



République Algérienne Démocratique Et Populaire
Ministère De l'Enseignement Supérieur Et De La Recherche Scientifique
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib Ain Temouchent

INSTITUT DE TECHNOLOGIE

Département Génie électrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MASTER

Filière

Electromécanique

Intitulé

**ETUDE ET SIMULATION DE LA COMMANDE D'UNE
MACHINE SYNCHROME AVEC ET SANS CAPTEUR
MECANIQUE**

Présenté par

Mr.MEZIANE chihabe eddine

Soutenu Le : 26/ 09/ 2019.

DEVANT LE JURY COMPOSÉ DE :

Dr. M. FLITTI	C. U. BELHADJ Bouchaib Ain Temouchent	PRÉSIDENT
Dr. K. HACHEMI	Ex Enseignant Université Tahar MOULAY de Saida	ENCADREUR
Mr. N. MECIRDI	C. U. BELHADJ Bouchaib Ain Temouchent	CO-ENCADREUR
Dr. M. AISSOU	C. U. BELHADJ Bouchaib Ain Temouchent	EXAMINATEUR

REMERCIEMENT

Avant tout, on remercie le dieu tout puissant qui nous a donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ses années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

je tiens à remercier mon encadreur Mr kaddour hachemi pour ses conseils pertinents et éclairés, son aide était pour moi d'une importance capital dans la réalisation et à la réussite de ce travail.

j' exprime mes profonds remerciements à tous les membres du jury pour l'honneur qu'ils m' ont fait en acceptant de juger ce travail ainsi qu'à tous les enseignants du département génie électrique.

-Je tiens à remercier aussi Monsieur kaddour hachemi pour son soutien

-Je remercie vivement Monsieur mecirdi enseignant ou centre universitaire belhadj bouchaibe pour ses conseils

-Je remercie vivement Monsieur M.aissou enseignant ou centre universitaire belhadj bouchaibe pour sans soutien pour les années qui j'ai passée dans université

-Je remercie vivement Monsieur Flitti enseignant ou centre universitaire belhadj bouchaibe pour sans aide.

- Je remercie vivement mon amis louafi omar collègue de travaille pour sans aide.

- Je remercie vivement mon amis aziz boudia amis d'enfance pour sans soutien

.

- Je remercie vivement mon cousin nabil

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à mes chers parents qui ont fait de moi ce que je suis par leurs sacrifices, à mes frères et à toute ma famille, à tout mes amis et à toutes les personnes qui ont contribué de près au de loin à la l'aboutissement et à la réussite de ce travail.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....I
LISTE DES FIGURES.....II

Chapitre I: GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS.

I. Introduction.....1
1.2. Généralité Sur Les Machines Synchrones.....1
1.2.1.Constitution.....1
1.2.2. Description de la machine.....2
1.2.3. Les caractéristiques de la MSAP.....2
1.3. Modélisation triphasée de la machine synchrone à Aimants permanents.....4

I.4 Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).....5
I.4.1 Les aimants permanents5
I.4.2. Caractéristiques générales des aimants permanents5
I.4.3. Les différents types d'aimants permanents6
1.4.4.. Structures à flux radial (RFPM)7
I.4.4.1. Structures à aimants déposés en surface7
I.4.4.2. Structures à aimant encastrés.....8
I.4.4.3. Structures à aimants enterrés.....8
I.5. Applications des machines synchrones à aimants permanents.....10
I.6. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....11
I.6.1. Principe de fonctionnement de la MSAP.....12
I.6.2. Avantages de la MSAP.....13
I.6.3.Inconvénients de la MSAP.....13
I.7 Modélisation de la MSAP.....13

1.7.1 Hypothèses simplificatrices.....	13
1.7.2 Modélisation du moteur synchrone dans le référentiel (a, b, c).....	14
1.7.2.1 Equations électriques.....	14
1.7.2.2 Equation mécanique.....	15
1.7.2.3 Equation électromagnétique.....	15
1.7.3 La transformation de Park.....	15
1.7.3.1 Principe de transformation de Park.....	15
1.7.3.2. Principe de transformation de Clark.....	17
1.7.3.3 Passage du repère (α,β) au repéré (d,q).....	17
1.7.3.4 Les équations de la machine synchrone dans le référentiel (d,q).....	18
1.7.3.5 Equation mécanique.....	18
1.7.3.6 Equation électromagnétique.....	18
1.7.3.7 Equations généraux d'état.....	19
1.8. L'autopilotage des Machines Synchrones.....	19
1.9. Conclusion	20

Chapitre II: MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	21
2.1 introduction	21
2.2. Modélisation de l'alimentation de la machine.....	21
2.2.1. Modélisation de l'onduleur de tension.....	22
2.2.2. Stratégies de contrôle par la commande M.L.I.....	24
2.2.2.1 Commande par modulation de largeur d'impulsion sinus triangle.....	25
2.3.- Commande vectorielle de la MSAP.....	26
2.3.1.principe de la commande vectorielle.....	26
2.3.2. Méthodes d'orientation du courant statorique.....	29
2.4. Commande vectorielle indirecte du champ (IFOC).....	29

2.4.1. Principe.....	29
2.4.2.Schema bloc (IFOC).....	30
2.4.3. Schéma de l'association du bloc IFOC –MSAP.....	30
2.4.4. Schéma de l'association du bloc IFOC-OND-MSAP.....	30
2.5. Les observateurs.....	31
2.5.1. Principe d'un observateur.....	32
2.5.2 Observateur déterministes de Luenberger	32
2.5.3 Modèle de l'observateur de Luenberger.....	33
2.6. Régulation de vitesse par la méthode indirecte	35
2.6.1. Schéma de principe de la régulation.....	35
2.6.2. Détermination des paramètres du régulateur de vitesse.....	36
2.6.2.1.. <i>Fonction de transfert en boucle ouverte</i>	36
2.6.2.2. <i>Fonction de transfert en boucle fermée</i>	37
2.7. Description du schéma global de la régulation de vitesse.....	38
2.8.Conclusion	40

Chapitre III: LA SIMULATION DE LA MSAP

3.1 Introduction	41
3.2 Etude dynamique en moteur	41
3.2.1.Modèle et caractéristiques du moteur.....	42
3.2.2. paramètres de réglages des régulateurs.....	43
3.2.3. Paramètre de réglage K de l'observateur.	44
3.3. Fonctionnement avec capteur	44
3.4. Comparaison avec l'observateur de Luenberger.....	46
3.5 Conclusion.....	50
BIBLIOGRAPHIE.....	51

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Machine synchrone à pôles saillants.	1
Figure 1.2: Schéma équivalent de la MSAP.....	2
Figure 1.3 : Courbe de désaimantation des différents aimants.....	3
Figure 1.4 : Représentation de la machine synchrone sans amortisseurs.....	4
Figure 1.5: cycle d'hystérésis.	5
Figure 1.6 : courbe de désaimantation.....	6
Figure 1.7 : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial.....	7
Figure 1.8 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.....	8
Figure 1.9: Structure à aimants déposés en surface (rotor interne).....	9
Figure 1.10 : Structure à aimants encastrés.....	10
Figure 1.11 : Structure à aimants enterrés	11
Figure 1.12 : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.....	12
Figure 1.13 : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.....	13
Figure 1.14 : Principales applications des machines synchrones à A.P.....	14
Figure 1.15: Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques.....	15
Figure 1.16: Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent.....	16
Figure 1.17: Représentation de la transformation de Park.....	17
Figure 1.18: Principe d'autopilotage de la MSAP.....	18
Figure 2.1 : Structure générale de l'alimentation d'une MSAP (association convertisseurs statiques).....	19
Figure 2.2 : schéma de principe de l'onduleur de tension.....	20
Figure 2.3 : schémas électrique onduleur.....	21
Figure 2.4 : Principe de la commande vectorielle.....	22
Figure 2.5 : Structure de découplage des axes d et q de la machine.....	23
Figure 2.6 : modèle en tension avec annulation de la composante i_{ds} du courant.....	24
Figure 2.7: Schéma bloc (IFOC).....	25
Figure 2.8 : Schéma bloc de l'association IFOC -MSAP.....	26
Figure 2.9 : Schéma de l'association des blocs IFOC -OND-MSAP.....	27
Figure 2.10- Conception générales d'un observateur.....	28
Figure 2.11 : Schéma fonctionnel d'un observateur	29
Figure 2.12 - Observateur de Luenberger.....	30
Figure 2.13 : schéma de régulation.....	31
Figure 2.14 : Schéma structurel du système régler	32
Figure 2.15 : Boucle de régulation de la vitesse	33
Figure 2.16 : Schéma global de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.....	34

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

Figure 2.17 : Régulateur PI.....	35
Figure 2.18 : Boucle de régulation avec PI	36
Figure 3.1: Schéma générale de simulation.....	37
Figure 3.2 Schéma de simulation du MSAP.....	38
figure 3.3 : les trois phases ia, ib et ic avec capteur de vitesse.	39
figure 3.4 : vitesse et couple avec capteur de vitesse.....	40
figure 3.5: les trois phases ia, ib et ic avec et sans capteur.....	41
figure 3.6 : vitesse et couple avec et sans capteur.....	42
figure 3.7: vitesse et couple au démarrage avec et sans capteur.....	43
figure 3.8 : courant des phases id et iq au démarrage avec et sans capteur.....	44
figure 3.9: vitesse et couple après variation de vitesse avec et sans capteur.....	45
figure 3.10 : courant des phases id et iq après variation de vitesse avec et sans capteur.....	46
figure 3.12: courant des phases id et iq après variation de couple avec et sans capteur.....	47

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 : caractéristique du MSAP.....	48
Tableau 3.2 : coefficients des régulateur.....	49

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. 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.

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et il est moins encombrant que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisque il n'appartient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.

La commande sans capteurs 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 causées par les 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.

Dans notre travail, nous nous intéressons à l'étude des machines synchrones à aimants permanents alimentées par un onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la technique modulation de largeur d'impulsions suivi par une commande vectorielle de la machine et ensuite l'incorporation de l'étude d'un observateur et de la commande de machine synchrone à aimants permanents sans capteur

Ce mémoire est composé de trois chapitres.

Dans le premier chapitre nous commençons par la présentation de la machine synchrone à aimant permanent et des différents types d'aimant permanent ensuite nous modélisons cette machine synchrone.

INTRODUCTION GENERALE

Dans le deuxième chapitre nous présenterons le modèle de l'alimentation de cette machine composé par un onduleur de tension triphasée à deux niveaux commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI). Ensuite nous présenterons le principe de la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse et des courants internes. Le réglage est effectué par un régulateur proportionnel intégral (PI).

Ensuite nous présenterons l'observateur de Luenberger qui servira pour la commande sans capteur de la MSAP.

Le troisième chapitre sera consacré à la simulation par le Logiciel Matlab/Simulink des différents éléments étudiés, puis nous présenterons les résultats obtenus.

CHAPITRE I

I.1 Introduction

La présence du système balais collecteur dans les moteur à courant continu a toujours posé des grands problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais-collecteur a été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orienté à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Durant les dernières années, le moteur à courant continu est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc facilite les commandes en position ou en vitesse [1] [2].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique.

1.2. Généralité Sur Les Machines Synchrones

1.2.1.Constitution

Comme toute machine tournante, une machine synchrone comporte un stator (induit) et un rotor (inducteur) séparés par un entrefer, voir figure (I-1).

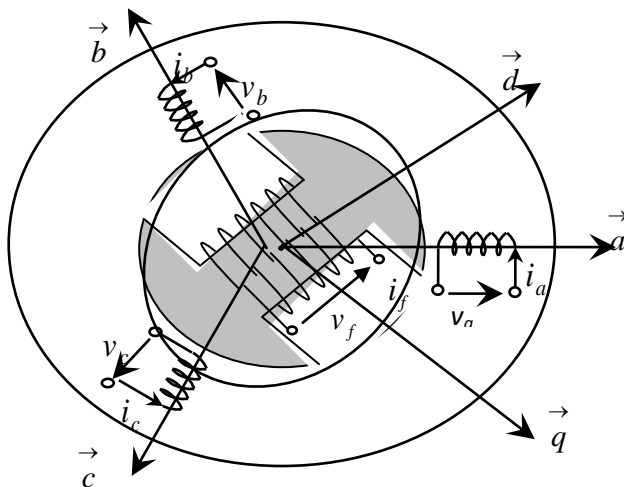


Figure1.1:Machine synchrone à pôles saillants.

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS.

On peut définir trois types de machines synchrones :

- Machines synchrones classique.
- Machines synchrones a reluctance variable
- Machines synchrones a aimants permanents

1.2.2. Description de la machine

Nous intéressons dans notre étude à une machine qui ne comporte ni amortisseur, ni pièces polaires d'une part. D'autre part, cette machine est un moteur triphasé qui comporte au stator (induit) les enroulements (a, b, c) et munie au rotor (inducteur) d'un système d'aimants assurant une induction magnétique dans l'entrefer.

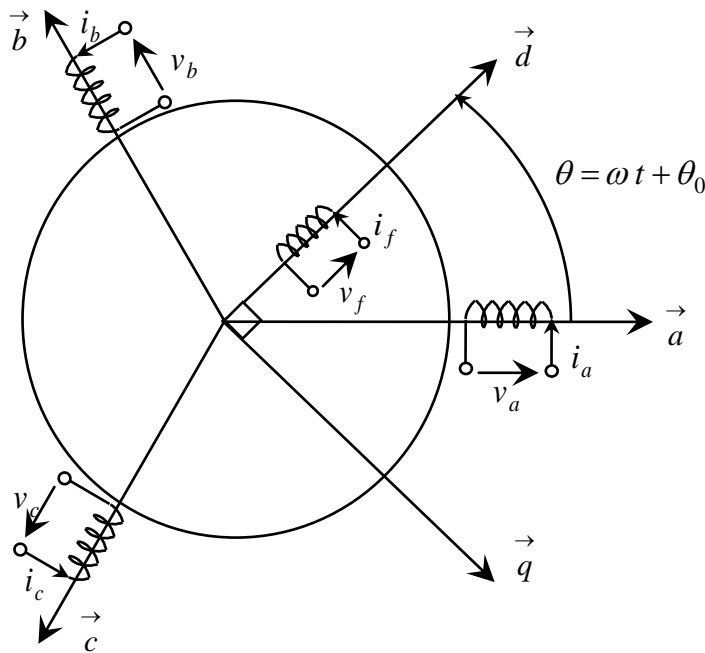


Figure 1.2: Schéma équivalent de la MSAP

1.2.3. Les caractéristiques de la MSAP

La MSAP possède des caractéristiques très intéressantes par rapport aux machines asynchrones et synchrones à rotor bobiné ci-dessous [2] :

- L'absence du système collecteur balais facilite sa maintenance, donc sa fiabilité augmente ;
- La présence des aimants au rotor qui remplace le circuit rotorique permet d'obtenir une excitation sans pertes joules et le flux magnétique est mieux localisé ;

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.

- Elle a une puissance massique (puissance/masse de la MSAP), élevée et couple dépassant deux fois son couple nominal ;
- La puissance de la MSAP est proportionnelle à la densité d'énergie des aimants utilisés ;
- La MSAP avec sa structure présente une grande souplesse et un encombrement très réduit.

Les caractéristiques de la MSAP dépendent de la qualité et de la manière qu'on équipe le rotor des aimants.

Parmi les aimants les plus utilisés on cite deux types qui sont :

- Les aimants permanents « terres rares » : SnCo, NdFeB,.....
- Les aimants alliages métalliques : Ferrites, Alnico,.....

Le premier groupe est le plus utilisé, car ces aimants ont une induction rémanente (B_r) est un champ coercitif H_c (A/m) plus élevés. Ils permettent une réduction importante du poids, dans une puissance massique plus élevée. Ils réduisent aussi l'encombrement de la MSAP pour une même puissance. [12]

On présente ci-dessous la courbe de désaimantation des différents aimants cités ci-dessus :

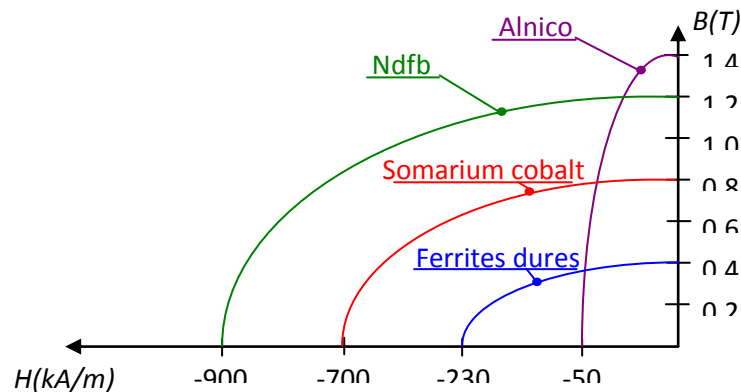


Figure 1.3 : Courbe de désaimantation des différents aimants.

La MSAP se présente en deux configurations de base qui sont :

- Machine utilisant des aimants montés à la surface du rotor.
- Machine utilisant des aimants incorporés dans le rotor.

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS.

1.3. Modélisation triphasée de la machine synchrone à Aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est une machine dans laquelle, on remplace l'excitation électrique au niveau du rotor par des aimants permanents qui assurent la production d'un champ magnétique [16].

La machine synchrone sans amortisseurs correspond à la structure de principe représentée par la figure ci-dessous.

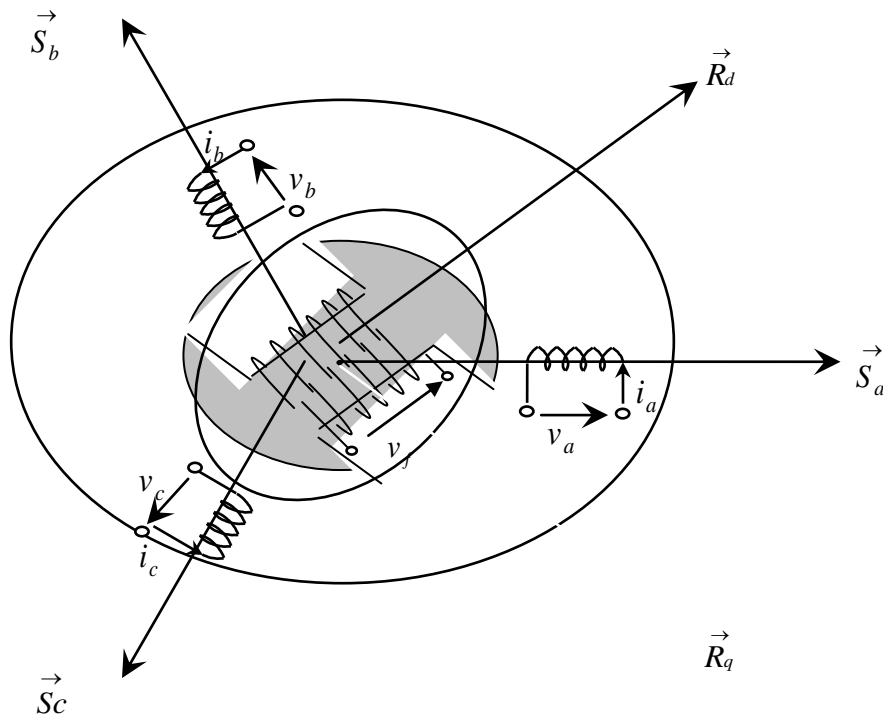


Figure 1.4 : Représentation de la machine synchrone sans amortisseurs.

$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$: Axes magnétiques des enroulements du stator.

\vec{R}_d, \vec{R}_q : Axes direct et quadratique du rotor.

a, b, c : Indices des phases statoriques.

La machine utilisée est un moteur sans amortisseurs, son inducteur est constitué d'aimants permanents, dont l'excitation est due à ces derniers (flux d'excitation constant).

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS.

I.4 Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

I.4.1 Les aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.1) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [22]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

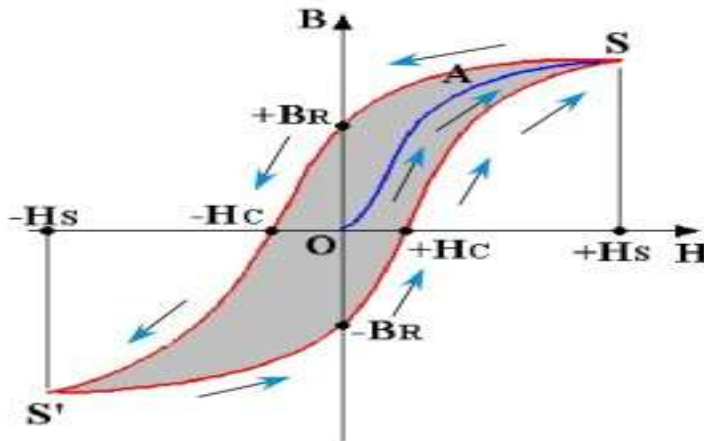


Figure 1.5 : cycle d'hystérésis.

I.4.2. Caractéristiques générales des aimants permanents

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (voir figure I.6).

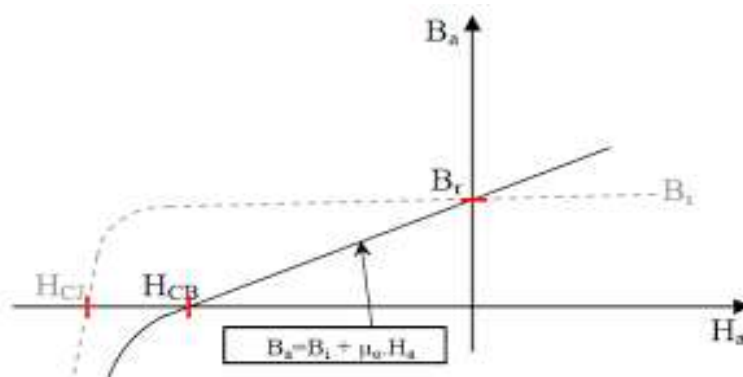


Figure 1.6 : courbe de désaimantation.

I.4.3. Les différents types d'aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [24]:

- **Les Alnico:** aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés
- **Les Ferrites:** aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie .
- **Les alliages métaux – terres rares:** ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium–cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

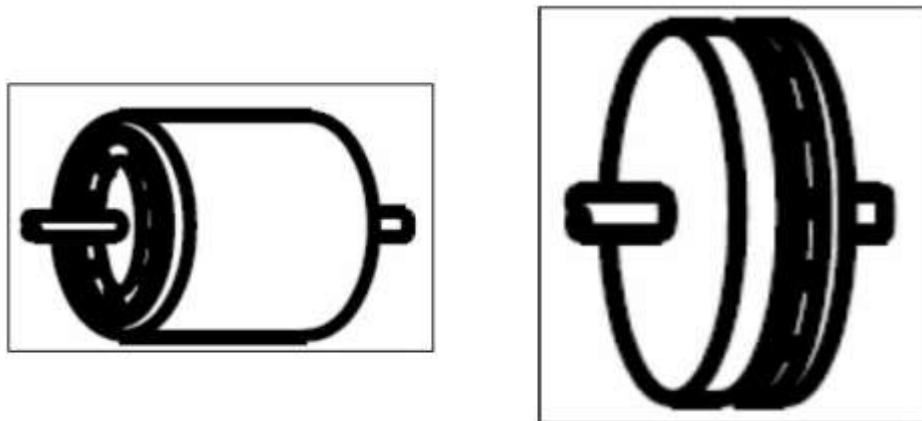


Figure 1.7 : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial.

1.4.4.. Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (**RFPM**) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (**Figure I.8**). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés.

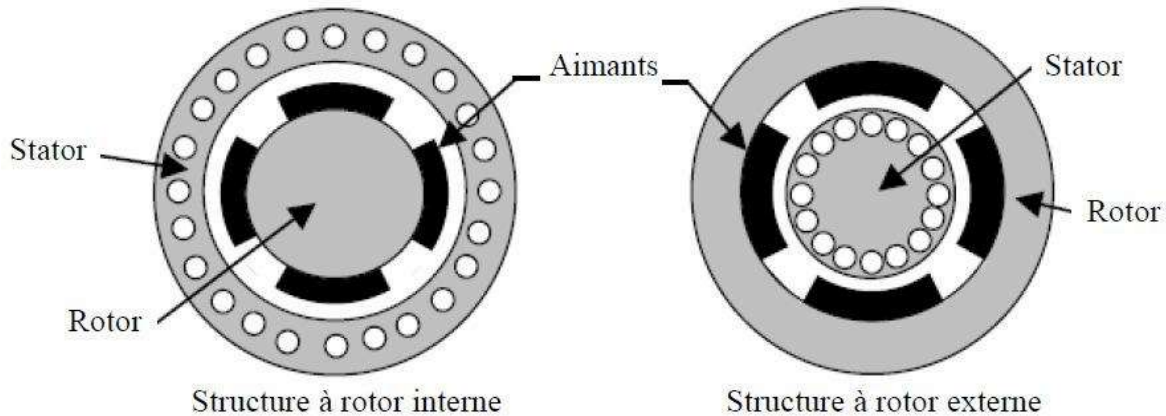


Figure 1.8: Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe

I.4.4.1. Structures à aimants déposés en surface

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse (Figure I.9). L'induction B_e dans l'entrefer est celle des aimants B_a . Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée. La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son

faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor [19].

La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

- Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible

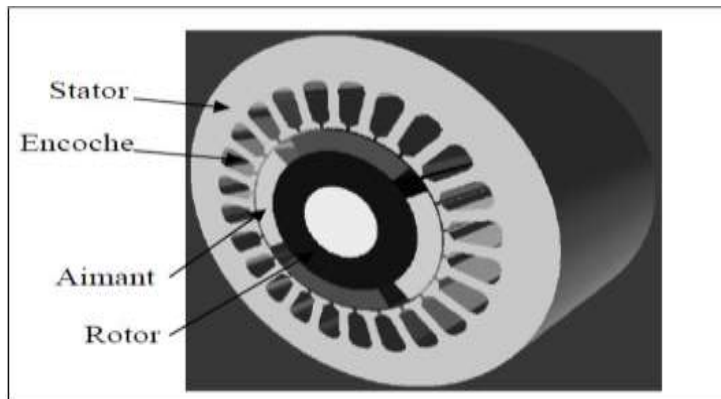


Figure 1.9 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

I.4.4.2. Structures à aimant encastrés

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique (figure I.10). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée ($X_d < X_q$). Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents.

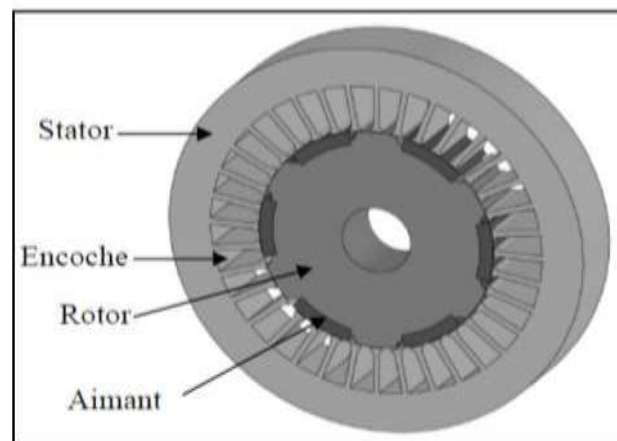


Figure 1.10 : Structure à aimants encastrés.

I.4.4.3. Structures à aimants enterrés

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées (voir Figure I.11), l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique.

L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer [13]. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation.

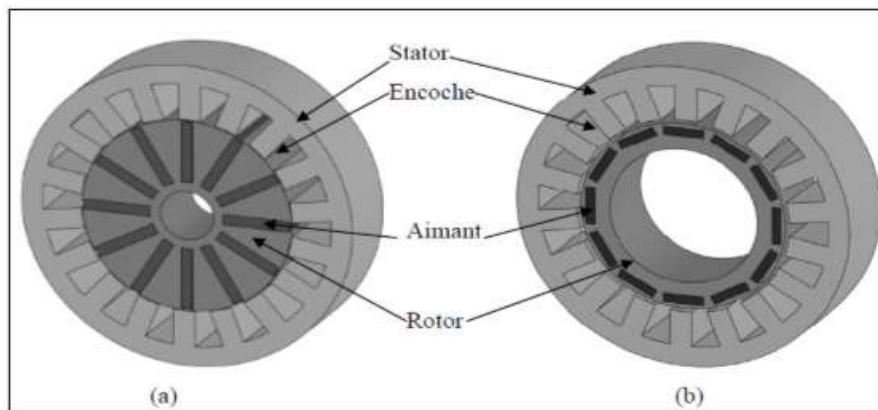


Figure 1.11 : Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique

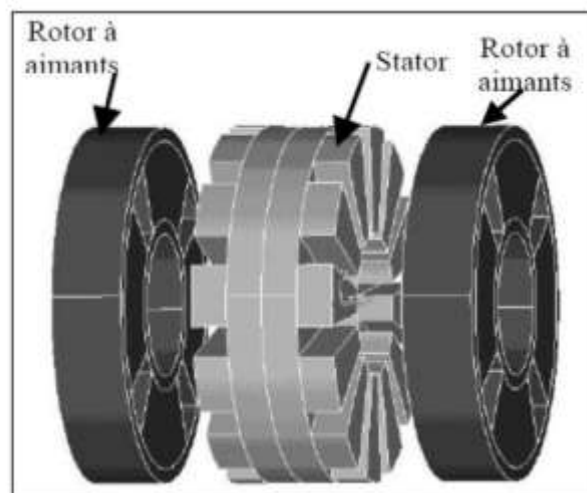


Figure 1.12 : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.

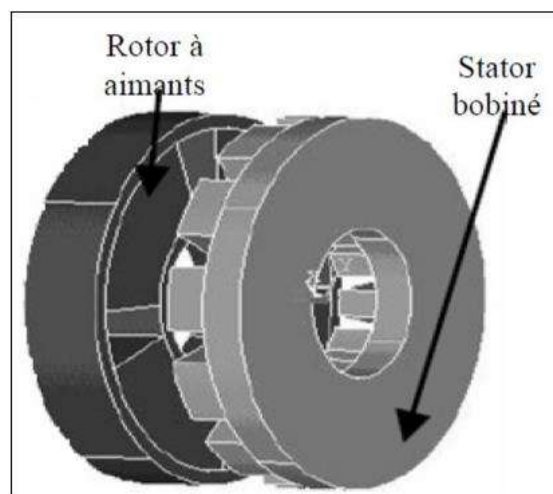


Figure 1.13 : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.

I.5. Applications des machines synchrones à aimants permanents

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospatial, machines outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle des mégawatts. La figure I.14 illustre quelques applications de ces machines. Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...).

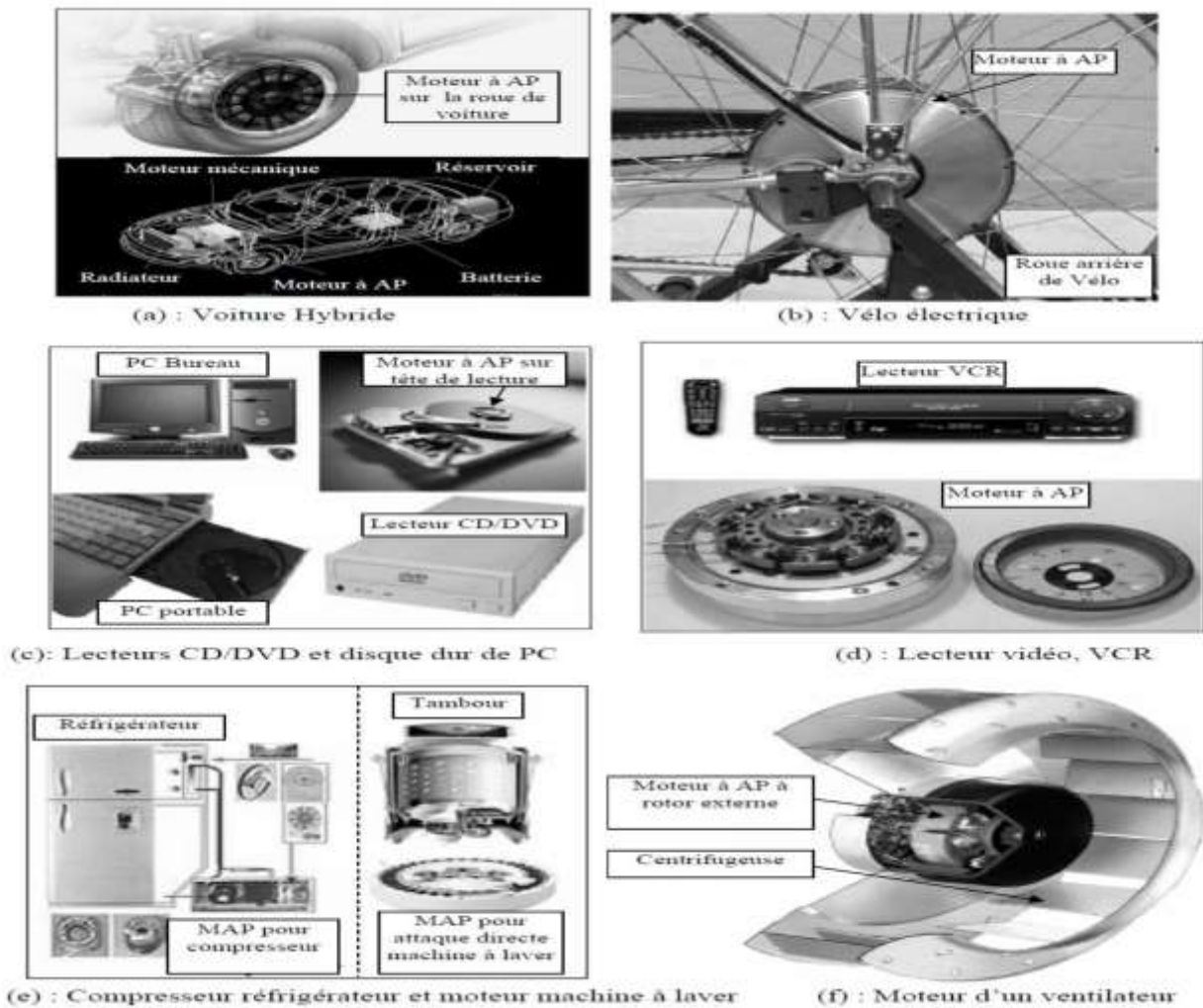


Figure 1.14 : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents.

I.6. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de la 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 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. [8]

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

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

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

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



Figure 1.15: Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques

Le stator de la machine synchrone à aimant permanent est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de 120° .

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS.

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types :

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

- rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.

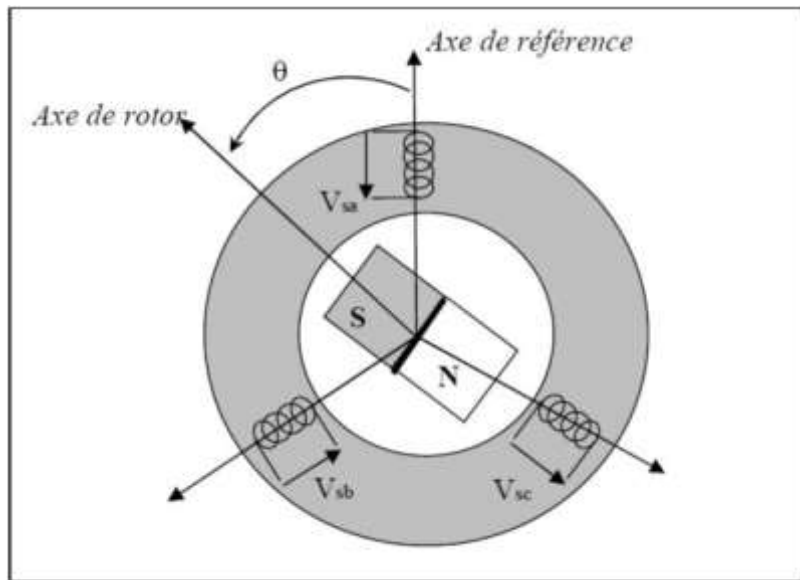


Figure 1.16: Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent

I.6.1. Principe de fonctionnement de la MSAP

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelée machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [22].

Le stator : ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe [23].

Le rotor : ou inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes

rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [2].

Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants.

I.6.2. Avantages de la MSAP

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

- Puissances massiques élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Un bon rendement .
- Absence des balais et d'alimentation continue.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Fonctionnement en survitesse.

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [25].

I.6.3.Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Ondulations de couple.

I.7 Modélisation de la MSAP

Dans ce chapitre, nous présenterons la machine synchrone MSAP, en utilisant un modèle simple d'un moteur synchrone à aimant permanent MSAP pour la simulation. Ensuite, nous étudierons l'ensemble convertisseur MSAP, ou l'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La modélisation d'une MSAP est identique à celle d'un moteur synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu placée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant.

1.7.1 Hypothèses simplificatrices

Avant d'établir le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses :

- Les enroulements statoriques sont le plus souvent connectés en étoile à neutre isolé.
- On néglige la saturation de circuit magnétique.
- On néglige les courants de Foucault et le phénomène d'hystérésis.
- On suppose les FEM à répartition sinusoïdale.

I.7.2 Modelisation du moteur synchrone dans le référentiel (a, b, c)

La modélisation d'une MSAP comprend trois types d'équations : électrique, mécanique et électromagnétique [26].

I.7.2.1 Equations électriques

Les équations triphasées des tensions et des flux statoriques sont écrit respectivement comme suite :

$$[Vs] = [Rs]. [Is] + \frac{d}{dt} [\phi s] \quad (I.1)$$

$$[\phi s] = [Ls]. [Is] + [\phi sf] \quad (I.2)$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$[Vs] = [Va \ Vb \ Vc]^T \quad [Is] = [ia \ ib \ ic]^T \quad [\phi s] = [\phi a \ \phi b \ \phi c]^T$$

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

$$[Ls] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

[vs]: Vecteur tension statorique.

[Is]: Vecteur courant statorique.

[\phi s]: Vecteur flux statorique.

[Rs]: Matrice résistance du stator.

[Ls]: Matrice inductance du stator.

[\phi f]: Vecteur flux engendré par l'aimant définie par:

$$[\phi f] = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

φ : Angle de charge (position de rotor) défini par :

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega dt \quad (I.4)$$

Sachant que: $w=p\Omega r$ (I.5)

w: Pulsation électrique.

Ωr : La vitesse de rotor.

p: Nombre de paire de pôle.

I.7.2.2 Equation mécanique

L'application de la 2ème loi de Newton donne l'équation de mouvement :

$$\frac{d\Omega r}{dt} = \frac{1}{J} (Cem - Cr - f\Omega r) \quad (I.6)$$

J: Moment d'inertie.

Cem: Couple électromagnétique.

Cr: Couple résistant.

f: Coefficient de frottement.

I.7.2.3 Equation électromagnétique

L'équation de couple électromagnétique est importante pour définir l'équation mécanique et prend la forme suivante :

$$Cem = [IS]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[LS]}{d\theta} [IS] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\phi f]}{d\theta} \right] \quad (I.7)$$

I.7.3 La transformation de Park

Le modèle synchrone dans le référentiel (a, b, c) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables, le but des transformations matricielles est de le simplifier. Cette simplification réduit l'ordre de système.

I.7.3.1 Principe de transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique consiste à transformer le système triphasé (a,b,c) en un système diphasé (d,q). Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d.[27].

Les variables et les paramètres sont alors représentés dans un référentiel à deux axes: l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q), perpendiculaires, l'angle entre les deux repères est appelé angle Park.

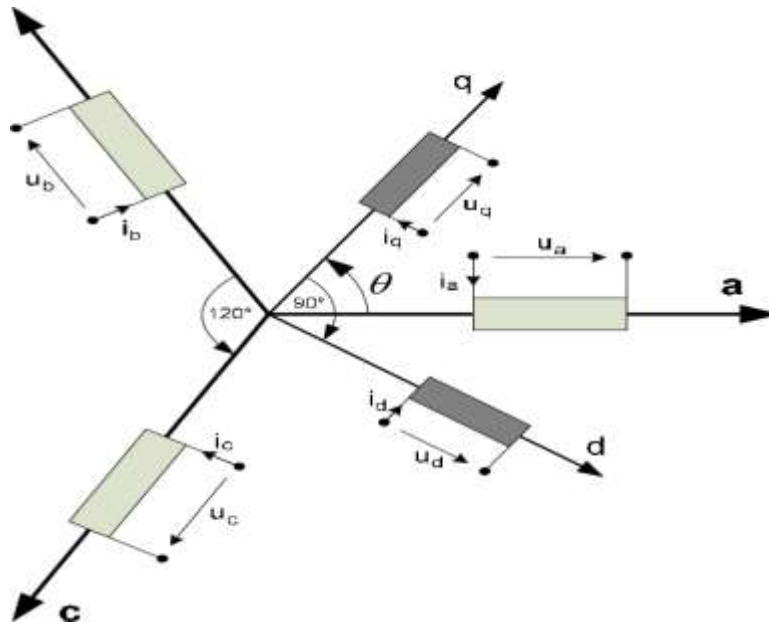


Figure 1.17: Représentation de la transformation de Park.

La transformation de Park est définie par :

$$\begin{cases} [Vabc] = [T(\theta)]^{-1} [Va qo] \\ [Va qo] = [T(\theta)][Vabc] \end{cases} \quad (I.8)$$

$[T(\theta)]$ et $[T(\theta)]^{-1}$ sont les matrices de passage directe et inverse, qui sont données par :

$$[T(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[T(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

I.7.3.2. Principe de transformation de Clark

La transformation directe de Clark est déterminée par une matrice [C], elle correspond les vecteurs des axes (a,b,c) aux vecteurs des axes (α,β, o) ,elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux [V_{abc}] , [I_{abc}] , [φ_{abc}] ,aux [I_{αβo}] , [φ_{αβo}] respectivement [2].

Le vecteur x₀ représente la composante homopolaire.

La transformation de Clark est définie par :

$$\begin{cases} [V_{\alpha\beta o}] = [C][V_{abc}] \\ [V_{abc}] = [C]^{-1}[V_{\alpha\beta o}] \end{cases} \quad (I.11)$$

[C] et [C]⁻¹ sont les matrices de passage directe et inverse de Clark, qui sont)données par :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

On a choisi le coefficient pour les matrices de Park et Clark afin de conserver l'amplitude pendant le passage entre les deux référentiels.

I.7.3.3 Passage du repère (α,β) au repéré (d,q)

Le passage des composantes (α,β) aux composantes (d,q) est donné par une matrice de rotation déterminer par :

$$[X_{dq}] = [R] [X_{\alpha\beta}] \quad (I.14)$$

Avec :[R] : Matrice de passage (α,β) au (d,q),défini par :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

I.7.3.4 Les équations de la machine synchrone dans le référentiel (d,q)

Le modèle de Park de la machine synchrone à aimants permanents à P paires de pôles est défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_d \frac{di_q}{dt} + \omega L_q i_d + \omega \phi_f \end{cases} \quad (I.16)$$

Avec :

V_d : Tension statorique sur l'axe d.

V_q : Tension statorique sur l'axe q.

i_d : Courant statorique sur l'axe d.

i_q : Courant statorique sur l'axe q.

L_d : Inductance statorique sur l'axe d.

L_q : Inductance statorique sur l'axe q.

I.7.3.5 Equation mécanique

L'équation de mouvement reste toujours la même :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{j} (c_{em} - c_r - f\Omega_r) \quad (I.17)$$

I.7.3.6 Equation électromagnétique

La puissance instantanée absorbée par la machine dans le système équilibré représenté par l'expression suivante :

$$p_a = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (I.18)$$

Dans le plan de Park cette puissance s'écrit :

$$p_e = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (I.19)$$

On remplaçant V_d et V_q par leur expressions, et on obtienne :

$$p_e = \frac{2}{3} \left[\left(R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - P\Omega L_q I_q \right) I_d + \left(R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + P\omega L_d I_d + P\Omega \phi_f \right) I_q \right] \quad (I.20)$$

$$p_e = \frac{2}{3} \left[P\Omega [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q] + R_s (I_d^2 + I_q^2) \left(L_d I_d \frac{dI_d}{dt} + L_q I_q \frac{dI_q}{dt} \right) I_d \right] \quad (I.21)$$

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS.

Cette puissance est composée de :

- $p_j = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: Représente les pertes Joule.

- $p_{mag} = \frac{3}{2} \left(L_d I_d \frac{dI_d}{dt} + L_q I_q \frac{dI_q}{dt} \right)$: Représente la variation d'énergie magnétique emmagasinée.

- $P_{em} = \frac{3}{2} P \Omega [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q]$ Représente la Puissance électromagnétique

Finalement le couple développé par la machine s'écrit :

$$c_{em} = \frac{p_{em}}{\Omega} \Rightarrow c_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q] \quad (I.22)$$

I.7.3.7 Equations générales d'état

L'écriture d'état dépend du repère choisi, on voit que la représentation d'état n'est pas unique. Toute combinaison linéaire des composantes d'un vecteur d'état est appelée variables d'état.

En développant le système d'équations (I.16) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel (d-q) .

Selon l'expression (I.17) et (I.22), on aboutit à la représentation sous la forme d'équation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} i_d + \frac{\omega L_q}{L_d} i_q \\ \frac{-R_s}{L_q} i_q - \frac{\omega L_d}{L_q} i_d - \frac{\omega \phi_f}{L_q} \\ \frac{3}{2} \frac{P \phi_f}{j} i_q - \frac{P(L_q - L_d)}{j} I_d I_q - \frac{f}{j} \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

I.8. L'autopilotage des Machines Synchrones

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique "tourne" à la vitesse du rotor.

A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile; c'est le principe de l'autopilotage. Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les FEM de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine.

CHAPITRE I: GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS.

Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine [28].

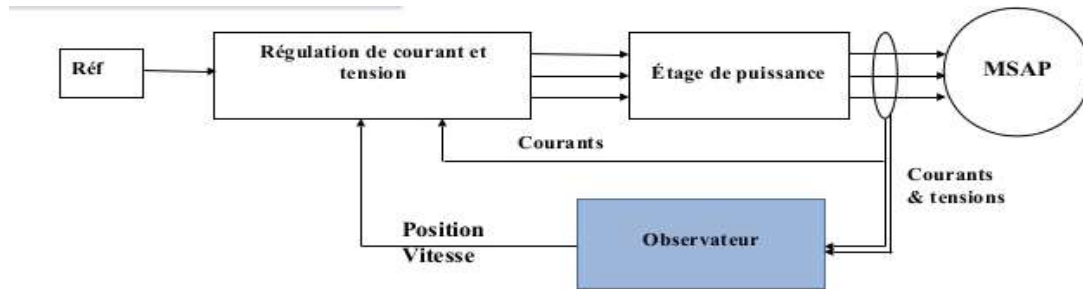


Figure 1.18: Principe d'autopilotage de la MSAP.

I.9. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans un système triphasé et de sa transformation dans un système biphasé. En choisissant la transformation de Park et ses Caractéristiques générales. Les différents types d'aimants permanents et les Avantages et les Inconvénients de la MSAP.

CHAPITRE II

2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

2.1 introduction :

Les développements des aimants permanents ces dernières années, ont permis la réalisation des machines synchrones à aimants permanents dans laquelle on remplace l'excitation électrique au niveau du rotor par des aimants permanents qui assurent la production d'un champ magnétique.

La simulation est devenue le meilleur moyen pour décrire d'une manière très proche le fonctionnement de l'ensemble convertisseur commande machine tournante [6].

2.2. Modélisation de l'alimentation de la machine

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif à vitesse variable, où la fréquence des tensions ou des courants d'alimentation est délivrée par un convertisseur statique et asservi à la position du rotor.

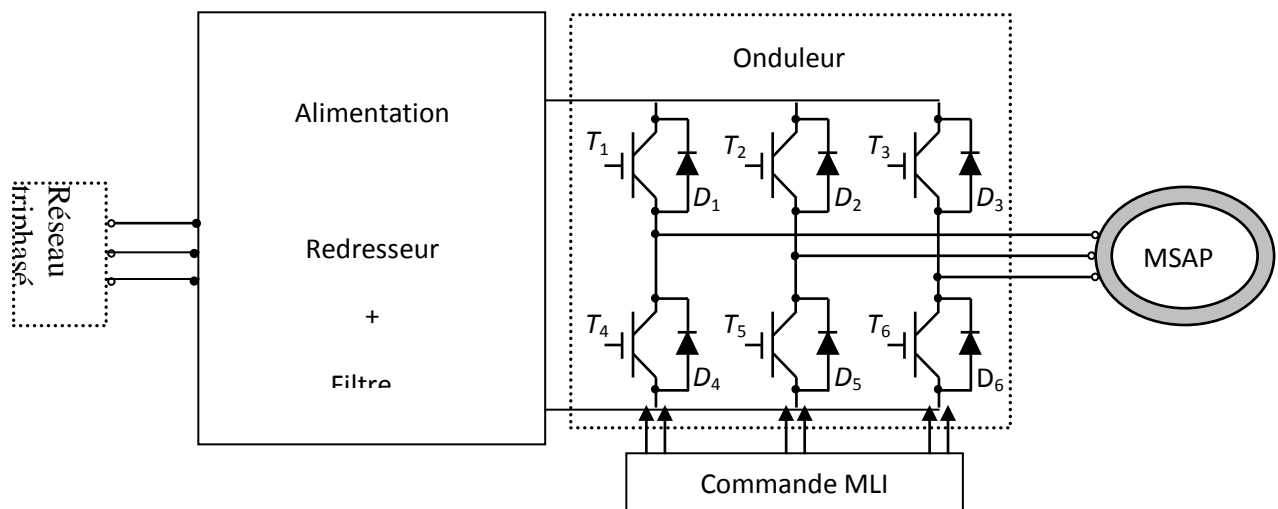


Figure 2.1 : Structure générale de l'alimentation d'une MSAP (association convertisseurs statiques).

Le convertisseur statique est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable. La structure générale de l'alimentation est donnée à la figure (2.1)

2.2.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération. Cela permet de découper la tension d'entrée et l'appliqué dans un sens, tant dans l'autre, au récepteur par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs. Ces derniers sont considérés comme des éléments binaires idéalisés. L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

L'onduleur utilisé est représenté à la figure (2-2) lequel est constitué de six transistors avec six diodes de récupération. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

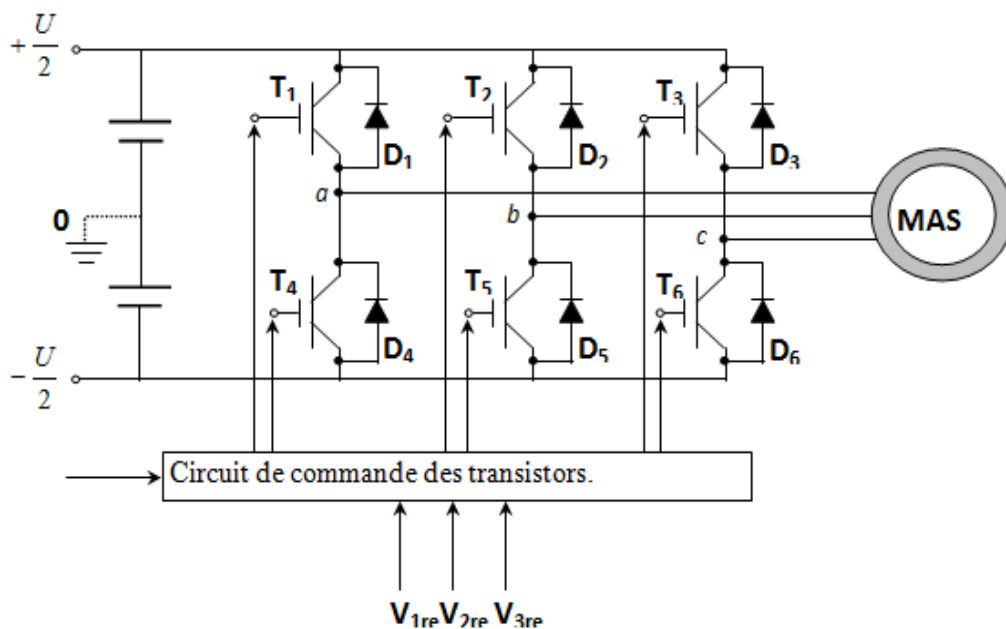


Figure 2.2 schéma de principe de l'onduleur de tension

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif "o" de la source de l'onduleur, comme le montre l'équation (2-1) :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (2-1)$$

Chapitre 2: Modélisation et commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents

Sachant que $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$,

nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \dots\dots\dots(1) \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \dots\dots\dots(2) \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \dots\dots\dots(3) \end{cases} \quad (2-2)$$

En faisant la somme des équations (1), (2) et (3) du système (2-2) on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (2-3)$$

D'où

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (2-4)$$

$$v_{on} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (2-5)$$

En substituant l'équation (2-4) dans le système (2-6) on aura :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

Afin de simplifier l'étude, nous avons choisi à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion $S_j (j=1,2,3)$ qui est représentée par la figure (I-13).

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique de connexion $K_i (i = 1, 2, 3)$ qui est représentée par la figure 2.3.

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{Si } K_i \text{ est connecté à la borne positive de la source} \\ 0 & \text{Si } K_i \text{ est connecté à la borne négative de la source} \end{cases}$$

Les tensions de branches v_{ao}, v_{bo}, v_{co} peuvent être exprimées en fonction des fonctions logiques K_i par :

$$\begin{aligned}
 v_{ao} &= \frac{1}{2}U K_1 \\
 v_{bo} &= \frac{1}{2}U K_2 \\
 v_{co} &= \frac{1}{2}U K_3
 \end{aligned}
 \tag{2-7, a}$$

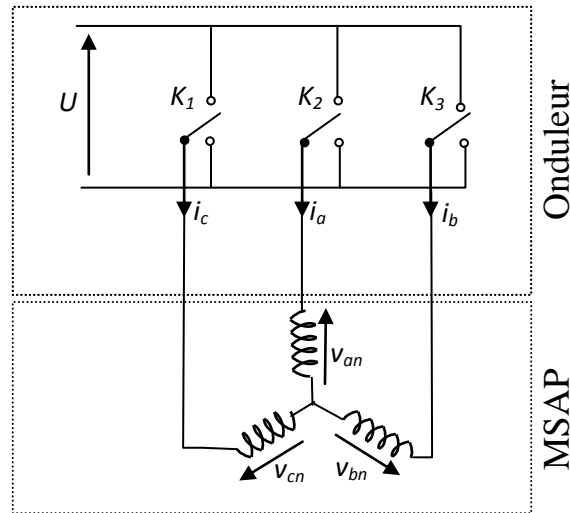


Figure 2.3 :schémas électrique onduleur.

En remplaçant v_{ao} , v_{bo} , v_{co} dans la relation (2-8), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{6}U \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix}
 \tag{2-7, b}$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur $i_e = [K][I]^T = K_1 i_a + K_2 i_b + K_3 i_c$, il reste à déterminer les fonctions logiques K_i , celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

2.2.2. Stratégies de contrôle par la commande M.L.I

Dans certaines applications comme la robotique, l'alimentation en tension est préférable. Les grandeurs de sortie des commandes dans ce cas sont des tensions désirées aux bornes de la machine.

Chapitre 2: Modélisation et commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents

La commande de l'onduleur par la technique de modulation par largeur d'impulsion (*M.L.I*) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence et à tension fixe, par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. Le réglage est effectué par la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, et par séquence de fonctionnement [12].

Dans ce paragraphe, deux catégories de MLI sont développées

- MLI sinus triangle ;
- MLI vectorielle.

Dans notre étude, on considère un moteur synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur de tension à MLI sinus triangle.

2.2.2.1 Commande par modulation de largeur d'impulsion sinus triangle

Cette technique consiste à générer les trois tensions de sortie par comparaison des tensions de référence, correspondant aux tension de sortie de fréquence f , à un signal triangulaire (appelé Porteuse) de fréquence (f_p) élevée par rapport à la fréquence f . Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m et le taux de modulation r . On définit l'indice de modulation m comme le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence ($m=f_p/f$). Le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse ($r=V_m/U_{pm}$).

A. Equation de la porteuse

La forme de porteuse est donnée par :

$$U_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p}(4n+1) & \text{si } t \in \left[0, \frac{1}{2}T_p\right] \\ -\frac{4t}{T_p}(4n+3) & \text{si } t \in \left[\frac{1}{2}T_p, T_p\right] \end{cases} \quad (2-8)$$

B. Equation de la référence

Les signaux de référence forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$\begin{cases} v_{ref1} = V_{mref} \sin(\omega_{ref} t) \\ v_{ref2} = V_{mref} \sin(\omega_{ref} t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ref3} = V_{mref} \sin(\omega_{ref} t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2-9)$$

2.3.- Commande vectorielle de la MSAP

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principale avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés indépendamment et c'est grâce à cette propriété que sont obtenues des performances dynamiques élevées.

Cependant, la présence du collecteur mécanique limite son domaine d'utilisation. Grâce à ces limitations, la robustesse de la machine synchrone à aimants permanents est devenue très attirante pour l'industrie. Toutefois, de nombreuses difficultés sont à surmonter à cause de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures statiques et toriques. Comme pour les moteurs à courant continu, une commande découplée de la MSAP est cherchée, celle-ci peut être obtenue par la technique de la commande vectorielle [13].

2.3.1.principe de la commande vectorielle

Dans le cas d'une machine à aimants permanents sans saillance ($L_d=L_q$) et sans amortisseurs, le couple électromagnétique ne dépend que de la composante du courant sur l'axe q . la puissance absorbée est optimisée pour un couple donné si le courant de perturbation $i_d=0$ [13].

La commande doit maintenir i_d nul et régler le couple avec i_q . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux torique produit par le système. ceci est montré à la figure (2.4) ou la machine est représentée dans le référentiel de park. et ou les aimants permanents sont modélisés par un bobinage traversé par un courant i_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants.

Lorsque le courant i_d est nul, le modèle du moteur synchrone à aimants permanents présenté à la figure (2.4) se réduit, en ce qui concerne l'axe q , à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante. A partir de ce modèle, les régulateurs de vitesse et de position peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques développées par les systèmes linéaire.

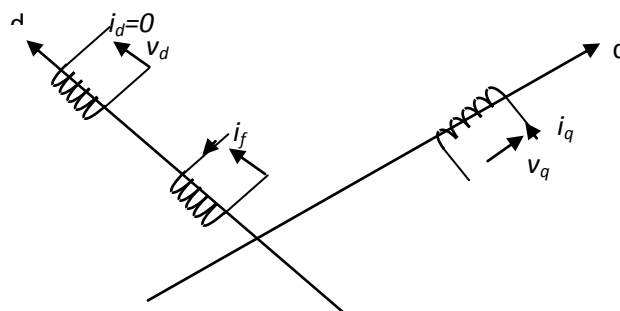


Figure 2.4 : Principe de la commande vectorielle

Chapitre 2: Modélisation et commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents

Le système d'équations de la machine dans l'espace d'état se réduit alors au système suivant :

$$\begin{cases} v_{ds} = -L_q \omega i_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \phi_f \omega \end{cases} \quad (2-10)$$

L'équation du couple électromagnétique se réduit à :

$$C_{em} = p \phi_f i_{qs} \quad (2-11)$$

la commande doit maintenir $i_{ds} = 0$, et réguler le couple avec i_{qs} .

Si on pose $K_t = p \phi_f$

d'où $C_{em} = K_t i_{qs}$ (2-12)

Cette équation linéaire couple-courant est semblable à celle de la machine à courant continu.

$$C_{em} = K \phi i_a \quad (2-13)$$

Avec

K : Coefficient qui dépend de la machine.

ϕ : Flux d'inducteur.

i_a : Courant d'induit.

La commande par orientation du courant statorique consiste à annuler l'effet de l'axe "d" sur l'axe"q"en annulant le courant i_{ds} et en disposant le courant i_s sur l'axe"q", cela est possible en effectuant un retour d'état approprié en prenant :

$$v_{ds} = -L_q \omega i_{qs}$$

On aura: $i_{ds} = 0$ et $i_{qs} = i_s$ (2-14)

En maintenant la composante $v_{ds} = -L_q \omega i_{qs}$,

la première équation du système (2.10) devient: $\frac{di_{ds}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} i_{ds} = 0$

Chapitre 2: Modélisation et commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents

La solution de cette équation différentielle de premier ordre est : $i_{ds}(t) = A e^{-\frac{R_s}{L_d}t}$

Comme la valeur R_s/L_d est faible le courant i_{ds} s'annule rapidement.

La structure du boucle ouverte au moyen de v_{ds} , voir figure (2.5).

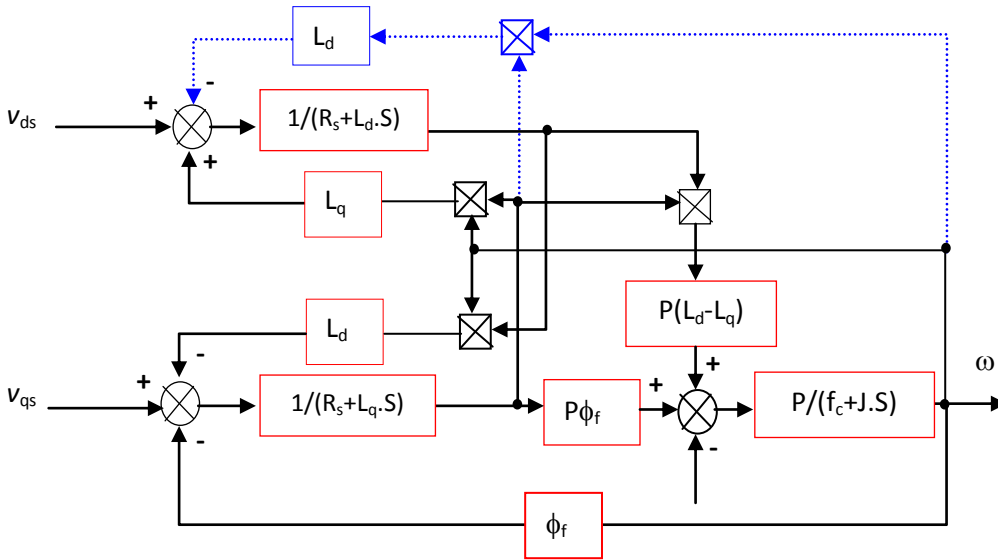


Figure 2.5 : Structure de découplage des axes d et q de la machine.

En outre, les équations du système deviennent :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} - L_q \omega i_{qs} + L_q \omega i_{qs}^* \tag{2-15}$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_{qs} + \frac{1}{L_d} v_{qs} - \frac{\phi_f}{L_q} \omega \tag{2-16}$$

Cette équation associée à l'équation mécanique peut être représentée sous forme d'un schéma bloc, voir figure (2.6).

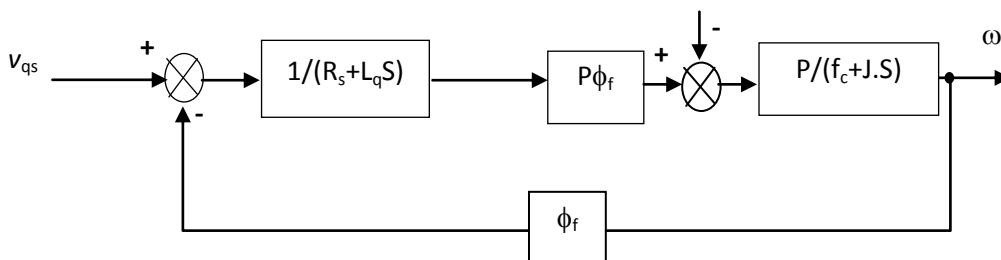


Figure 2.6 : Modèle en tension avec annulation de la composante i_{ds} du courant statorique.

Chapitre 2: Modélisation et commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents

Cette figure montre que l'axe "q" de la machine se réduit alors à un schéma équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée.

2.3.2. Méthodes d'orientation du courant statorique

Les méthodes d'orientation de courant statorique, nous offrent la possibilité d'avoir de très bonnes réponses d'entraînement en régime dynamique (régulation de vitesse).

Trois méthodes d'orientation (commande vectorielle) peuvent être définies :

- Commande vectorielle directe.
- Commande vectorielle simplifiée.
- Commande vectorielle indirecte.

L'application des trois méthodes, citées précédemment, à la MSAP réalise le découplage entre le flux et le courant. Nous aurons pratiquement les mêmes performances dynamiques avec les trois méthodes. [17]. Cependant, nous avons choisi la commande vectorielle indirecte, où le découplage est réalisé par le couple de référence.

2.4. Commande vectorielle indirecte du champ (IFOC)

Dans cette méthode, le courant n'est ni mesuré ni construit. Il est fixé en boucle ouverte. La structure de découplage est obtenue en choisissant un couple de référence qui impose à son tour un courant de référence, la combinaison de ce dernier avec la vitesse de rotation, nous conduit à imposer des tensions de références désirées. [12].

2.4.1. Principe

Le principe de cette méthode est de contrôler la fréquence, en choisissant un couple de référence C_{em}^* , cela revient à imposer un courant de référence i_{qs}^* correspondant, les tensions de commande v_{ds}^* et v_{qs}^* sont données par :

$$\begin{cases} v_{ds}^* = -L_q \omega i_{qs}^* \\ v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} + \phi_f \omega \end{cases} \quad (2-17)$$

Où

$$\begin{cases} v_{ds}^* = -\frac{L_q}{p\phi_f} \omega C_{em}^* \\ v_{qs}^* = \frac{R_s}{p\phi_f} C_{em}^* + \frac{L_q}{p\phi_f} \frac{dC_{em}^*}{dt} + \phi_f \omega \end{cases} \quad (2-18)$$

Avec

$$i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{p\phi_f}$$

2.4.2. Schema bloc (IFOC)

Le schéma bloc correspondant à cette structure est représenté par la Figure (2.7).

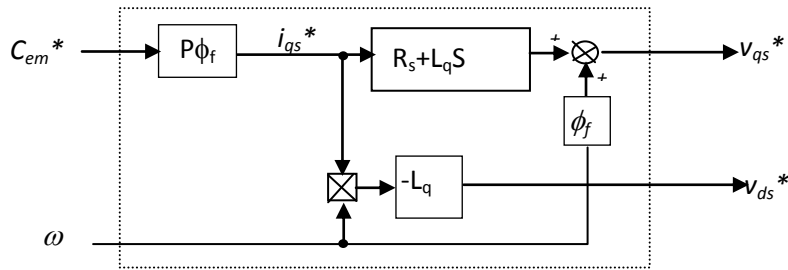


Figure 2.7:Schema bloc (IFOC).

2.4.3. Schéma de l'association du bloc IFOC –MSAP

Le schéma de contrôle vectoriel de l'association du bloc IFOC-MSAP est représenté par la figure (2-8).

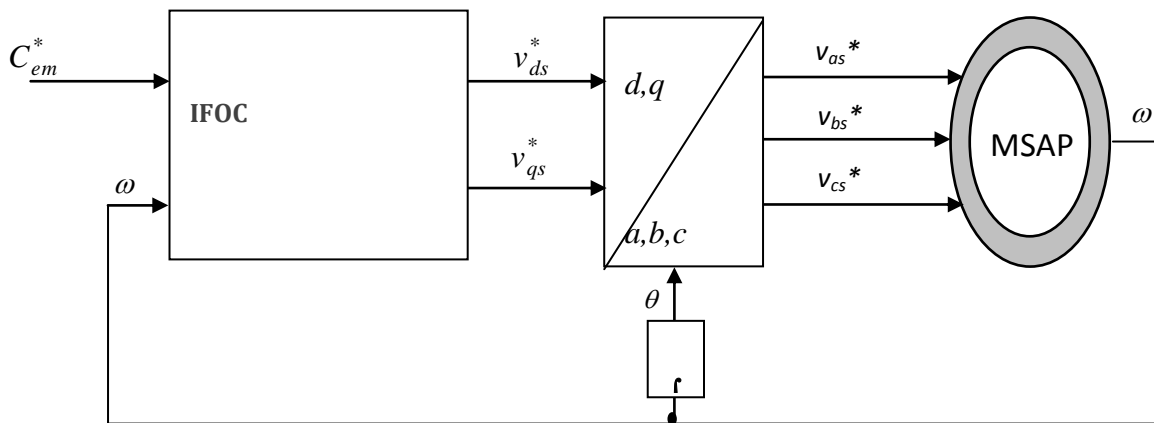


Figure 2.8 : Schéma bloc de l'association IFOC -MSAP.

2.4.4. Schéma de l'association du bloc IFOC-OND-MSAP

Chapitre 2: Modélisation et commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents

Le schéma bloc de contrôle vectoriel de l'association des blocs (IFOC-OND-MSAP) est représenté par la figure (2-9)

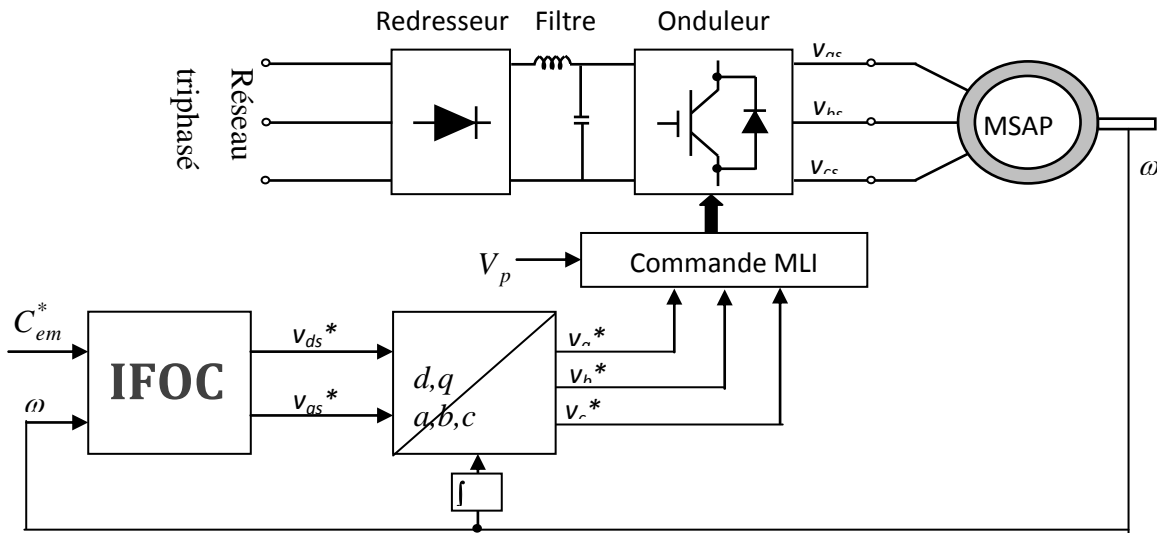


Figure 2.9 : Schéma de l'association des blocs IFOC -OND-MSAP.

2.5. Les observateurs :

Les estimateurs décrits précédemment constituent des observateurs simples du flux rotorique. Ils fonctionnent naturellement en boucle ouverte et pour cette raison, on les appelle « estimateur ». Leur précision peut s'avérer insuffisante dans le cas présent, il apparaît d'emblée que toute erreur relative sur les paramètres et les constantes du temps se percutent directement sur les grandeurs estimées. Cette constatation justifie les efforts achevés par les concepteurs pour réaliser des estimateurs en boucle fermée, « observateurs ». Les méthodes de commande des processus pour un système dynamique, avec x l'état du système, y sa sortie et u son entrée, utilisent le principe du retour d'état (commande optimale, découpage, placement des pôles,). Comme dans la plupart des cas, les seules grandeurs accessibles du système, sont les variables d'entrée et de sortie, il est nécessaire à partir de ces informations de reconstruire l'état du modèle choisi, alors la présence d'un autre système dynamique $S(x^{\wedge}, y^{\wedge}, u)^{\wedge}$ qui a la propriété que l'état x^{\wedge} du processus S est nécessaire pour élaborer la commande à base d'un observateur. La figure (2.10) représente une conception générale d'un observateur [29]

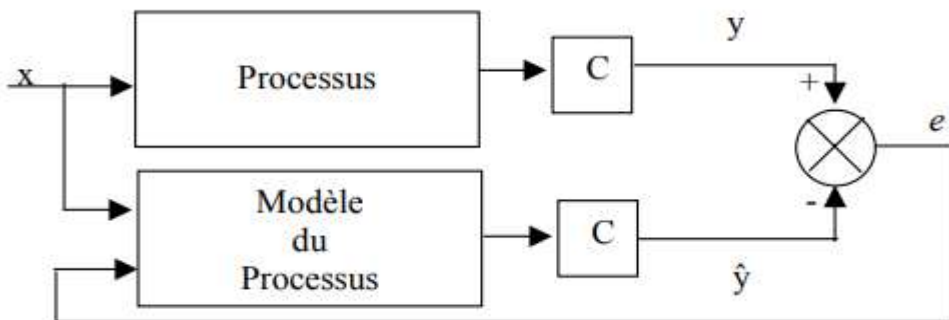


Figure 2.10- Conception générales d'un observateur

2.5.1. Principe d'un observateur

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée sur la figure (2.11). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom de prédicteur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains K permet d'imposer la dynamique propre à Processus Modèle du Processus, méthodes d'estimations et d'observations du flux rotorique. Le vecteur de sortie y est comparé au vecteur équivalent \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation. Celle-ci est multipliée par une matrice de gain K et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain K . On peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro. [29]

Alors le but d'un observateur est donc de fournir la valeur de l'état non mesuré à un instant donné en fonction des états mesurés passé.

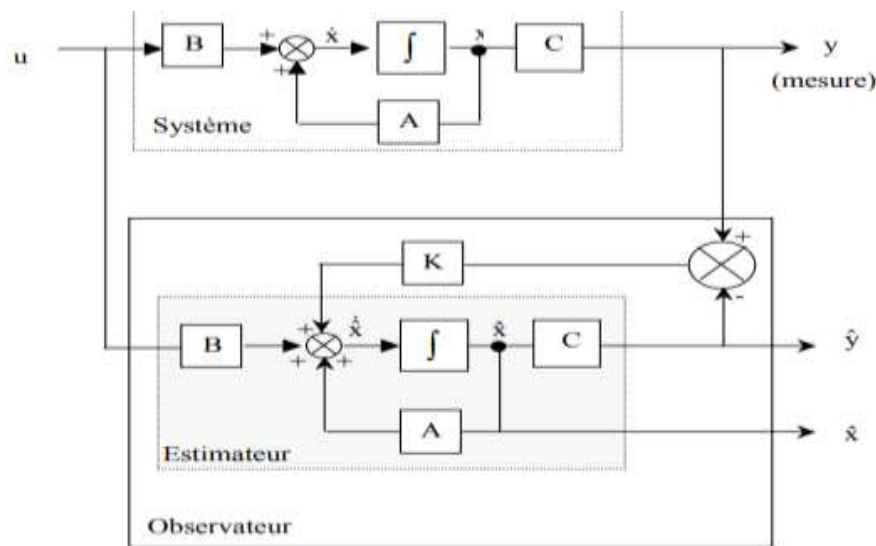


Figure 2.11 : Schéma fonctionnel d'un observateur.

2.5.2 Observateur déterministes de Luenberger

L'observateur de Luenberger est l'un des observateurs connus dans les commandes par retour d'état. Il permet de reconstruire l'état du système observable lorsque tout ou partie du vecteur d'état ne peut être mesuré, comme il peut estimer les paramètres variables ou inconnus d'un système, c'est le cas d'un observateur étendu. Une représentation de l'observateur de Luenberger peut s'exprimer dans la figure (2.12).

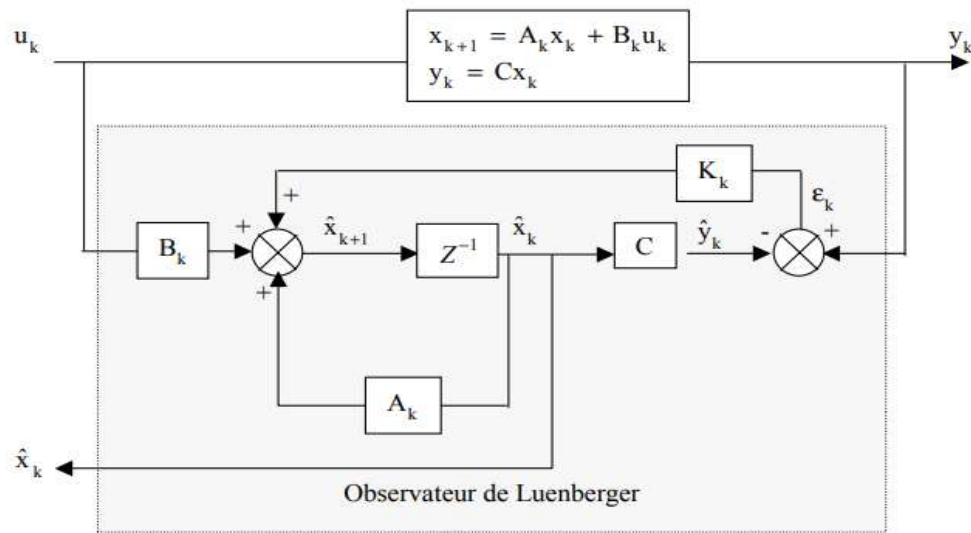


Figure 2.12 - Observateur de Luenberger.

2.5.3 Modèle de l'observateur de Luenberger

Le MSAP considéré ici est représenté par son modèle d'équation du système 1.23 ; les équations (1) et (2) de ce système montrent que les modèles électriques du moteur représenté dans le référentiel rotorique sont couplés par les non linéarités : $\Omega_r i_d$, $\Omega_r i_q$, $i_d i_q$. Si le contrôle par retour d'état non linéaire sur la tension est possible, alors la non-linéarité est découplée entre les deux équations et le modèle est considéré globalement linéarisé.

A cet effet nous les transformons de la manière suivante :

$$\begin{aligned} v_d &= u_d + L_q p \omega_r i_q \\ v_q &= u_q - L_d p \omega_r i_d \end{aligned} \tag{2.19}.$$

en supposant que les variations des grandeurs mécaniques sont lentes par rapport aux grandeurs électriques. Cette substitution donne :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{\Phi_r}{L_q} p \omega_r + \frac{1}{L_q} v_q \end{aligned} \tag{2.20}.$$

Chapitre 2: Modélisation et commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents

D'autre part nous supposons que le couple de perturbation C_L varie par étapes ou très lentement par rapport à un paramètre électrique. Alors C_L est exprimé tel que :

$$\frac{dC_L}{dt} = 0 \quad (2.21).$$

Pour contrôler la vitesse du moteur, il est nécessaire de connaître la vitesse estimée du rotor du MSAP, celle-ci est obtenue à partir de l'observateur.

Avec cette hypothèse, les équations d'état du MSAP sont réécrites sous la forme matricielle suivante.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ C_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\Phi_r}{L_q} p & 0 \\ 0 & \frac{3p}{2J} \Phi_r & -\frac{F}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ C_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.22).$$

L'équation de sortie est exprimée ci-dessous sachant que ω_r et C_L ne sont pas mesurables.

$$y = [1 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ C_L \end{bmatrix}^T \quad (2.23).$$

Nous devons donc modéliser l'observateur. en considérant comme des entrées les courants statoriques issus de l'onduleur.

Nous construisons alors l'observateur d'ordre réduit pour la commande de vitesse de rotation et du couple de perturbation par:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A.\hat{x} + B.u + K.(I - \hat{I}) \\ \hat{y} &= C.\hat{x} \end{aligned} \quad (2.24).$$

Le vecteur de variables d'état et de sorties estimées sont exprimés comme suit :

$$\hat{y} = [i_d \quad i_q]^T = \hat{I}, \quad \hat{x} = [i_d \quad i_q \quad \omega_r \quad C_L]^T,$$

et $u = [u_d \quad u_q]^T$, est le vecteur d'entrée.

Les matrices A, B, sont choisies de façon que l'erreur d'état tende toujours vers zéro rapidement dans le temps ; de même que le couple de perturbation.

On obtient:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\Phi_r}{L_q} p & 0 \\ 0 & \frac{3p}{2J} \Phi_r & -\frac{F}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.25)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et } C = [1 \ 1 \ 0 \ 0] \quad (2.26).$$

La matrice de gain K est déterminée uniquement pour les courants i_d et i_q mis en cause soit :

$$K = [k_d \quad k_q]^T \quad (2.27)$$

2.6. Régulation de vitesse par la méthode indirecte

2.6.1. Schéma de principe de la régulation

Le schéma de principe de régulation, constitué du modèle de la machine associée à la structure de commande (IFOC) et un régulateur de vitesse, est représenté par la figure (2-13).

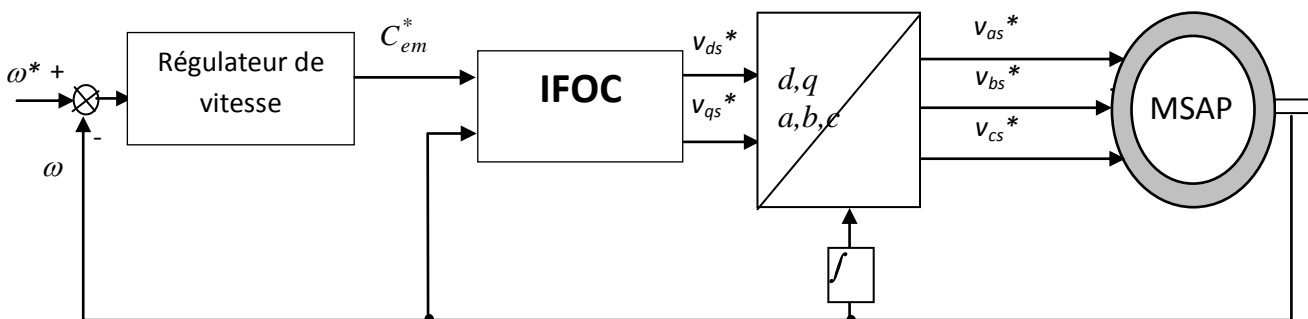


Figure 2.13 : schéma de régulation

2.6.2. Détermination des paramètres du régulateur de vitesse

2.6.2.1.. Fonction de transfert en boucle ouverte

La relation entrée-sortie de ce système en boucle ouverte par rapport à la commande C_{em}^* est donnée par :

$$\omega(s) = F_O(s) C_{em}^* \tag{2-28}$$

Généralement la constante de temps électrique $\frac{L_q}{R_s}$ est négligeable dans les machines synchrones à aimants permanents, d'où le système (2-8) devient :

$$\begin{cases} v_{ds}^* = -L_q \omega i_{qs}^* \\ v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} + \phi_f \omega \end{cases} \tag{2-29}$$

Avec

$$i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{p \phi_f} \tag{2-30}$$

A partir des deux systèmes (I-22) et (II-11), et après la transformation de LAPLACE, nous tirons :

$$i_{qs} = \frac{R_s}{R_s + L_q S} i_{qs}^* = \frac{1}{1 + \tau_e S} i_{qs}^* \tag{2-31}$$

Avec : $\tau_e = \frac{L_q}{R_s}$

D'où on tire: $C_{em} = \frac{1}{1 + \tau_e S} C_{em}^*$ (2-32)

A partir de l'équation mécanique (1.17), en faisant la transformation de LAPLACE de la vitesse de rotation, on aura :

$$\omega = \frac{C_{em} - C_r}{p(f_c + JS)} = \frac{1}{pf_c(1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)} C_{em}^* - \frac{1}{pf_c(1 + \tau_m S)} C_r \tag{2-33}$$

D'où on tire, la fonction de transfert en boucle ouverte donnée par :

$$F_o(s) = \frac{\omega(s)}{C_{em}^*} = \frac{1}{pf_c(1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)} \tag{2-34}$$

Avec $\tau_m = \frac{J}{f_c}$

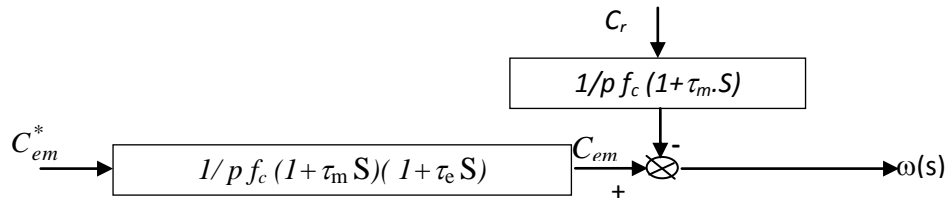


Figure 2.14 : Schéma structurel du système à régler.

2.6.2.2. Fonction de transfert en boucle fermée

Une action proportionnelle suffit à garantir les critères de performance exigés par la boucle de vitesse, lors d'un changement de consigne de vitesse fait substituer un écart $\varepsilon = \omega^* - \omega$, une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régime permanent. En insérant un régulateur PI dans la boucle de régulation, le schéma structurel en boucle fermée est représenté par la figure (2.15). [30]

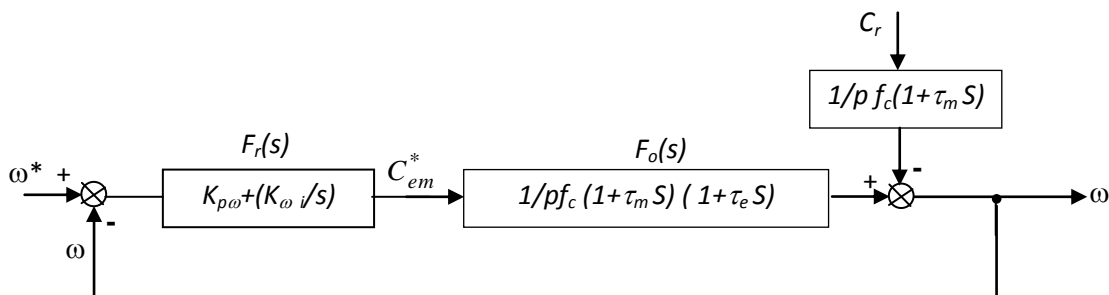


Figure 2.15 : Boucle de régulation de la vitesse.

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

$$F_f(s) = \frac{F_r(s)F_o(s)}{1 + F_r(s)F_o(s)} \tag{2-35}$$

Après un calcul élémentaire, on obtient l'équation finale $F_f(s)$:

$$F_f(s) = \frac{k_{p\omega}S + K_{i\omega}}{p f_c \tau_e \tau_m S^3 + p f_c (\tau_e + \tau_m) S^2 + (k_{p\omega} + p f_c) S + K_{i\omega}} \tag{2-36}$$

$$D(s) = p f_c \tau_e \tau_m S^3 + p f_c (\tau_e + \tau_m) S^2 + (k_{p\omega} + p f_c) S + K_{i\omega}$$

2.7. Description du schéma global de la régulation de vitesse

Le schéma global de la commande vectorielle indirecte, muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence de courant i_{qs} est représenté par la figure (2-14).

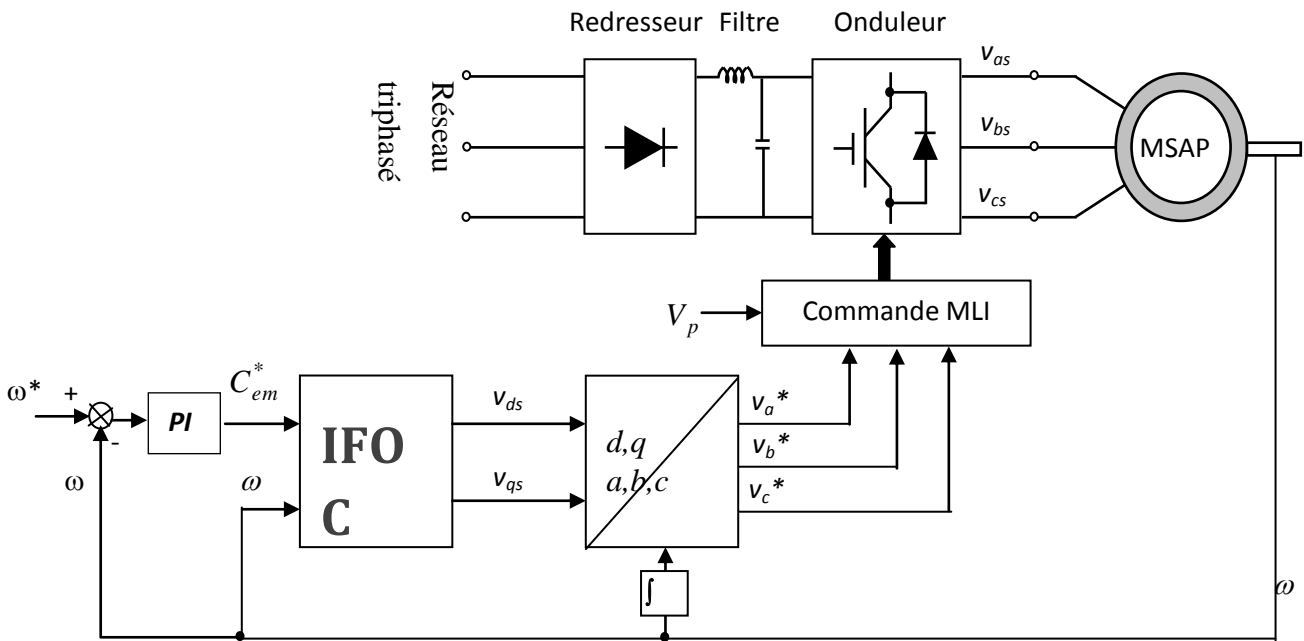


Figure 2.16 : Schéma global de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.

➤ **Utilisation des régulateurs PI pour la commande :**

Afin de compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de vitesse de rotation, on utilise un régulateur PI. Ce dernier présente deux actions, promotionnelle et intégrale, qui sont mis en parallèle, comme le montre la figure 2.15.

Ce type de régulateur est inclus dans le bloc IFOC pour maintenir le courant $I_d=0$ et pour contrôler le couple en réglant le courant I_q .

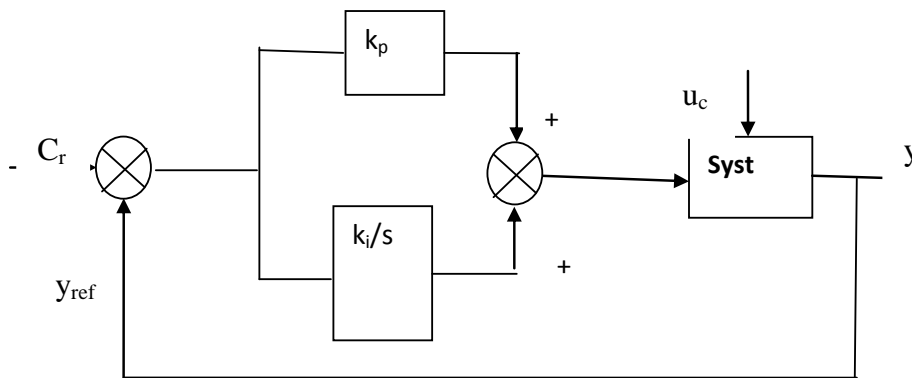


Figure 2.17 : Régulateur PI

On suppose que la constante de temps électrique est négligeable et que le système est totalement découplé ($k = p\phi_f$).

Le schéma fonctionnel de régulation de vitesse donné par le figure 2.16

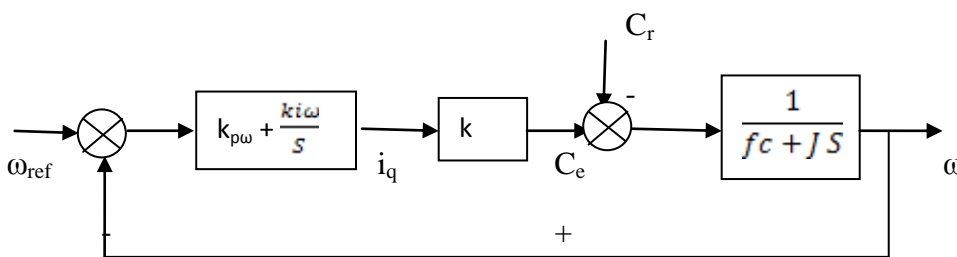


Figure 2.18 : Boucle de régulation avec PI .

Après compensation du pôle dominant J/f_c on trouve :

$$\omega(s) = \frac{kk_p}{Js + kk_p} \omega_{ref} - \frac{Js}{(js + f_c)(js + kk_p)} C_r \quad (2.37)$$

Chapitre 2: Modélisation et commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents

En régime permanent ($\omega = \omega_{ref}$), la poursuite se fait à une dynamique dépendante des paramètres du régulateur (J/kk_p) et le rejet des perturbations se fera à la dynamique de la machine. Le régulateur n'interviendra pas à ce niveau.

2.8.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

L'observateur de Luenberger a été adopté pour le cas de la commande sans utilisation de capteur mécanique de la vitesse du MSAP.

CHAPITRE III

3.1 Introduction

La simulation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès réalisés en informatique et en génie de logiciels permettent de prévoir les performances et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi la simulation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre, elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce qu'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir le comportement de la machine dans des cas extrêmes.

Dans ce chapitre nous allons implanter le fonctionnement du MSAP sous environnement Matlab/Simulink afin de prévoir son comportement et l'influences de ses différents paramètres sur son fonctionnement..

3.2 Etude dynamique en moteur

Dans cette simulation, il est question de faire fonctionner la MSAP en moteur.

Le schéma est celui de la figure 3.1 nous remarquons que la vitesse et la position sont estimés et fournis par l'observateur de Luenberger.

la liaison en pointillé représente le cas de l'utilisation du capteur mécanique.

Nous avons comparé les résultats obtenus avec capteur et ceux obtenus sans capteur c'est à dire en utilisant l'observateur de luenberger

Les paramètres du MSAP sont identiques dans les deux cas ainsi que ceux des contrôleurs de la vitesse et des courants. (Tableau 3.1 et Tableau 3.).

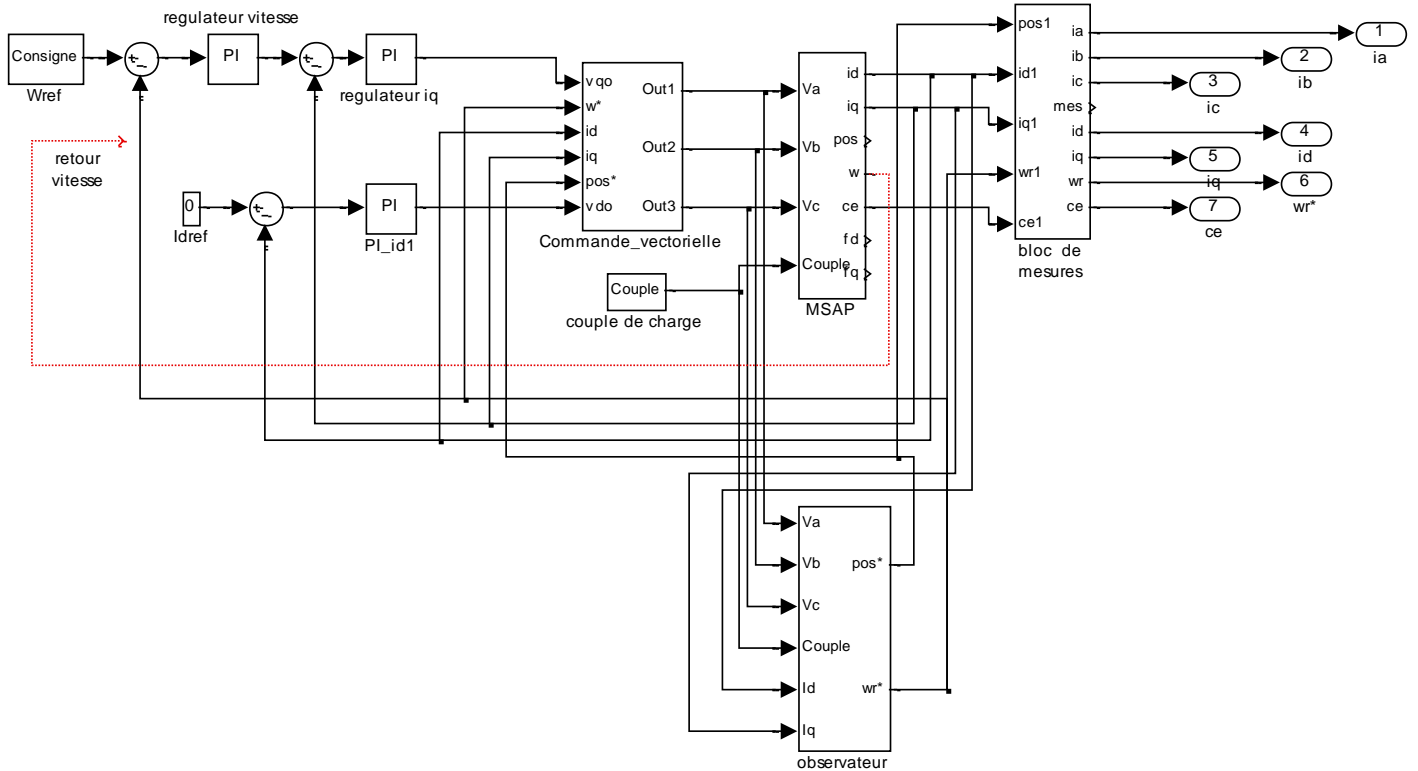


Figure 3.1 Schéma générale de simulation

3.2.1. Modèle et caractéristiques du moteur:

Le modèle est celui de la figure 3.2 suivante.

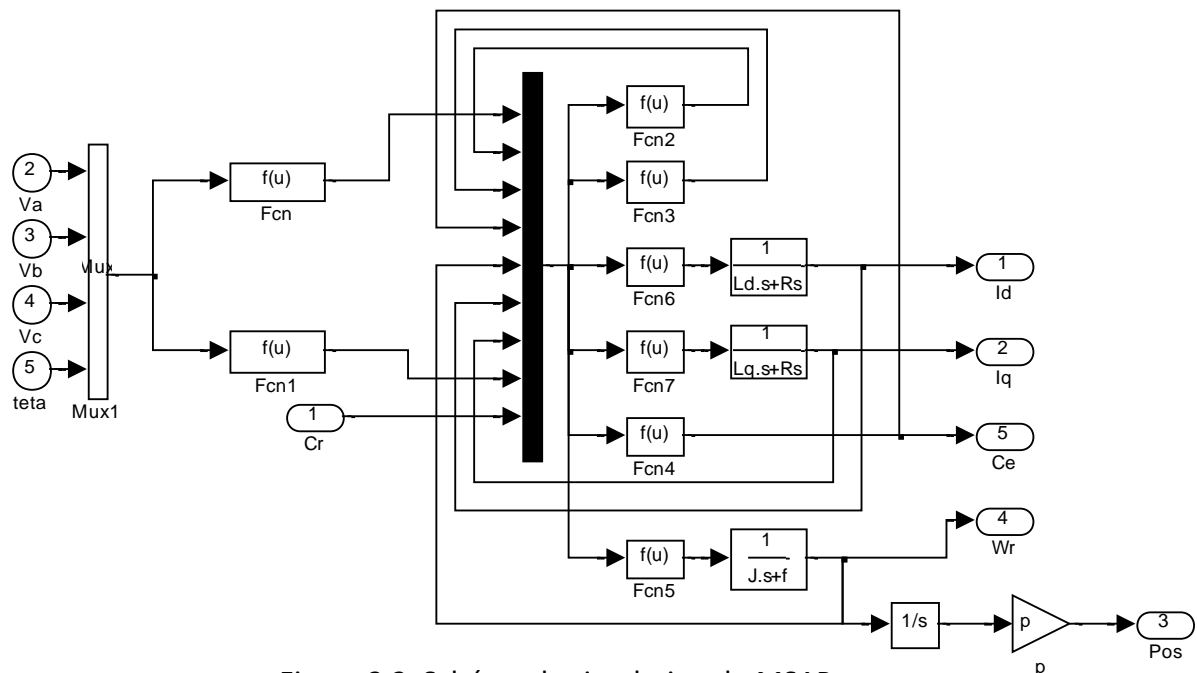


Figure 3.2 Schéma de simulation du MSAP

les caractéristiques sont donnés par le tableau suivant.

Paramètres	valeurs
Puissance nominale	3.0 (KW)
Vitesse maximale	3900 (tr/mn) à 195Hz
Tension nominale de ligne	210 (V)
Courant nominal	7.0 (A)
Résistance d'une phase	1.2 (Ω)
Couple nominal	5.0 (Nm)
Inductance synchrone	0.011 (H)
Nombre de paires de pôles	3
Flux à vide	0.18 (Wb)
Moment d'inertie du moteur	0.006 (Kgm ²)
Frottement	0.0001 (Nm/A)

Tableau 3.1 : caractéristique du MSAP

3.2.2. paramètres de réglages des régulateurs

Les coefficients de réglage de la vitesse et des courants sont trouvés par des essais successifs :

Paramètres	Valeurs
Régulateur Ω_r	$K_p=0.7, K_I=6$
Régulateur I_d	$K_p=20, K_I=10$
Régulateur I_q	$K_p=5, K_I=2$

Tableau 3.2 : coefficients des régulateurs

3.2.3. Paramètre de réglage K de l'observateur.

Le paramètre de réglage K est une matrice.

Cette matrice de gain K est déterminée uniquement pour les courants i_d et i_q mis en cause soit :

$$K = [k_d \quad k_q]^T = [12 \quad 75]^T$$

3.3. Fonctionnement avec capteur :

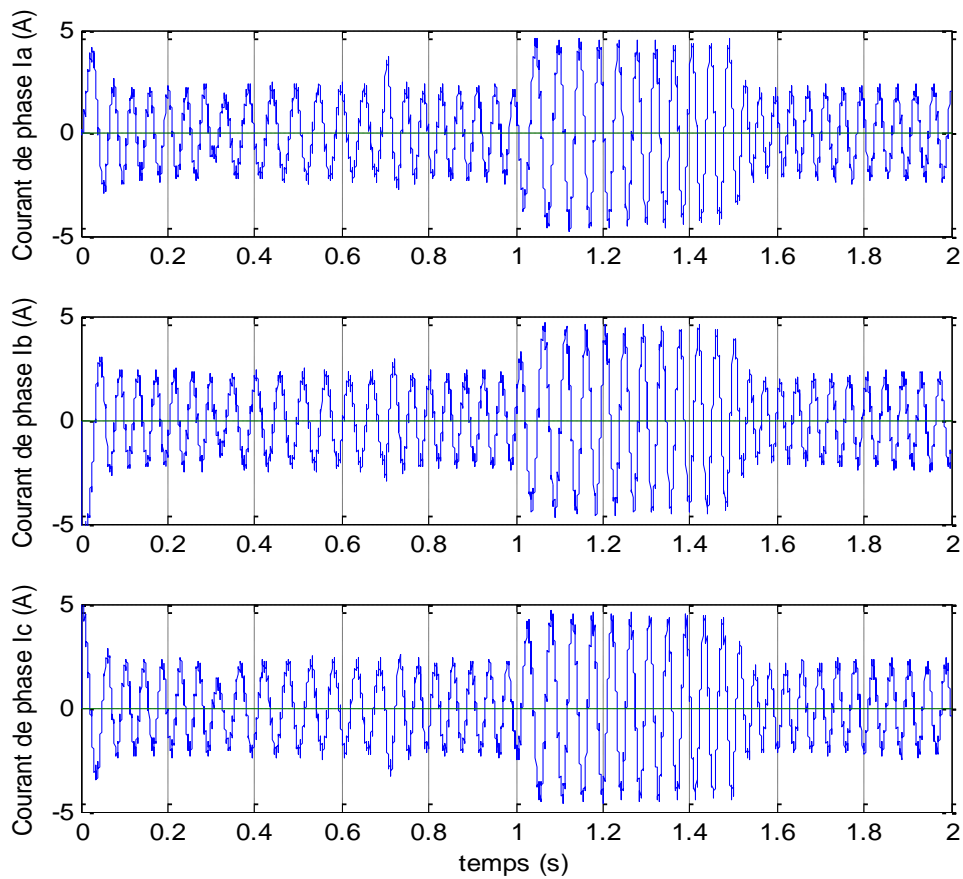


figure 3.3 : les trois phases ia, ib et ic avec capteur de vitesse.

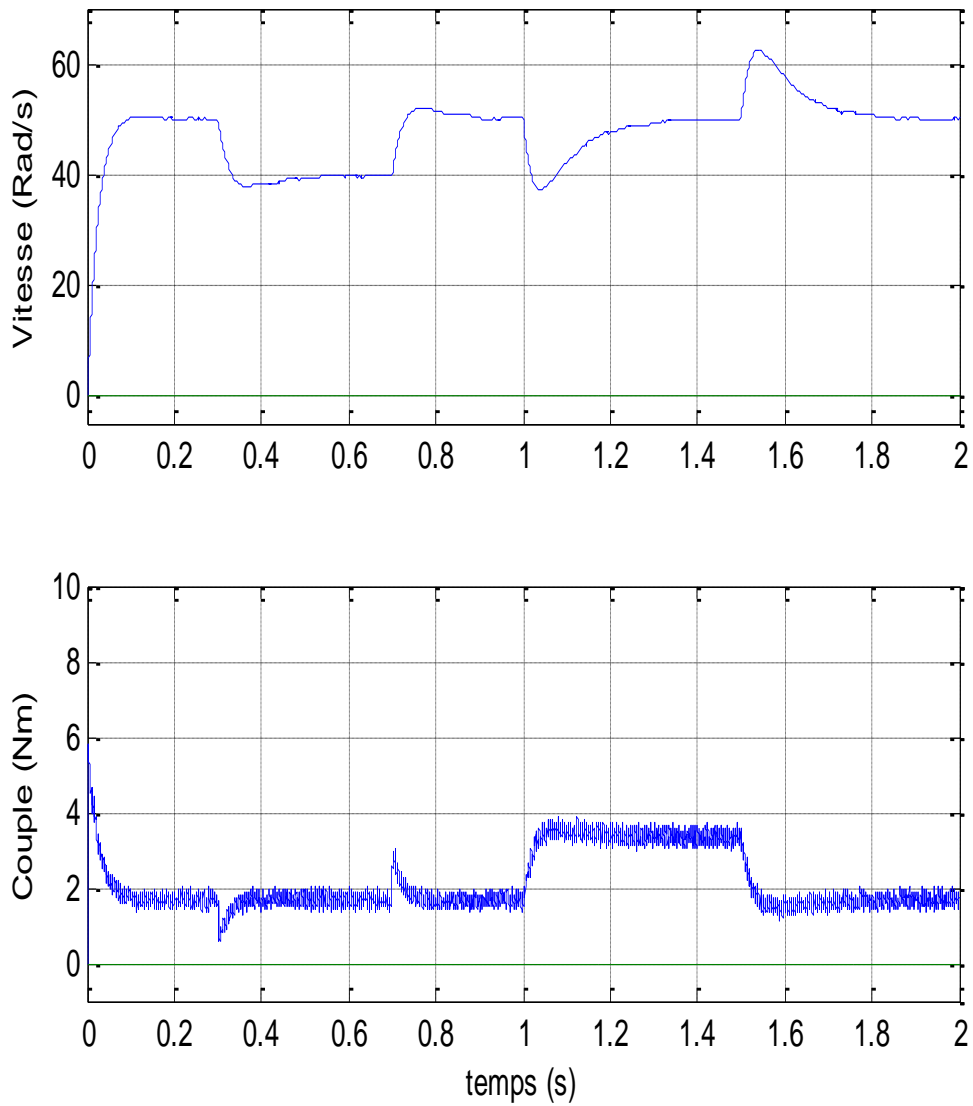


figure 3.4 : vitesse et couple avec capteur de vitesse

3.4. Comparaison avec l'observateur de Luenberger:

Deux courbes sont visibles, la courbe bleue représente la simulation avec capteur mécanique et la courbe verte représente la simulation avec l'observateur de Luenberger.

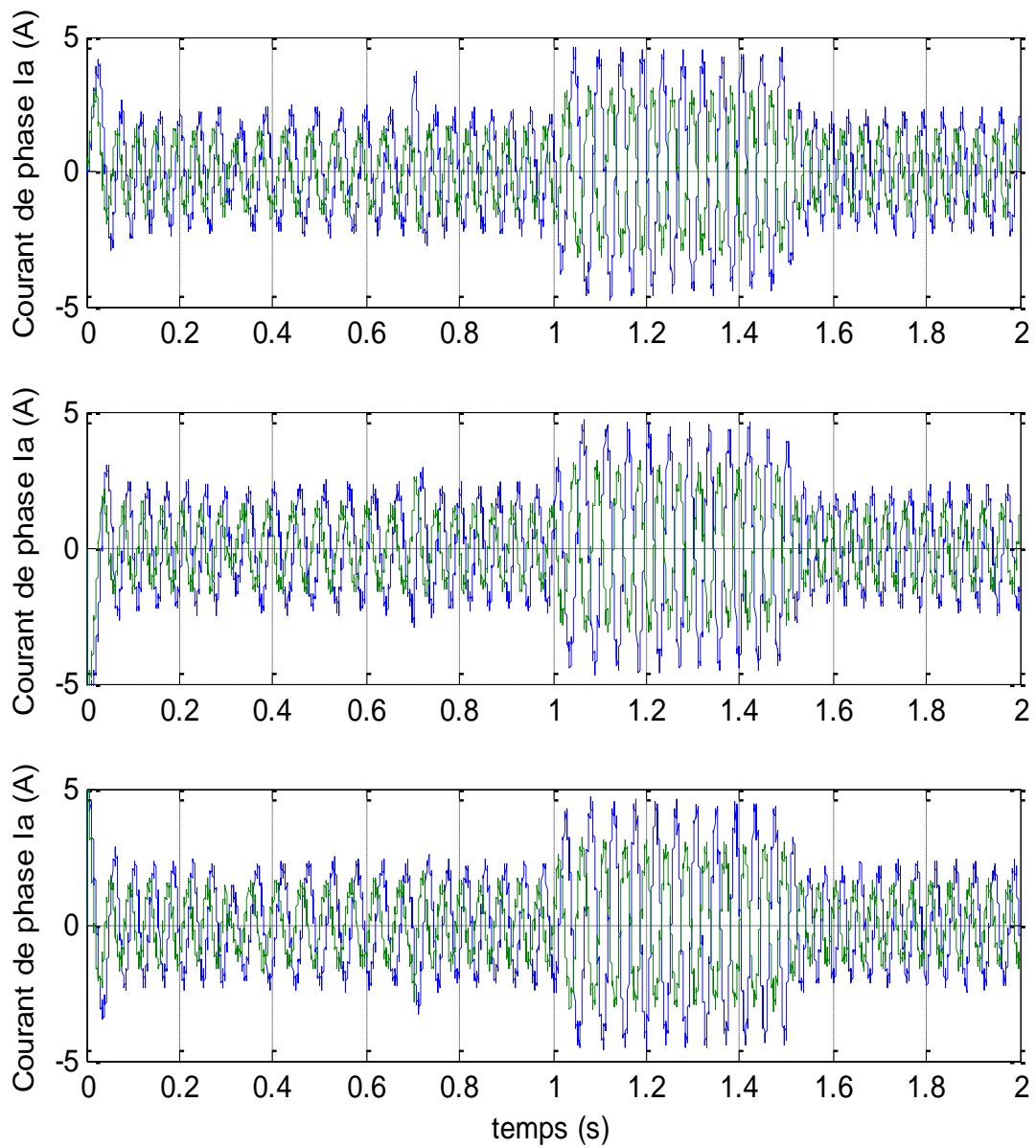


figure 3.5: les trois phases i_a , i_b et i_c avec et sans capteur

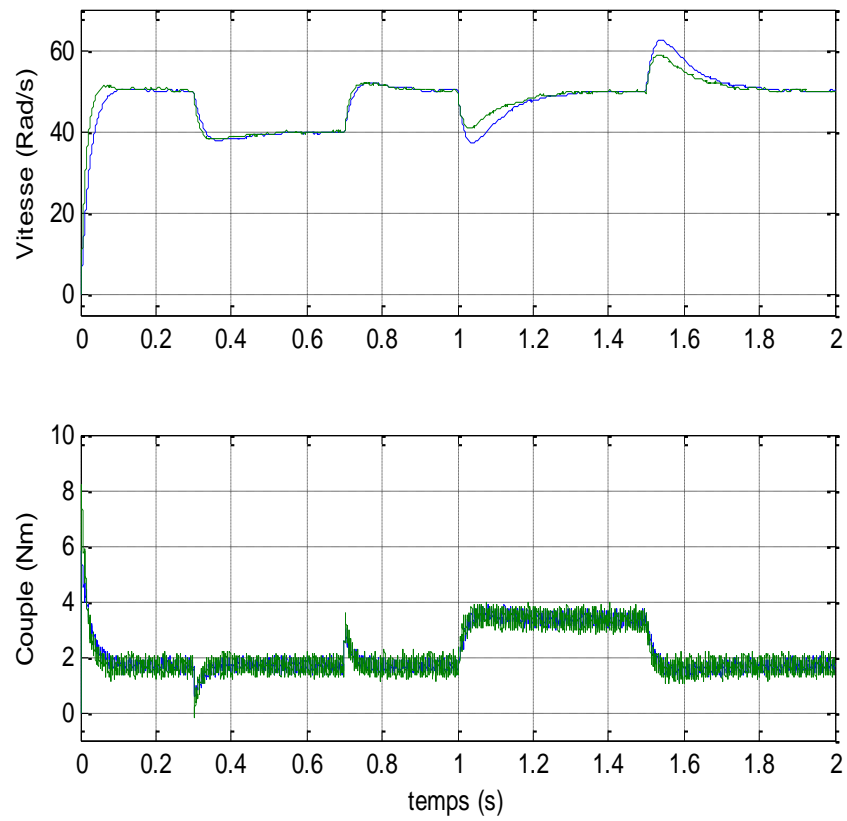


figure 3.6 : vitesse et couple avec et sans capteur

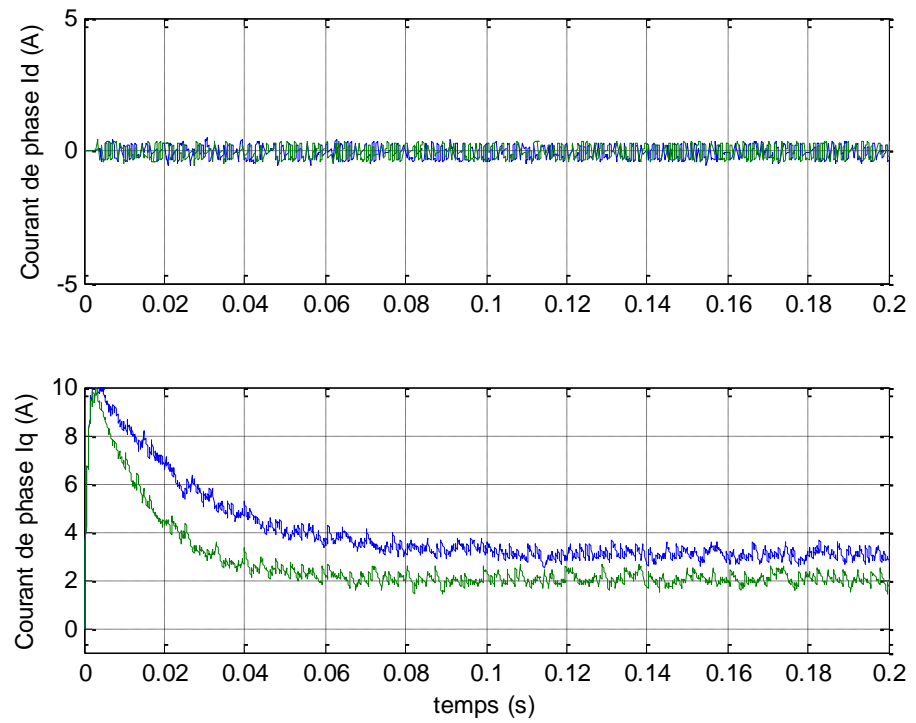


figure 3.7: vitesse et couple au démarrage avec et sans capteur

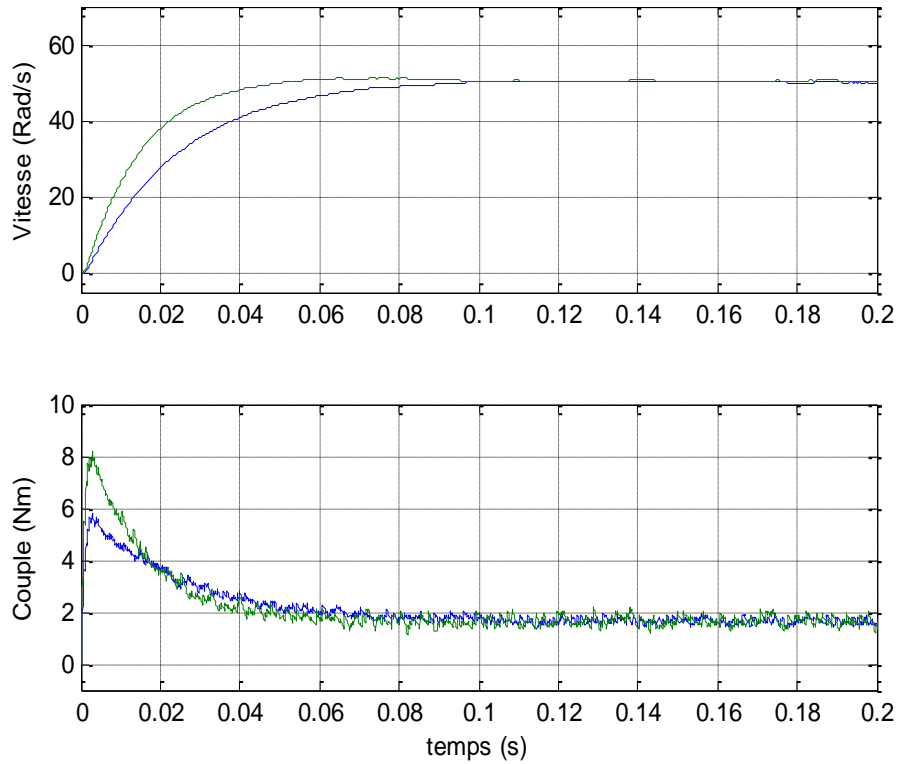


figure 3.8 : courant des phases i_d et i_q au démarrage avec et sans capteur

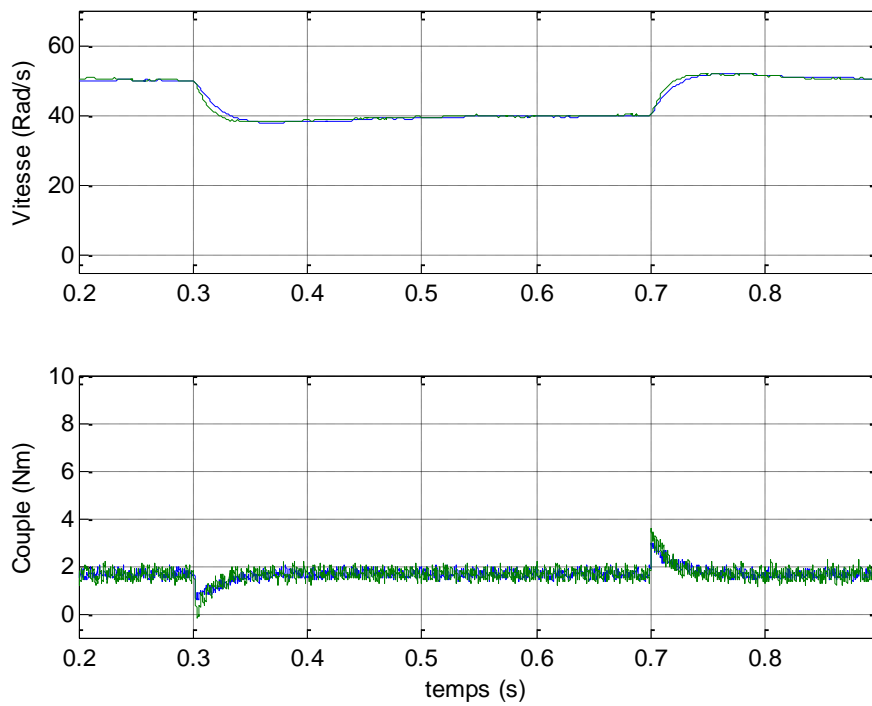


figure 3.9: vitesse et couple après variation de vitesse avec et sans capteur

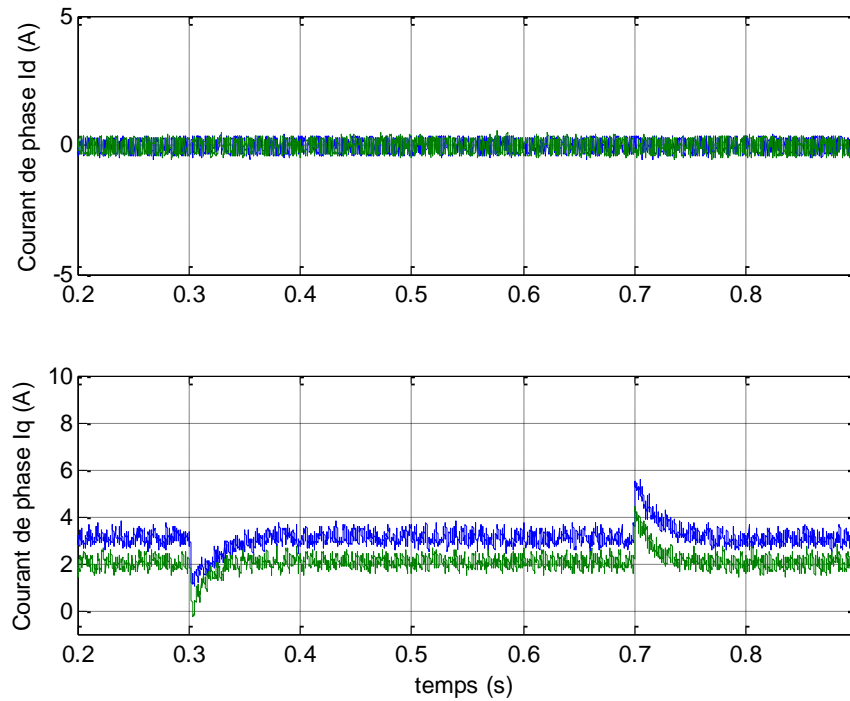


figure 3.10 : courant des phases id et iq après variation de vitesse avec et sans capteur

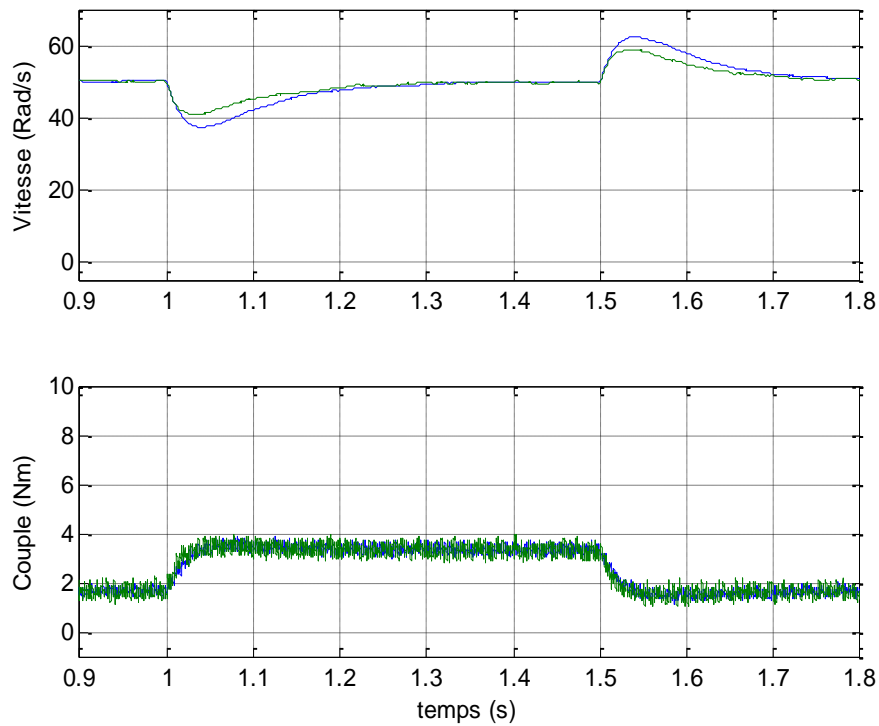


figure 3.11 : vitesse et couple après variation de couple avec et sans capteur

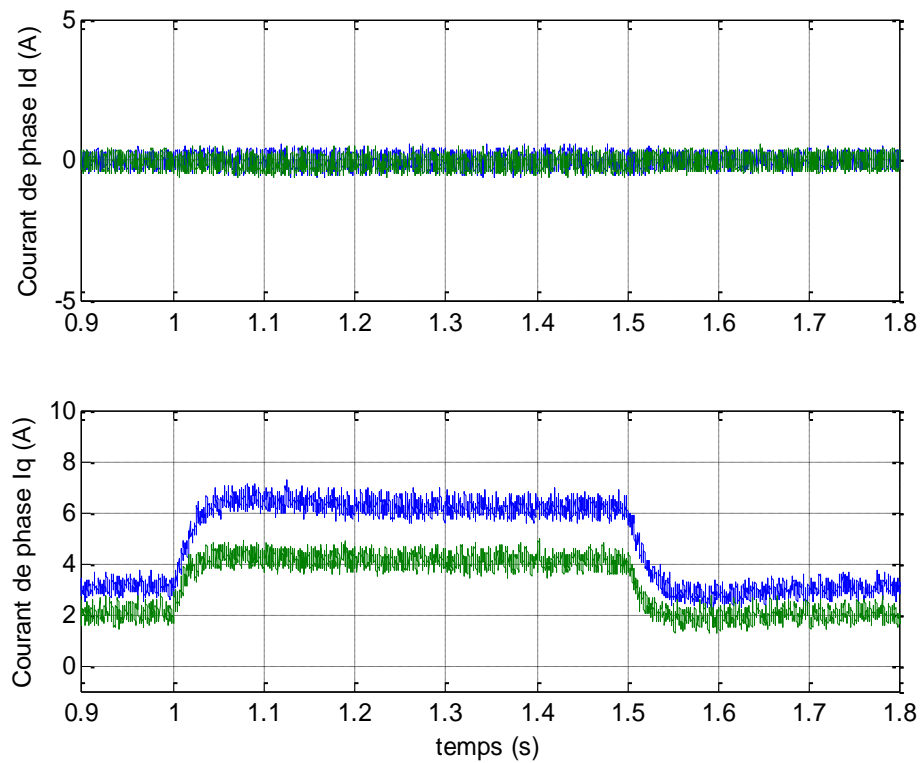


figure 3.12: courant des phases id et iq après variation de couple avec et sans capteur

3.5 Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons simulé la machine synchrone à aimants permanents avec le logiciel MATLAB/SIMULINK afin de prévoir son comportement pour les deux modes de fonctionnement suivant :

- avec capteur
- sans capteur

Une comparaison a été faite entre les résultats trouvés par le capteur et sans capteur

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Notre travail dans ce mémoire s'inscrit pour l'étude d'observation de la vitesse des machines synchrones à aimants permanents. En effet, il est plus intéressant d'utiliser un contrôle sans capteur mécanique afin de diminuer le coût du matériel, surtout pour les moteurs de petites puissances, puisque nous pouvons supprimer le capteur et améliorer la sûreté du fonctionnement en milieu hostile.

Dans le premier chapitre, nous avons effectué une présentation et modélisation des machines synchrones à aimants permanents. En a présenté aussi l'impact de la machine synchrone à aimants sur les différents champs d'application dans les domaines industriels, nous avons abordé la modélisation dans le référentiel tournant de park ($d - q$) de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la MSAP. Nous avons pu ainsi élaborer un modèle d'état non linéaire dans le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), qui s'adapte bien avec l'algorithme d'estimation de la position du rotor. Ce modèle exprimé dans le référentiel lié au stator est utilisé par des algorithmes d'estimation de la position et de la vitesse en régime dynamique en utilisant les tensions et les courants absorbés par la machine.

Le deuxième chapitre se base sur la commande vectorielle, nous avons présenté les structures des blocs de régulation de la commande vectorielle de la MSAP. Pour cette machine, nous avons appliqué la commande vectorielle. Cette stratégie consiste à maintenir l'axe d constamment aligné avec le vecteur flux de l'aimant. La référence pour le courant i_q est déterminée par l'intermédiaire d'un correcteur Intégral-Proportionnel (IP) de vitesse. Ce régulateur possède l'avantage d'éliminer le zéro de la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté la simulation avec matlab et on a montré les résultats avec capteur et sans capteur.

Références bibliographie

Bibliographie

- [1]. B. BOUKAIS. Contribution A La Modélisation Des Systèmes Couples Machines Convertisseurs : Application Aux Machines A Aimants Permanents (BDCM-PMSM), Thèse de Doctorat, Université mouloud mammeri, Tizi-Ouzou, 2012.
- [2] H.Aid, W.Aina. Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents, Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid, Tlemcen, 2013 .
- [3] Bendib Mohammed El Hadi « conception d'une machine à aimant permanent a flux axial » thème magister en électrotechnique Université de Batna 2011.
- [4] Annane Adel « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable » thème magister en électrotechnique, Université BADJI MOKHTAR- ANNABA, Faculté des sciences de l'ingénieur Département d'électromécanique 2009/2010.
- [5] Ounnadi Mohammed « Elaboration d'un model en régime dynamique d'une machine à aimant permanent » mémoire de magister en électrotechnique université de TiziOuzou 2011.
- [6] S.Hamache, Dj.Ghemeri « modélisation par éléments finis d'une machine synchrone à Aimant permanent » mémoires d'ingénieur à l'université de Bejaia.
- [7] L.Alia, N.Hassani « Classification des machines à aimant permanent » mémoire de DEUA à l'université de Bejaïa, 2006.
- [8] Messaadi Mouna « commande backstepping appliquée à la machine synchrone à aimant permanent » pour l'obtention du diplôme de magister en électrotechnique. Université HadjLakhdar-Batna ,2012.
- [9] K.Azeddine « Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone a aimants permanents », Ph, Québec, Canada, 2000.
- [10] Abdellauoi Hassina « étude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone a aimant permanent par variable électrique ».Mémoire de magister en électrotechnique université de Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou.
- [11] B.Hacéne « Contribution a la Commande des Machines Synchrones a Aimants Permanents» Thèse de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Lorraine.juin 1995.
- [12] Guy, S. Eddie, S. " Modélisation et commande des moteurs triphasés». Ellipses, Première Edition 2000.
- [13] G. Sturtzer, " Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Ellipses Edition,

Références bibliographie

- Markty. S. A, 2000.
- [14] O.Fadli "Modélisation et commande non linéaire de l'association :machine synchrone a aimant permanent –onduleur de tension a trois niveaux "Thèse de magister de Université de Batna ,Algérie ,juin 2004.
- [15] André Genon, Willey Legros « Machine Electrique »édition, Hermes Science, Paris, 2000.
- [16] R. Abdessemed, M.Khadoudj, « Modélisation des Machines Electriques » Presses de l'Université de Batna ,1997.
- [17] Sami Kanerva « Simulation of Electrical Machines, Circuits and Control Systems Using Finite Element Method and System Simulator » Helsinki University of Technology (Espoo, Finland) on the 29th of April, 2005.
- [18] Cédric «Tutorial_Brushless_DC_motor_geometry», 2005.
- [19] Rezine H. « Méthodes d'étude et modélisation des machines synchrones à rotor massif alimentée par onduleur de tension », Thèse de Docteur Ingénieur à l'INPT, Toulouse 1983.
- [20] G.Lacroux, " Les aimants permanents ", Edition technique et documentation, 1989.
- [21] F. Khatounian " Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents " Thèse de Doctorat, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006.
- [22] M.Oubidar, S.Bendaoud. Machine Synchrone/Asynchrone, Projet de fin d'étude en ingénierie, Université du québec en Abitibi-Témiscamingue, 2010 .
- [23] M.S.Mahgoun. Application De La Commande Aux Systèmes Linéaires Perturbés, Mémoire de Magister, Université ferhat abbas-Setif (UFAS), 2012.
- [24] S. Hamecha, Ep.Bourekache. Etude Et Commande D'une Eolienne A Base D'une Machine Synchrone A aimants Permanents, Mémoire de Magister, Université mouloud mammeri de Tizi-Ouzou, 2013.
- [25] M.D. Bidart. Commande Coopérative Des Systèmes Monoconvertisseurs Multimachines Synchrones, Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011.
- [26] M.Koteich. Commande Vectorielle Sensorless Des Moteurs Brushless De Mini-Drones, Master 2 Recherche, The french aerospace LAB, 2012.

Références bibliographie

- [27] M.T.Latreche. Commande Floue De La Machine Synchrone A Aimant Permanent (MSAP) Utilisée Dans Un Système Eolien, Mémoire de Magister, Université ferhat abbas de Setif (UFAS),2012.
- [28] S.Ramdani. Commande Par Backstepping Du Moteur Synchrone A Aimants Permanents Alimenté Par Onduleur De Tension, Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid Tlemcen, 2013.