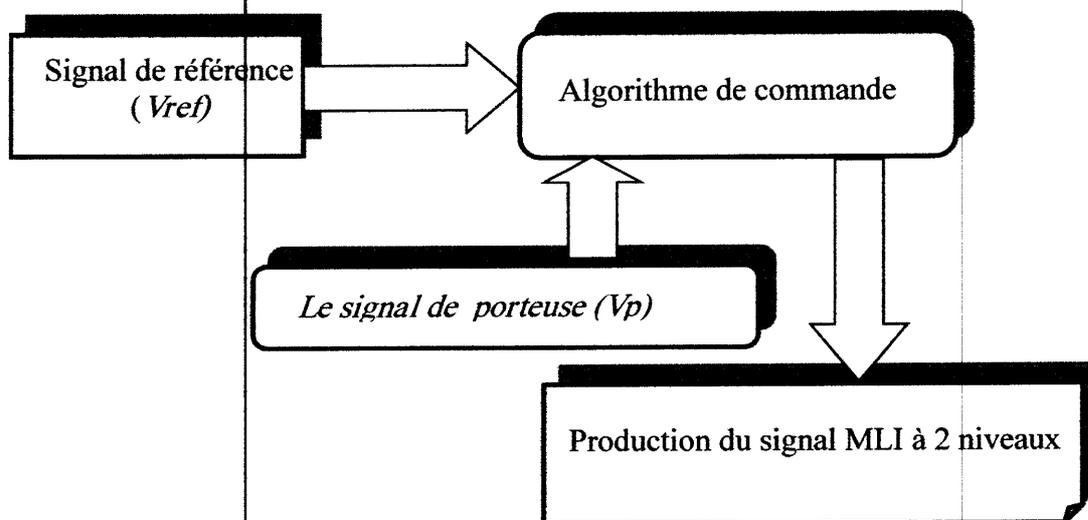
$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

L'onduleur peut être commandé en utilisant plusieurs techniques dont : la commande par hystérésis et la technique de Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI). En ce qui concerne la

technique MLI, nous citerons pour référence la MLI sinus-triangle, la précalculée et la MLI vectorielle, stratégies les plus fréquemment employées [14][21].

### I-10-3. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale

Le principe général de la commande MLI consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoidale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance) [22]. Le principe de cette stratégie à deux niveaux (figure I.11) peut être résumé par le schéma fonctionnel suivant :



**Figure I.11** Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

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

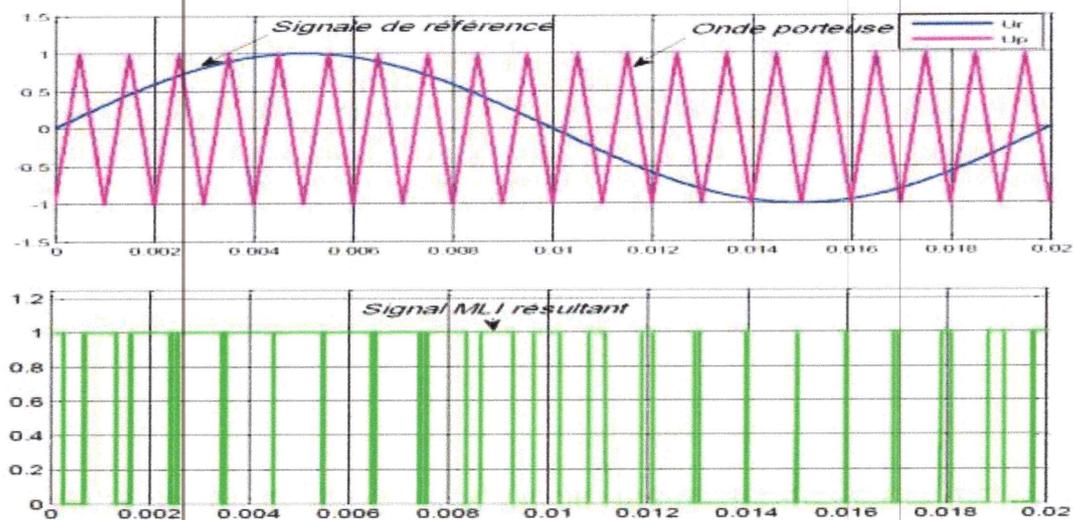
L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. Lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse,

l'impulsion de sortie est 1 et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0. Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\text{Si } U_r \geq U_p \text{ alors } S_t = 1 \text{ sinon } S_t = 0 \quad (\text{I.28})$$

Avec :  $U_r$  : Tension de référence  
 $U_p$  : Tension de porteuse  
 $S(t)$  : Signal MLI résultant

La Figure (I.12), illustre le principe de cette commande :



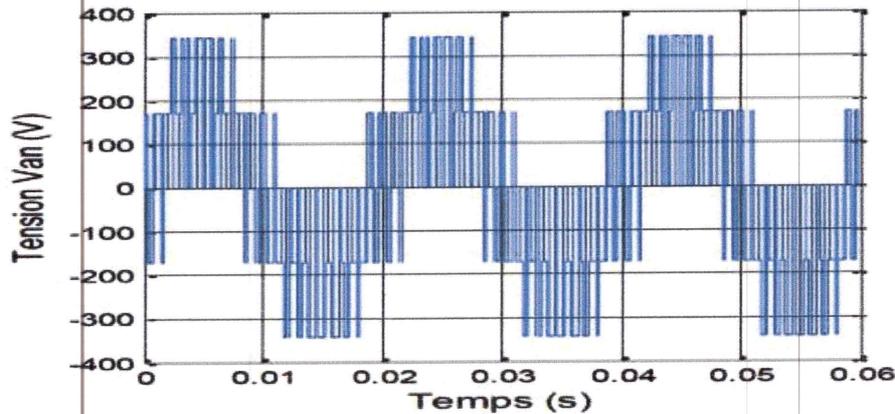
**Figure.I.12** illustration de la MLI triangulo-sinusoïdale [20]

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice  $m$  de modulation et le taux de modulation  $r$  [20][23]. L'indice de modulation  $m$  qui est défini comme étant le rapport entre la fréquence de la porteuse  $f_p$  et la fréquence du signal de référence  $f$  :

$$m = f_p / f \quad (\text{I.29})$$

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

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



**Figure. I.13** Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI triangulo-sinusoïdale [20]



### I-11. Résultats de simulation de la MSAP

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, la première application, du modèle de la machine synchrone à aimants permanents et sa mise en œuvre dans un bloc de simulation numérique pour un démarrage direct sur le réseau (220/380V) triphasé équilibré de fréquence fixe 50Hz.

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. Les paramètres de la machine sont indiqués au niveau de l'annexe A.

#### **Cas A : Démarrage à vide**

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la MSAP à vide (sans application du couple de charge). La Figure (I.14) présente les résultats de la simulation

Cas A : Démarrage à vide :

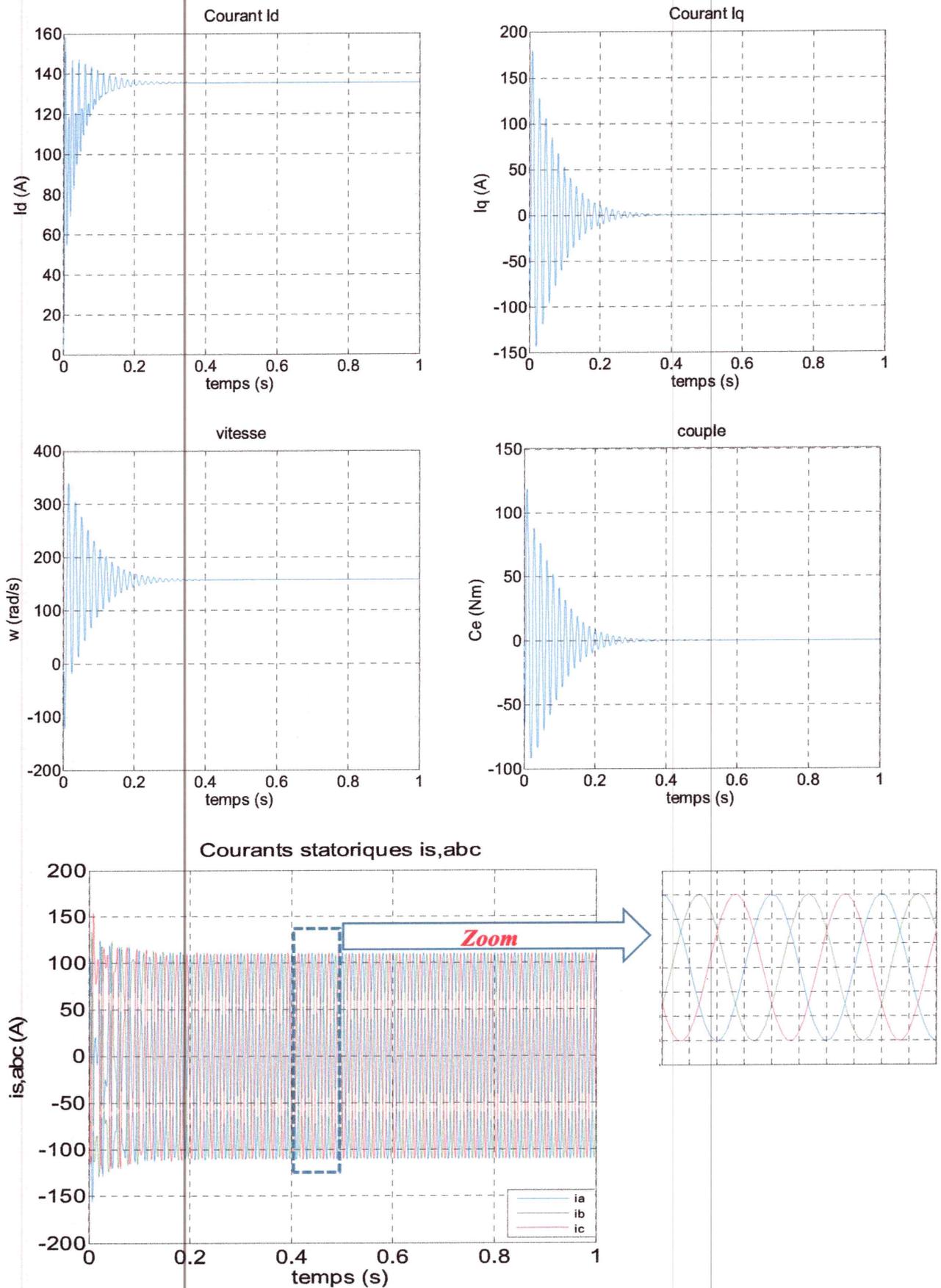


Figure I.14 Résultats de simulation de la MSAP à vide, alimentée par un réseau triphasé équilibré

Pendant le régime transitoire, la vitesse présente des oscillations, ensuite se stabilise à une valeur proche de 157 rad/s.

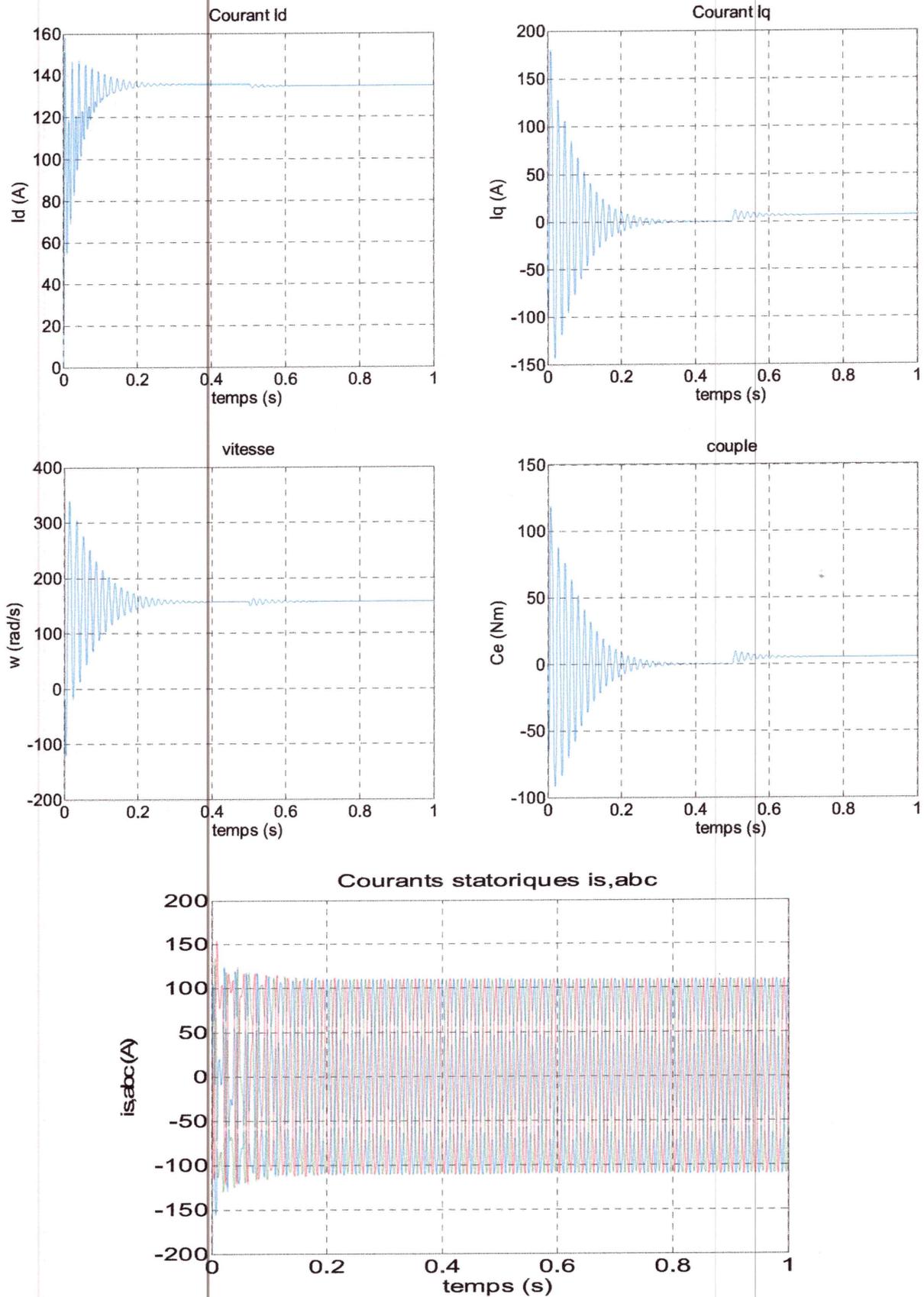
L'allure de la courbe du couple présente aussi au démarrage des oscillations importantes dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.

Pour les courants  $i_d$  et  $i_q$  au début de démarrage on voit des pics de courant assez important et cela s'explique par la F.E.M qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court. L'allure des courants statoriques  $i_{abc}$  est parfaitement sinusoïdale.

### ***Cas B : Démarrage en charge***

En deuxième étape, on a simulé le fonctionnement de la MSAP en charge (avec application d'un couple de charge ( $C_r=5$  N.m) à ( $t=0.5$  s)). La Figure (I.15) illustre les résultats de la simulation.

**Cas B : Démarrage en charge :**



**Figure I.15** Résultats de simulation de la MSAP en charge, alimentée par un réseau triphasé équilibré

On remarque que l'application de la charge entraîne une variation de vitesse pendant un bref de temps, puis elle se stabilise à la même valeur qu'avant, alors que le couple électromagnétique augmente pour compenser la charge appliquée et se stabilise finalement à la valeur du couple de charge.

### **I-12. Conclusion**

Dans ce chapitre, on a modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Ensuite on a modélisé le convertisseur statique et sa commande. Et en dernière partie, on a simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite à vide puis en charge.

D'après les résultats de simulation obtenus, les réponses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bonnes surtout au démarrage. Pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées on s'intéresse dans le chapitre suivant au principe de la commande vectorielle.

*Chapitre II*  
*Commande vectorielle de*  
*la Machine Synchrone à*  
*Aimants Permanents*

## II-1. Introduction

En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande par l'orientation du champ où le vecteur courant statorique est décomposé en deux composantes, l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rend sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu (MCC). La technique est connue sous le nom de la commande vectorielle [23], [24],[25].

La difficulté de commander une machine synchrone réside dans le fait que le modèle mathématique de PARK est non linéaire multi variable et fortement couplé. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents selon la façon dont le couple électromagnétique est produit.

Nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension et régulée en courant. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant. Dans tous les cas, l'autopilote assure le synchronisme entre la vitesse du champ statorique et la vitesse rotorique.

## II-2. Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle, consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axe  $d, q$  et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple [20].

La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant  $i_d$  à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant [26], [27]. Si le courant  $i_d$  est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents ( $\phi_d = \phi_f$ ) [28], [29].

L'expression du couple donnée par la relation (I.16), devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \phi_f i_q \quad (\text{II.1})$$

Comme le flux  $\phi_f$  est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à  $i_q$

Donc :

$$C_{em} = k i_q \quad \text{Avec} \quad k = \frac{3}{2} P \phi_f \quad (\text{II.2})$$

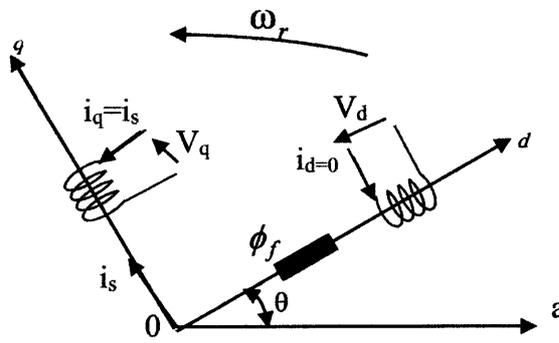


Figure II.1 Principe de la commande vectorielle

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes  $d$  et  $q$ . Les équations de tension (I.14) de la machine, s'écrivent donc :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega_r i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \phi_f \omega_r \end{cases} \quad (II.3)$$

Nous pouvons remarquer, que le couple est proportionnel au courant, donc le modèle de la machine se réduit à celui d'une machine à courant continu à excitation indépendante (Figure II.2) [1].

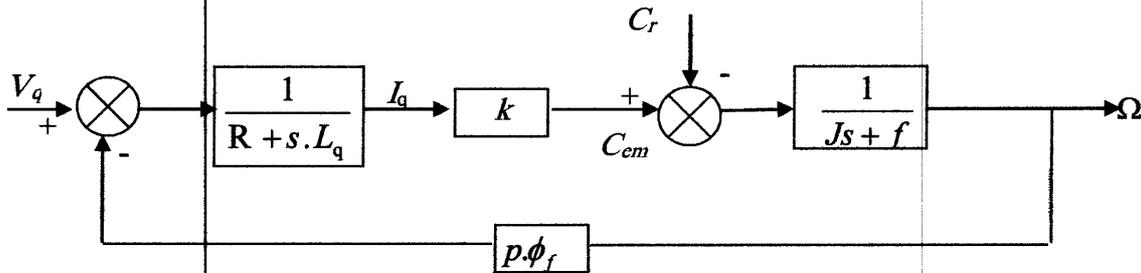


Figure II.2 Modèle de la MSAP lorsque  $i_d$  nul

L'avantage de cette commande lorsque nous imposant  $i_d$  nul est que le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est devenu linéaire et mono variable et ceci rend cette stratégie de commande très attrayante pour les concepteurs industriels qui sont habitués à commander des MCC [30].

**II-3. Stratégie de commande vectorielle de la MSAP**

**II-3-1. Description du système global**

Le contrôle de la vitesse de la machine, demande une commande simultanée de deux variables  $i_d$  et  $i_q$ . La Figure II.3, représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux dans le repère  $(d, q)$ .

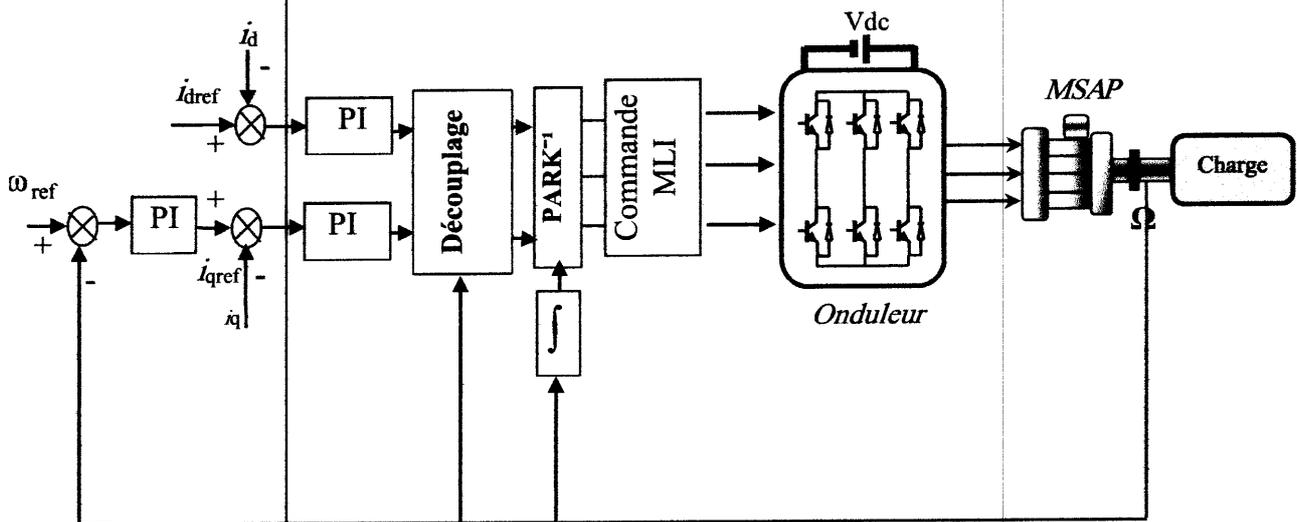


Figure II.3 Schéma bloc de la commande vectorielle avec compensation des f.é.m.

La commande vectorielle est constituée de deux principales boucles à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants  $i_d$ ,  $i_q$  et la transformation directe et inverse de Park. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur permet de générer le courant de référence  $i_{qref}$  qui est comparé à la valeur du courant  $i_q$  issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant  $i_q$ .

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant  $i_d$  qui est maintenu à zéro. Les sorties des régulateurs de courant  $i_d$  et  $i_q$  sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence  $V_d^*$ ,  $V_q^*$  et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions  $V_{as}^*$ ,  $V_{bs}^*$  et  $V_{cs}^*$  qui sont les tensions de commande de l'onduleur à commande MLI.

### II-3-2. Découplage par compensation

Les lois de commande vectorielle des machines alimentées en tension présentent un couplage entre les axes  $d$  et  $q$ . Le modèle (I.14) peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = (R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt}) - L_q \omega_r i_q \\ V_q = (R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt}) + L_d \omega_r i_d + \varphi_f \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

La commande d'un courant est donc sensible à la variation de l'autre. Ce couplage qui constitue l'une des difficultés de la commande vectorielle peut être éliminé par une méthode de compensation classique. Ainsi, on peut contrôler les deux courants  $i_d$  et  $i_q$  indépendamment en négligeant les termes de couplage. Ces derniers peuvent être rajoutés à la sortie des correcteurs afin d'obtenir les tensions de référence  $V_{dref}$  et  $V_{qref}$

Les équations ci-dessus peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d s i_d - L_q \omega_r i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q s i_q + L_d \omega_r i_d + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$s$  : Opérateur de Laplace et  $R$  : Résistance statorique

On définit les termes de couplage par les fonctions  $F_{emd}$  et  $F_{emq}$ . Les tensions après compensation  $v_{d1}$  et  $v_{q1}$  présente chacune une relation de premier ordre proportionnelle au courant correspondant  $i_d$  et  $i_q$  (figure II.3).

Avec :

$$\begin{cases} F_{emd} = \omega_r L_q i_q \\ F_{emq} = \omega_r \cdot (L_d \cdot i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Et :

$$\begin{cases} v_{d1} = L_d \cdot \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ v_{q1} = L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Où :  $\omega_r = p \cdot \Omega$

Les équations statoriques dans le repère de Park (II.7) s'écrivent avec les nouvelles variables de commandes  $v_{d1}$  et  $v_{q1}$  comme suit :

$$\begin{cases} v_d = v_{d1} - F_{emd} \\ v_q = v_{q1} + F_{emq} \end{cases} \quad (II.8)$$

Ces dernières équations servent de référence pour le contrôle de la MSAP dans le repère de Park figure (II.4). Les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplés. Le courant  $i_d$  ne dépend que de  $v_{d1}$  et  $i_q$  ne dépend que  $v_{q1}$ . Leurs expressions s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d = \frac{v_{d1}}{R + L_d s} \\ i_q = \frac{v_{q1}}{R + L_q s} \end{cases} \quad (II.9)$$

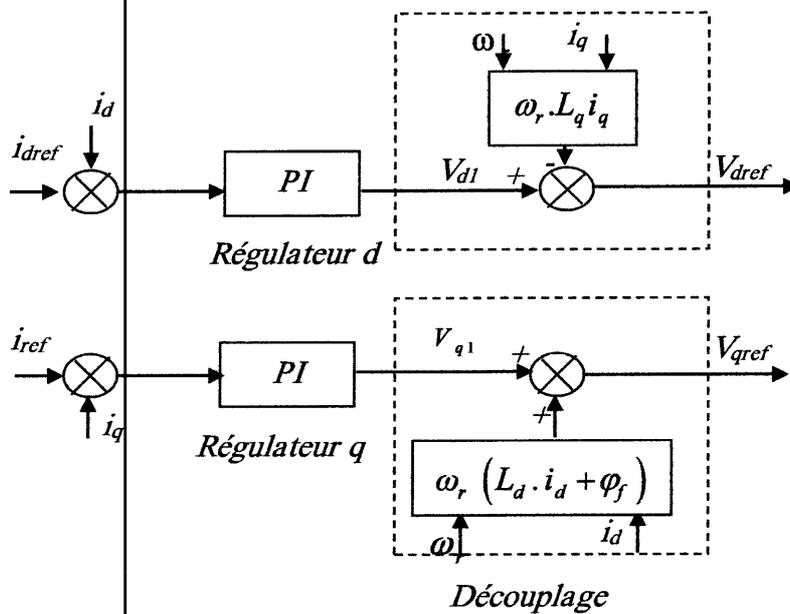


Figure II.4 Principe de découplage par compensation

Chaque axe découplé peut être représenté par  $Ci(s)$  ( $i = d, q$ ).

#### II-4. Calcul des régulateurs

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs.

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (P.I). Ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne (figure II.5) :

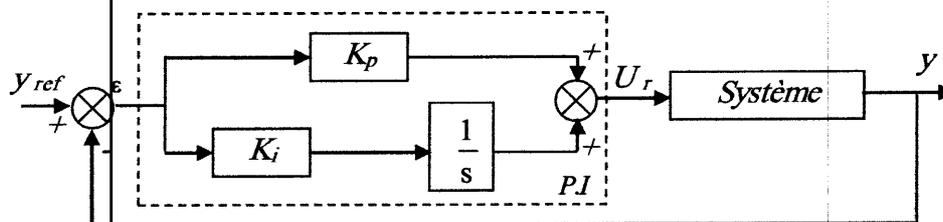


Figure II.5 Régulateur P.I

Soit :

$$U_r(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon(s) \quad (\text{II.10})$$

On écrit le régulateur sous la forme suivante :

$$C(s) = \frac{U_r(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (\text{II.11})$$

Avec

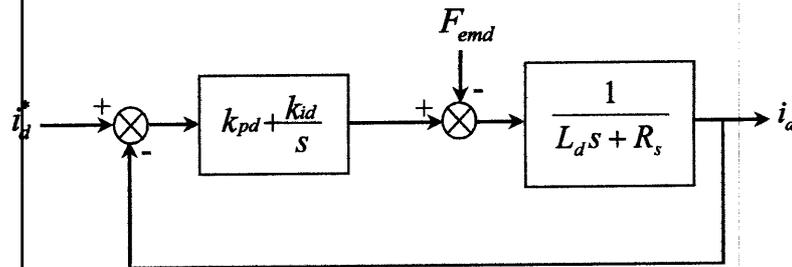
$$K_p = \frac{T_1}{T_2} \quad \text{et} \quad K_i = \frac{1}{T_2}$$

#### II-5. Dimensionnement des régulateurs

La machine étant découplée selon deux axes  $d$  et  $q$  la régulation sur l'axe  $d$  est faite par une seule boucle, par contre la régulation sur l'axe  $q$  est faite par deux boucles en cascades l'une interne et l'autre externe.

**II-5-1. Régulateur de courant  $i_d$**

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant  $\left( i_d = \frac{v_{d1}}{R_s + L_d \cdot s} \right)$  est représenté par la (Figure II.6).



*Figure II.6 Boucle de courant  $i_d$*

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (II.12) pour les deux axes  $d$  et  $q$  :

$$C_d(s) = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \tag{II.12}$$

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

$$F_{bod}(s) = \left( k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \right) \left( \frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{k_{id}}{s} \left( 1 + \frac{k_{pd} \cdot s}{k_{id}} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left( \frac{L_d}{R_s} \right) s} \right) \tag{II.13}$$

$$F_{bod}(s) = \frac{k_{id}}{s} \left( 1 + \frac{k_{pd} \cdot s}{k_{id}} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right); T_d = \left( \frac{L_d}{R_s} \right) \tag{II.14}$$

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

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{F_{bod}(s) + 1} \tag{II.15}$$

❖ **Calcul des paramètres du régulateur PI**

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation

(II.13), en posant  $\left( \frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \right)$ , la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer

seront :

$$\begin{cases} t_r = 3 \frac{R_s}{k_{id}} \Rightarrow k_{id} = \frac{3R_s}{t_r} \\ \frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow k_{pd} = \frac{3L_d}{t_r} \end{cases} \quad (II.16)$$

Où  $t_r$  : temps de réponse.

**II-5-2. Régulateur du courant  $i_q$**

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

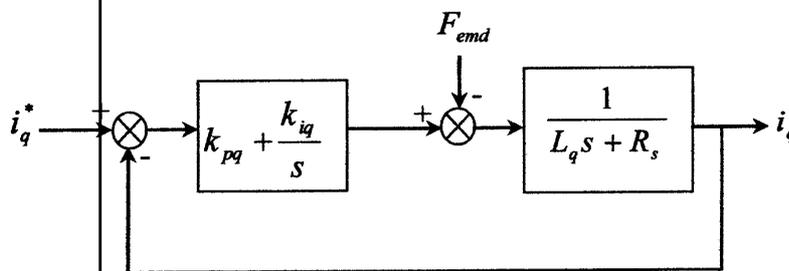


Figure II.7 Boucle de régulation du courant  $i_q$

$$\begin{cases} t_r = 3 \frac{R_s}{k_{iq}} \Rightarrow k_{iq} = \frac{3R_s}{t_r} \\ \frac{k_{pq}}{k_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow k_{pq} = \frac{3L_q}{t_r} \end{cases} \quad (II.17)$$

**II-5-3. Régulateur de vitesse**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer la référence de couple et de la maintenir à sa valeur de consigne. La boucle de la régulation de la vitesse est donnée par la figure II.8.

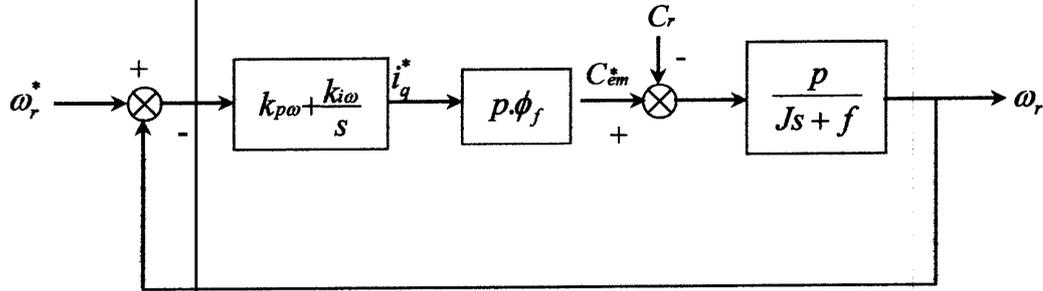


Figure II.8 Boucle de régulation de la vitesse

Dans le cas d'un système régulé régi par une fonction de transfert du deuxième ordre, les paramètres du régulateur «  $k_p, k_i$  » seront en fonction de deux grandeurs :

- ↳ Coefficient d'amortissement : «  $\xi$  »
- ↳ Pulsation propre non amortie : «  $\omega_0$  » ou bien «  $\omega_n$  »

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte ( $C_r=0$ ) «  $FTBO_\Omega$  » et en boucle fermée «  $FTBF_\Omega$  » sans compensation sont données par :

$$\left\{ \begin{aligned} FTBO_\Omega &= \frac{k_p}{s} \left( s + \frac{k_i}{k_p} \right) \left( \frac{1}{J \cdot s + f} \right) \\ FTBF_\Omega &= \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{k_p \left( s + \frac{k_i}{k_p} \right)}{Js^2 + (f + k_p)s + k_i} \end{aligned} \right. \quad (II.18)$$

La fonction de transfert «  $FTBF_\Omega$  » est alors identifiée à une fonction du second ordre sans zéro :

$$F_{BF}(s) = \frac{a}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad (II.19)$$

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

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{f + k_p}{k_i} &= \frac{2\xi}{\omega_0} \\ \frac{J}{k_i} &= \frac{1}{\omega_0^2} \end{aligned} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} k_p &= \frac{2\xi k_i}{\omega_0} - f \\ k_i &= J \omega_0^2 \end{aligned} \right. \quad (II.20)$$

En choisissant le coefficient d'amortissement  $\xi$  (Facteur d'amortissement) et  $\omega_b$  (pulsation propre) on en déduit  $k_p$  et  $k_i$ .

Généralement les coefficients  $k_p$  et  $k_i$  sont ajustables, dans certains cas le calcul exact de ces coefficients ne donne pas de bons résultats.

**II-6. Limitation des courants**

Afin d'éviter les phénomènes transitoires inadmissibles par la machine, il est indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur lorsque la limitation est atteinte. Ainsi, il conviendrait de s'assurer, lors des essais en simulation, que nous ne saturons pas la commande, c'est-à-dire que la norme du courant n'atteigne pas la valeur limite admissible. A cet effet, le schéma fonctionnel corrigé est le suivant :

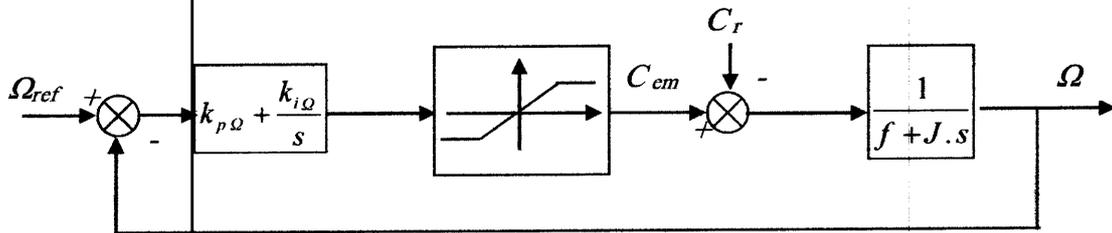


Figure II.9 Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant

Avec la structure de la figure (II.9), il est insuffisant d'obtenir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement de vitesse et le rejet de la perturbation, ceci nous a amené à prendre une structure PI avec anti-windup, le schéma de ce correcteur est représenté par la figure (II.10).

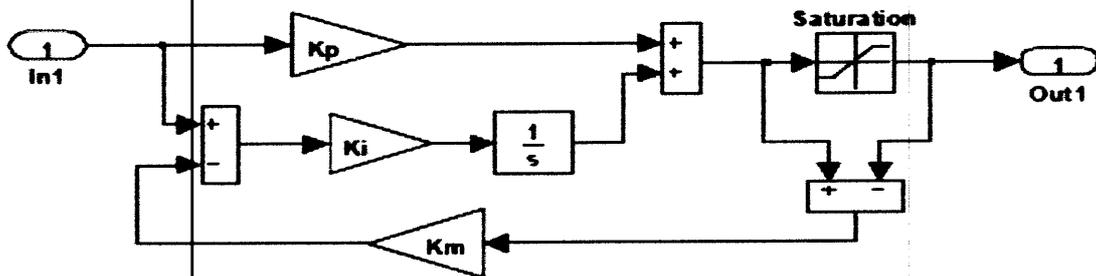


Figure II.10 structure PI avec anti-windup

## II-7. Schéma global de simulation

Le schéma de simulation de la commande vectorielle avec association onduleur à deux niveaux et MSAP est représenté par la figure (II.11)

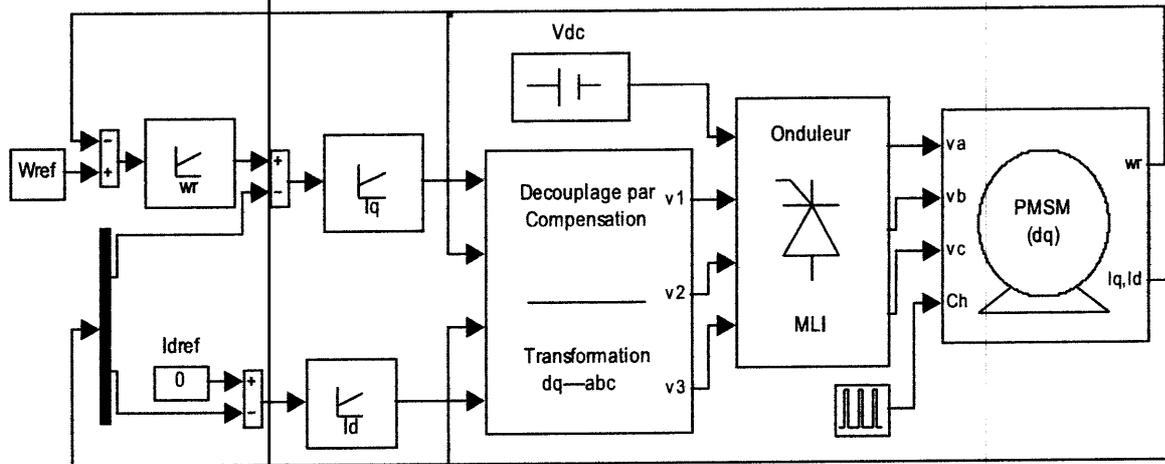


Figure II.11 Schéma Simulink de la commande vectorielle de la MSAP

## II-8. Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSAP Alimentée en tension

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée à une MSAP, nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble Onduleur-Machine à l'aide de logiciel MATLAB/Simulink. Cette simulation utilise les modèles de la machine et de l'onduleur élaborés dans le chapitre précédent.

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont donnés dans l'annexe A.

L'onduleur de tension est commandé par MLI. La structure de commande adoptée est celle de la (Figure II.11). Les paramètres des régulateurs de vitesse et des courants sont choisis de manière à avoir des réponses rapide, sans dépassement toute en assurant la stabilité du système.

Les performances de la commande vectorielle sont illustrées par les résultats de simulation données par les figures (II.12, II.13, II.14 et II.15). On a procédé aux essais suivants :

- ✓ Démarrage à vide avec  $W_{réf} = 157 \text{ rad/s}$ .
- ✓ Démarrage à vide suivie d'une perturbation de couple de charge à  $t = 0.5 \text{ s}$ .
- ✓ Variation du couple de charge.
- ✓ Inversion de sens de rotation à  $t = 0.5 \text{ s}$ .

**1<sup>er</sup> cas :** simulation de la commande vectorielle d'une MSAP alimentée en tension à vide (le couple de charge  $C_r = 0 \text{ Nm}$ ) :

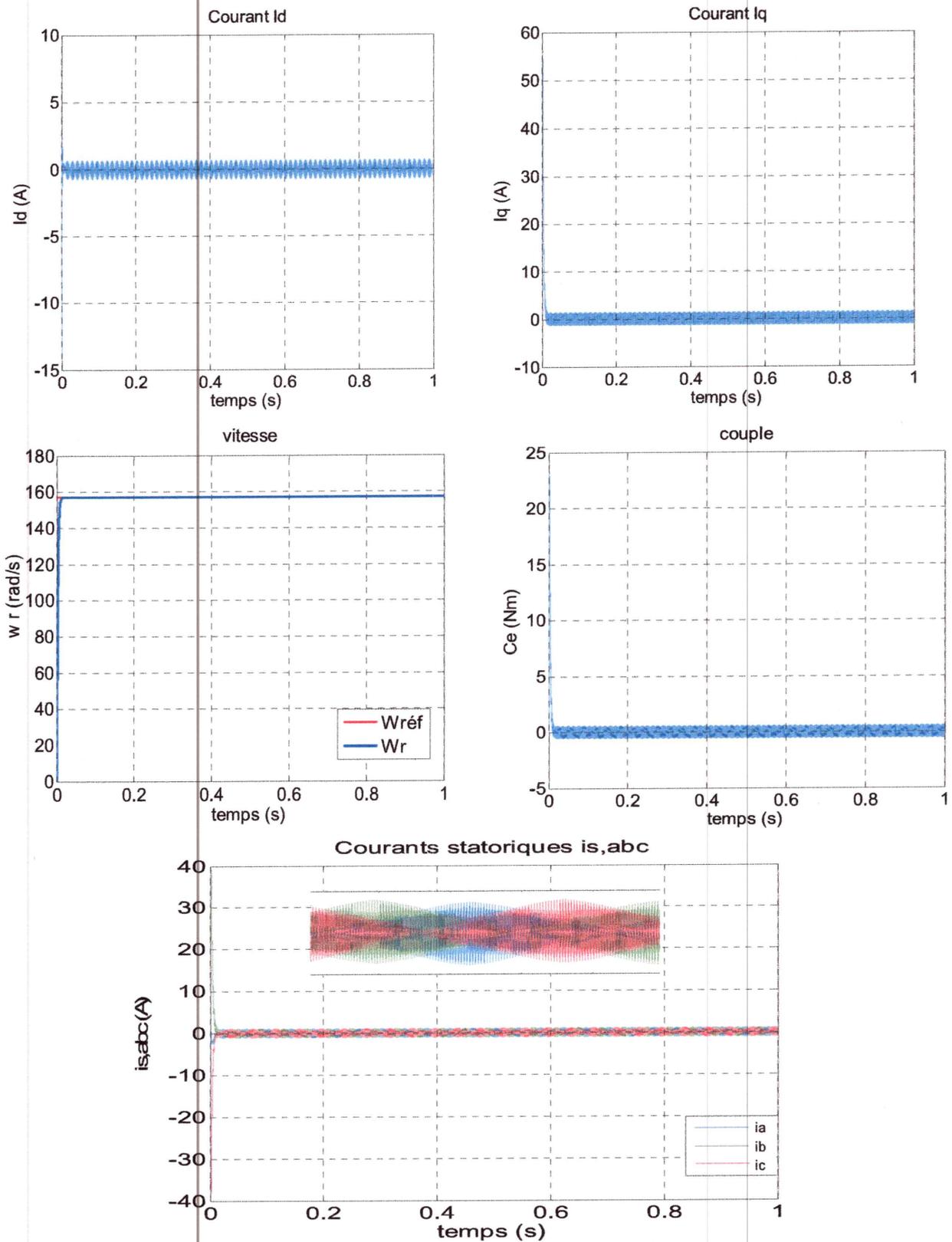


Figure II.12 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 157 rad/s

2<sup>em</sup> cas : simulation de la commande vectorielle d'une MSAP alimentée en tension avec une application du couple de charge  $C_r = 5 \text{ N.m}$  à l'instant  $t=0.5 \text{ s}$  :

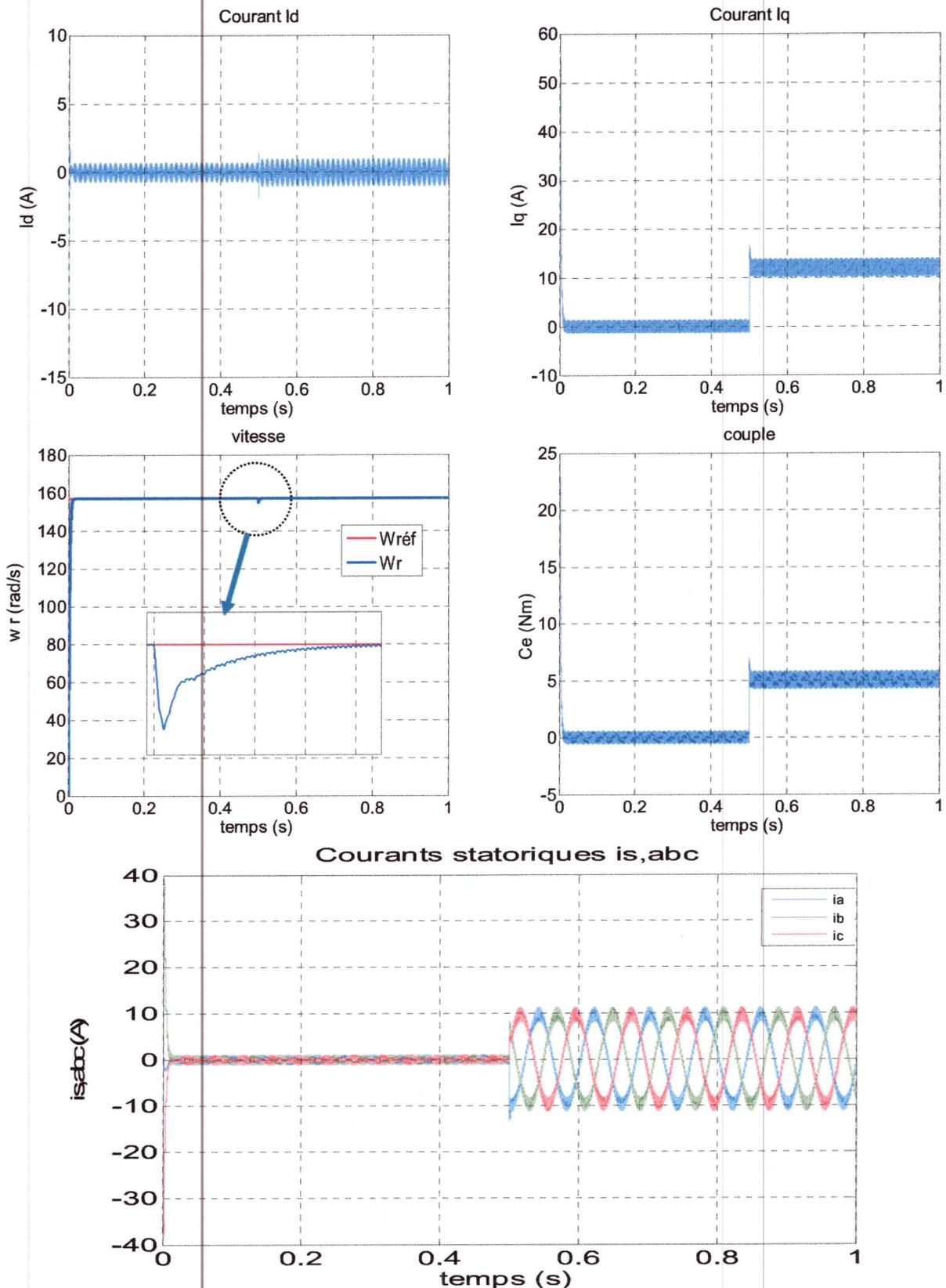


Figure II.13 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à  $t=0.5 \text{ s}$  pour une consigne de vitesse de 157 rad/s

3<sup>em</sup> cas : Variation de sens de couple charge :

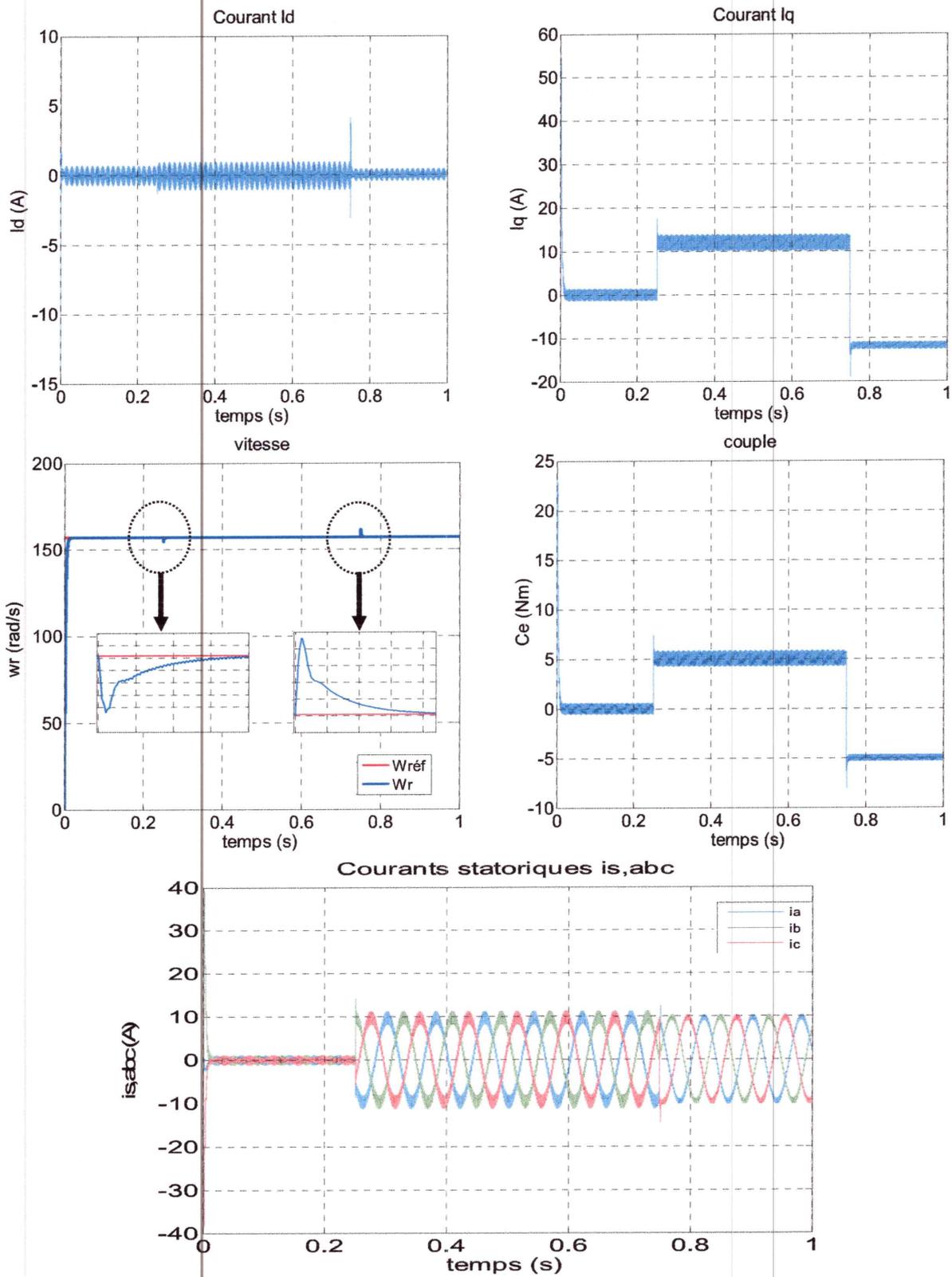


Figure II.14 Résultats de simulation lors d'une variation de consigne de couple de charge pour une consigne de vitesse de 157rad/s

4<sup>em</sup> cas : Inversion de sens de rotation de la machine :

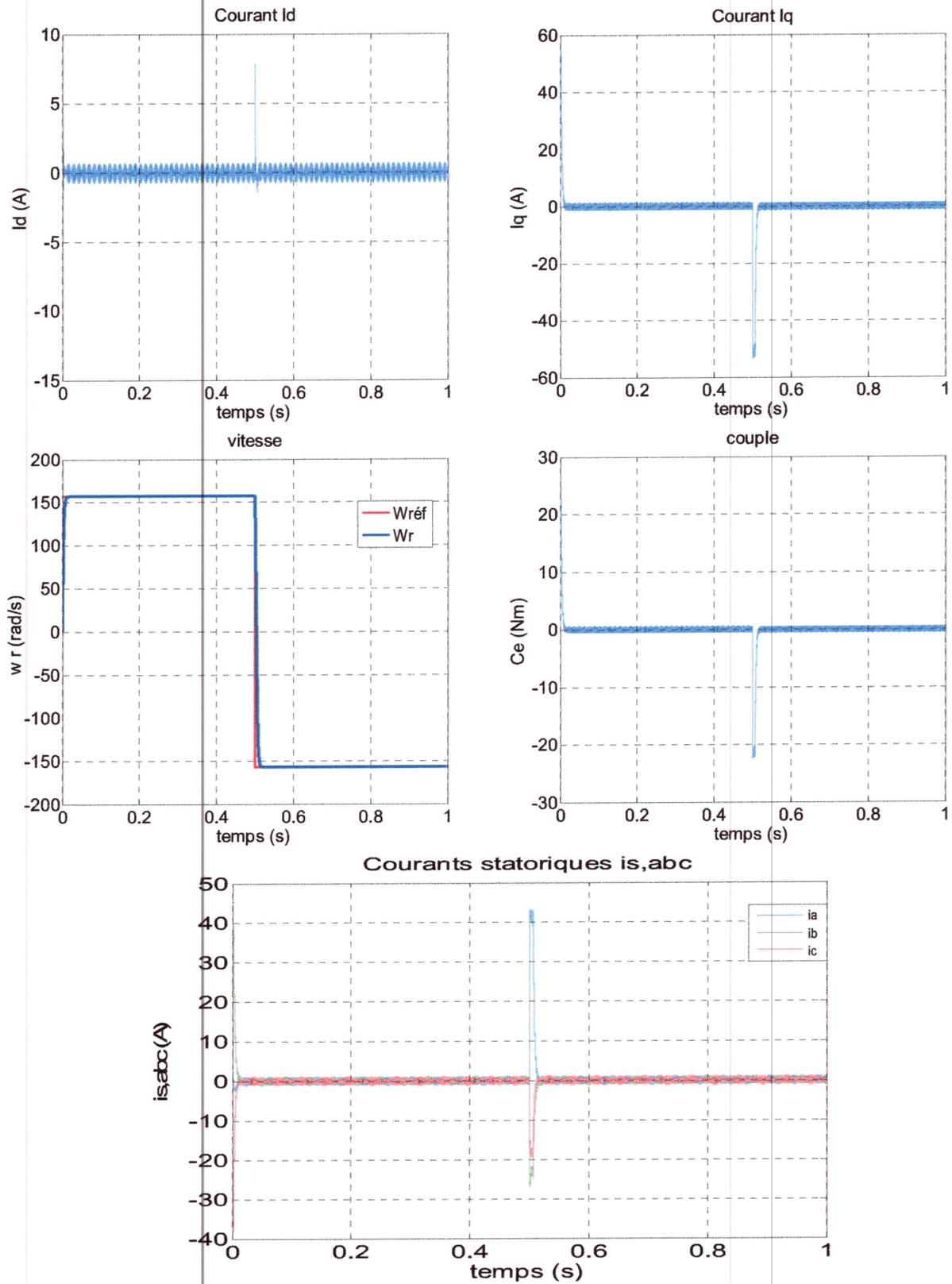


Figure II.15 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide et inversion la consigne de vitesse.

### II-9. Interprétation des résultats

La Figure (II.12), montre le comportement de la MSAP pour une consigne de 157 rad/s lors d'un démarrage à vide, on remarque que :

- ✓ l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court.
- ✓ le couple électromagnétique atteint la valeur (24 N.m) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.
- ✓ La réponse des deux composantes du courants statoriques montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine
  - $i_d = 0$
  - le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composant  $i_q$ .

La Figure (II.13), montre l'application de la charge  $C_r = 5 \text{ N.m}$  à l'instante  $t = 0.5 \text{ s}$ , on remarque que :

- ✓ l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entrain une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie,
- ✓ Le couple électromagnétique début par une valeur de 0 à 24 N.m et se stabilise à la valeur du couple résistant (5N.m),
- ✓ le courant statorique  $i_q$  est l'image du couple électromagnétique et le courant statorique  $i_d$  est nul ce qui indique que la commande vectorielle est effective.

La Figure (II.14), montre la variation du couple résistant, ces tests montrent :

- ✓ La vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte rapidement sans dépassement avec une petite perturbation lorsque on applique un couple résistant à  $t = 0.25\text{s}$  et  $t = 0.75\text{s}$ , le temps de réponse est acceptable environ 0.02s. grâce à l'action rapide du PI. La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP.

Enfin, l'inversion de vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle (157 rad/s) à la valeur (-157 rad/s) à l'instant  $t=0.5\text{s}$ , est représentée dans l'essai de la Figure (II.15) :

- ✓ L'allure de vitesse montre que la réponse en vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de l'inversion de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

*Chapitre III*  
*Estimation de la vitesse*  
*par la technique MRAS*

### **III-1. Introduction**

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) exige un capteur de position ou de vitesse afin de synchroniser le champ induit et inducteur. Actuellement, les industriels se sont alors orientés vers la recherche de solutions pour augmenter la fiabilité et diminuer les coûts. Ainsi, la suppression de ce capteur permet de répondre en partie aux exigences des industriels en termes de fiabilité et de coût. En effet, le capteur de position ou de vitesse est onéreux et susceptible de tomber en panne.

Dans la littérature, plusieurs techniques de mesure indirectes de la vitesse et de la position du rotor sont développées [14],[31]-[33].

Ce chapitre est destiné à l'étude des techniques d'estimation de la vitesse du rotor des moteurs synchrones à aimants permanents dans un système de commande à flux orienté. La méthode (MRAS) est basée sur le modèle dynamique de la MSAP, formulé dans un repère lié au rotor. En utilisant les mesures des courants et des tensions statoriques, on construit deux estimateurs de courants statoriques dans le référentiel lié au rotor.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante, au début nous allons présenter les différents modèles de la méthode MRAS, ensuite nous présenterons les résultats de simulation de cette technique appliquée à l'estimation de la vitesse de rotation d'une machine synchrone à aimants permanents.

### **III-2. Méthodes de commande adaptative avec modèle**

#### **III-2-1. Méthodes à base d'estimateur**

Les estimateurs connus longtemps, s'appuient sur la duplication de modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel. Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de la vitesse de la machine [34].

##### **III-2-1-1. Loi d'autopilotage**

La méthode d'estimation de la vitesse utilise la loi d'autopilotage des machines électriques et peut être facilement implantée. L'objectif de cette méthode est d'obtenir la vitesse électrique du rotor à partir des deux autres fréquences du moteur, qui peuvent être estimées. Ces estimations sont évaluées à partir des courants statoriques mesurés et des flux rotorique (courants magnétisants) estimés du moteur.

### III-2-1-2. Estimation de la vitesse par la technique MRAS

Le système adaptatif à modèle de référence est basé sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable [34].

### III-2-2. Méthodes à base d'observateur

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système. En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable. Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent des bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [35].

#### III-2-2-1. Observateur déterministe

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit ou seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les observateurs présentent une entrée supplémentaire qui assure éventuellement la stabilité exponentielle de la reconstruction, et impose la dynamique de convergence. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain.

#### III-2-2-2. Observateur stochastique (Filtre de Kalman)

Une des méthodes utilisées pour l'estimation de la vitesse de la MSAP est le filtre de Kalman étendu (EKF), le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la MSAP (courant statorique, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme

génétique [36]. Les bruits sont supposés blancs, gaussiens et non corrélés avec les états estimés.

### **III-3. Méthodes de commande adaptative sans modèle**

#### **III-3-1. Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine**

Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse [37]. On peut dénombrer diverses techniques pour l'estimation de la vitesse utilisant cette donnée physique de la machine liée à la présence de saillances. L'insensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine constitue l'un des grands avantages pour ces techniques en contrepartie de l'exigence de moyens performants en termes de traitement du signal. Le défi reste donc dans la réalisation de l'estimation en temps réel, spécialement pour les commandes bouclées.

#### **III-3-2. Estimation basée sur l'intelligence artificielle**

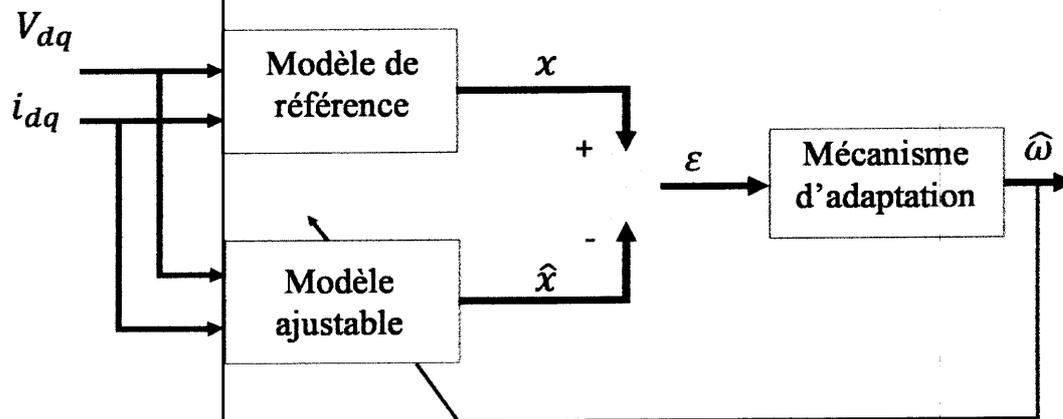
Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux neurones sont tous des techniques de calcul numérique à base d'intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l'informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l'ingénierie. Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes [34]. Leurs robustesses sont très bonnes même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique.

#### **III-4. Système adaptatif par modèle de référence (MRAS)**

On implémente cette technique, en utilisant deux modèles indépendants. Le premier est le modèle de référence, il est utilisé pour la détermination de deux composantes des courants statoriques suivant l'axe direct et en quadrature (dans le référentiel de Park) à partir de la mesure directe des courants dans le référentiel statorique. Le deuxième est le modèle

ajustable, il est utilisé pour l'estimation de deux composantes des courants statoriques à partir de la mesure directe des courants et tensions statoriques. En annulant l'écart entre les courants statoriques du modèle de référence et du modèle ajustable, nous pouvons estimer la vitesse rotorique en régime dynamique. Cet écart est utilisé par le mécanisme adaptatif pour générer la valeur estimée et de la faire converger vers la valeur de référence.

Un mécanisme d'adaptation, généralement un régulateur PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. La structure de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode MRAS est donnée par la figure suivante [14] :



**Figure III.1** Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS.

Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable «  $x$  », tel que le flux rotorique, la force contre électromotrice ou la puissance réactive. L'erreur entre les sorties des estimateurs peut être sous plusieurs formes [38] :

- Erreur entre le flux rotorique estimé par le modèle en courant et celui en tension.
- Erreur résultante du produit croisée entre les forces contre électromotrices estimées, cette méthode a pour avantage l'élimination de l'intégration pure du modèle de tension.
- Erreur résultante de produit croisée entre de courants statoriques et les flux rotoriques estimés par.

Différentes méthodes d'identification adaptative MRAS ont été proposées par les chercheurs.

### III-4-1. MRAS basée sur le modèle de courant

La méthode MRAS est basée sur le modèle dynamique de la MSAP, formulé dans un repère lié au rotor. En utilisant les mesures des courants et des tensions statoriques on construit deux estimateurs de courants statoriques dans le référentiel lié au rotor. Les courants statoriques mesurés dans le repère  $d, q$  sont comparés avec ceux d'un modèle adaptatif. Enfin l'erreur issue de cette différence permet de générer la vitesse du rotor qui est utilisée pour ajuster le modèle adaptatif [14],[32].

L'équation (I.14) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \omega_r L_q i_q + v_d \\ L_q \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \phi_f + v_q \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les courants  $i_d$  et  $i_q$  d'axes  $d$  et  $q$  sont les variables d'état du modèle de MSAP, qui est décrit par l'équation (III.1). Ce dernier peut s'écrire sous la forme matricielle suivante

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d + \frac{\phi_f}{L_d} \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d + \frac{\phi_f}{L_d} \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} + \frac{R_s \phi_f}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Le système d'équations (III.2) représente le modèle d'état de la MSAP exprimé dans le repère lié au rotor. Ce modèle peut s'écrire sous forme :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d + \frac{\phi_f}{L_d} \\ i_q \end{pmatrix}, \quad A = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_d} + \frac{R_s \phi_f}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} \end{pmatrix}, \quad u = \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} \quad (\text{III.4})$$

$$y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}, \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Le modèle de référence est le suivant :

$$\frac{d}{dt} x = Ax + Bu \quad (\text{III.6})$$

La vitesse de rotation est utilisée comme une information corrective dans le mécanisme d'adaptation afin d'annuler l'erreur entre les deux modèles de référence et ajustable. Le modèle ajustable doit donc, forcément contenir la vitesse de rotation  $\omega_r$  et il est donné par :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \hat{v}_1 \\ \hat{v}_2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Où la vitesse de rotation  $\hat{\omega}$  doit être estimée

L'équation (III.7) peut être réécrite comme suit :

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = \hat{A} \hat{x} + \hat{B} \hat{u} \quad (\text{III.8})$$

Sachant que les deux modèles (de référence et ajustable) utilisent les mêmes entrées (tensions statoriques), on définit alors les écarts des courants statoriques dans un repère lié au rotor comme ci-dessous.

$$e = x - \hat{x} \quad (\text{III.9})$$

Finalement nous pouvons écrire l'erreur d'estimation sous la forme d'équation d'état comme suit

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} e = A e - I \omega_r \\ v = D e \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Où  $\omega_r = (\hat{A} - A) \hat{x}$  par le choix  $D = I$  puis  $v = I e = e$

Pour assurer la convergence de l'erreur  $e(t)$  du système (III.10), on peut exploiter le critère d'hyperstabilité de Popov, où il suffit de satisfaire les deux conditions suivantes [31] :

1.  $H(s) = D(sI - A)^{-1}$  est une matrice strictement positive,
2.  $\eta(0, t_0) = \int_0^{t_0} \nu^T \omega dt \geq -\gamma_0^2, \forall t_0 \geq 0$  où  $\gamma_0^2$  est un nombre positif limité.

Dans le but d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation, on utilise un régulateur PI afin d'estimer la vitesse de rotation qui est donnée par :

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t k_i (x_1 \hat{x}_2 - x_2 \hat{x}_1) d\tau + k_p (x_1 \hat{x}_2 - x_2 \hat{x}_1) + \hat{\omega}_r(0) \quad (\text{III.11})$$

Avec  $K_i$  et  $K_p$  sont les gains du régulateur PI pour corriger l'erreur entre la vitesse réelle et celle estimée.

En remplaçant  $x$  par  $i$  on trouve

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t k_i (i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d) d\tau + k_p (i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\phi_f}{L_d} (i_q - \hat{i}_q)) + \hat{\omega}_r(0) \quad (\text{III.12})$$

Dans l'équation ci-dessus,  $\hat{i}_d$  et  $\hat{i}_q$  peuvent être calculés par le modèle ajustable,  $i_d$  et  $i_q$  peuvent être obtenus par la transformation des courants mesurés de la machine, et  $\phi_f$  ici est traité comme une entrée constante [32].

La position du rotor peut être obtenue en intégrant la vitesse estimée.

$$\hat{\theta} = \int_0^t \hat{\omega}_r d\tau \quad (\text{III.13})$$

Le schéma de la technique MRAS est illustré sur la figure III.2. Les entrées du bloc d'estimation de vitesse et de position sont les tensions et les courants mesurés du moteur, et les sorties sont la vitesse estimée et la position.

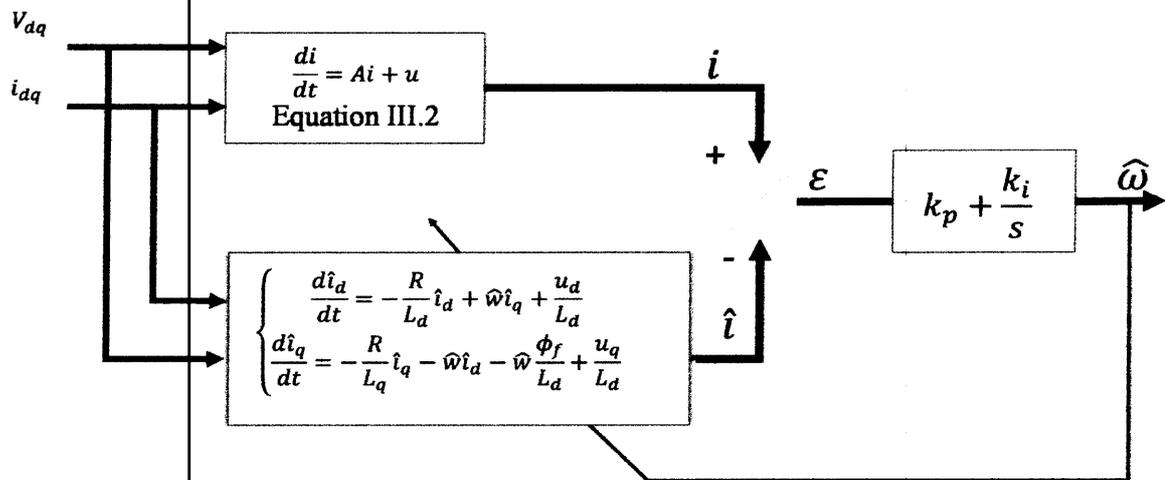


Figure III.2 estimation de la vitesse par la technique MRAS basée sur le modèle de courant

**III-4-2. MRAS basée sur le module de la puissance réactive instantanée**

Le modèle de référence calcule la puissance réactive instantanée  $Q_{ref}$  et le modèle ajustable calcule la puissance réactive en régime permanent  $Q_{est}$ . Les deux puissances réactives sont alors comparées pour former le signal d'erreur. Ce dernier est utilisé dans un mécanisme d'adaptation pour estimer la vitesse du rotor, ainsi qu'un régulateur Proportionnel Intégral (PI). La vitesse du rotor estimée est employée pour régler le modèle ajustable jusqu'à ce que les deux puissances réactives ( $Q_{ref}$  et  $Q_{est}$ ) seront les mêmes. Il est important de mentionner que dans la technique MRAS proposé, un contrôle continu du signal d'erreur de vitesse  $e_\omega$  et le signal d'erreur de puissance réactive  $\epsilon$  est exigé. Autrement dit, au lieu de la rétroaction négative, la rétroaction positive peut avoir lieu et le système peut devenir instable [33].

**III-4-2-1. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents**

Les tensions statoriques d'axes  $d$  et  $q$  de la MSAP dans le référentiel lié au rotor peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (III.14)$$

Le couple électromagnétique développé peut être exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q] \quad (\text{III.15})$$

La puissance réactive instantanée  $Q$  peut être exprimée sous la forme :

$$Q_1 = v_q i_d - v_d i_q \quad (\text{III.16})$$

En substitution (III.14) dans (III.15) on obtient :

$$Q_2 = \omega_r (L_d i_d^2 + L_q i_q^2) + (L_q i_d p i_q - L_d i_q p i_d) + \omega_r i_d \phi_f \quad (\text{III.17})$$

En régime permanent les termes de dérivées sont alors nuls et la nouvelle expression de la puissance  $Q$  devient :

$$Q_3 = \omega_r (L_d i_d^2 + L_q i_q^2) + \omega_r i_d \phi_f \quad (\text{III.18})$$

En imposant  $i_d = 0$  dans l'équation (III.18) (condition dans la commande vectorielle de la MSAP), par conséquent l'expression simplifiée de la puissance  $Q$  sera donc :

$$Q_4 = \omega_r L_q i_q^2 \quad (\text{III.19})$$

Parmi ces expressions de la puissance réactive  $Q$ , la puissance  $Q_1$  est considérée comme modèle de référence car elle est indépendante de la vitesse du rotor. Les expressions de  $Q_2$ ,  $Q_3$  et  $Q_4$  dépendent toutes de la vitesse du rotor et elles peuvent être choisies comme modèle ajustable. Mais certains avantages et inconvénients sont associés au choix de  $Q$  dans le modèle ajustable [33].

- € Le choix de  $Q_2$  dans le modèle ajustable donne une meilleure précision pour l'estimation de la puissance réactive en tenant comptes des termes qui interviennent dans le régime transitoire (dérivées des courants). Cependant, le calcul des dérivées ne peut être fiable en raison de la présence du bruit dans le système
- € Le calcul des dérivées n'est pas nécessaire dans le choix de  $Q_3$  dans le modèle ajustable. Cependant, l'expression dépend de deux paramètres de machine conformément à la force de l'aimant.
- € Pour le choix de  $Q_4$  dans le modèle ajustable, le calcul des dérivées n'est pas nécessaire et en même temps, l'expression de la puissance réactive dépend seulement de  $L_q$ . Cependant, l'erreur due termes dérivées négligés est prise en compte par le régulateur PI dans le mécanisme d'adaptation.

Par conséquent, parmi les expressions de la puissance réactive (c-à-d.  $Q_2$ ,  $Q_3$  et  $Q_4$ ),  $Q_4$  est choisie comme modèle ajustable car l'algorithme d'estimation est :

1. Indépendant de la résistance statorique  $R_s$ .
2. Moins sensible aux variations des paramètres de la machine (MRAS dépend seulement du paramètre  $L_q$ ).
3. Réduit les calculs complexes en utilisant les expressions simplifiées de la puissance réactive dans le modèle de référence et le modèle ajustable.
4. Peut-être exempt aux problèmes liés aux intégrateurs tant qu'on n'a pas besoin d'estimer la F.é.m.

La formulation du mécanisme d'adaptation joue un rôle significatif dans l'application de la technique MRAS. Le signal d'erreur est défini par

$$\begin{cases} \varepsilon = Q_1 - Q_4 \\ \hat{\omega}_r = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Il est important d'assurer que l'erreur dynamique (la dérivée de  $\varepsilon$ ) sera stable, cela exige naturellement la convergence de l'erreur ' $\varepsilon$ ' et la différence ( $\omega_r - \hat{\omega}_r$ ) vers zéro. La stabilité de cet algorithme est généralement étudiée en utilisant le théorème de Lyapunov. Le signal d'adaptation  $\hat{\omega}_r$  est obtenu à travers un régulateur du type PI à partir du signal d'erreur. Comme ce signal d'erreur est minimisé, le signal d'adaptation  $\hat{\omega}_r$  est approché à la vitesse  $\omega_r$  de la machine. La puissance réactive  $Q_4$  donnée par le modèle ajustable est alors confondu avec  $Q_1$  donnée par le modèle de référence.

La figure suivante représente le schéma de principe d'un estimateur de vitesse par la technique MRAS basée sur la puissance réactive instantanée.

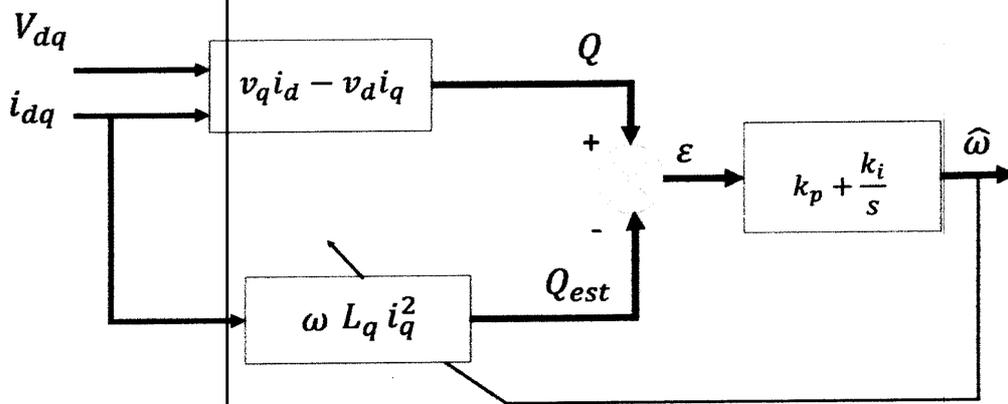


Figure III.3 MRAS basée sur la puissance réactive instantanée.

III-5. Technique X-MRAS :

En tenant compte d'une nouvelle quantité définie par le produit  $\vec{v}^*$  et  $\vec{i}$  ( $X = \vec{v}^* \times \vec{i}$ ). les problèmes de stabilité associés au mode de fonctionnement de la machine synchrone a aimant permanant (MSAP) seront résolus. La valeur instantanée de  $\vec{v}^* \times \vec{i}$  est utilisée dans le modèle de référence et la valeur du flux orientée en régime permanent est considérée comme modèle ajustable [38]. La structure de la commande X-MRAS pour l'estimation de la vitesse de rotation de la MSAP est représentée sur la Figure III.4.

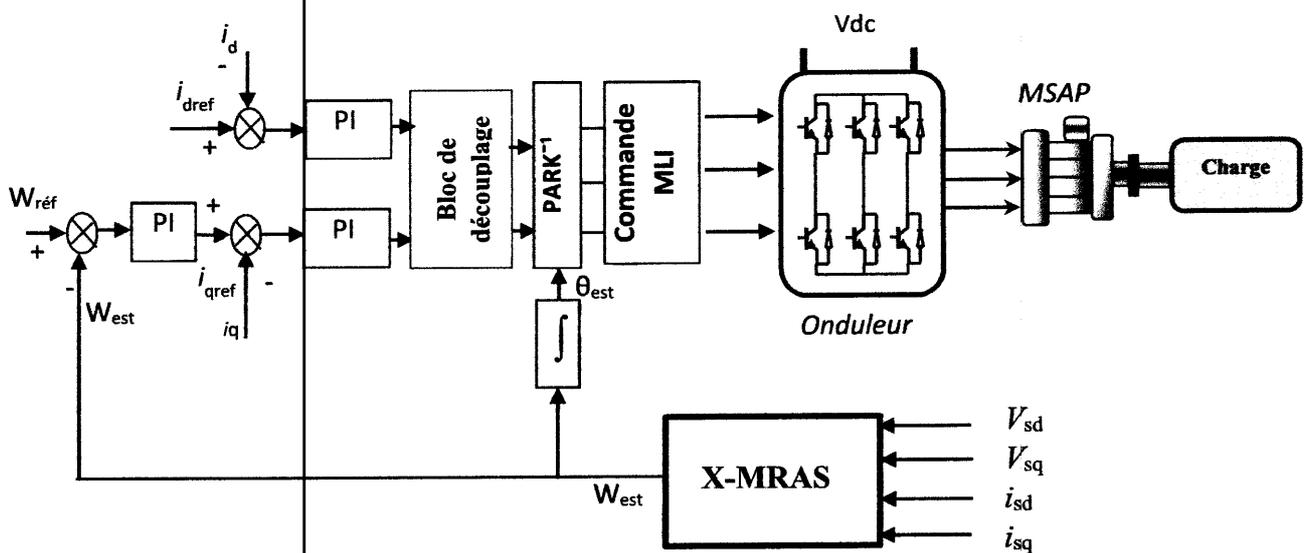


Figure III.4 Schéma bloc de la commande vectorielle avec la technique X-MRAS

La sélection  $\vec{v}^* \times \vec{i}$  de est un grand succès, dans le sens où la technique de commande X-MRAS est stable pour un fonctionnement à quatre quadrants [38]. L'estimateur fonctionne très bien à basses vitesses incluant la vitesse zéro et ne nécessite pas de calcul du flux rotorrique.

**III-5-1. Formulation de la technique X-MRAS**

La figure III.8 illustre le schéma de principe de cette méthode de commande pour l'estimation de la vitesse de rotation. Le produit de  $\vec{v}^*$  et  $\vec{i}$  ( $X = \vec{v}^* \times \vec{i}$ ). Est sélectionné en tant que candidat fonctionnel de la commande X-MRAS (notons que  $\vec{v}^* \times \vec{i}$  n'est ni la puissance réactive ni la puissance active). La quantité  $X_1$  est utilisée dans le modèle de référence. D'autre part, la valeur en régime permanent de  $X$  dans des conditions de fonctionnement à flux rotorrique orienté,  $X_4$  est considérée comme modèle ajustable. L'erreur des deux quantités  $\epsilon = X_1 - X_4$  est introduite dans le mécanisme d'adaptation, ce qui donne la vitesse estimée du rotor  $\omega_{est}$ .

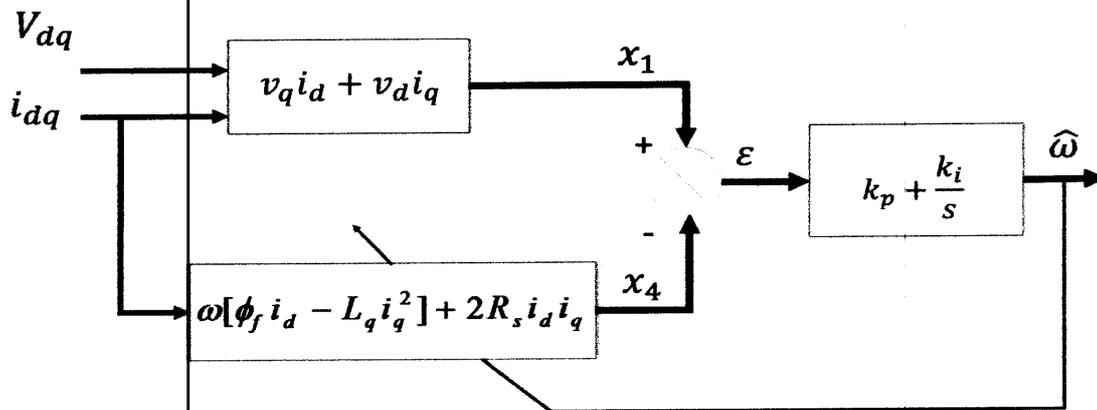


Figure III.5 Schéma de principe de la technique X-MRAS.

Les tensions statoriques de la MSAP peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_d = (R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt}) - L_q \cdot \omega_r \cdot i_q \\ V_q = (R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt}) + L_d \cdot \omega_r \cdot i_d + \phi_f \cdot \omega_r \end{cases} \quad (III.21)$$

La valeur instantanée de X est définie comme suit :

$$X_1 = v_q i_d + v_d i_q \quad (\text{III.22})$$

En substituant les valeurs  $V_d$  et  $V_q$  de (III-21) dans (III-22), la valeur instantanée de  $X$  devient :

$$X_2 = [(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt}) + L_d \omega_r i_d + \phi_f \omega_r] i_d + [(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt}) - L_q \omega_r i_q] i_q \quad (\text{III.23})$$

En régime permanent, l'expression de  $X_2$  sera donc :

$$X_3 = [(R_s I_q + L_d \omega_r I_d + \phi_f \omega_r] i_d + [R_s I_d - L_q \omega_r I_q] i_q \quad (\text{III.24})$$

Pour une commande à flux rotorique orienté on a :

$$\omega_r L_d i_d^2 = 0 \quad (\text{III.25})$$

L'expression simplifiée de  $X_3$  devient :

$$X_4 = \omega_r [\phi_f i_d - L_q i_q^2] + 2R_s i_d i_q \quad (\text{III.26})$$

Il est clair d'après (III.22) que l'expression de  $X_1$  est indépendante de la vitesse du rotor. Par conséquent, elle est choisie pour le modèle de référence. Les quantités  $X_2$ ,  $X_3$  et  $X_4$  données respectivement par (III.23), (III.24), (III.26) doivent être choisies comme modèle ajustable car elles dépendent de la vitesse du rotor. Cependant,  $X_4$  est choisi comme modèle ajustable, car cette quantité ne contient pas ni termes du flux rotorique estimé ni autres termes de dérivées temporelles.

### III-6. Simulation et Interprétation

Dans le but de tester les performances et la robustesse de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par la méthode MRAS basée sur le modèle de courant, la méthode est mise en évidence par la simulation, sur un temps de  $t=1s$  pour les régimes de fonctionnement suivants :

- **1<sup>er</sup> cas** : démarrage à vide avec application d'un couple de charge  $C_r = 5N.m$  à l'instant  $t = 0.5s$
- **2<sup>eme</sup> cas** : inversion du sens de rotation de la machine à  $t=0.5s$ , avec application d'une charge de  $5 N.m$  à  $t=0.25s$ .
- **3<sup>eme</sup> cas** : application et élimination d'un couple de charge  $C_r=5 N.m$  aux instants  $t=0.3s$  et  $t=0.7s$

1<sup>er</sup> cas : démarrage à vide avec application d'un couple de charge :

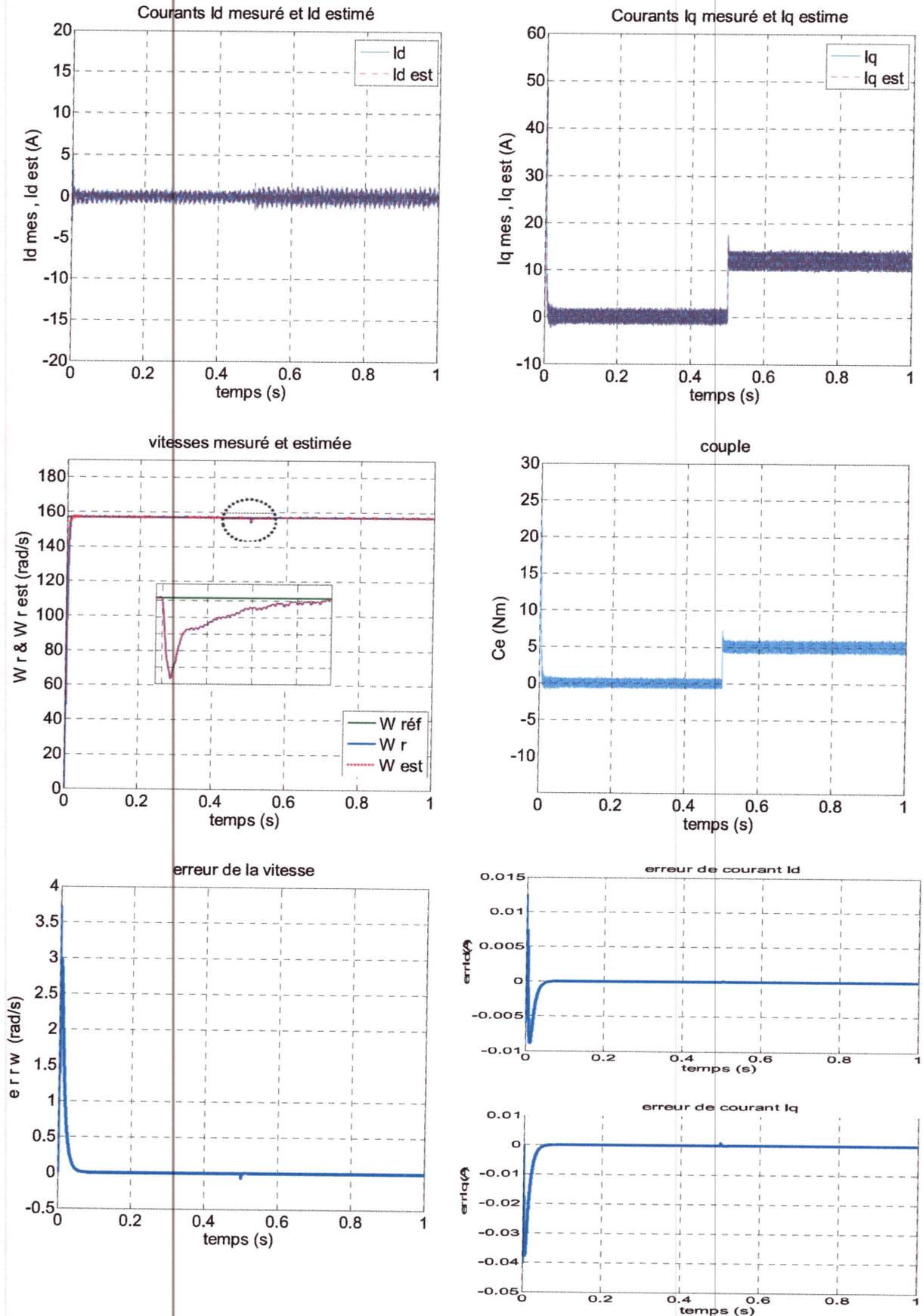


Figure III.6 Résultats de simulation de la commande MRAS d'une MSAP (démarrage à vide suivi d'une charge).

2<sup>ème</sup> cas : inversion du sens de rotation de la machine :

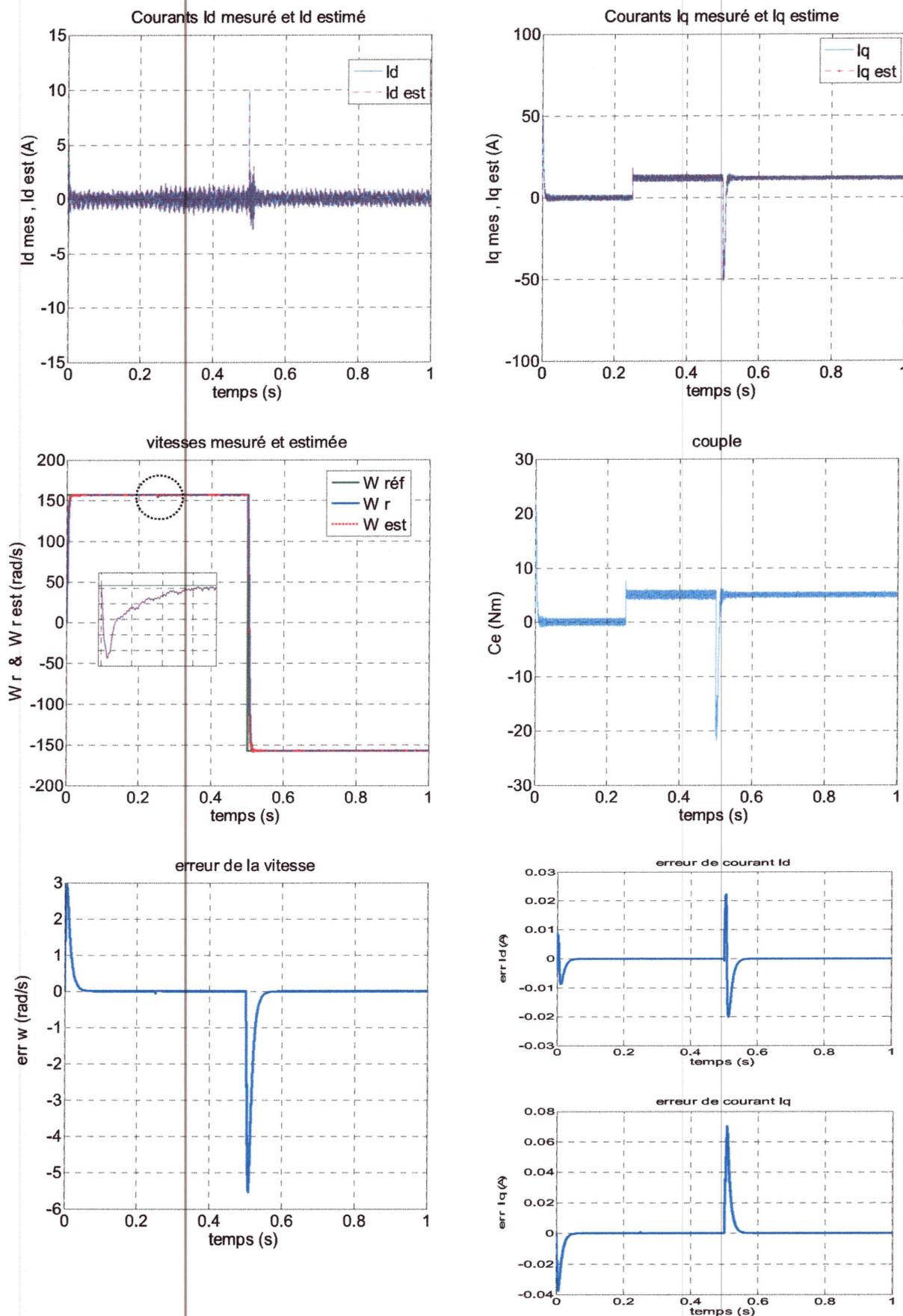


Figure III.7 Simulation de la réponse du système face à une inversion de consigne de vitesse

3<sup>ème</sup> cas : application et élimination d'un couple de charge :

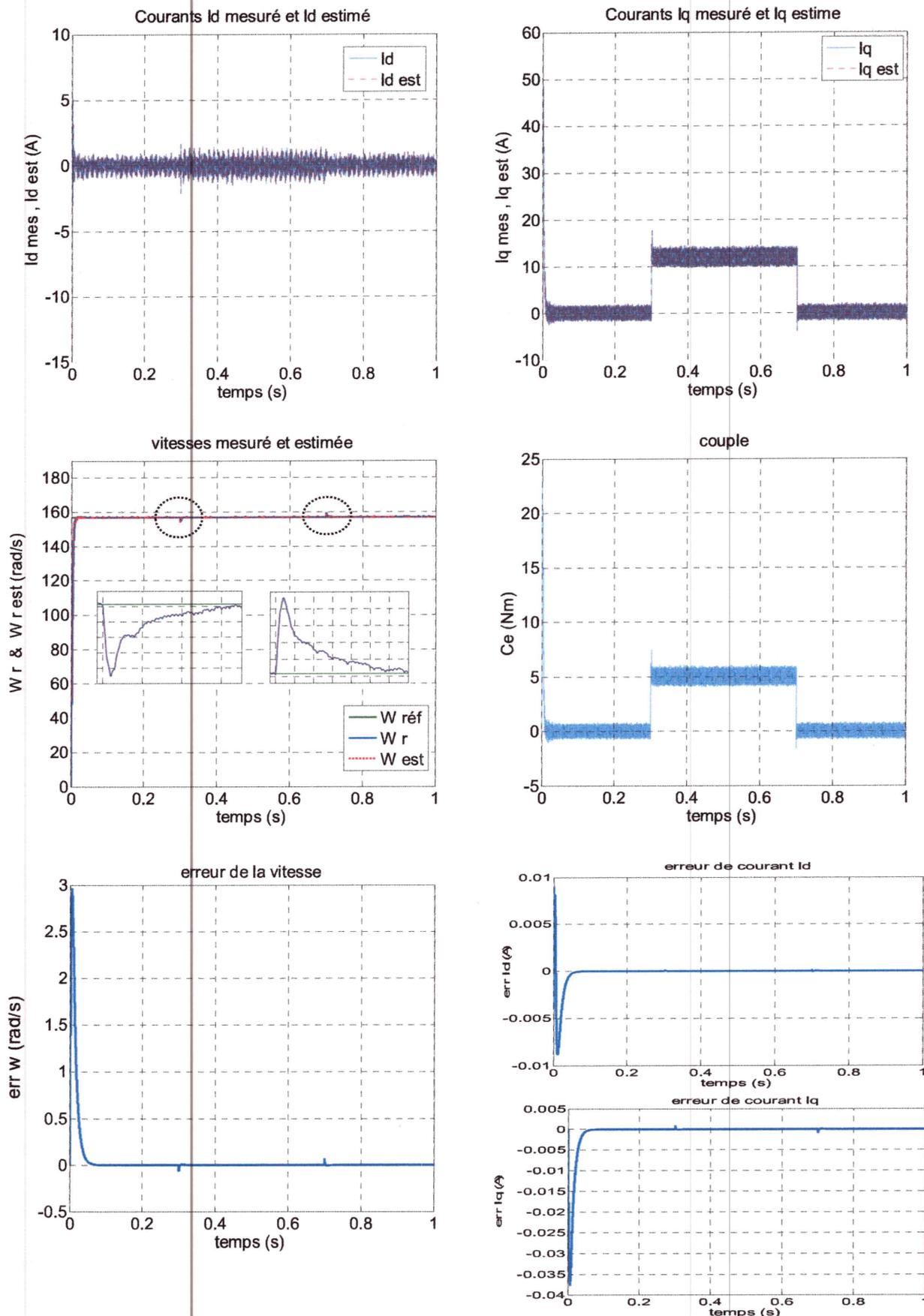


Figure III.8 Simulation d'une application et élimination d'un couple de charge aux instants  $t=0.3s$  et  $t=0.7s$

**❖ Test de démarrage à vide avec application d'un couple de charge**

On remarque d'après la figure (III.6) où le couple de la charge  $C_r=5$  N.m appliqué à  $t=0.5s$ , que la vitesse estimée et la vitesse réelle suit correctement la vitesse de référence. Après l'application de la charge, on constate un bon rejet de perturbation. Le courant est influencé par la variation de la charge. Le couple subit une petite valeur au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. Avec une erreur d'estimation presque nulle de la vitesse et des courants.

**❖ Test d'inversion de sens de rotation**

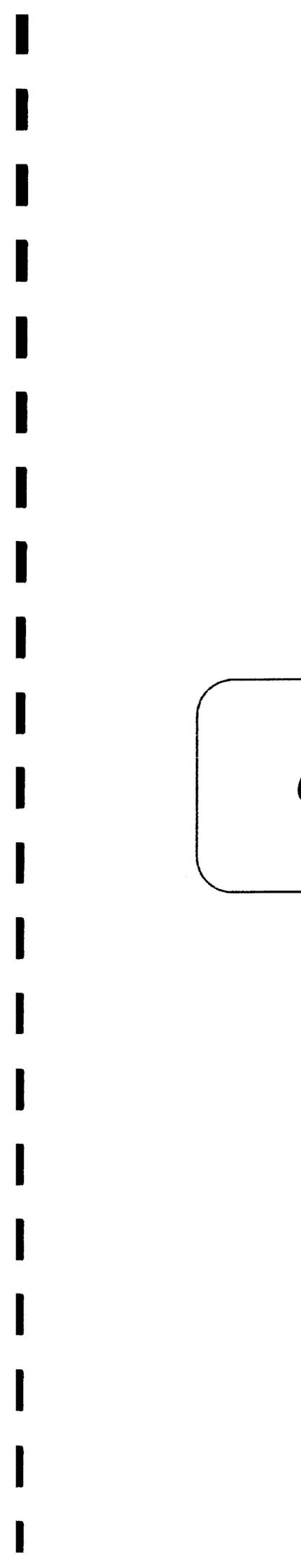
La figure (III.7) illustre les réponses de la MSAP pour ce test, on remarque que la vitesse estimée suit la vitesse réelle, le courant estimé suit le courant réel avec une erreur d'estimation presque nulle. L'allure de courant estimé et de courant réel présente un pic lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur du régime permanent. Après l'application d'une charge de 5N.m à  $t=0.25s$ , on constate encore le rejet de la perturbation (couple de charge) et le suivie parfait de la référence de vitesse (157 rad/s), ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage de la vitesse pour la commande. Le couple électromagnétique oscille lors de la mise sous tension et atteint une valeur maximale de 23N.m et disparaît une fois le régime permanent est atteint. Une fois appliqué un couple de charge à  $t=0.25s$ , le couple augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge.

**❖ Test de variation de la charge**

La figure (III.8) montre les réponses de la MSAP pour la variation de la charge. On introduit à l'instant  $t=0.3s$  un couple de 5 N.m après un démarrage à vide, puis on a annulé à l'instant  $t=0.7s$ . On remarque que les grandeurs telles que la vitesse et le courant sont influencées par cette variation. On remarque aussi, que le courant estimé converge vers le courant réel. Il en est de même pour la vitesse. En charge  $i_q$  présente la même dynamique que celle du couple électromagnétique pour répondre au couple de charge. Les erreurs d'estimation de la vitesse et du courant sont presque nulles. On peut dire que les performances de l'estimateur MRAS sont acceptables pour ce test.

**III-7. Conclusion**

Au cours de ce chapitre, nous avons abordé le problème d'estimation de la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents. L'accent a été mis sur l'estimation de la vitesse par la technique MRAS (Model Reference Adaptive System). Des résultats de simulation ont été présentés pour montrer les performances des algorithmes proposés (MRAS basée sur le modèle de courant). En implantant cette technique (estimateur MRAS) dans un bloc de commande vectorielle d'une MSAP, ces résultats confirment l'efficacité de la commande en poursuite sans capteur de vitesse.



*Conclusion Générale*

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire ont essentiellement porté sur l'estimation adaptative de la vitesse pour la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents, afin d'assurer la poursuite de trajectoires de vitesse.

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

Dans un deuxième temps, où nous nous sommes intéressés à la mise en œuvre de la stratégie de commande vectorielle qui permet l'obtention d'un modèle dynamique découplé équivalent à celui d'une machine à courant continu et le contrôle direct du couple par l'intermédiaire de la composante en quadrature du courant statorique et ainsi d'atteindre des performances dynamique et statique très satisfaisantes, les résultats de simulation de l'association (commande vectorielle, onduleur de tension et moteur) sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle : la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable.

Enfin une technique d'estimation dite MRAS (système adaptatif à modèle de référence), été introduite pour remplacer le capteur de position, en estimant en même temps la vitesse de rotation ainsi que la position du rotor d'une MSAP. Cette technique est basée sur deux modèles indépendants, le premier est le modèle de référence, le deuxième est le modèle ajustable, avec un mécanisme d'adaptation de la vitesse de rotation. On a utilisé dans cette partie le modèle de courant (pour le modèle de référence et le modèle ajustable). Toutefois, les résultats de simulation montrent que la commande vectorielle dotée d'un estimateur MRAS de vitesse permet, en générale, d'obtenir des résultats satisfaisants par rapport, à la fois, aux grandeurs de consigne et aux perturbations. A travers les erreurs d'estimation, on remarque une convergence rapide des erreurs vers zéro ainsi qu'une bonne poursuite des consignes de cet estimateur.

Pour notre part, nous pouvons affirmer sur la base des résultats obtenus que la commande sans capteur mécanique, avec la technique exploitée (MRAS basée sur le modèle de courant), est une option intéressante pour la commande de la MSAP, par sa robustesse,

son efficacité. On peut conclure que la commande sans capteur mécanique par la technique MRAS est l'une des meilleurs techniques qui peuvent réduire le coût du système et permettent d'estimer la position et/ou la vitesse de la MSAP.

Les travaux présentés dans ce mémoire ouvrent un certain nombre de perspectives prometteuses quant à :

- L'utilisation des techniques d'optimisation (ex. optimisation par essaims de particules (PSO)) pour le réglage des gains utilisés dans le bloc d'estimation (MRAS), sachant que la commande est simple à implanter, mais le réglage des gains n'est pas aisé.
- L'utilisation des techniques d'intelligences artificielles telles que les réseaux de neurones et la logique floue pour le calcul des régulateurs afin d'augmenter les performances dynamiques de la commande vectorielle.
- L'implémentation de la commande directe du couple (DTC) pour pouvoir utiliser les techniques directes d'estimation de la vitesse de la MSAP et déterminer la position du rotor.
- L'implémentation de l'algorithme de commande sur un banc d'essai expérimental.

*Annexes*

**Paramètres de la Machine Synchrone à Aimants Permanents**

<b><i>Symboles</i></b>	<b><i>Description</i></b>	<b><i>Valeurs</i></b>	<b><i>Unités</i></b>
$R_s$	<i>Résistance statorique</i>	0.76	$\Omega$
$L_d$	<i>Inductance directe</i>	0.0018	$H$
$L_q$	<i>Inductance quadratique</i>	0.0018	$H$
$\phi_f$	<i>Flux d'excitation des aimants permanents</i>	0.14	$Wb$
$J$	<i>Moment d'inertie</i>	0.0011	$Kg.m^2$
$f$	<i>Frottement visqueux</i>	0.00005	$N.m.s / rad$
$P$	<i>Nombre de paires de pôles</i>	2	—

Les paramètres des différents régulateurs utilisés dans ce travail sont :

<i>Régulateurs</i>	$k_p$	$k_i$
<i>Régulateur de vitesse</i>	1.86	784.40
<i>Régulateur de courant</i>	10.80	4560
<i>Régulateur de vitesse (MRAS)</i>	34	3500

# *Bibliographie*

## II-10. Conclusion

Cette étude par simulation numérique nous a permis d'aborder la conception d'un asservissement de vitesse du MSAP associée à une commande vectorielle. L'application de la commande vectorielle à la MSAP nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi d'améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes " $d$ " et " $q$ " ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes, par conséquent la présence du capteur mécanique augmente le volume et le coût du système de commande d'une part et d'autre part diminue leur fiabilité. Éliminer ce capteur de vitesse dans une commande vectorielle fait recourir à son estimation à partir des terminaux électriques du stator (courant et tension). Le chapitre suivant sera l'objet d'une technique MRAS pour l'estimation de la vitesse de rotation de la MSAP.

## Bibliographie

- [1] **H. Abdellaoui**, « *Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques* », Mémoire de Magister, Université de Tizi Ouzou.
- [2] **J. A. Farooq**, « *Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents* », Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.
- [3] **T. Wildi, G. Sybille**, « *Electrotechnique* », 4<sup>ème</sup> édition, De Boeck, 2005.
- [4] **J. Degauque**, « *Matériaux à propriétés magnétiques dures : notions de base* », Techniques de l'Ingénieur, traité Matériaux métalliques, vol. M 4600, pp. 1-15.
- [5] **R. Lateb**, « *Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prises en comptes des harmoniques d'espaces et de temps : application à la propulsion marine par POD* », Thèses de doctorat de l'I.N.P.L (Institut National Polytechniques de Lorraine), Octobre 2006.
- [6] **L. Gasc**, « *Conception d'un actionneur à aimants permanents à faible ondulation de couple pour assistance de direction automobile : Approches par la structure et par commande* », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2004.
- [7] **B. Boukais**, « *Contribution à la modélisation des systèmes couplés machines-convertisseurs : application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM)* », Thèse de doctorat, université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2012.
- [8] **K. Azzedine** « *Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents* », Ph, Québec, Canada, 2000.
- [9] **M. Sebaa** « *Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents* », Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.

- [10] **A. Ameer**, « *Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants* », Mémoire de magister, Batna, 2005.
- [11] **K. Hartani**, « *Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage* », Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.
- [12] **L. Ghaouti**, « *Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse* », Mémoire de magister, USTO, 2007.
- [13] **A. Maasoum**, « *Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro-Floue* », Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.
- [14] **A. Khlaief**, « *Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)* », Thèse de doctorat, Aix-Marseille université, 2012.
- [15] **N. Bernard**, « *Machine synchrone : de la boucle ouverte à l'autopilotage* », Revue 3EI,n°30 , septembre 2002, pp .24-39.
- [16] **A. Kaddouri**, « *Étude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents* », Thèse de doctorat, Université Laval Québcc, 2000.
- [17] **Dariusz Świerczyński, M. Sc.** « *Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive* », Thesis of Doctoral, Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.
- [18] **S. Baris Ozturk**, « *Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control Of PMSM using Hall-Effect Sensors* », Thèse de doctorat de l'université de Texas USA, December 2005.
- [19] **L Parsa**, « *Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors* ». Thesis of doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May 2005.
- [20] **M. Mahgoun**, « *Application de la commande  $H_{\infty}$  aux systèmes linéaires perturbés* » mémoire de magister université Ferhat Abbas – Sétif 2012

- [21] **F. Ben Ammar**, « *Variateur de vitesse de hautes performances pour machine asynchrone de grande puissance*, »Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, N° 708, 1993.
- [22] **D. Lahouel**, « *Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants Permanents* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 01 Juillet 2009.
- [23] **M.S. Merzoug**, « *Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 15 Décembre 2011.
- [24] **A .Gloea** «*Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations convertisseurs – machines*» thèse de doctorat, université de Grenoble, France 1994.
- [25] **F. Morel, J. Rétif, X. Lin-Shi, and C. Valentin**, «*Permanent magnet synchronous machine hybride torque control* » IEEE Trans. On industriel électroniques, 2008
- [26] **B. Nahid Mobarakeh**, « *Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres* », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 21 décembre 2001.
- [27] **A. Nait Seghir**, « *Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents* », Thèse de Doctorat d'Etat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2007.
- [28] **H. Amrous**, «*Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents*», Mémoire de Magister, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, 2009.
- [29] **K. Benmansour**, «*Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur*», Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2006.
- [30] **A. Boumediene**, « *Recherche et développement de nouvelles approches de commandes d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension*», Thèse de Doctorat d'Etat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2007

- [31] **ISSAOUNI Salim**, « *Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2011.
- [32] **Y. Shi, K. Sun, L. Huang & Y. Li**, « *Online Identification of Permanent Magnet Flux Based on Extended Kalman Filter for IPMSM Drive With Position Sensorless Control*, » IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 59, no. 11, pp.4169-4177, Nov. 2012.
- [33] **S. Maiti, C. Chakraborty, S. Sengupta**, "Simulation studies on model reference adaptive controller based speed estimation technique for the vector controlled permanent magnet synchronous motor drive", Simulation Modelling Practice and Theory 17 (2009) 585–596.
- [34] **S. Chekroun**, « *Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée* », Mémoire de Magister, ENST d'Oran ,2009.
- [35] **S. Damkhi**, « *Commande sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs) de Holts* », Mémoire de Magister, Université De Batna, 2007.
- [36] **A. Kechich**, « *Utilisation des Nouvelles Techniques de Commande pour la Robustesse des Machines Synchrones à Aimants Permanents* », Thèse de doctorat Es-sciences, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf d'Oran USTO, 2007.
- [37] **K. Kouzi**, « *Contribution des Techniques de la Logique Floue pour la Commande Machine à Induction sans Transducteur Rotatif* », Thèse de doctorat ès-sciences, Université de Batna, 2008.
- [38] **C. Chebbah**, « *Système adaptatif avec modèle de référence pour l'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone* », Mémoire de Master, Université de Jijel, 2014.