



FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT de GÉNIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de Master

Spécialité : Génie Electrique

Option : Commande des Systèmes Electriques

Présentées par :

BENZIRECH Nour el houda

DJERBI Hend

Sujet du mémoire

**Commande sans capteur mécanique d'un
Moteur Synchrone à Aimants Permanents**

Soutenu publiquement devant le jury composé de :

Mr, HASSAINE Said

Mr, LARBI M'hamed

Mr, MIHOUB Youcef

Mr, MANSOURI Mohamed

Président

Rapporteur

Examineur

Invité

REMERCIEMENTS

A l'issue de ce travail, nous remercions, en premier lieu, ALLAH de nous avoir donné la force et le courage de le mener à terme.

Nous tenons, également, à exprimer notre sincère reconnaissance et notre profonde gratitude à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire , notamment à :

*✿ Notre encadreur **Mr. Larbi M'hamed** pour m'encadrer afin de réaliser mon mémoire de fin d'étude, pour ces précieux conseils, pour son sens de responsabilité.*

*✿ J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur **Hassaine Saïd**, Professeur à l'université d'Iben Khaldoun de Tiaret, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*✿ J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur **Mihoub Yousef**, Professeur à l'université d'Iben Khaldoun de Tiaret, pour m'avoir accepté de juger ce travail en qualité d'examineur.*

Je remercie chaleureusement tous les enseignants du département de génie électrique de l'université de Tiaret qui ont apporté leur contribution pour enrichir notre mémoire de fin d'études.

Dédicace



Je dédie ce modeste travail à :

À mes très chers parents

Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de

L'amour Dont ils ne cessent de me combler. Que dieu leur procure

Bonne santé et longue vie.

A mon cher frère Alla El dine et ma chère sœur Kaouther qui m'ont soutenue tout
au long de Ce projet

A mon cher binôme Nour El Houda et toute la famille Benzirech.

Aux personnes dont j'ai bien aimé la présence dans ce jour, à

Tous mes oncles et mes tantes, mes cousins et mes cousines sans oublier ma grand-
mère Fatoum,

Je dédie ce travail

Dont le grand plaisir leurs revient en premier lieu pour

Leurs conseils, aides, et encouragements.

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient

Toujours à mes côtés, et qui m'ont accompagnés durant mon
Chemin d'études supérieures, mes aimables amis, collègues d'étude,

Souad , Zahra ,Samira ,Sara ,Amina ,Nawal ,Anissa

Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce

Projet soit possible,

Je vous dis merci.

Hind...



Dédicace



Je dédie ce modeste travail à :

À mes très chers parents

Aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de
L'amour Dont ils ne cessent de me combler. Que dieu leur procure
Bonne santé et longue vie.

A mes chers frères Mnawar, Ali, Mazari , Mohamed et Abdelkader, Mes chères
sœurs Badra, Oum el khier, Aicha et saadia qui m'ont soutenue

tout au long de Ce projet

A mon cher binôme Hind et toute la famille DJERBI.

Aux personnes dont j'ai bien aimé la présence dans ce jour, à
Tous mes oncles et mes tantes mes cousins et mes cousines

Je dédie ce travail

Dont le grand plaisir leurs revient en premier lieu pour
Leurs conseils, aides, et encouragements.

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient
Toujours à mes côtés, et qui m'ont accompagnaient durant mon
Chemin d'études supérieures, mes aimables amis, collègues d'étude,
Soumia, Maazouza, Fatiha, Zahra, Samira, Hanane, B.soumia, Souad, Fatima,
Amina, Nawal, Fathi

Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce

Projet soit possible,

Je vous dis merci.

Nour El Houda...



Table des matières

Table des matieres.....	1
INTRODUCTION GENERALE	5
<i>Chapitre I Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents</i>	
I.1 Introduction	8
I.2 Présentation de la machine synchrone.....	8
I.3 Les aimants permanents	10
I.4 Structure de la machine synchrone à aimants permanents	13
I.4.1 Types des rotors des machines à aimants	14
I.4.2 Structure sans pièce polaire	14
I.4.3 Structure avec pièce polaire	15
I.5 Analyse du fonctionnement de la MSAP :	16
I.6 Avantages et les inconvénients de la MSAP	16
I.7 Les domaines d’application du MSAP.....	17
I.8 Modélisation de la MSAP	18
I.8.1 Hypothèses simplificatrices	18
I.8.2 Mise en équation de la MSAP en triphasé.....	18
I.8.3 Mise en équation de la MSAP en diphasé	20
I.8.3.1 Principe de la transformation de Park	20
I.8.3.2 Modélisation dans le repère de Park.....	21
I.8.4 Mise sous forme d’équation d’état	23
I.9 Alimentation du MSAP	24
I.9.1 Modèle de l’onduleur de tension.....	25
I.9.2 Principe de la stratégie de commande MLI :	27
I.9.3 Résultats de simulation et interprétation	28
I.10 Conclusion	31

Chapitre II Commande vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction	33
II.2 Principe de la commande vectorielle.....	33
II.3 Commande vectorielle directe par compensation.....	34
II.3.1 Technique de découplage	34
II.3.2 Découplage par compensation.....	34
II.4 Régulateur numérique.....	35
II.4.1 Commande des courants statorique par régulateur PI (Proportionnelle, Intégrale)	37
II.4.2 Commande de vitesse par régulateur PI.....	38
II.5 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	40
II.6 Résultats de simulation :	41
II.6.1 Interprétations des résultats	41
II.7 Test d'inversion de sens de rotation	41
II.8 Test de variation paramétrique	43
II.9 Conclusion.....	45

Chapitre III Commande sans capteur mécanique

III.1 Introduction.....	47
III.2 Classification des méthodes de la commande vectorielle sans capteur mécanique	48
III.3 Commande vectorielle sans capteur mécanique fondée sur l'estimation de la f.e.m	48
III.3.1 Modélisation de la MSAP en vue de la commande vectorielle sans capteur mécanique.....	48
III.4 Modèle non linéaire d'ordre complet de la MSAP	50
III.5 Concept d'un estimateur	51
III.5.1 Estimateur de Matsui.....	52
III.5.2 Principe de la méthode.....	52
III.6 Commande de la vitesse sans capteur mécanique	53
III.7 Résultats de Simulation	53
III.8 Test d'inversion de sens de rotation	55

III.9 Test de variation paramétrique	56
III.10 Etude comparative entre les différentes commandes	58
III.11 Conclusion	60
CONCLUSION GENERALE.....	62
Annexe.....	64
Liste des symboles et abreviations	65
Liste des figures	67
Liste des tableaux.....	69
BIBLIOGRAPHIE	71
Résumé	73

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Jusqu'à un passé récent, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, par la révolution de l'électronique de puissance. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés des machines à courant alternatif [1].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents (*MSAP*), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [2].

Les applications industrielles qui font appel aux *MSAP* exigent souvent de hautes performances dynamiques comme le cas en robotique, pour les interfaces hépatiques et les machines-outils. Il est également intéressant de souligner que ces applications touchent aussi le secteur automobile (direction à assistance électrique) et les secteurs des énergies renouvelables (éoliennes) [3].

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continue ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes (d-q) donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par la transformation de Park et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents.

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [4].

La commande sans capteur mécanique de vitesse est devenue un axe de recherche et de développement intensif. Les chercheurs veulent éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés.

L'incorporation de ces derniers dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. Elle peut aussi dégrader les performances de la régulation. Pour ces raisons, la suppression de ces capteurs est indispensable.

Afin d'atteindre les objectifs fixés, nous avons suivi la démarche suivante :

- ❖ Le premier chapitre sera consacré à l'étude du moteur synchrone à aimants permanents et les domaines d'application et la modélisation de la machine associée avec son alimentation constituée principalement par un onduleur de tension triphasé. Quelques techniques de commande seront exposées aussi dans ce chapitre.

- ❖ Le deuxième chapitre fera l'objet de 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 troisième chapitre, nous étudions la commande vectorielle sans capteur mécanique avec une stratégie fondée sur l'estimation de la f.e.m.

Dans le cadre de cette étude nous avons choisit de travailler sous l'environnement **Matlab / Simulink** pour représenter les résultats de ce travail.

Chapitre I

*Modélisation de la machine synchrone
à aimants permanents*

I.1 Introduction

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu (*MCC*) offrant le principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel du flux et du couple.

Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur parmi d'autres qui limitant de plus en plus son utilisation [5].

Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et de l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents a pu s'imposer dans les systèmes d'entraînement. L'apparition d'aimants performants et le développement des composants de l'électronique de puissance ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à lancer des investigations dans le domaine des associations convertisseurs et machines électriques utilisant le moteur synchrone à aimants permanents.

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour palier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à *MLI*. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [6].

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 Présentation de la machine synchrone

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [7].

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

Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique :

a)-Machine synchrone à reluctance variable (M.R.V) : avec des diverses structures, sont employées dans un certain nombre d'applications particulières où la simplicité de constitution est un avantage. L'inconvénient principal de leur utilisation pour l'alimentation à fréquence variable concerne la faiblesse inhérente de leur facteur de puissance (valeur typique 0.65), qui implique un surdimensionnement systématique des convertisseurs statiques. Néanmoins, ce défaut peut devenir négligeable dans certaines applications de faible puissance (quelques Kilowatts).

b)-Machine synchrone à aimants permanents : sont de plus en plus employées avec l'apparition d'aimants rigides performants (ferrites, terres rares-cobalt et, plus récemment, néodyme-fer-bore). L'utilisation des aimants pour l'excitation des machines synchrones a été d'abord limitée à la réalisation des machines de faibles alésages (< 20 cm). Actuellement, l'augmentation de la taille de ce type de machine est sérieusement envisagée. En effet, à condition de coupler cette augmentation de taille avec une augmentation du nombre de pôles, l'utilisation des aimants reste avantageuse.

c)-Machine synchrone à rotor bobiné : font appel, le plus souvent, à une excitation associée à un redresseur tournant, pour éliminer tout contact glissant. Le rotor peut être à pôles lisses ou à pôles saillants et est généralement équipé de circuits amortisseurs.

1- à pôles lisses .

2- à pôles saillants [8].

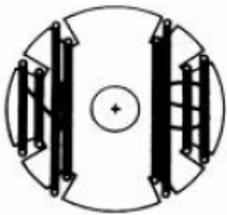
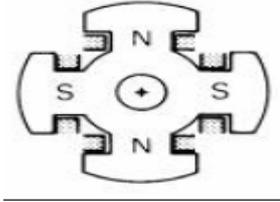
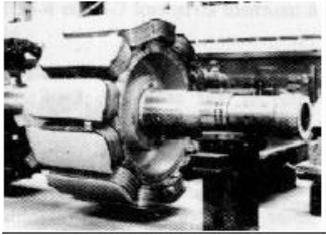
<p>Rotor à pôles lisses</p> <p>Cette construction assure une grande robustesse mécanique. Elle est adoptée pour les alternateurs de fortes puissances et de rotation est élevée (3000 et 1500 tr/min), associé aux turbines à vapeur (centrales thermiques et nucléaires).</p>		
<p>Rotor à pôles saillants</p> <p>Pour des vitesses périphériques réduites. Ce sont les alternateurs de vitesse inférieur à 1500 tr/min, produisant l'énergie à 50 Hz dans les centrales hydrauliques, et dans les éoliennes.</p>		
<p>Rotor à aimants</p> 	<p>Rotor bobiné</p> 	

Tableau I-1 : Les différents types du rotor

1.3 Les aimants permanents

- Un aimant permanent est un objet fabriqué dans un matériau magnétique dur, c'est-à-dire dont le champ rémanent et l'excitation coercitive sont grands. Cela lui donne des propriétés particulières, comme celle d'exercer une force d'attraction sur tout matériau ferromagnétique. Ils sont presque toujours caractérisés par des atomes comportant au moins un des éléments chimiques suivants : fer, cobalt ou nickel, ou de la famille des lanthanides (terres rares).

- Les aimants naturels sont des oxydes mixtes de Fer II et de Fer III de la famille des ferrites (oxyde mixtes d'un métal divalent et de Fer III). Ces derniers constituent des matériaux magnétiques durs (à cycle d'hystérésis large).

- Les aimants permanents utilisés dans les machines synchrone ont pour fonction principale la création du flux inducteur. Ils doivent permettre l'obtention d'une puissance massique élevée, ce qui

réduit le volume de la machine. D'autre part une faible sensibilité à la température est également indispensable, ce qui limite la désaimantation en fonctionnement normal. [9]

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'un actionneur [10] [11].

Principalement, les aimants sont caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan $B-H$ (figure I-1).

Cette courbe est caractérisée par:

- l'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé.
- le champ coercitif de l'induction H_{cb} qui est le champ démagnétisant annulant.
- l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable.
- le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$.
- les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.

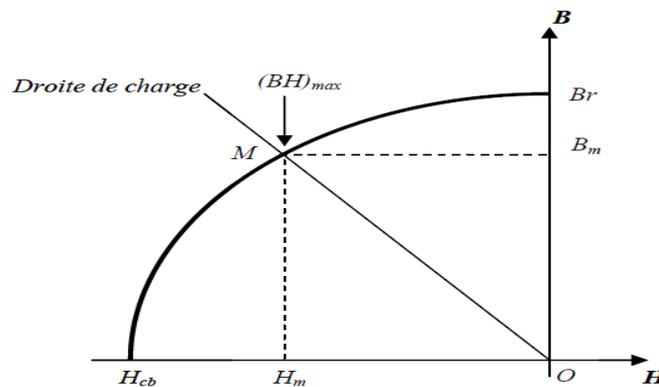


Figure I-1 : Courbe de désaimantation

- Le tableau suivant regroupe quelques informations sur certains matériaux magnétiques [9]

Matériaux	B_r (Tesla)	H_{cb} (KA/m)	T° de curie (°C)	Remarque
Ferrites	0.2 à 0.4	200	300	Les moins chers
Alnico	1.2	50	750 à 850	Se démagnétisent trop facilement
Samarium Cobalt	0.5	800	700 à 800	Prix élevé à cause de cobalt
Néodyme Fer bore	1.3	1500	310	Prix en baisse (brevets). Sujet à l'oxydation

Tableau I-2 : Information sur certains matériaux magnétiques

- Les **ferrites** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium.
- Les **AlNiCo** sont des alliages à base fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane.
- Les **terres rares** tels que les Samarium-Cobalt 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 **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).

On définit également l'aimantation H_{cb} , champ coercitif qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau et est représentative de la rigidité magnétique (figure I-1).

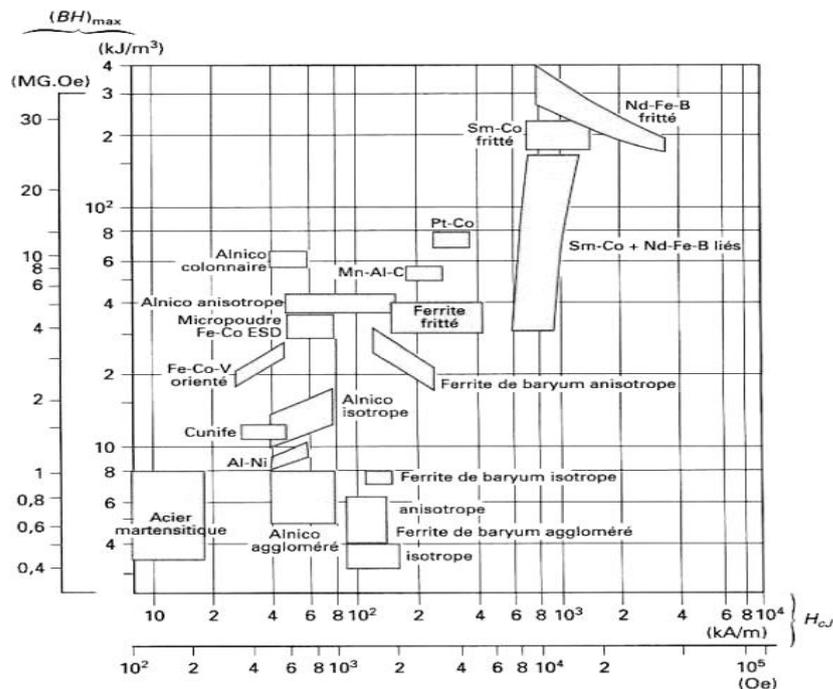


Figure I-2 : Choix des aimants en fonction de leurs propriétés

La figure (I-3) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

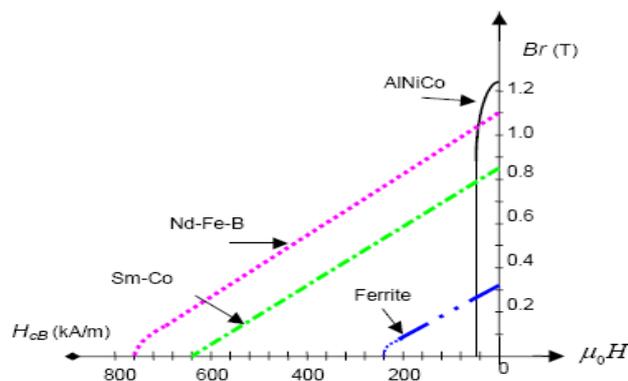


Figure I-3 : Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants

1.4 Structure de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui contient un stator et un rotor.

➤ **Le stator** : est une partie fixe « induit » où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $2\pi/3$.

Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor (vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique) d'où le nom des machines synchrone à aimants permanents (*MSAP*).

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statorique [4].

➤ **Le rotor** : est une partie mobile « inducteur » qui est monté sur l'axe de rotation, c'est un noyau de fer sur lequel sont disposées des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente.

Le **rotor** de la *MSAP* est généralement de deux types [12] :

- **Rotor sans pièces polaires**, donc à entrefer constante, dans lequel les aimants sont orientés soit perpendiculairement à l'entrefer (aimantation radiale) figure (I-4), soit parallèlement (aimantation tangentielle) figure (I-5).

- **Rotor possédant des pièces polaires**, l'aimantation soit tangentielle figure (I-6) soit radiale figure (I-7). Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.

1.4.1 Types des rotors des machines à aimants

1.4.2 Structure sans pièce polaire

- **Aimantation radiale [6]**

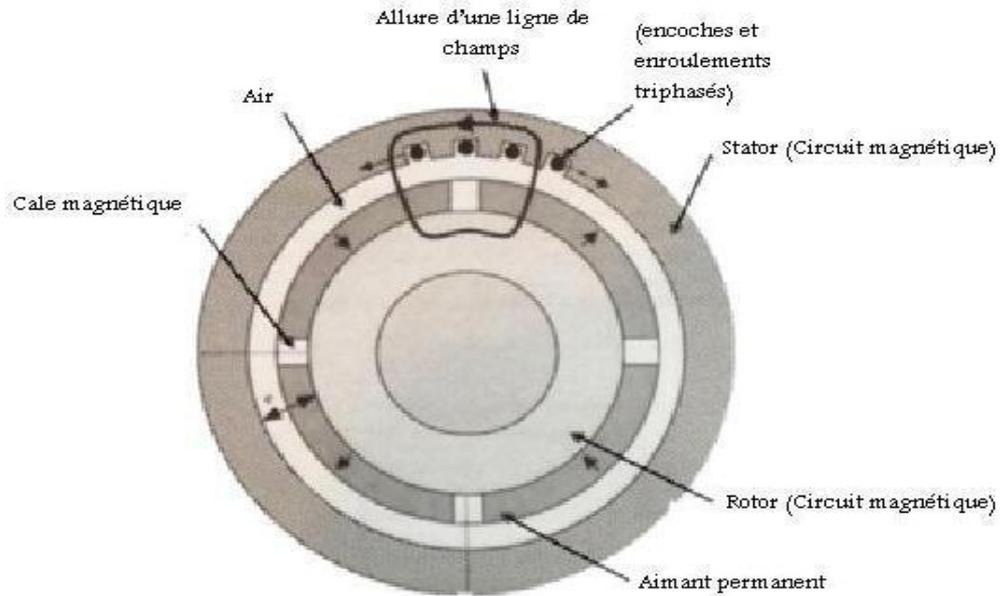


Figure I-4 : machine synchrone à aimants, sans pièces polaires ($P=2$), Aimantation radiale

Cette structure est essentiellement utilisée dans les machines synchrones de petite puissance, l'entrefer « e » peut être considéré comme constante (machine à pôles lisses), le flux dans celui-ci est faible, Les aimants de types AlNiCo ou ferrite sont bien adaptés à cette structure.

- **Aimantation tangentielle**

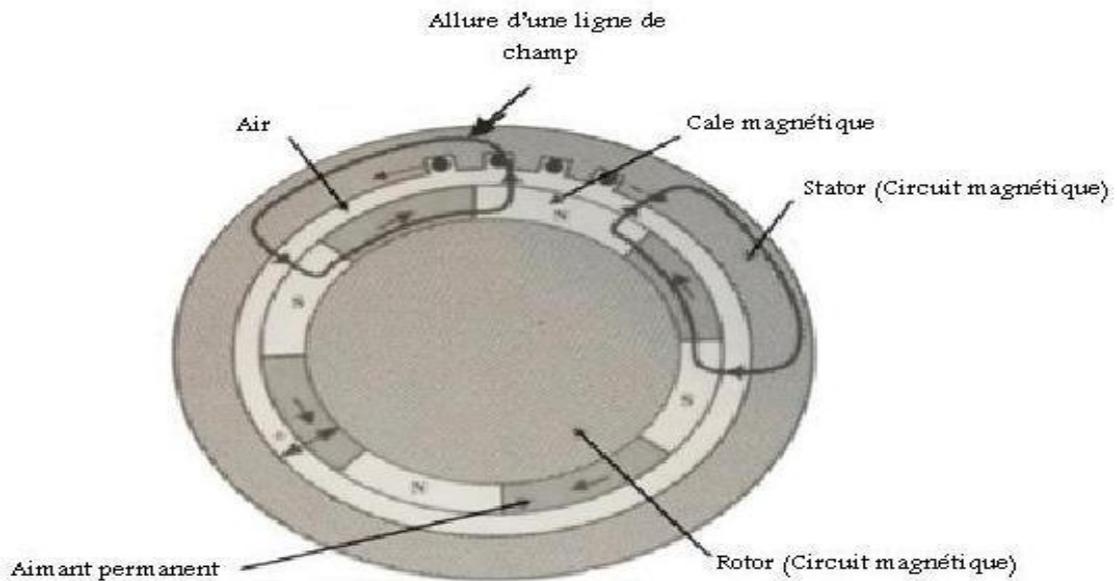


Figure I-5 : machine synchrone à aimants, sans pièce polaire ($P=2$), aimantation tangentielle

En utilisation des aimants à aimantation tangentielle, on peut réaliser des machines à induction sinusoïdale. La machine est à pôles lisses, l'induction est faible dans l'entrefer et le couple massique reste faible.

1.4.3 Structure avec pièce polaire

▪ Aimantation radiale

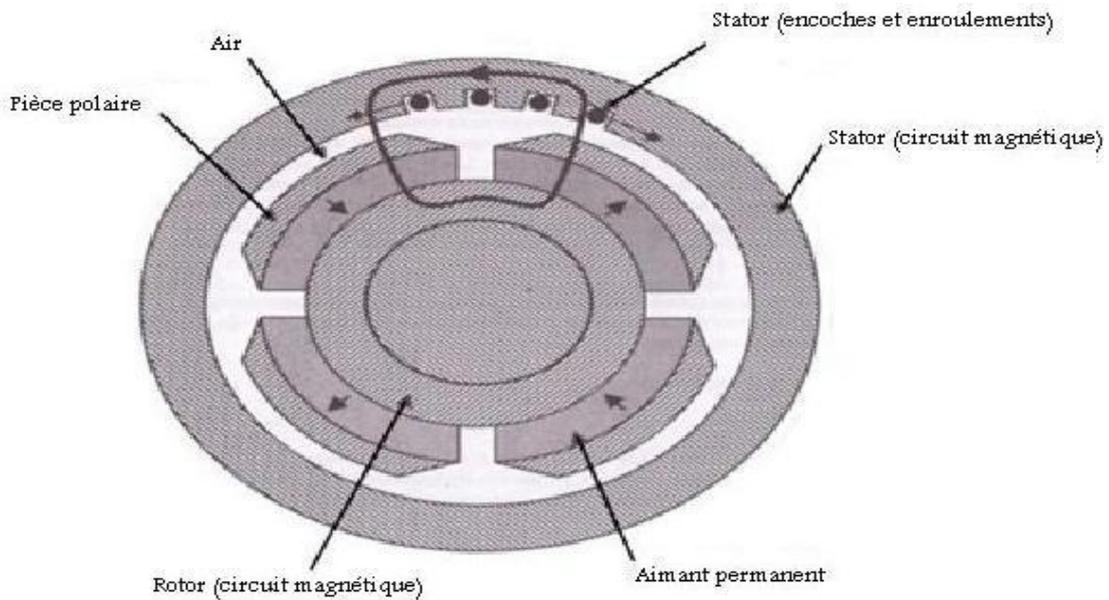


Figure I-6 : machine synchrone à aimants (P=2), avec pièce polaire, aimantation radiale les pièces polaires sont sur la périphérie des aimants

▪ Aimantation tangentielle

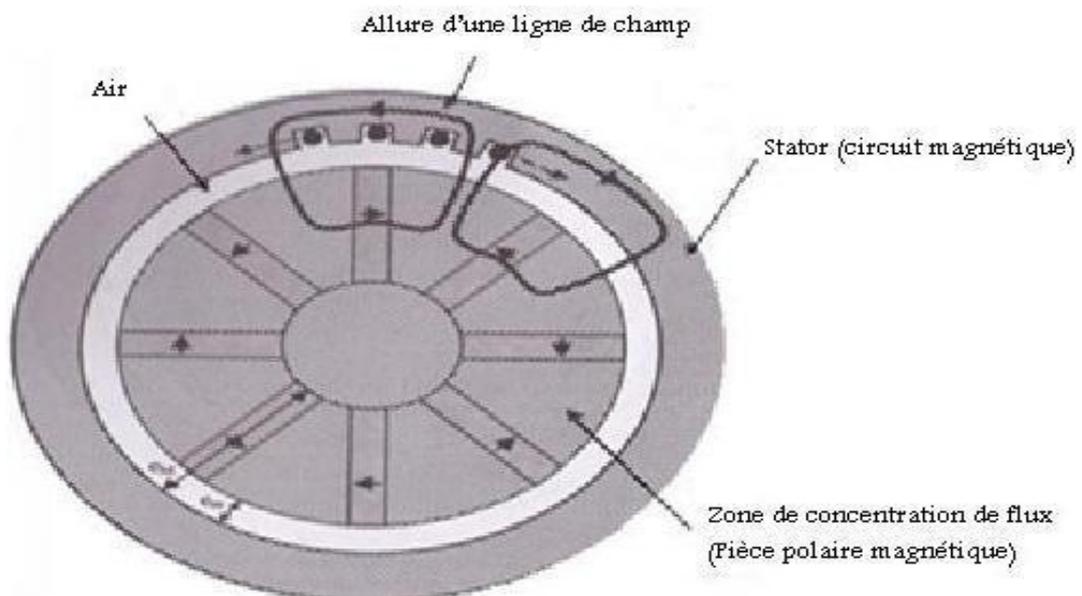


Figure I-7 : machine synchrone à aimants (P=4), avec pièce polaire, aimantation tangentielle

L'aimants est à base de terre-rare, et les pièces polaires permettent de concentré le flux, on obtient ainsi une induction dans l'entrefer supérieure à celle de l'aimants, ce qui accroît le couple massique.

Dans cette configuration, l'entrefer est variable, donc la perméance du circuit magnétique du stator dépend de la position du rotor (machine à pôles saillants).

1.5 Analyse du fonctionnement de la MSAP :

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

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

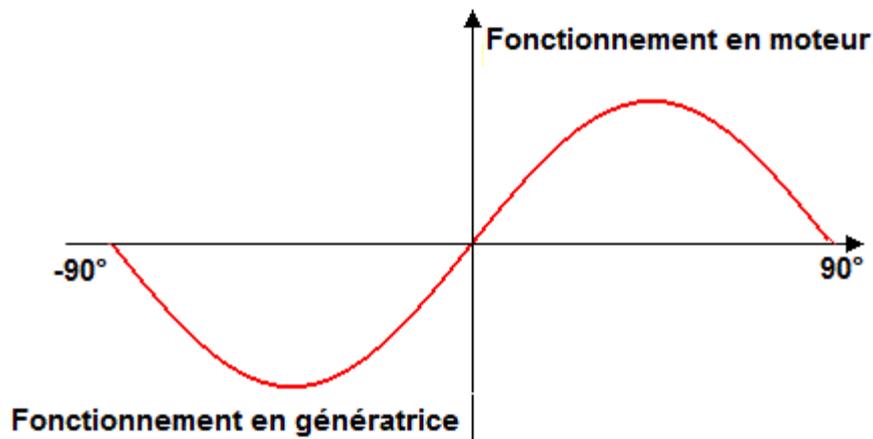


Figure I-8 : Caractéristique du couple-angle électrique

1.6 Avantages et les inconvénients de la MSAP

1.6.1 Avantages

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

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.

- 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.

-Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines.

-Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.

- Fonctionnement en survitesse.

1.6.2 Inconvénients

Comme inconvénients de la *MSAP* 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 loi logarithmique en fonction du temps.

1.7 Les domaines d'application du MSAP

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

- les équipements domestiques (machine à laver le linge).

- les automobiles.

-les équipements de technologie de l'information (DVD drives).

- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.

- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).

- les servomoteurs.

- les applications robotiques.

- la production d'électricité.

- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous marins.

- les machines-outils.

- les applications de l'énergie de l'éolienne [1][13] .

1.8 Modélisation de la MSAP

1.8.1 Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références, sont:[14]

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encochage négligeable.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- Les f.e.m. sont à répartition sinusoïdale
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.
- La machine est à construction symétrique.
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés [15], [16].

1.8.2 Mise en équation de la MSAP en triphasé

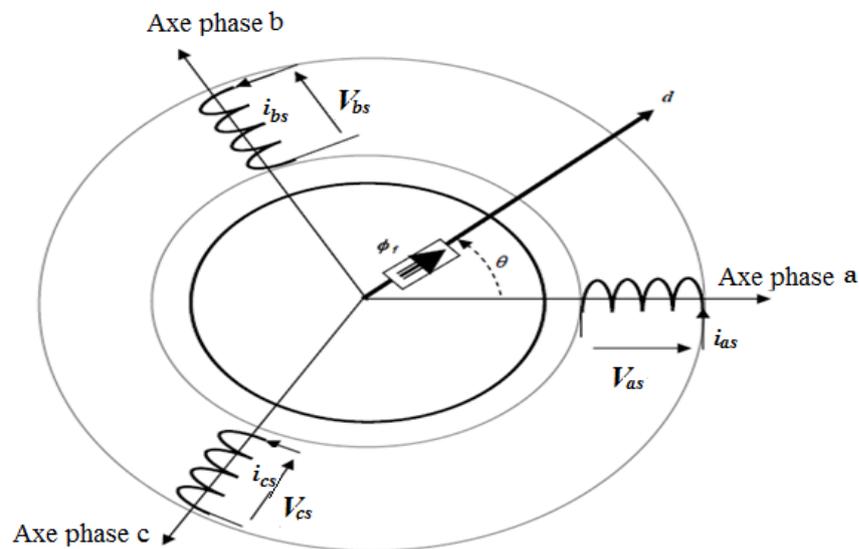


Figure I-9 : Représentation idéale d'une machine synchrone à aimants permanents

• Les équations électriques

Les équations triphasées des tensions statorique s'expriment par : [1]

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

I-1

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Avec :

Les flux sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [\phi_f] \quad \text{I-2}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cs} \end{bmatrix}$$

L_{cs} : inductance cyclique

$$[\phi_f] = \phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

ϕ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux créée par l'aimant permanent à travers les enroulements statorique.

$\theta = p * \theta$: position absolue du rotor en degré électrique.

θ : la position mécanique du rotor par rapport au stator.

Donc l'équation (II-2) devient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{I-3}$$

• L'équation mécanique

Pour compléter le modèle de notre machine nous sommes obligés d'introduire l'équation de la partie mécanique de cette dernière qui se traduit comme suit :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + F_c \Omega \quad \text{I-4}$$

$$\text{Avec : } \Omega = \frac{\omega_r}{p}$$

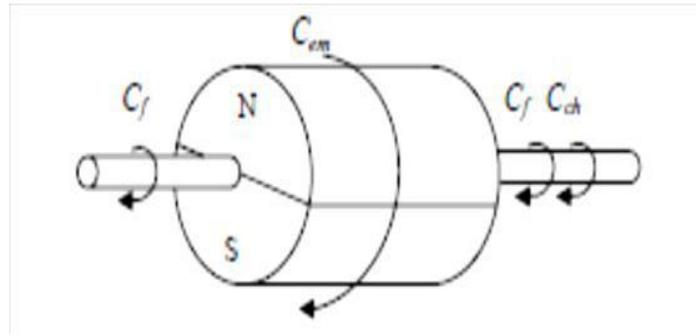


Figure I-10 : Les différents couples qui agissent sur le rotor

$$C_{em} = P\phi_f \left(-i_{as} \sin(\theta) - i_{bs} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - i_{cs} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad \text{I-5}$$

C_{em} : le couple électromagnétique (N.m).

J : moment d'inertie de la machine (Kg.m²)

F_c : coefficient de frottement visqueux de la machine (N.m.s /rad).

En introduisant (I-1) dans (I-2) nous aurons une **équation électromagnétique** de la forme :

$$[V_s]_{abc} = [R_s][i_s]_{abc} + \frac{d}{dt}(L_s[i_s]_{abc} + [\Phi_f]) \quad \text{I-6}$$

La puissance absorbée par la *MSAP* est donnée par l'équation suivante :

$$P_a = \Omega C_{em} \quad \text{I-7}$$

P_a : la puissance absorbée par la *MSAP* en (W).

Ω : La vitesse du champ tournant en (rad/s).

À partir de l'équation (I-5), on remarque que le modèle est non linéaire et couplée. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettant de décrire le comportement du moteur à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park.

1.8.3 Mise en équation de la MSAP en diphasé

1.8.3.1 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 fictive, 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. [5] [17].

Le repère (o a) est fixe. Le repère (d-q) tourne avec la vitesse de synchronisme Ω .

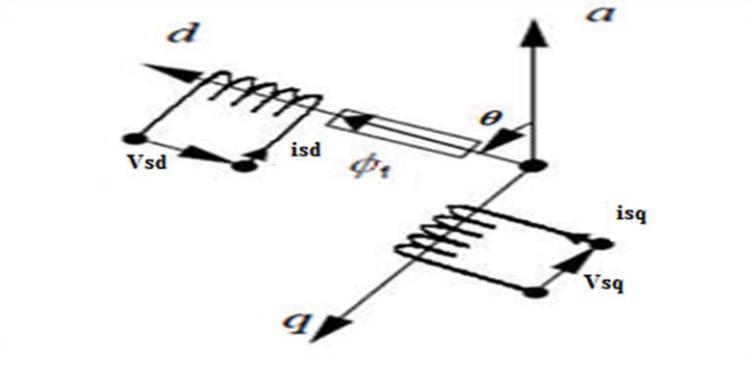


Figure I-11 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d - q)

On définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux.

Elle conserve l'invariance de la puissance et est orthogonale. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système (d, q) est donnée par :

$$[P] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{I-8}$$

L'inverse de la matrice de Park est :

$$[P]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad \text{I-9}$$

1.8.3.2 Modélisation dans le repère de Park

• Équations électriques [22]

La forme générale de la matrice d'équation électrique après transformation est donnée par :

$$[\mathbf{V}_s]_{dq} = [\mathbf{P}][\mathbf{V}_s]_{abc} \quad \text{I-10}$$

De manière détaillée nous aurons :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_r \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_r \phi_{sd} \end{cases} \quad \text{I-11}$$

L'expression de l'équation magnétique après la transformation est :

$$[\Phi_s]_{dq} = [P][\Phi_s]_{abc} \quad \text{I-12}$$

D'une manière détaillée nous aurons :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_d i_{sd} + \Phi_f \\ \Phi_{sq} = L_q i_{sq} \end{cases} \quad \text{I-13}$$

• **Équations électromagnétiques**

En remplaçant (I-13) dans (I-10) nous obtiendrons le système suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_r L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_r (L_d i_{sd} + \Phi_f) \end{cases} \quad \text{I-14}$$

Selon Park, l'expression de la puissance absorbée par la machine tout en négligeant la composante homopolaire s'écrit comme suit :

$$P_a = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \quad \text{I-15}$$

En introduisant l'équation (I-11) dans (I-15) nous aurons :

$$P_a = (R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_r \Phi_{sq}) i_{sd} + (R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} - \omega_r \Phi_{sd}) i_{sq} \quad \text{I-16}$$

D'après la relation précédente, on peut déduire l'expression de la puissance électromagnétique, des pertes par effet Joule et de l'énergie stockée dans les bobines.

L'expression des pertes par effet Joule :

$$P_j = R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad \text{I-17}$$

L'expression de l'énergie stockée dans les bobines :

$$P_e = \frac{d}{dt} \Phi_{sq} i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} i_{sq} \quad \text{I-18}$$

L'expression de la puissance électromagnétique:

$$P_{em} = \omega_r (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad \text{I-19}$$

Le couple électromagnétique développé par la MSAP s'exprime dans le repère de Park comme suit :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad \text{et} \quad \Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad \text{I-20}$$

Donc :

$$C_{em} = P (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad \text{I-21}$$

En remplaçant les flux par leur expression on trouve :

$$C_{em} = P((L_d - L_q)i_{sd}i_{sq} + \phi_f i_{sq}) \quad \text{I-22}$$

Avec :

$P\phi_f i_{sq}$: Le couple que l'on obtiendra avec une MSAP à pôle lisse.

$P(L_d - L_q)i_{sd}i_{sq}$: Le couple supplémentaire due à la saillance des pôles.

À partir de (I -4), (I-14) et (I-22) le modèle de la MSAP dans le repère de Park et le suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_r L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_r (L_d i_{sd} + \phi_f) \\ C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + F_c \Omega \\ C_{em} = P((L_d - L_q)i_{sd}i_{sq} + \phi_f i_{sq}) \end{cases} \quad \text{I-23}$$

En passant de la base temporaire à la base de Laplace, le modèle devient :

$$\begin{cases} V_{sd}(s) = (R_s + L_d s)i_{sd} - \omega_r(s)L_q i_{sq} \\ V_{sq}(s) = (R_s + L_q s)i_{sq} + \omega_r(s)(L_d i_{sd} + \phi_f) \\ C_{em} - C_r = \left(J \frac{d}{dt} + F_c\right) \Omega(s) \\ C_{em}(s) = P(\phi_f i_{sq} - (L_d - L_q)i_{sd}i_{sq}) \end{cases} \quad \text{I-24}$$

• Équations mécaniques

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_c \Omega = C_{em} - C_r \quad \text{I-25}$$

Avec :

J : Moment d'inertie de la partie tournante ($\text{Kg} \cdot \text{m}^2$).

F_c : Coefficient de frottement visqueux ($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$).

C_r : Couple résistant ($\text{N} \cdot \text{m}$).

1.8.4 Mise sous forme d'équations d'états

Le système (I -14) peut être écrit sous la forme :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ [\dot{Y}] = [C][X] + [D][U] \end{cases}$$

$[\dot{X}]$: Équation d'état

$[X]$: Vecteur d'état

$[A]$: Matrice d'état

[B]: Matrice de commande

[U]: Vecteur de commande

Dans notre cas on à :

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$$

$$[U] = [V_{sd} \ V_{sq} \ \phi_f]^T$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_q} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ \phi_f \end{bmatrix} \tag{I-26}$$

À partir des équations (I-24) le modèle de la MSAP est schématisé par la figure suivante :

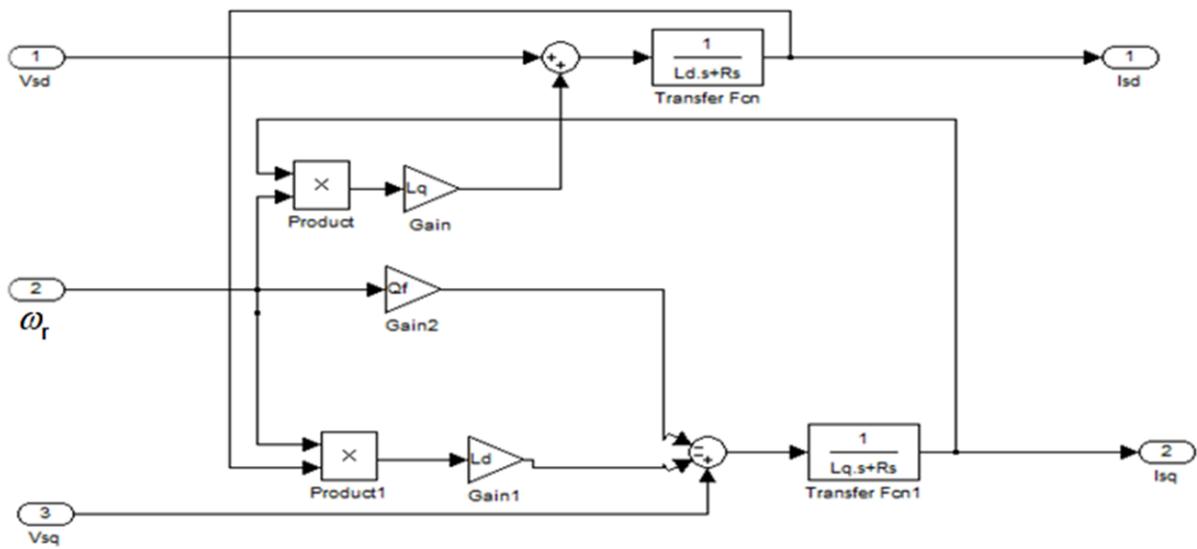


Figure I-12 : Schéma bloc de la MSAP alimenté en tension

I.9 Alimentation du MSAP

Après avoir présenté le modèle de la machine, cette partie du présent chapitre est consacrée pour l'étude du système d'entraînement complet, où la machine est associée à deux convertisseurs en cascade, le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes anti parallèles et d'un filtre passif « LC », et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé.

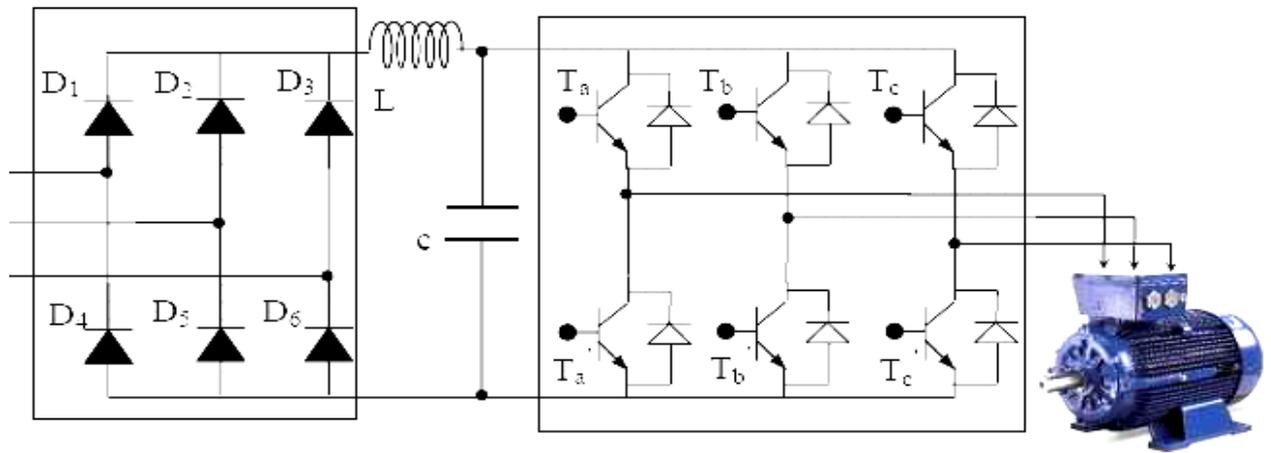


Figure I-13 : Association de la machine MSAP à un onduleur de tension

Nous notons par T_a, T_b, T_c les interrupteurs 'hauts', et T'_a, T'_b, T'_c les interrupteurs 'bas'

- Les commandes d'un même bras sont supposées complémentaires et nous négligeons les temps morts, dans ces conditions les états des interrupteurs sont imposés par la commande.
- L'ensemble D_1 à D_6 constitue un redresseur triphasé à diodes, non réversible en courant.
- L'énergie ne peut donc transiter de la machine synchrone vers le réseau.

La figure (I-14) illustre le schéma de principe de cette association :

On distingue plusieurs types de l'onduleur :

❖ **Selon la source :**

- Onduleur de tension
- Onduleur de courant

❖ **Selon le nombre de phases** (monophasé, triphasé, etc....)

❖ **Selon le nombre de niveaux** (2, 3, etc. ...) [18] .

1.9.1 Modèle de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure (II.6), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de *f.é.m* égale à $U_0/2$ connecté entre eux par un point noté o [6] .

On a plusieurs types de commande pour l'onduleur, parmi les :

- ❖ La commande des régulateurs de courant qui génèrent directement les signaux de commande de l'onduleur : c'est la stratégie ON/OFF (hystérésis).
- ❖ La commande des régulateurs de courants qui fournissent des références de tension à appliquer par l'onduleur et son système de commande par *MLI* (Modulation de Largeur et d'Impulsion).

Dans notre travail, on fait commandé l'onduleur par la technique *MLI*.

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires, pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$S_{a,b,c} = 1$: interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$: interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure suivante montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge :

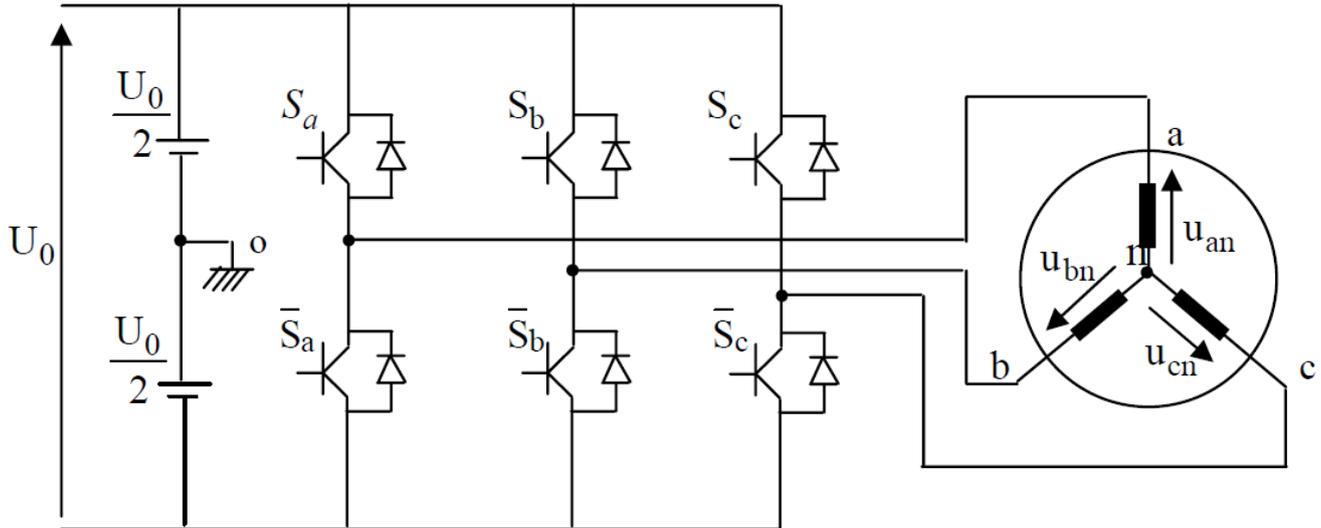


Figure I-14 : Schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Pour les tensions composées u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{a0} + u_{0b} = u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} = u_{b0} + u_{0c} = u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} = u_{c0} + u_{0a} = u_{c0} - u_{a0} \end{cases} \quad \text{I-27}$$

u_{a0} , u_{b0} et u_{c0} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit " n " l'indice du point neutre du côté alternatif. On a :

$$\begin{cases} u_{a0} = u_{an} + u_{no} \\ u_{b0} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{c0} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad \text{I-28}$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine.

u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad \text{I-29}$$

La substitution de (I-29) dans (I-28) aboutit à :

$$u_{no} = \frac{1}{2}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) = 0 \quad \text{I-30}$$

En remplaçant (I-29) dans (I-28), on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad \text{I-31}$$

Alors:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - 2S_b + 2S_c) \end{cases} \quad \text{I-32}$$

On peut écrire l'équation (I.32) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{I-33}$$

1.9.2 Principe de la stratégie de commande MLI :

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles.

A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions *MLI* sinus-triangulaire.

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

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

1- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

2- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. [19], [20].

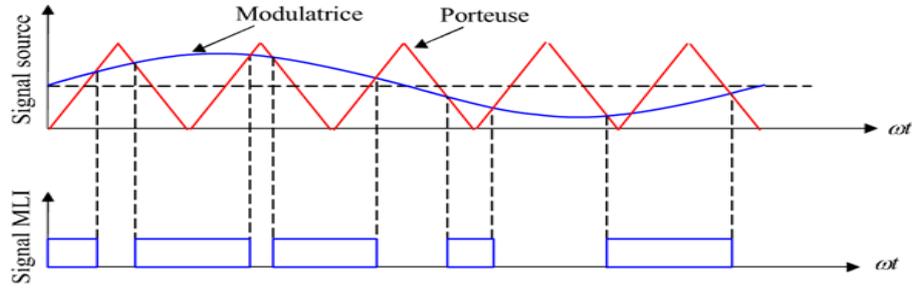


Figure I-15 : Principe de la commande MLI

L'association de l'onduleur MLI sinus-triangle avec la MSAP est donnée par la figure suivante

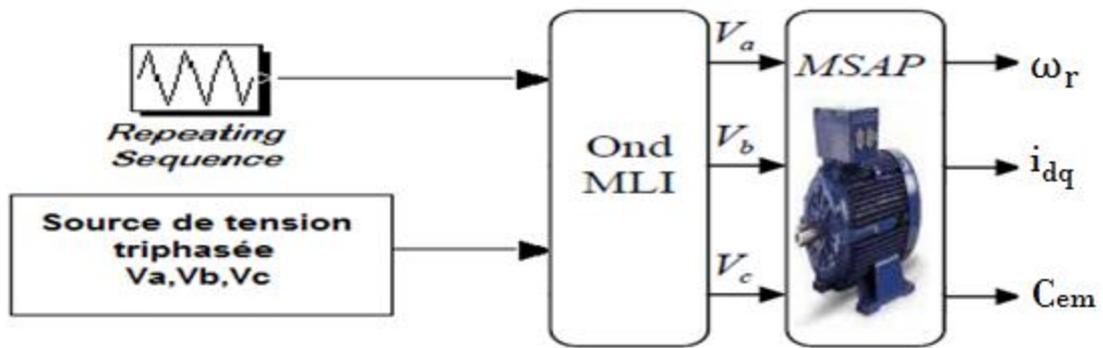


Figure I-16 : Association onduleur (MLI) MSAP

1.9.3 Résultats de simulation et interprétation

❖ MSAP alimenté par le réseau

Les résultats montrés dans la figure suivante représentent les caractéristiques dynamiques et statiques de la MSAP alimenté en tension à travers un réseau équilibré de 50 Hz. La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents. Les paramètres de la machine sont mentionnés dans la première annexe.

L'essai se caractérise par un démarrage à vide suivi d'une application d'un échelon de couple résistant de 1 Nm entre les instants : $t=0.3s$ et $t=0.6s$.

Les résultats obtenus sont représenté dans la figure suivante :

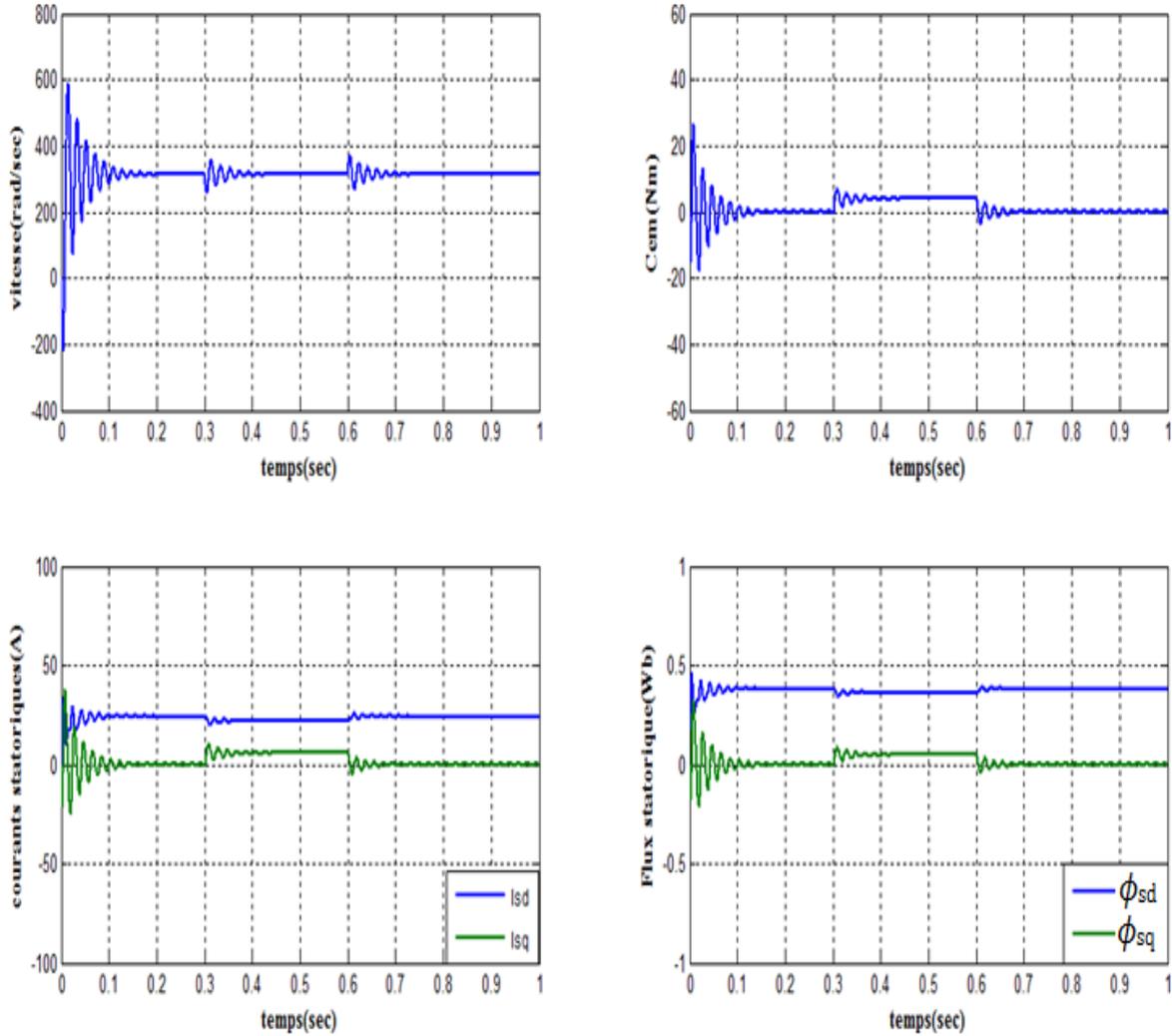


Figure I-17 : Comportement de la MSAP alimenté par réseau

L'allure de la courbe du couple présente à l'instant de démarrage des oscillations qui sert à entrainer l'inertie de la machine pendant le régime transitoire, une fois le régime permanent est atteint, le couple revient à zéro, les valeurs des courants directe et quadratique sont maximales.

❖ MSAP alimenté par l'onduleur

Les résultats de simulation présentés ci-dessous, représentent le comportement de la même machine alimenté cette fois si par un onduleur de tension commandée par la technique MLI sinus-triangle avec les mêmes conditions de fonctionnement, et un démarrage à vide suivi d'une application de la charge de 1Nm entre les instants $t=0.3s$ et $0.6s$

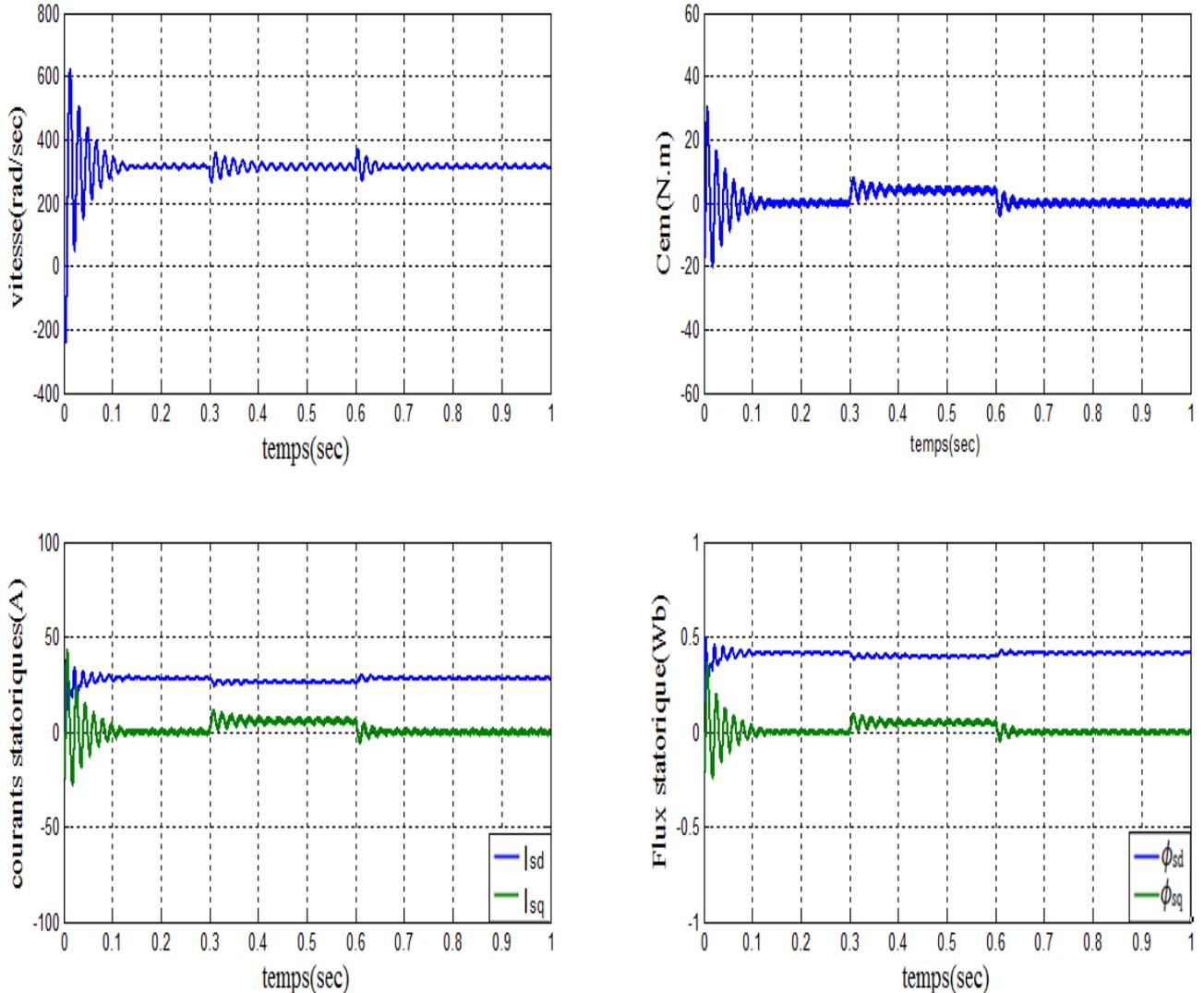


Figure I-18 : Comportement de la MSAP alimenté par onduleur

Les composantes des flux, courants et le couple électromagnétique ont le même comportement avec une alimentation à partir du réseau, mais sont le siège les harmoniques dues au convertisseur commandé par MLI.

I.10 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ces domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation.

Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté, par la modulation de largeur d'impulsions *MLI* sinus- triangulaire

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Afin de pouvoir améliorer les performances dans le régime dynamique, des techniques de commande telle que la commande vectorielle introduites. Cela fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II

Commande vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction

La commande vectorielle a été établie au début des années 70 par F. Blaschke, L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient au cours de fonctionnement, les auteurs dans traitent le problème de la variation des paramètres surtout la résistance statorique et rotorique [21].

L'objectif de ce chapitre est d'améliorer les performances de la commande vectorielle en introduisant des contrôleurs classiques pour commander la MSAP à rotor lisse alimentée en tension est régulée en courant, cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle de la vitesse tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

II.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q).

Habituellement, la composante d'axe 'd' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe 'q' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple [5].

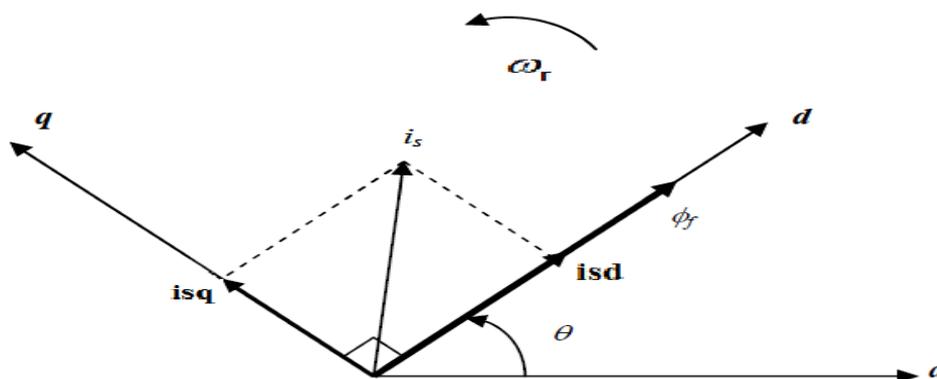


Figure II-1 : Représentation de l'orientation du flux rotorique dans une MSAP

Puisque le flux de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (le courant direct I_d est nul, donc $i_s=i_{sq}$), donc un couple maximale contrôlé par une seule composante du courant (i_{sq}).

Le couple électromagnétique développé par la MSAP peut s'écrire dans le référentiel de Park comme suit :

$$C_{em} = P \left((L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \Phi_f i_{sq} \right) \quad \text{II-1}$$

Puisque : $I_d=0$

Donc l'expression du couple revient : II-2

$$C_{em} = P \Phi_f i_{sq}$$

Le modèle de ce système peut se réduire à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée (Figure II-2) [31].

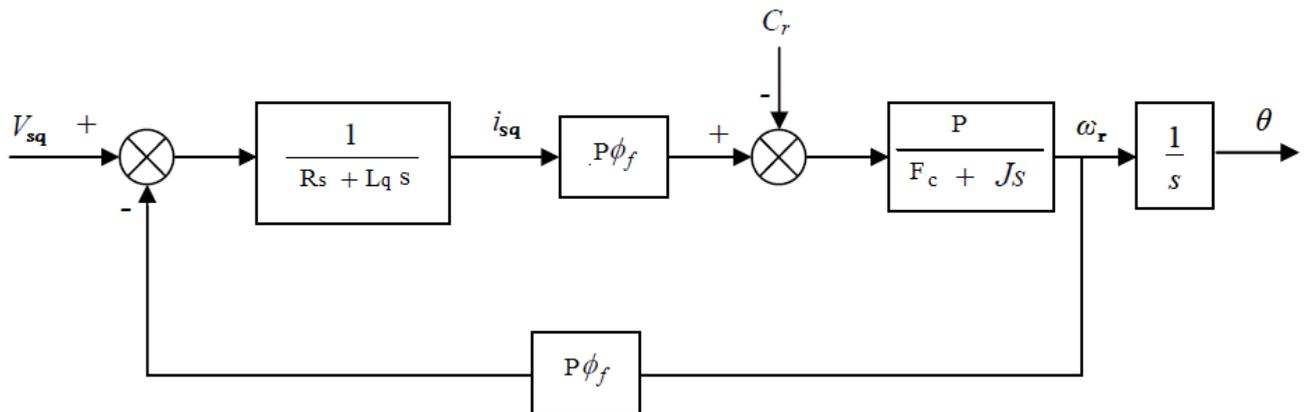


Figure II-2: Modèle du MSAP commandé par flux orienté à i_{sd} nul

II.3 Commande vectorielle directe par compensation

II.3.1 Technique de découplage

Il existe plusieurs techniques de découplage, parmi ces techniques on a :

- Découplage par compensation.
- Commande vectorielle indirecte.
- Découplage par régulateur.

II.3.2 Découplage par compensation

On appliquant le principe de la commande vectorielle ($i_{sd}=0$, $i_{sq}=i_s$), et après arrangement nécessaire, on aura le système suivant [22] :

$$\begin{cases} V_{sd} + \omega_r L_d i_{sq} = R_s i_{sd} + L_d \frac{d}{dt} i_{sd} \\ V_{sq} - \omega_r (L_d i_{sq} + \phi_f) = R_s i_{sq} + L_q \frac{d}{dt} i_{sq} \end{cases} \quad \text{II-3}$$

Ces équations montrent que V_{sd} et V_{sq} dépendant à la fois des courants sur les axes d et q on est donc amené à implanter un découplage avec compensation.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables V_{sd}^* et V_{sq}^* [18].

$$\begin{cases} V_{sd} + e_d = V_{sd}^* \\ V_{sq} + e_q = V_{sq}^* \end{cases} \quad \text{II-4}$$

Avec e_d et e_q représente les termes à compenser :

$$\begin{cases} e_d = \omega_r L_d i_{sq} \\ e_q = -\omega_r L_q i_{sd} - \omega_r \phi_f \end{cases} \quad \text{II-5}$$

La figure ci-dessous présente le Schéma bloc de compensation

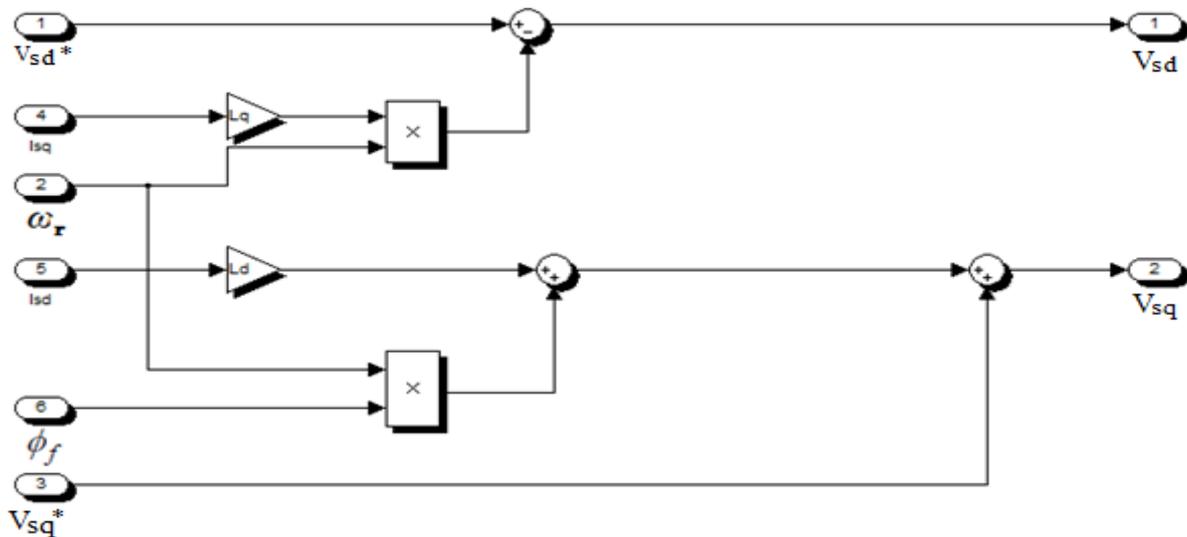


Figure II-3 : Schéma bloc de compensation

II.4 Régulateur numérique

La partie de ce mémoire représente les méthodes de la commande vectorielle avec capteur mécanique des *MSAP*. On se contente donc par la suite d'utiliser des régulateurs classiques de type *PI* dans une structure de boucles imbriquées. Dans ce cas, on peut distinguer deux modes: le mode électrique (mode rapide: boucle interne) et le mode mécanique (mode lent: boucle externe). La séparation des modes électriques et mécaniques permet de décomposer un système d'ordre élevé en plusieurs sous systèmes d'ordre faible et donc avoir une boucle externe et une boucle interne (imbriquée). Pour un fonctionnement correct, il faut respecter un écart entre les dynamiques des deux boucles.

Si on suppose que l'onduleur de tension est parfait tout en supposant nulles les pertes de commutation et en négligeant le retard du convertisseur statique, on peut le modéliser par un gain G_o .

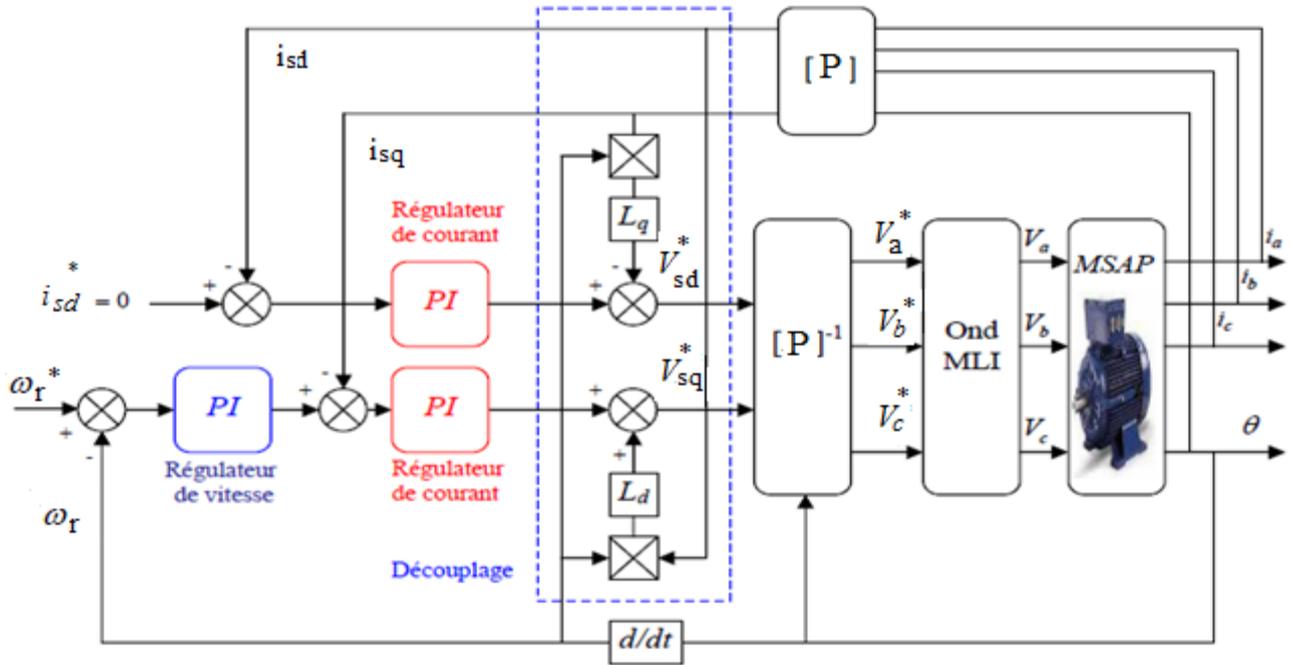


Figure II-4 : Commande vectorielle dans le référentiel dq

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de types *PI* (Proportionnel, Intégral), ce type de régulateur se représente par l'équation suivante :

$$C_w(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \tag{II-6}$$

Avec :

T_i : permet de réduire l'écart entre la consigne de la grandeur régulée donc de réduire le dépassement.

K_p : sert à régler la rapidité du système et donc le temps de réponse.

Notre choix pour un tel régulateur est guidé par :

- L'amélioration de la stabilité en boucle fermée.
- La simplicité de sa réalisation.
- La connaissance et la maîtrise de ce type de régulateur et son application dans l'industrie.
- Sa robustesse de commande.

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée, ce qui nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs [8].

II.4.1 Commande des courants statorique par régulateur PI (Proportionnelle, Intégrale)

Le rôle de la boucle de courant est de commander le couple disponible sur l'arbre du moteur, pour les boucles de courant en utilise un régulateur PI puisque la structure de la boucle de courant d'axe « d » est quasiment identique à celle de l'axe « q » nous avons préféré représenter seul la boucle de régulation d'axe q est donnée par la figure suivante :

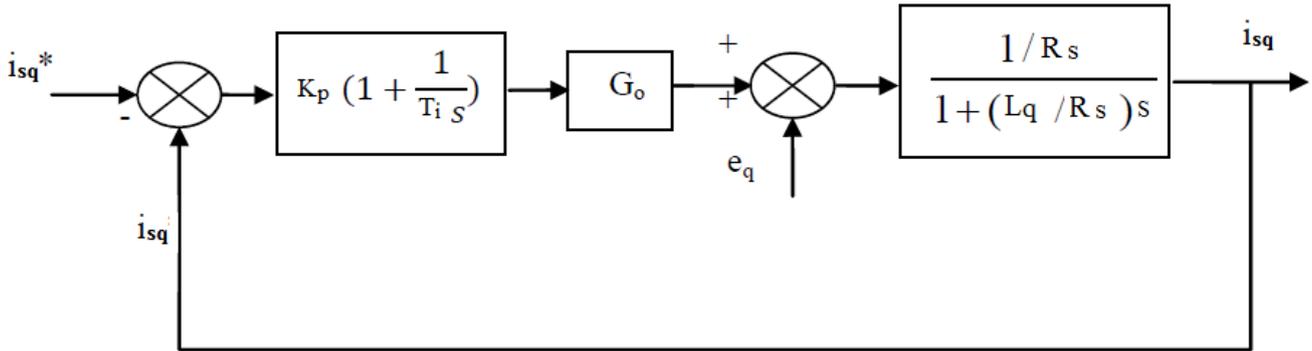


Figure II-5 : Boucle de régulation du courant i_{sq}

Pour synthétiser le régulateur PI, on simplifie le schéma en négligeant à priori le terme de compensation c'est-à-dire $e=0$.

La fonction de transfert en boucle fermée de la figure (II-4) est donnée par:

$$G_{BO} = \frac{1+T_i s}{T_i s \left(1 + \frac{L_q}{R_s} s\right) \frac{R_s}{K_p G_o}} \tag{II-7}$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermer est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{G_{BO}}{1+G_{BO}} = \frac{1+T_i s}{\frac{T_i L_q}{K_p G_o} s^2 + T_i \left(1 + \frac{R_s}{K_p G_o}\right) s + 1} \tag{II-8}$$

La détermination de ces paramètres est effectuée par compensation du zéro qui est introduit par le régulateur PI. Ainsi, nous obtenons leurs expressions analytiques en fonction des performances désirées en régime transitoire et permanent.

L'équation caractéristique désirée est donnée par la relation suivante:

$$G_{BF} = \frac{1+T_i s}{(1+T'_i s)(1+T_i s)} = \frac{1+T_i s}{1+(T_i+T'_i)s+(T_i T'_i)s^2} \tag{II-9}$$

En identifiant les deux équations, l'équation caractéristique du système donnée par (II-7) et l'équation désirée donnée par (II-8), on obtient :

$$T'_i = \frac{L_q}{R_s} : \text{est la constante du temps d'intégration.} \quad \text{II-10}$$

$$K_p = \frac{R_s}{G_o} : \text{le gain de l'action proportionnelle du correcteur des courants} \quad \text{II-11}$$

$$T_i = T'_i = \frac{L_q}{R_s} : \text{est la constante du temps d'intégration.} \quad \text{II-12}$$

$$K_i = \frac{R_s^2}{G_o L_q} : \text{le gain de l'action intégrale} \quad \text{II-13}$$

Régulateur de courant	K_p	T_i	K_i	G_o
<i>PI</i>	28.7500	0.0030	$9.7243 \cdot 10^3$	0.1

Tableau II-1 : Paramètres de réglage des contrôleurs de courant

II.4.2 Commande de vitesse par régulateur PI

Beaucoup d'applications industrielles nécessitent la variation de la vitesse de la MSAP. Cependant, la recherche touchant le pilotage en vitesse, de celle-ci, est devenue quasiment incontournable. Dans cette section une synthèse de la boucle de la vitesse est réalisée.

Afin de compléter le modèle de la commande vectorielle, une boucle externe de régulation est introduite. Une fois la régulation de la boucle de courant est validée, il est alors possible de mettre en cascade une boucle de vitesse souhaitée on utilisant un régulateur PI.

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est le suivant :

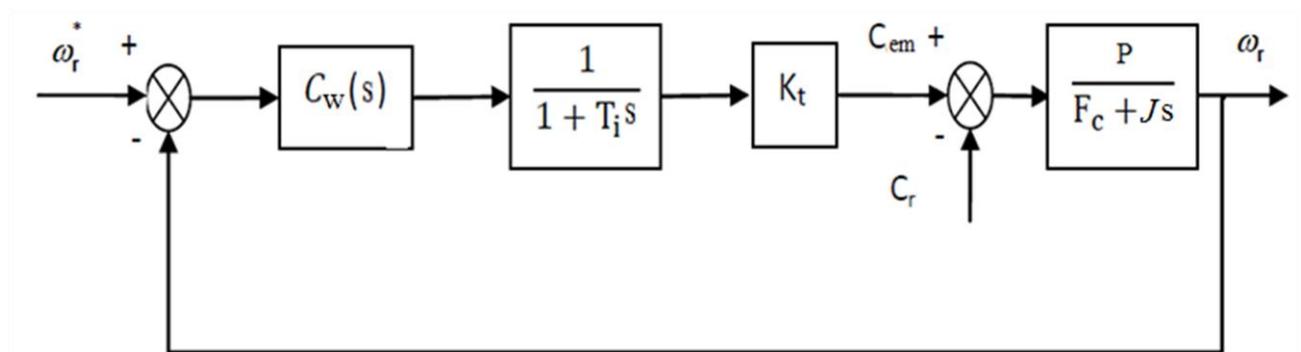


Figure II-6 : Boucle de régulation de la vitesse

Sur la base de la structure de contrôle en cascade de la figure (II-6), on supposera que la dynamique de la boucle interne est suffisamment rapide de telle sorte que l'on puisse admettre que les variables internes (i_{sd} et i_{sq}) ont déjà atteint leurs valeurs de références et qu'elles se trouvent dans leur état stationnaire, c'est-à-dire, que $i_{sd} = i_{sd}^*$ et $i_{sq} = i_{sq}^*$. Cela veut dire que la boucle interne de courant est approximée par un gain unitaire. Le courant statorique direct est asservi à zéro [17].

Le régulateur $C_w(s)$ a une fonction de transfert donnée par :

$$C_w(s) = K_{pw} \left(1 + \frac{1}{T_{iw}s}\right) \quad \text{II-14}$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{T_{iw}s+1}{\frac{JT_{iw}T_i}{PK_tK_{pw}}s^3 + \frac{(JT_{iw} + F_cT_{iw}T_i)}{PK_tK_p}s^2 + T_{iw}\left(1 + \frac{F_c}{PK_tK_{pw}}\right)s+1} \quad \text{II-15}$$

Compte tenu des termes de découplage que l'on introduit dans les boucles interne et en compensant le zéro du régulateur PI, la fonction de transfert de la boucle de vitesse en boucle fermée se réduit à :

$$G_{BF} = \frac{1}{\frac{JT_{iw}}{PK_tK_{pw}}s^2 + T_{iw}\left(1 + \frac{F_c}{PK_tK_{pw}}\right)s+1} \quad \text{II-16}$$

Avec : $K_t = P\phi_f$

Après identification avec un système de second ordre donnée par l'équation suivante :

$$G_{BF}^* = \frac{1}{\frac{1}{w_n^2}s^2 + \frac{2\xi}{w_n}s+1} \quad \text{II-17}$$

Avec :

w_n : est la pulsation naturelle du système.

ξ : est le taux d'amortissement imposé au système.

On obtient les paramètres:

$$K_{pw} = \frac{2\xi w_n J - F_c}{PK_t} \quad \text{II-18}$$

$$T_{iw} = \frac{PK_t K_{pw}}{w_n^2 J} \quad \text{II-19}$$

$$K_{iw} = \frac{K_{pw}}{T_{iw}} = \frac{w_n^2 J}{PK_t} \quad \text{II-20}$$

Avec:

K_{pw} : est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de vitesse.

T_{iw} : est la constante du temps d'intégration.

$K_{iw} = K_{pw} / T_{iw}$: est le gain de l'action intégrale.

Régulateur de vitesse	K_{pw}	T_{iw}	K_{iw}	w_n	ξ
<i>PI</i>	0.1029	0.0180	5.7143	100	1

Tableau II-2 : Paramètres de réglage de la vitesse par *PI*

II.5 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

II.5.1. Avantages de la commande vectorielle

- Elle est basée sur le modèle transitoire.
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

II.5.2 Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Encodeur incrémental est très cher.
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance).
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ estimé.
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande.

II.6 Résultats de simulation :

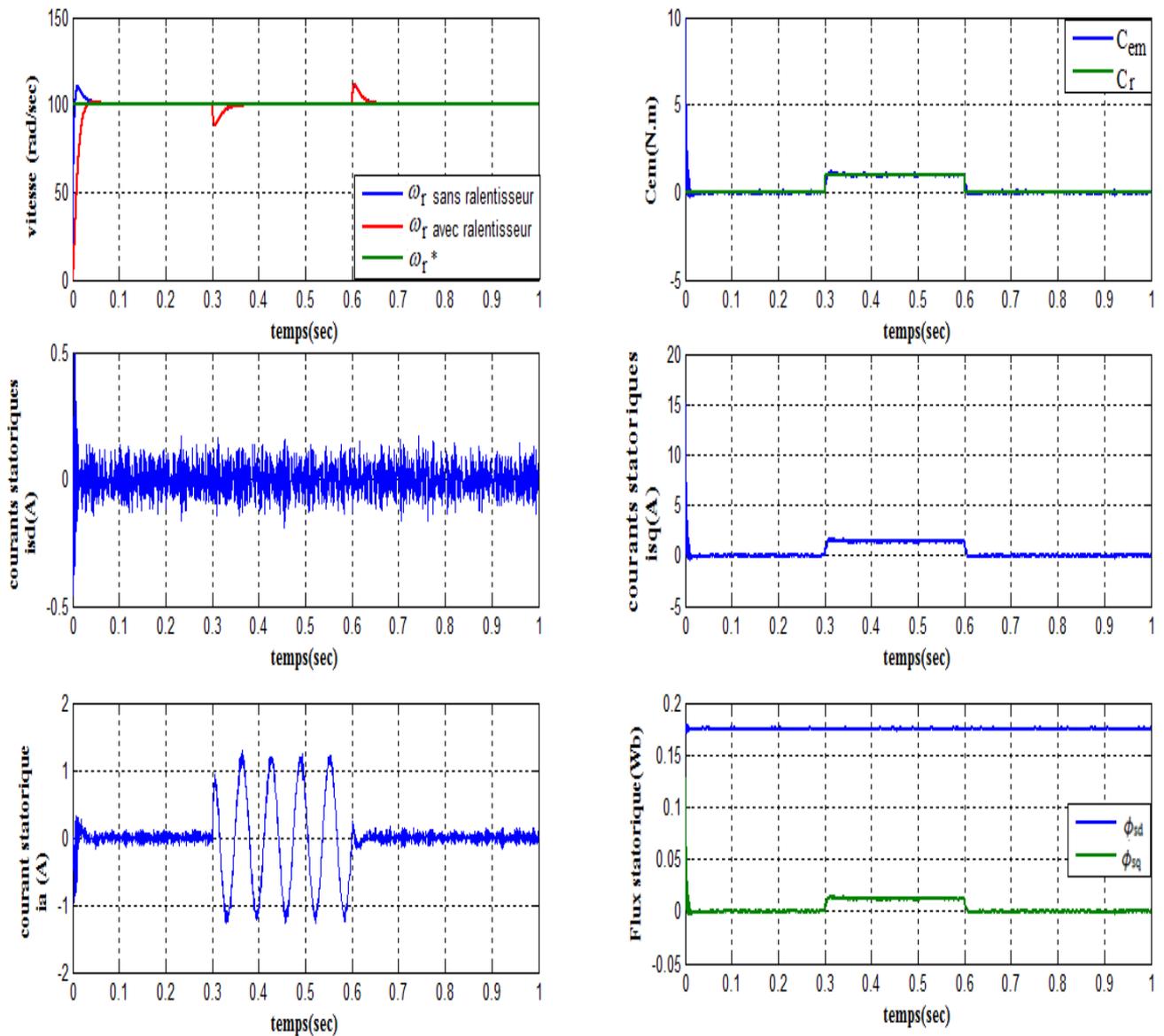


Figure II-7 : Commande vectorielle par régulateur PI de la MSAP

II.6.1 Interprétations des résultats

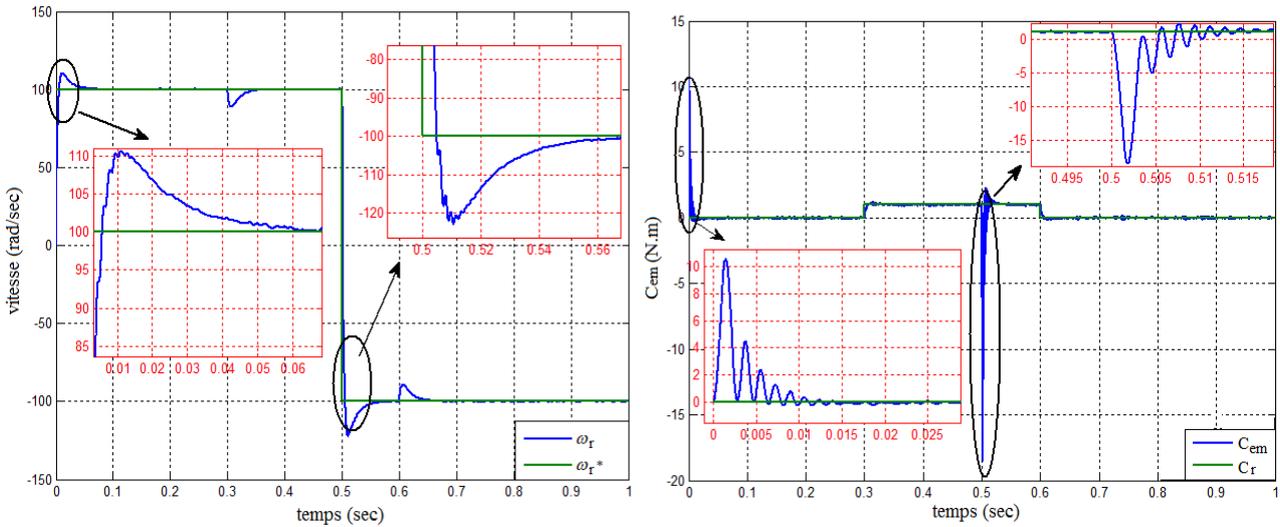
- Les résultats de simulation montrent l'influence du couple de charge appliqué entre les instants $t=0.3$ et $t=0.6$.
- Le courant i_{sd} est nul, ce qui montre que le flux est orienté suivant l'axe d, le courant i_{sq} représente l'image du couple électromagnétique, ce qui prouve que la commande vectorielle est réalisée.
- L'allure de la vitesse suit parfaitement la référence avec un temps de réponse $t_r= 0.0241$ sec après un dépassement de 10.6 %.

II.7 Test d'inversion de sens de rotation

Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande à poursuivre la référence lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse.

La figure (II-8) représente la vitesse et le couple de la machine synchrone dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominal 100 rad/sec suivi d'une inversion de sens de rotation à $t=0.5s$.

a) sans ralentisseur



b) avec ralentisseur

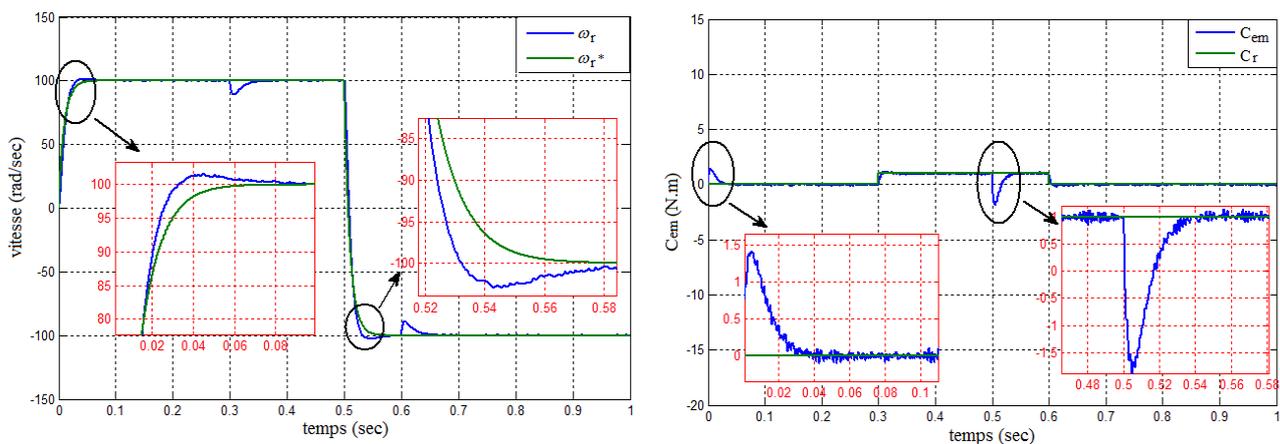


Figure II-8 : Test d'inversion de sens de rotation

II.8 Test de variation paramétrique

Pour étudier l'influence des variations paramétriques sur le comportement de la commande vectorielle, nous avons introduit des variations au niveau des paramètres de la machine comme suit :

- Variation de la résistance statorique $+100\% R_s$ et $-50\% R_s$.
- Variation de l'inductance : $+100\% L_d$ et $-50\% L_d$.
- Variation de moment de l'inertie : $+100\% J$ et $-50\% J$.

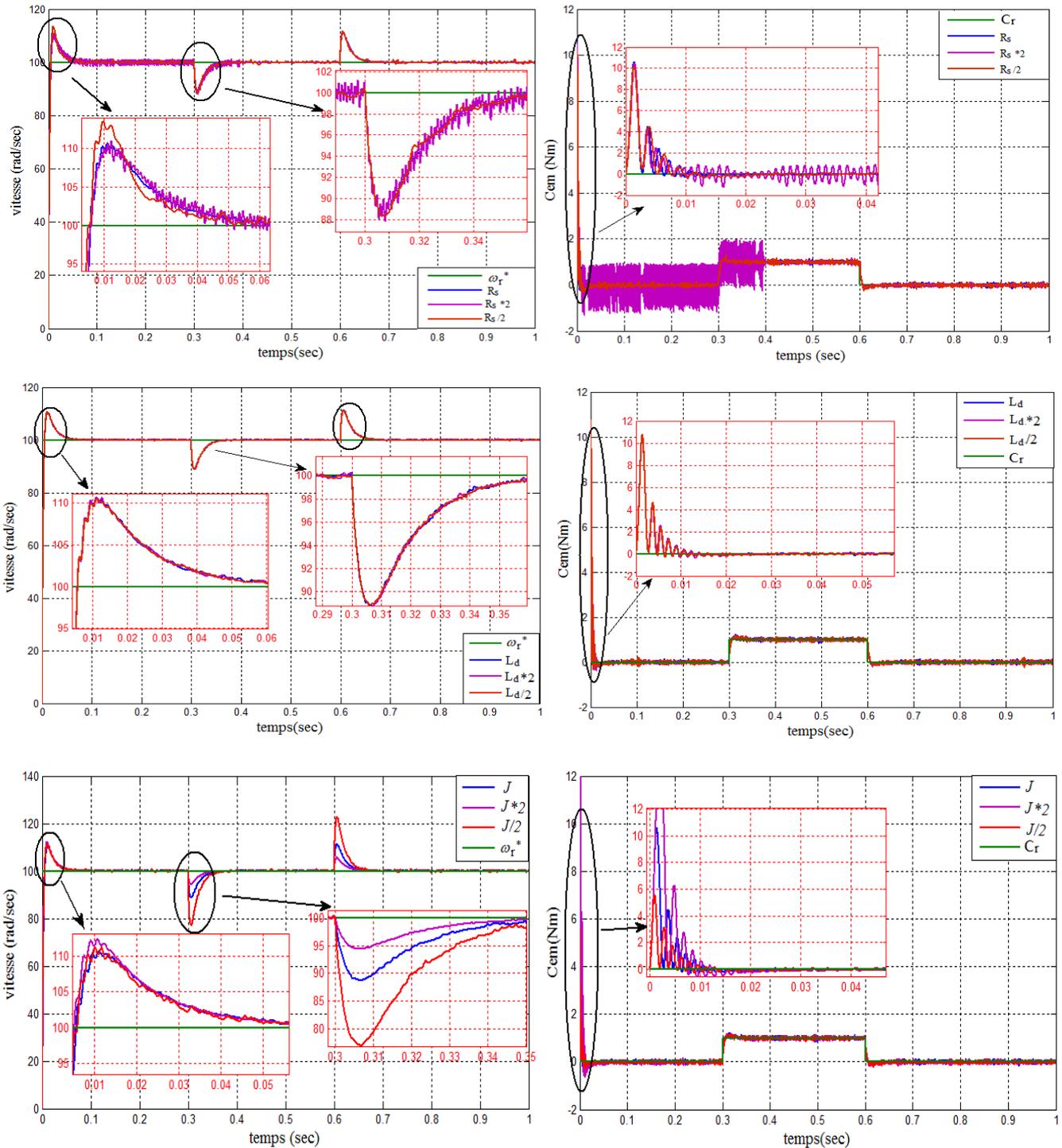


Figure II-9 : Test de variation de la résistance statorique, inductance statorique et moment d'inertie sans ralentisseur

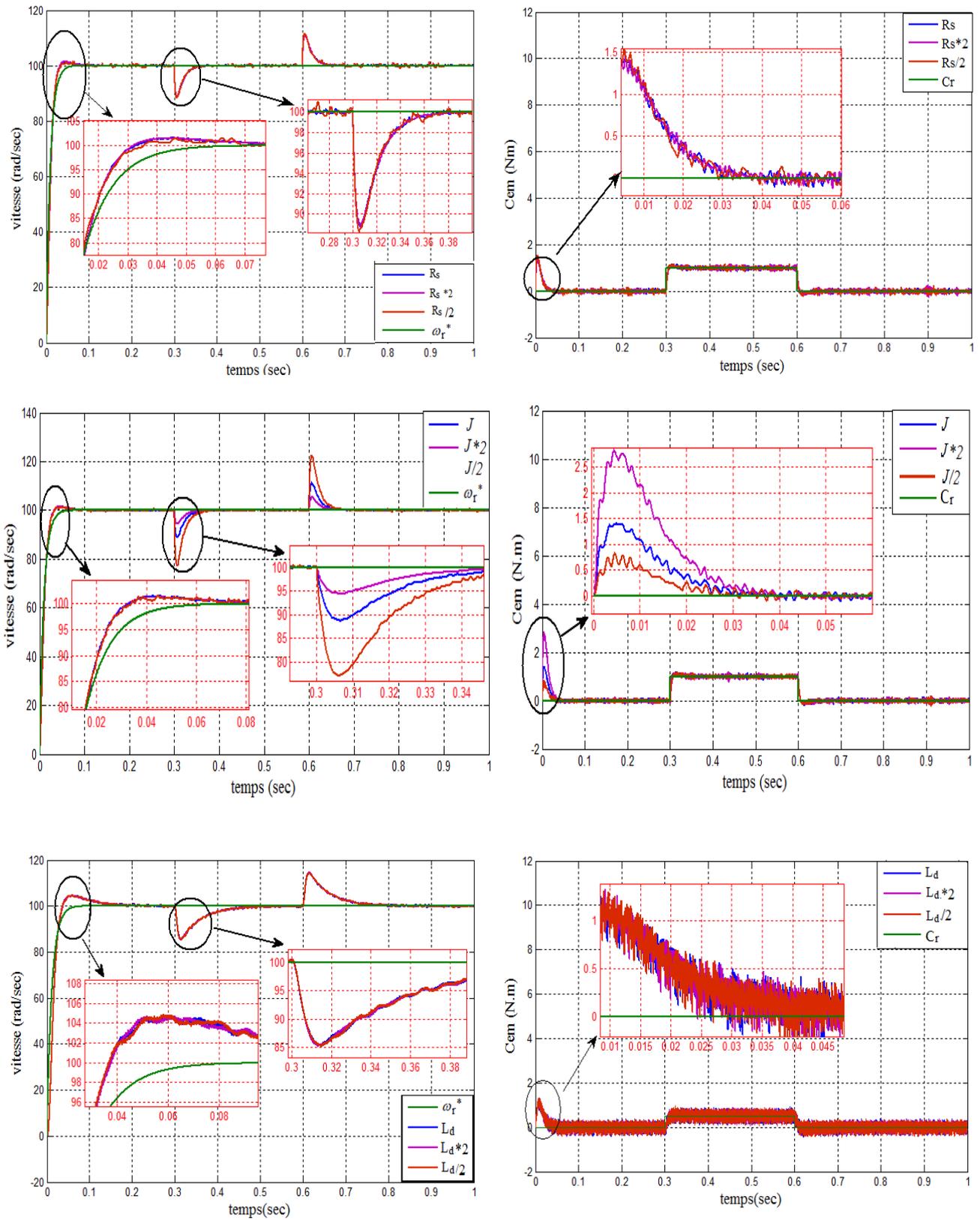


Figure II-10 : Test de variation de la résistance statorique, inductance statorique et moment d'inertie avec ralenti

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la *MSAP* avec capteur de vitesse, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Avec cette commande, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur *PI*.

Les résultats de simulation que nous avons présentée montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement.

Le réglage de la vitesse par des régulateurs classique (*PI*) permet l'obtention de bonnes performances dynamiques, mais pouvant être sensible aux variations de la charge.

Chapitre III

Commande sans capteur mécanique

III.1 Introduction

Pendant plusieurs décennies et jusqu'à nos jours, les capteurs de position et de vitesse sont utilisés dans les entraînements à vitesse variable et font toujours l'objet de recherches intensives en vue de nouvelles améliorations pouvant rendre encore plus performants les systèmes d'entraînements [24].

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 position ou de vitesse) placé sur l'arbre de la machine. Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ce capteur mécanique sont multiples. Premièrement, elle 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.

L'installation de ce capteur requiert un calage relatif au stator, opération qui s'avère délicate à reproduire en série et diminue la fiabilité du système. Tenant compte de toutes ces limites qui présente le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, de nombreuses études ont été faites pour supprimer ce capteur mécanique tout en préservant le bon fonctionnement de la machine [17]. Ces études ont fait apparaître des différentes méthodes de la commande vectorielle sans capteur. Elles sont toutes fondées sur l'utilisation de certaines variables électriques, courants et tensions, pour estimer la position du rotor, d'après un modèle représentatif de la machine. On peut distinguer trois catégories différentes : [25]

- méthodes fondées sur la saturation locale du circuit magnétique.
- méthodes fondées sur l'estimation de la *f.e.m.*
- méthodes utilisant un observateur d'état.

Alors Dans ce chapitre, On va distinguer la méthode fondée sur l'estimation de la *f.e.m* et leur modélisation dans une *MSAP*

III.2 Classification des méthodes de la commande vectorielle sans capteur mécanique

La figure suivante donne la classification des méthodes de la commande vectorielle sans capteur mécanique et résume de façon schématique le cas traité dans ce mémoire.

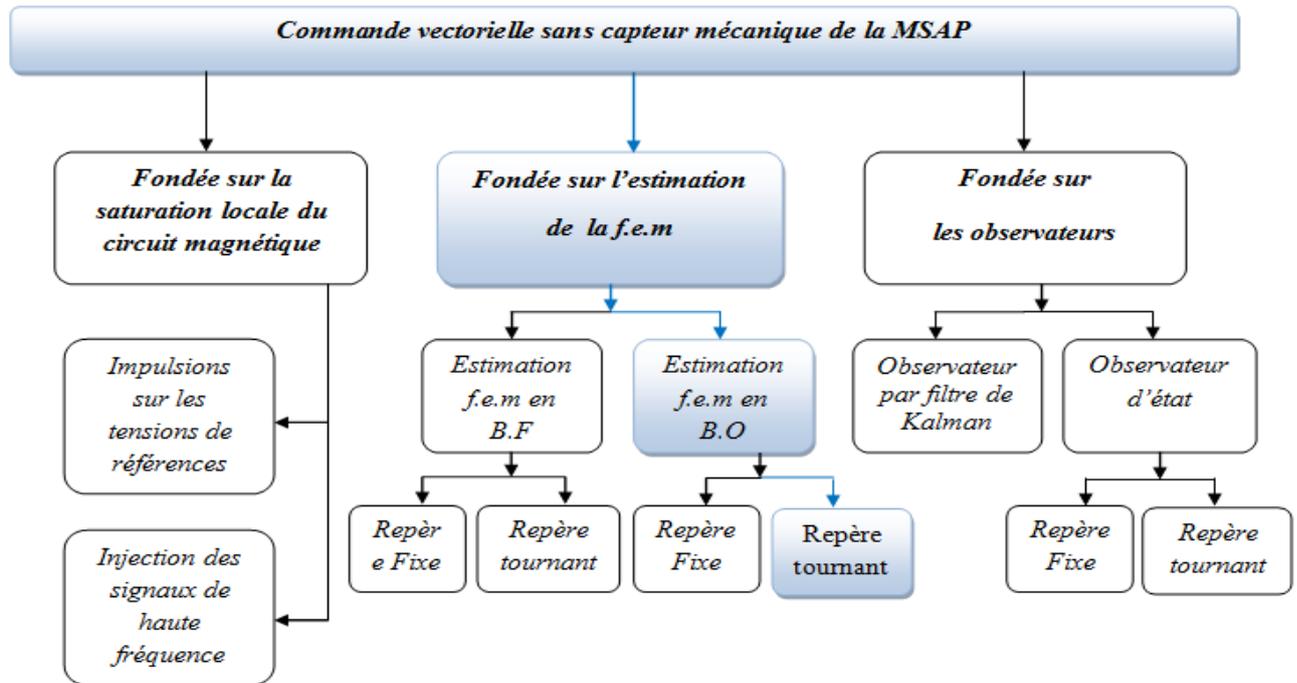


Figure III-1 : Différentes catégories de la commande vectorielle sans capteur mécanique

III.3 Commande vectorielle sans capteur mécanique fondée sur l'estimation de la f.e.m

III.3.1 Modélisation de la MSAP en vue de la commande vectorielle sans capteur mécanique

La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents en vue de la commande vectorielle sans capteur mécanique sous les hypothèses simplificatrices cités dans le premier chapitre se représente par la figure (III-1)

Nous considérons un repère estimé $(\hat{d} - \hat{q})$ avec $\hat{\theta}$ comme l'angle estimé que fait $O\hat{d}$ avec Oa , compté positivement dans le sens trigonométrique. θ désigne la position réelle du rotor repérée par son axe d'excitation réel Od . $\Delta\theta$ indique le décalage entre $O\hat{d}$ et Od de sorte que $\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$.

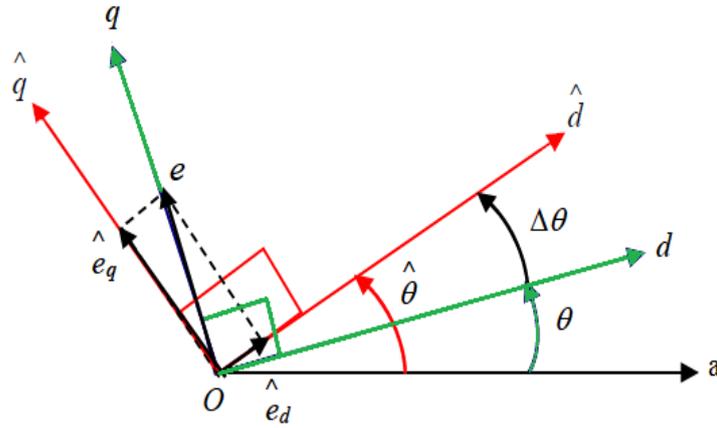


Figure III-2 : Repère réel (d-q) et celui estimé ($\hat{d} - \hat{q}$)

A partir de (I-14), les équations électriques d'une *MSAP* sont données dans le repère (*d-q*) comme suit:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} - L_q \omega_r i_{sq} + L_d \frac{d}{dt} i_{sd} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_r L_d i_{sd} + L_q \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad \text{III-1}$$

Les équations (III-1) sont valables si l'erreur d'estimation est nulle ($\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta = 0$).

Dans le cas contraire, les équations (III-1) devient:

$$\begin{cases} \hat{V}_{sd} = R_s \hat{i}_{sd} - L_q \hat{\omega}_r \hat{i}_{sd} + L_d \frac{d}{dt} \hat{i}_{sd} - \omega_r \phi_f \sin \Delta\theta \\ \hat{V}_{sq} = R_s \hat{i}_{sq} - L_d \hat{\omega}_r \hat{i}_{sd} + L_q \frac{d}{dt} \hat{i}_{sq} + \omega_r \phi_f \cos \Delta\theta \end{cases} \quad \text{III-2}$$

D'après les équations (III-1) Les composantes de *f.e.m* pour ($\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta = 0$).

$$\begin{cases} e_d = -\omega_r \phi_f \sin 0 = -e \cdot \sin 0 = 0 \\ e_q = \omega_r \phi_f \cos 0 = e \cdot \cos 0 = e \end{cases} \quad \text{III-3}$$

Comme on peut déduire les composantes de *f.e.m* pour ($\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta \neq 0$) à partir des équations

(III-2) et (III-3):

$$\begin{cases} \hat{e}_d = \hat{V}_{sd} - V_{sd} = -\omega_r \phi_f \sin \Delta\theta = -e \cdot \sin \Delta\theta \\ \hat{e}_q = \hat{V}_{sq} - V_{sq} = \omega_r \phi_f \cos \Delta\theta = e \cdot \cos \Delta\theta \end{cases} \quad \text{III-4}$$

Où la vitesse de rotation dans le repère estimé ($\hat{d} - \hat{q}$) est donnée par :

$$\hat{\omega}_r = \omega_r + \Delta\dot{\theta} = \hat{\theta} \quad \text{III-5}$$

Le couple électromagnétique fourni par la *MSAP* à pôles lisses s'exprime comme suit:

$$C_{em} = P\phi_f i_{sq} = P\phi_f (\hat{i}_{sd} \sin\Delta\theta + \hat{i}_{sq} \cos\Delta\theta) \quad \text{III-6}$$

De (I-4), on peut extraire l'équation mécanique:

$$J \frac{d^2}{dt^2} \theta + F_c \frac{d}{dt} \theta = C_{em} - C_r \quad \text{III-7}$$

On remplace l'équation (III-6) dans (III-7) on trouve la nouvelle équation mécanique:

$$J \frac{d^2}{dt^2} \theta + F_c \frac{d}{dt} \theta = P\phi_f (\hat{i}_{sd} \sin\Delta\theta + \hat{i}_{sq} \cos\Delta\theta) - C_r \quad \text{III-8}$$

Dans le domaine de la commande vectorielle sans capteur mécanique des *MSAP*, les grandeurs mécaniques position du rotor θ et vitesse de rotation $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$ ne sont pas mesurées. Par conséquent, le repère (d-q) ne peut pas être localisé et les composantes (d-q) des grandeurs électriques sont donc inconnues. Une solution très répandue à ce problème consiste à définir un nouveau repère estimé $(\hat{d} - \hat{q})$ dont la position $\hat{\theta}$ et la vitesse $\hat{\omega}_r$ sont connues. A partir de la relation (III-5) et en supposant que la valeur initiale $\hat{\theta}_0$ est arbitrairement choisie, l'équation suivante décrit l'évolution de $\hat{\theta}$ en fonction de $\hat{\omega}_r$:

$$\hat{\theta} = \int \hat{\omega}_r \cdot dt + \hat{\theta}_0 \quad \text{III-9}$$

Le problème de la commande vectorielle sans capteur mécanique se résume alors à trouver $\hat{\omega}_r$ de sorte que l'écart de position $\Delta\theta$ entre θ et $\hat{\theta}$ s'annule, en utilisant les seules informations disponibles sur le système: les courants statoriques \hat{i}_{sd} et \hat{i}_{sq} obtenus à partir des courants mesurés et les tensions statoriques \hat{V}_{sd} et \hat{V}_{sq} , mesurées ou estimées.

III.4 Modèle non linéaire d'ordre complet de la *MSAP*

A partir des équations (III-2), (III-5), (III-8), on considère les vecteurs d'état, d'entrée et de sortie suivants [26] :

$$X = [\Delta\theta \quad \omega_r \quad \hat{i}_{sd} \quad \hat{i}_{sq}]^T, \quad U = [\omega_r \quad \hat{V}_{sd} \quad \hat{V}_{sq}]^T, \quad Y = [\hat{i}_{sd} \quad \hat{i}_{sq}]^T$$

Le comportement dynamique de la *MSAP* dans les applications de la commande vectorielle sans capteur mécanique est décrit par le modèle non linéaire ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{X} = F(X) + \sum_{i=1}^3 G_i(X) \cdot U_i \\ Y = C \cdot X \end{cases} \quad \text{III-10}$$

L'application du système d'équations (III-10) nous amène à écrire le modèle non linéaire d'ordre complet de la *MSAP* sans capteur mécanique comme suit:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Delta\theta}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r \\ \frac{p^2}{J} \phi_f (\hat{i}_{sd} \sin\Delta\theta - \hat{i}_{sq} \cos\Delta\theta) - \frac{F_c}{J} \omega_r - \frac{PC_r}{J} \\ -\frac{R_s}{L_d} \hat{i}_{sd} + \frac{\phi_f}{L_d} \omega_r \sin\Delta\theta \\ -\frac{R_s}{L_q} \hat{i}_{sq} + \frac{\phi_f}{L_q} \omega_r \cos\Delta\theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_{sq} \\ -\frac{L_d}{L_q} \hat{i}_{sd} \end{bmatrix} \cdot \hat{\omega}_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_d} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \hat{V}_{sd} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \hat{V}_{sq}$$

III-11

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta \\ \omega_r \\ \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix}$$

Ce modèle se simplifie dans le cas d'une *MSAP* à rotor lisse ($L_d=L_q=L$) à :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Delta\theta}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{sd}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_r \\ \frac{p^2}{J} \phi_f (\hat{i}_{sd} \sin\Delta\theta - \hat{i}_{sq} \cos\Delta\theta) - \frac{F_c}{J} \omega_r - \frac{PC_r}{J} \\ -\frac{R_s}{L} \hat{i}_{sd} + \frac{\phi_f}{L} \omega_r \sin\Delta\theta \\ -\frac{R_s}{L} \hat{i}_{sq} + \frac{\phi_f}{L} \omega_r \cos\Delta\theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \hat{i}_{sq} \\ -\hat{i}_{sd} \end{bmatrix} \cdot \hat{\omega}_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \hat{V}_{sd} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \hat{V}_{sq}$$

III-12

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta \\ \omega_r \\ \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix}$$

Le problème de la commande vectorielle sans capteur mécanique des *MSAP* se ramène alors à trouver une loi de commande appropriée pour le vecteur de commande $U = [\omega_r \quad \hat{V}_{sd} \quad \hat{V}_{sq}]$, en utilisant des techniques de conception des régulateurs linéaires ou non linéaires, qui garantissent la régulation de $\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta$ à 0 (ou à $2k\pi$), et les courants \hat{i}_{sd} et \hat{i}_{sq} à leur références \hat{i}_{sd}^* et \hat{i}_{sq}^* , cela indépendamment de l'état initial du système, à partir des seules mesures électriques \hat{i}_{sd} et \hat{i}_{sq} [17].

III.5 Concept d'un estimateur

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine.

Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours du fonctionnement [26].

III.5.1 Estimateur de Matsui

Matsui a proposé un estimateur de position et de vitesse, Cet estimateur est basé sur les équations électriques de la *MSAP* dans le repère $(\hat{d} - \hat{q})$. Il a montré deux approches: l'une utilise le modèle des courants et l'autre le modèle des tensions. Dans cette section, on présente seulement le principe de l'approche des tensions qui a été améliorée par d'autres auteurs.

III.5.2 Principe de la méthode

Du fait que $(\Delta\theta = 2k.\pi)$ implique $(\hat{e}_d = 0)$, on peut remplacer le problème de la régulation de $\Delta\theta$ à $2k.\pi$ par la régulation de \hat{e}_d à 0. La loi de commande sans capteur doit donc réguler \hat{e}_d à $\hat{e}_d^* = 0$.

Cette méthode est appelée "Voltage Model-Based Control Algorithm", Le principe de cette approche estime la composante \hat{e}_d de la f.e.m à partir de l'équation (III-2) :

$$\hat{e}_d = -R_s \hat{i}_{sd} + L_q \hat{\omega}_r \hat{i}_{sq} - L_d \frac{d}{dt} \hat{i}_{sd} + \hat{V}_{sd} \quad \text{III-17}$$

La vitesse angulaire du rotor est estimée par la relation suivante :

$$\hat{\omega}_{est} = \frac{\hat{V}_{sq} - R_s \hat{i}_{sq} - L_q \frac{d}{dt} \hat{i}_{sq}}{\phi_f + L_d \hat{i}_{sd}} \quad \text{III-18}$$

Où $\hat{V}_{sd} = G_0 \cdot \hat{V}_{sd}^*$ avec \hat{V}_{sd}^* la sortie du régulateur de \hat{i}_{sd} et G_0 le gain de l'onduleur. Les dérivées temporelles de \hat{i}_{sd} et \hat{i}_{sq} sont calculées numériquement. L'objectif de cette méthode est d'annuler \hat{e}_d pour annuler l'erreur de position $\Delta\theta$ en utilisant la vitesse angulaire $\hat{\omega}_r$.

En effet, d'après la relation (III-4), \hat{e}_d est proportionnelle à $\Delta\theta$ quand celui-ci est faible ($\Delta\theta \cong 0$) [27] :

$$\hat{e}_d = -\phi_f \omega_r \cdot \sin\Delta\theta \cong -\phi_f \omega_r \theta \quad \text{III-19}$$

Comme le montre la figure (III-3), Matsui obtient la vitesse angulaire $\hat{\omega}_r$ du repère $(\hat{d}$ et $\hat{q})$ à partir de la vitesse estimée $\hat{\omega}_{est}$ est de la manière suivante: Supposons que la vitesse $\hat{\omega}_r$ est positive, l'équation (III-19) montre que si \hat{e}_d est positive, nous avons alors une erreur positive sur la position, il faut donc diminuer $\hat{\omega}_{est}$ afin de la corriger. Dans le cas contraire, si \hat{e}_d est négative, l'erreur de position est négative et il faut alors augmenter $\hat{\omega}_{est}$. Pour $\hat{\omega}_r$ négative, toutes les corrections seront dans le sens inverse.

Ainsi, il propose un correcteur de type *PI* sur \hat{e}_d qui agit sur $\hat{\omega}_r$ en fonction du signe de $\hat{\omega}_{est}$ en supposant que $\text{sgn}(\hat{\omega}_r) = \text{sgn}(\hat{\omega}_{est})$ Nous avons alors :

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_{est} - \text{sgn}(\hat{\omega}_{est}) \cdot (k_p \hat{e}_d + k_i \int \hat{e}_d \cdot dt) .$$

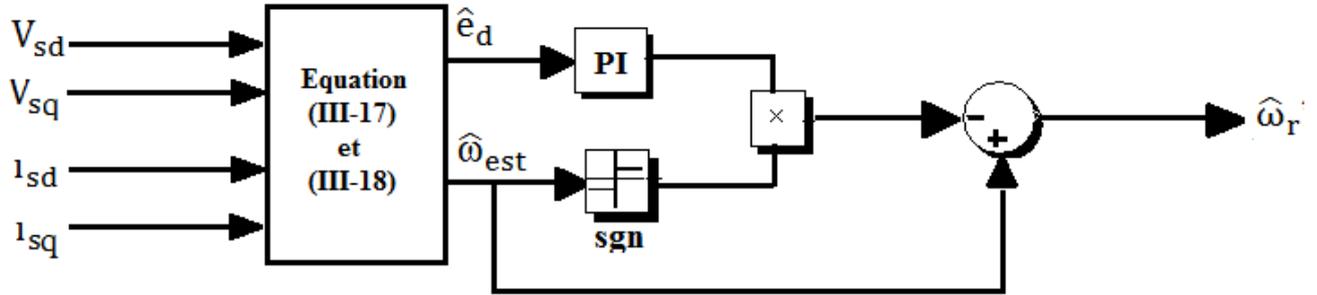


Figure III-3 : Estimateur des variables mécaniques

III.6 Commande de la vitesse sans capteur mécanique

En l'absence du capteur mécanique, la régulation de vitesse se traduit par la régulation d'une vitesse estimée. Dans toutes les méthodes étudiées précédemment, il existe $\hat{\omega}_{est}$ et $\hat{\omega}_r$ qui peuvent jouer le rôle de la vitesse estimée.

La figure (III-4) montre le schéma global de la régulation de vitesse sans capteur mécanique

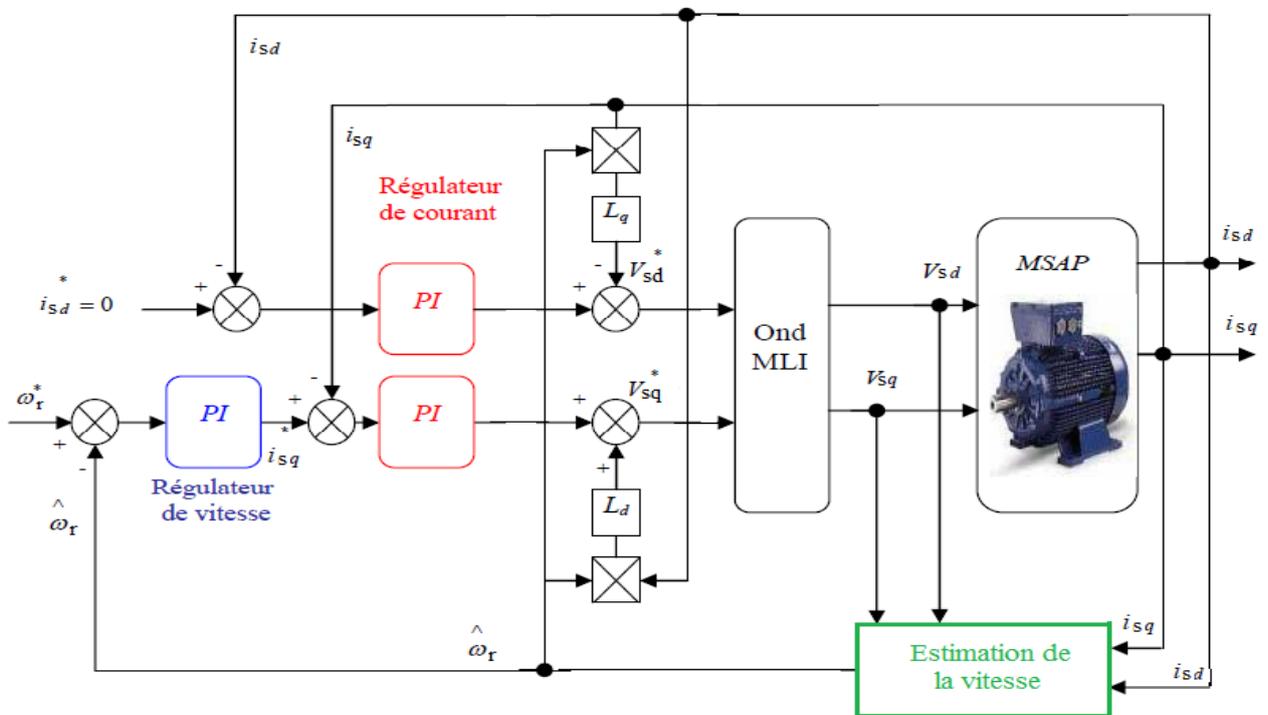


Figure III-4 : Commande de la vitesse sans capteur mécanique

III.7 Résultats de Simulation

Dans la figure suivante (III-5) nous présentons les résultats de simulation obtenus avec la commande vectorielle sans capteur mécanique étudiée précédemment.

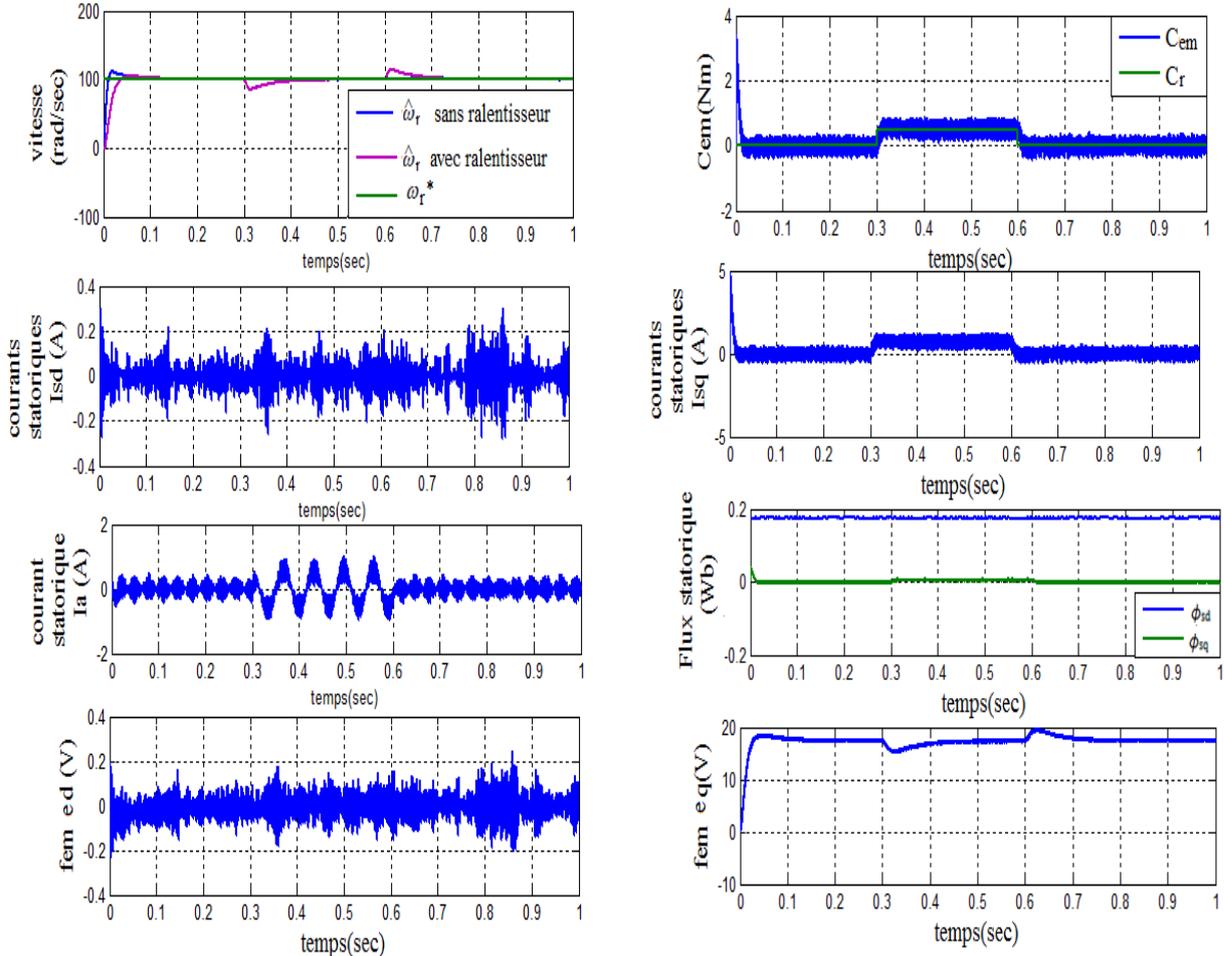


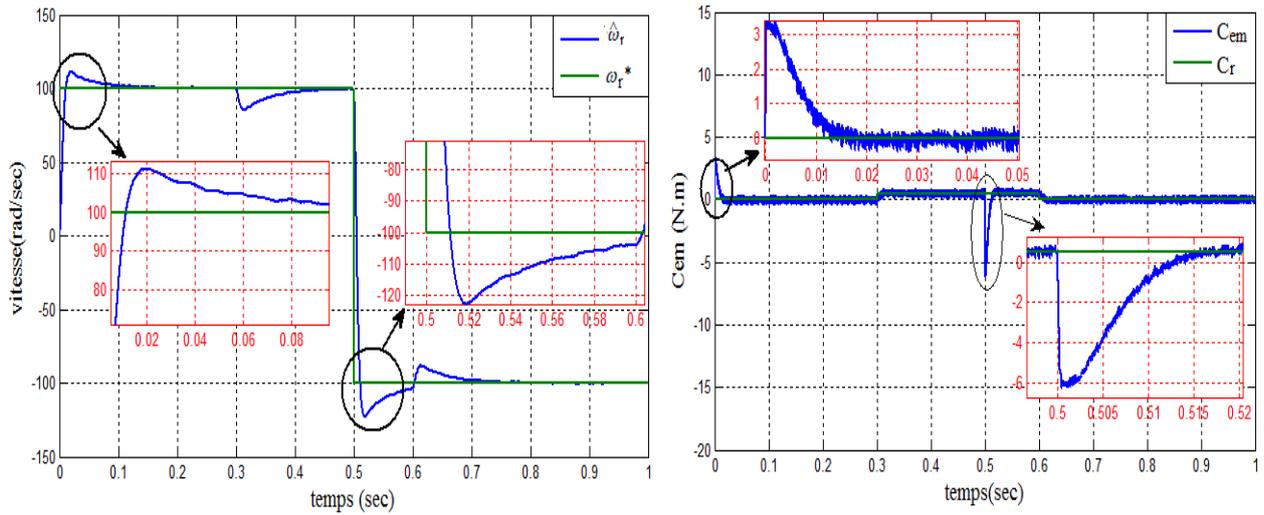
Figure III-5: Commande vectorielle sans capteur mécanique par l'estimateur de vitesse

- Les résultats de simulation montrent l'influence du couple de charge appliqué entre les instants $t=0.3$ et $t=0.6$.
- L'allure de la vitesse suit parfaitement la référence avec un temps de réponse $t_r= 0.052$ sec après un dépassement de 10 %.
- L'allure de e_d est autour de zéro ce qui montre que la commande sans capteur est réalisée.

III.8 Test d'inversion de sens de rotation

La figure (III-6) représente la vitesse et le couple de la machine synchrone dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominal 100 rad/sec suivi d'une inversion de sens de rotation à $t=0.5s$.

a) sans ralentisseur



b) avec ralentisseur

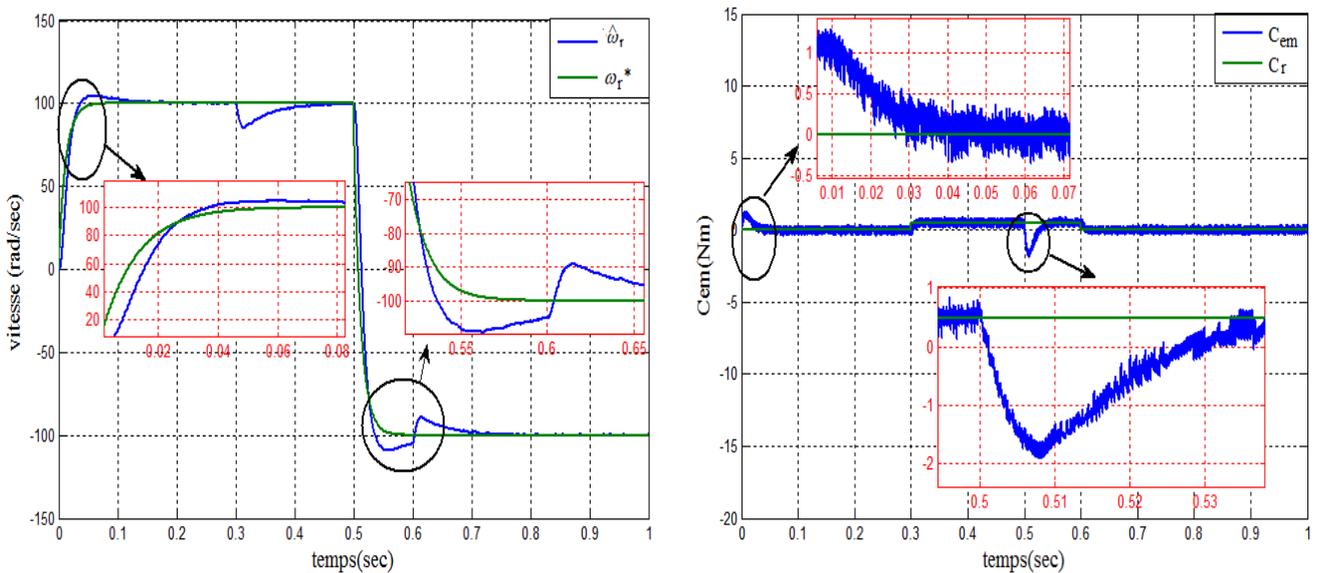


Figure III-6 : Test d'inversion de sens de rotation

III.9 Test de variation paramétrique

Nous avons introduit des variations au niveau des paramètres de la machine comme suit :

- Variation de la résistance statorique +100% R_s et -50% R_s .
- Variation de l'inductance : +100% L_d et -50% L_d .
- Variation de moment de l'inertie : +100% J et -50% J .

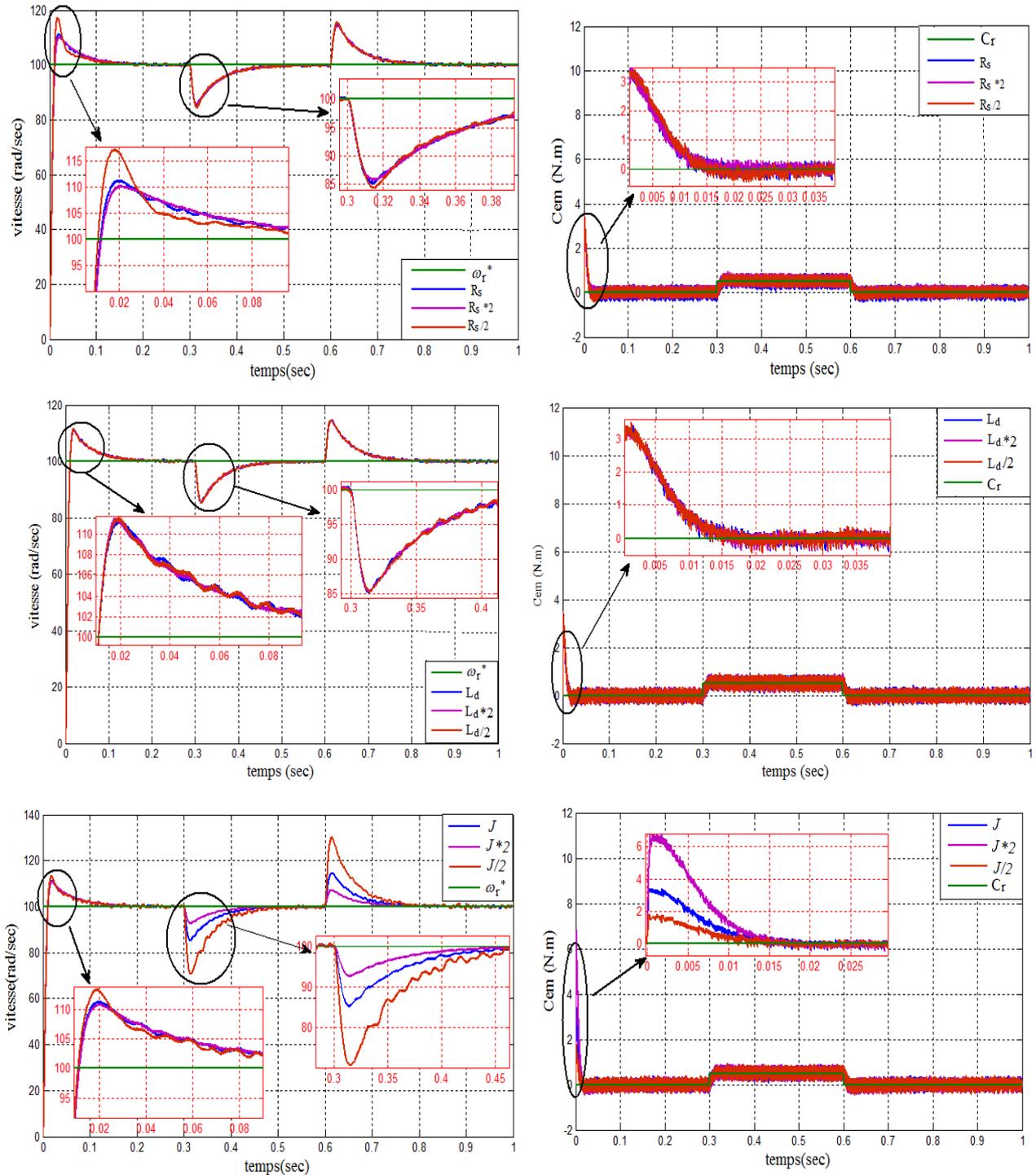


Figure III-7: Test de variation de la résistance statorique, inductance statorique et moment d'inertie sans ralentisseur

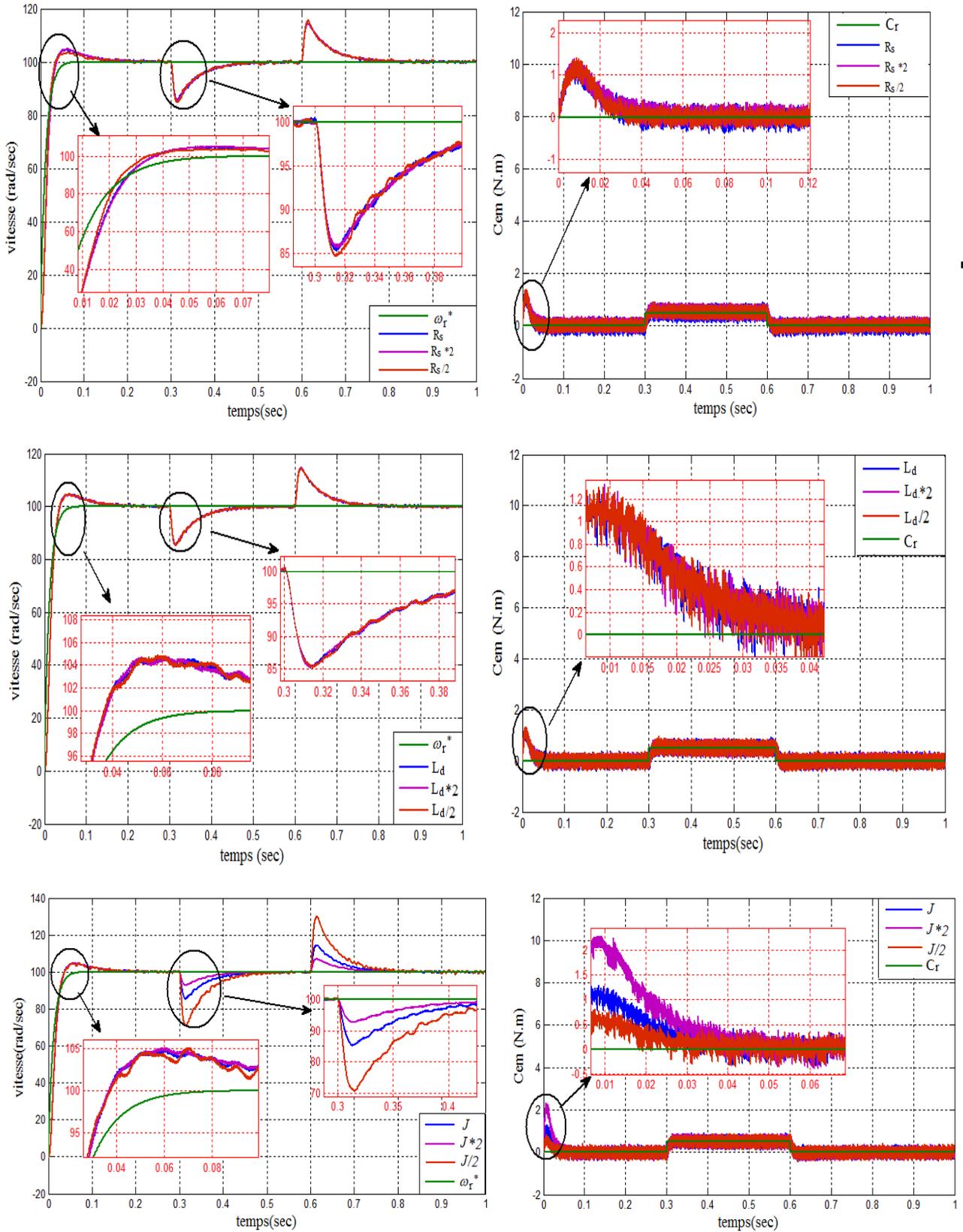


Figure III-8: Test de variation de la résistance statorique, inductance statorique et moment d'inertie avec ralentisseur

III.10 Etude comparative entre les différentes commandes

Les figures (III-9) et (III-10) présentent les résultats obtenus par les différents types de réglage de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents.

La comparaison entre les différentes commandes de vitesse est résumée dans le tableau (III-1).

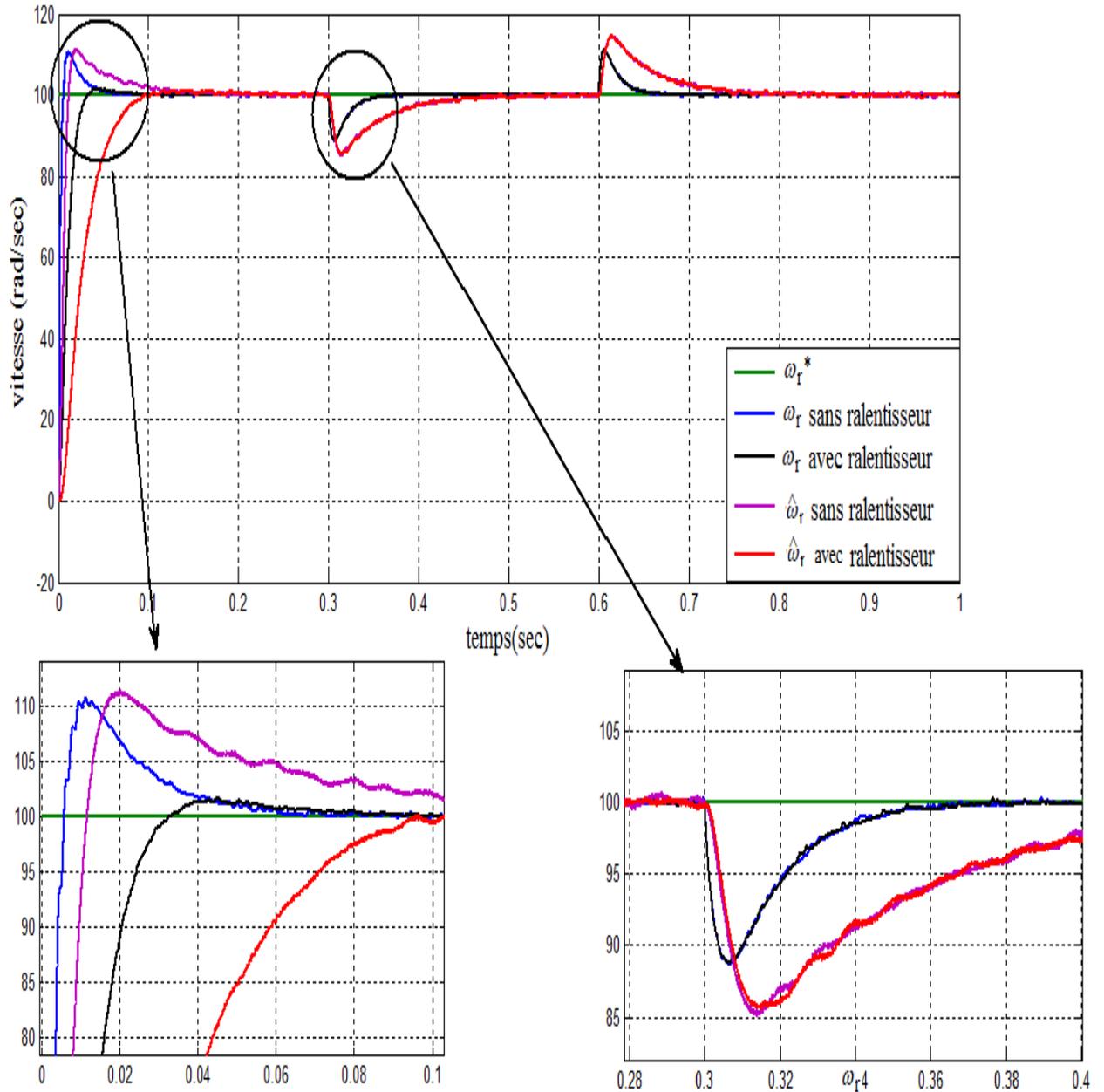


Figure III-9: Résultat de la vitesse obtenue par différents type de réglage

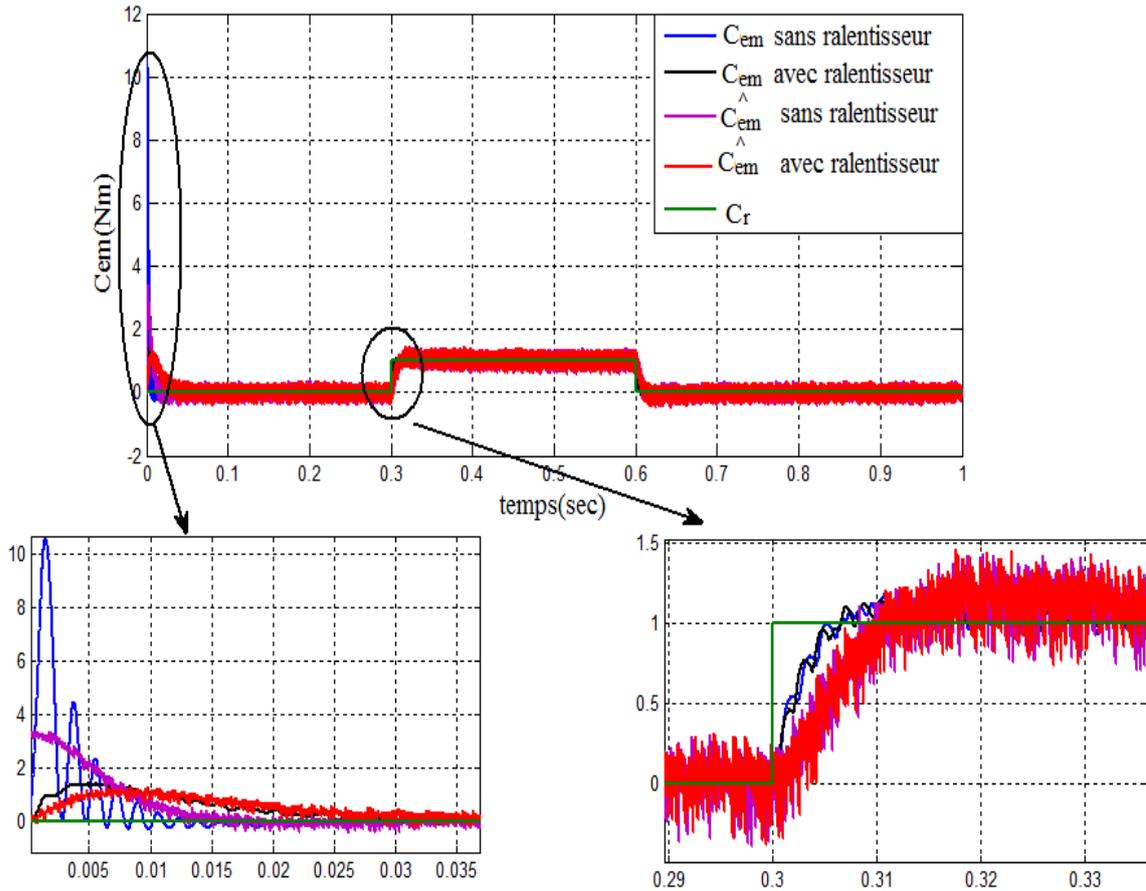


Figure III-10 : Test de couple obtenu par les différents types de réglage de vitesse

Type de réglage		t_r (sec)	$D_{ep}(\%)$	$E_s (\%)$	t_{ps} (sec)	$t_m(\text{sec})$
Avec Capteur mécanique	Sans ralentisseur	0.0241	10.6	0	0.307	$4.12 \cdot 10^{-3}$
	Avec ralentisseur	0.0241	1.5	0	0.3065	$20.5 \cdot 10^{-3}$
Sans Capteur mécanique	Sans ralentisseur	0.052	10	0	0.313	$9.6 \cdot 10^{-3}$
	Avec ralentisseur	0.071	0	0	0.311	$58 \cdot 10^{-3}$

Tableau III-1 : comparaison entre les différentes commandes de vitesse

t_r : est le temps de réponse (sec) .

D_{ep} : est le dépassement au démarrage (%) .

E_s : est l'erreur statique (%) .

T_{ps} : est le temps de réjection de la charge (sec) .

t_m : est le temps de montée (sec) .

III.11 Conclusion

A partir du modèle obtenu, nous avons constaté que le problème de la commande sans capteur peut être interprété par le problème connu de la régulation d'une variable d'état à zéro. Une méthode de la commande sans capteur n'est donc rien d'autre qu'une loi de commande régulant la variable d'état en question. Le comportement du système bouclé dépend donc à la fois de la machine et de la loi de commande sans capteur.

Ensuite, nous avons étudié la convergence de la commande vectorielle sans capteur mécanique fondées sur l'estimation de la *f.e.m.* Cette étude montre que le domaine de convergence de cette méthodes est limité malgré une estimation parfaite du vecteur *f.e.m.* (les *f.e.m.* estimée et réelle sont confondues).

En fin on à obtenus des résultats qui montre que la commande vectorielle sans capteur mécanique fondée sur l'estimation de la *f.e.m* a permis aux objectifs espérés, notamment le rejet des perturbation, le suivi des consignes et la robustesse de la stabilité face aux variation paramétriques.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire propose une contribution à l'utilisation de nouvelles techniques dans la commande d'un moteur synchrone à aimants permanents (*MSAP*). Notre étude porte essentiellement sur l'amélioration de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (*MSAP*) sinusoïdales à rotor lisse. Dont l'objectif principal consiste à:

- ❖ Améliorer les performances dynamiques de l'ensemble convertisseur-machine et augmenter la robustesse de sa commande,
- ❖ Assurer de bonnes performances de la commande sans capteur mécanique.

Afin d'aborder cette étude, on a présenté au premier temps, une étude générale sur les machines synchrones on spécifie la machine synchrone à aimants permanents et les aimants permanents. Puis on à étudié la modélisation de l'ensemble *MSAP*-Onduleur.

Ensuite, on a traité la technique de commande la plus utilisée actuellement pour le contrôle de la vitesse (commande vectorielle par orientation du flux), en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices classiquement adoptées. A partir du modèle de Park ($d - q$), il a été possible d'étudier plusieurs structures parmi ces structures la commande classique basée sur les corrections de type *PI* afin de l'appliquer pour commander vectoriellement la *MSAP*.

Les résultats de simulation obtenus montrent bien les performances de la commande vectorielle: la perturbation est rejetée en un temps court et une réponse rapide. Cette commande 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.

Enfin, nous avons présenté la Commande vectorielle sans capteur mécanique fondée sur l'estimation de la f.e.m, après la présentation de la théorie de base de cette commande et le calcul des lois de régulateurs, nous avons réalisé une simulation de la commande avec surface de commutation non linéaire.

L'application de la théorie de commande (avec / ou sans) capteur mécanique à structure variable sur la (*MSAP*) nous a permis d'obtenir des bons résultats de simulation montrant que l'asservissement en vitesse est rapide et robustes et que les perturbations causées par l'introduction de la charge n'ont pas une grande influence sur la régulation de la commande vectorielle.

Annexe

Annexe

Notre MSAP est une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses de faible puissance.

- **Caractéristique de la MSAP utilisée :**

Paramètre du MSAP à pôles lisses	Symboles	Unités	Valeur numériques
La puissance nominal	P	Watt (W)	1000
Résistances des enroulements statoriques	R_s	Ohm (Ω)	2.875
Inductance cyclique	L_{cs}	Henry (H)	$8.5 \cdot 10^{-3}$
Inductance d'axe direct	L_d	Henry (H)	$8.5 \cdot 10^{-3}$
Inductance d'axe en quadratique	L_q	Henry (H)	$8.5 \cdot 10^{-3}$
Flux totale de l'aimant	ϕ_f	Weber (Wb)	0.175
Nombre de paire de pôles	P	/	4
Moment d'inertie	J	Kg.m ²	0.0008
Coefficient de frottement visqueux	F_c	Nms/rad	0

- **Caractéristique du convertisseur**

Élément du convertisseur	Grandeurs	symboles	Unités	Valeurs
Réseau d'alimentation	Tension	V_s	Volt (V)	220/280
	Fréquence	F_s	Hertz (Hz)	50
Onduleur	Tension d'entrée	E	Volt (V)	400
	Fréquence de porteuse	f_p	Hertz (Hz)	2500

Liste des symboles et abreviations

<i>MSAP</i>	Machine synchrone à aimant permanent.
<i>MCC</i>	Moteur à Courant Continu.
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
B_r	L'induction rémanente
B_m	L'induction maximale
H_m	Le champ de l'induction maximale
H_{cb}	Le champ coercitif de l'induction
$(BH)_{max}$	Le produit d'énergie volumique
$[V]=[V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$	Le Vecteur des tensions statoriques
$[i]=[i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$	Le Vecteur des courants statoriques
$[\Phi]=[\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T$	Flux Statoriques Phase a, b, c
R_s	La résistance d'une phase statorique
Φ_f	Flux Magnétique du Rotor.
L_s	L'Inductance Statorique
L_{cs}	Inductance cyclique
Φ_f	Valeur crête du flux crée par l'aimant permanent
θ	La position mécanique du rotor par rapport au stator
C_{em}	Le couple électromagnétique
C_r	Couple Résistant
J	Moment d'Inertie du Moteur.
Ω	La vitesse de rotation de la machine
F_c	Coefficient de frottement visqueux de la machine
ω_r	Vitesse Électrique de Rotor
P	Le nombre de paire de pôles de la machine
P_a	La puissance absorbée par la MSAP
(d-q)	Le Repère de Park
(a , b , c)	Le Repère triphasé
L_d	L'inductance de l'axe d
L_q	L'inductance de l'axe q
$[P]$	Matrice de Park
$[P]^{-1}$	Matrice inverse de Park
Φ_{sd} , Φ_{sq}	Flux Statorique Sur l'Axe d et l'Axe q

i_{sd}, i_{sq}	Les courants mesures dans le repère de Park
i_{sd}^*, i_{sq}^*	Les courants référentiels dans le repère de Park
V_{sd}, V_{sq}	Les tensions mesures dans le repère de Park
V_{sd}^*, V_{sq}^*	Les tensions référentielles dans le repère de Park
G_o	Le gain de l'onduleur
E	Tension d'alimentation de l'onduleur
f_p	Fréquence de porteuse
PI	Régulateur intégrateur proportionnel
S	Opérateur de Laplace
$f.e.m$	Force Électromotrice
K_p	Le gain de l'action proportionnelle du correcteur des courants
T_i	La constante du temps d'intégration du correcteur des courants
K_i	Le gain de l'action intégrale du correcteur des courants
$C_w(s)$	Le régulateur de vitesse
K_{pw}	Le gain de l'action proportionnelle du correcteur de vitesse
T_{iw}	La constante du temps d'intégration du correcteur de vitesse
K_{iw}	Le gain de l'action intégrale du correcteur de vitesse
ω_n	La pulsation naturelle du système
ξ	Le taux d'amortissement impose au système
$(\hat{d} - \hat{q})$	Le repère tournant estimé
$\Delta\theta = \theta - \hat{\theta}$	Le décalage entre $o\hat{d}$ et od
$(\hat{e}_d \text{ et } \hat{e}_q)$	L'estimation des composantes $(\hat{d} - \hat{q})$ de la <i>f.e.m</i>
$\hat{\omega}_r$	Vitesse Électrique de Rotor estimé
$\hat{\omega}_{est}$	La vitesse estimée par l'estimateur de Matsui
θ	La position réelle (mesurée)

Liste des Figures

Figure I-1	Courbe de désaimantation	11
Figure I-2	Choix des aimants en fonction de leurs propriétés	12
Figure I-3	Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants	12
Figure I-4	Machine synchrone à aimants, sans pièces polaires (P=2), Aimantation radiale	14
Figure I-5	Machine synchrone à aimants, sans pièce polaire (P=2), aimantation tangentielle	14
Figure I-6	Machine synchrone à aimants (P=2), avec pièce polaire, aimantation radiale les pièces polaires sont sur la périphérie des aimants	15
Figure I-7	Machine synchrone à aimants (P=4), avec pièce polaire, aimantation tangentielle	15
Figure I-8	Caractéristique du couple-angle électrique	16
Figure I-9	Représentation idéale d'une machine synchrone à aimants permanents	18
Figure I-10	Les différents couples qui agissent sur le rotor	20
Figure I-11	Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d-q)	21
Figure I-12	Schéma bloc de la MSAP alimenté en tension	24
Figure I-13	Association de la machine MSAP à un onduleur de tension	25
Figure I-14	Schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge	26
Figure I-15	Principe de la commande MLI	28
Figure I-16	Association onduleur (MLI) MSAP	28
Figure I-17	Comportement de la MSAP alimenté par le réseau	29
Figure I-18	Comportement de la MSAP alimentation par onduleur	30
Figure II-1	Représentation de l'orientation du flux rotorique dans une MSAP	33
Figure II-2	Modèle du MSAP commandé par flux orienté à i_d nul	34
Figure II-3	Schéma bloc de compensation	35
Figure II-4	Commande vectorielle dans le référentiel (d-q)	36
Figure II-5	Boucle de régulation du courant i_{sq}	37
Figure II-6	Boucle de régulation de la vitesse	38
Figure II-7	Commande par régulateur PI de la MSAP	41
Figure II-8	Test d'inversion de sens de rotation	42
Figure II-9	Test de variation de la résistance statorique, inductance statorique et moment d'inertie sans ralentisseur	43
Figure II-10	Test de variation de la résistance statorique, inductance statorique et moment d'inertie avec ralentisseur	44

Figure III-1	Différentes catégories de la commande vectorielle sans capteur mécanique	48
Figure III-2	Repère réel (d-q) et celui estimé ($\hat{d} - \hat{q}$)	49
Figure III-3	Estimateur des variables mécaniques	53
Figure III-4	Commande de la vitesse sans capteur mécanique	53
Figure III-5	Commande vectorielle sans capteur mécanique par l'estimateur de vitesse	54
Figure III-6	Test d'inversion de sens de rotation	55
Figure III-7	Test de variation de la résistance statorique, inductance statorique et moment d'inertie sans ralentisseur	56
Figure III-8	Test de variation de la résistance statorique, inductance statorique et moment d'inertie avec ralentisseur	57
Figure III-9	Résultat de la vitesse obtenue par différents type de réglage	58
Figure III-10	Test de couple obtenue par les différents types de réglage de vitesse.	59

Liste des Tableaux

Tableau I-1	Les différents types du rotor	10
Tableau I-2	Information sur certains matériaux magnétiques	11
Tableau II-1	Paramètres de réglage des contrôleurs de courant	38
Tableau II-2	Paramètres de réglage de la vitesse par PI	40
Tableau III-1	Comparaison entre les différentes commandes de vitesse	59

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] K.AZEDDINE "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000
- [2] 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", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [3] P. Boucher, D. Dumur, Méthodes de commande des machines électriques, Hermès Lavoisier., Chapitre 11 Coordination par la position et la vitesse Commandes de moteurs des machines-outils vols. 2003.
- [4] F. Benchabane, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering ," mémoire de magister, Université Mohamed khider de Biskra, 2005.
- [5] D. Lahouel, " Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [6] G. Seguiet, et F. Notelet, " Electrotechnique Industrielle", Technique et Documentation Lavoisier 1977.
- [7] Bourahla Med, "les alimentations d'un moteur synchrone," Université des sciences et de technologie, d'Oran, 2008.
- [8] L.Chédot, "Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes a large espace de fonctionnement. Application à l'alternodémarrage," Thèse de Doctorat, 2004.
- [9] François LEPRINCE-RINGUET, "aimants permanents matériaux et applications," Techniques de l'Ingénieur D2 100.
- [10] L. Gasg, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande", Thèse Doctorat, 2004 Institut National Polytechnique de TOULOUSE.
- [11] J-M. Vinassa, "Contribution à la conception d'un actionneur à aimants permanents et commutation électronique destiné à l'assistance électrique de direction pour automobile", 1994 Thèse de l'Institut National Polytechnique de TOULOUSE.
- [12] A. Benbrahim, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents," mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [13] M.SEBA "Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, Algérie 2003.

- [14] S.REZGUI "Commande de machine électrique en environnement, Matlab/ Simulink et Temps Réel", Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [15] J.P.Loïs, modélisation des machines électriques en vue de leur commande, Lavoisier. Paris: , 2004.
- [16] M. Pinard, commande électrique des moteurs électriques, Dunod. Paris , 2004.
- [17] M. LARBI, "Contribution à la commande sans capteur des machines synchrones à aimants permanents," Thèse de Doctorat, Université des sciences et de technologie d'oran mohamed boudiaf, 2011.
- [18] S.Resgui, "Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel," mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [19] JM RETIF " Commande vectorielle des machines synchrones et asynchrones " INSA Lyon , France, Edition 2008
- [20] A.TITAOUINE, F.BENCHABANE, K.YAHIA "Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ses paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu", Courrier du Savoir N°07, pp.37-43, Décembre 2006.
- [21] M. A. Ferreira. de Sousa," Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie variable ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [22] T.Wildi, G.Sybille, Électrotechnique, 3eme édition., vol. 2. Canada: , 1999.
- [23] S.Hassaine, "Application des nouvelles techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents", Thèse Doctorat, 2008 Université des Sciences et de Technologie d'ORAN.
- [24] W. LAALA, A.R DEBILOU, S. GUEDIDI, "COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANANTS SANS CAPTEURS DE VITESSE ET DE POSITION," Univ. Biskra Algér., pp. N°03, Janvier 2003, pp. 53–58.
- [25] B. Nahid Mobarakeh, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : Méthodes, convergence, robustesse, Identification "en ligne" des paramètres", 2001, Institut National Polytechnique de LORRAINE.
- [26] M. Bendjdia, "Synthèse d'algorithmes de commande sans capteurs de moteurs pas à pas et implantation sur architecture programmable", 2007, Thèse Doctorat, Université de FRANCE-COMTE.
- [27] N. Matsui, "Sensorless PM brushless DC motor drives", IEEE. Trans. on Ind. Elec., vol.43, no. 2, pp. 300-308, avril 1996.

Résumé

Les travaux présentés dans cette étude portent essentiellement sur l'amélioration de la Commande vectorielle avec et sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (*MSAP*)

Après avoir présenté la modélisation de la machine (*MSAP*), qui reposait sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques, nous avons développé le modèle de Park, ainsi que l'association convertisseur-machine.

Puis La commande de la vitesse fait appel à la stratégie de la commande vectorielle en utilisant des régulateurs classiques de type *PI* pour le réglage de la vitesse et les courants, testé et comparée en simulation de SIMULINK/MATLAB.

Ensuite, pour des raisons de coût et volume, on a présenté la commande sans capteur avec une stratégie fondée sur l'estimation de la *f.e.m.*

On a terminé notre travail par une étude comparative des différentes commandes dans le but de montré les champs et les limites d'utilisation de chacune d'elles et mettre en relief leur avantages et inconvénients.

Abstract

Presented works in this study focus on the improvement of vector control with both sensor and sensorless of permanent magnet synchronous machine (*PMSM*) sinusoidal smooth rotor.

After presenting modeling machine (*PMSM*), which was based on electrical parameters which describe the electromagnetic phenomena, we developed model Park and the association machine converter.

Then, the speed control uses the strategy of vector control using conventional type *PI* regulators for setting the speed and current, tested and compared by simulation SIMULINK/ MATLAB.

Then, for reasons of cost and volume, we present the sensorless control with *f.e.m* estimation strategy.

In our work ends with a comparative study of different methods of control will be exhibited in order to show the fields and limits of use of each meter and High light their advantages and disadvantages.

المخلص

العمل المقدم في هذه الدراسة التي تتعلق في المقام الأول بتحسين التحكم الشعاعي مع وبدون لاقط ميكانيكي للآلات المتزامنة بمغناطيس دائم .

بعد تقديم شكل هذه الآلة الذي تقوم على المميزات الكهربائية التي تصف الظواهر الكهرومغناطيسية، قمنا بتطوير نموذج الآلة إلى تشكيلة ذات محورين تدعى نموذج بارك، و تركيبية محول آلة.

من أجل التحكم في السرعة و التيار الكهربائي تم استخدام تقنية التحكم الشعاعي بواسطة منظمات كلاسيكية من طراز (*PI*) من أجل التحكم في السرعة و التيار الكهربائي عن طريق المحاكات (SIMLINK/MATALAB).

لأسباب المتعلقة بالتكلفة والحجم، قمنا بتقديم التحكم الشعاعي وبدون لاقط ميكانيكي استنادا إلى تقديرات القوة الكهربائية.

في الأخير قارنا مختلف منظمات المدرسة في هذا البحث، واستخرجنا المحاسن و المساوئ.