



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de Technologie

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

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Thème

**Commande vectorielle d'une MSAP
sans capteur mécanique.**

Réalisé par :

 **HAMLAOUI Rachid**

Encadré par :

Mr. BABA ARBI Idriss

Année Universitaire 2020/2021

Dédicace

En témoignage d'amour et de respect, je dédie ce modeste travail

En premier lieu, à mes parents

*Pour leurs aides, soutien et sacrifices tout au long de ma vie.
Qu'ils trouvent ici, l'expression de ma profonde gratitude et
mon entière fidélité.*

A ma femme et ma petite fille Anfel

Que Dieu les protège pour l'amour qu'elles m'ont apporté.

A mes frères et mes sœurs.

A toute ma famille et mes amis

*Enfin, A tous ceux qui ont cru en moi et m'ont encouragé et
m'ont donné de la force d'aller jusqu'au bout.*

Rachid

Remerciements

En préambule à ce mémoire, je remercie **ALLAH** tout-puissant de m'avoir donné les moyens et la force d'accomplir ce modeste travail.

Je souhaite adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire.

Ce travail a été réalisé sous la direction de Monsieur **BABA ARBI Idriss**, Enseignant à l'université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued. Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour m'avoir encadré pendant la durée de cette mémoire, pour sa disponibilité, sa patience, ses critiques constructives et ses conseils.

Je tiens à remercier tous les membres de jury pour l'honneur qu'ils me fassent et pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail.

Je voudrais exprimer ma reconnaissance envers ma famille et mes amis qui m'ont apporté leur support moral et intellectuel tout au long de ma démarche.

Dédicace.....	
Remerciement.....	
Sommaire.....	01
Notions et symboles.....	05
Liste des figures.....	07
Introduction générale.....	09
 Chapitre I : Notions générales et modélisation de la MSAP	 13
I.1. Introduction:.....	14
I.2. Les aimants permanents:.....	14
I.2.1. Types d'aimants permanents:.....	15
I.2.1.1. Aimants Alnico:.....	15
I.2.1.2. Aimants en ferrite (ou en céramique):.....	15
I.2.1.3. Aimants de terres rares :.....	15
a) Aimants en samarium cobalt (SmCo).....	15
b) Aimants en néodyme et Fairborn (NdFeB).....	15
I.2.2. Effets de la température sur les aimants permanents:.....	16
I.3. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents:.....	16
I.3.1. Catégories de la MSAP:.....	17
I.3.1.1. Aimants en surface:.....	18
I.3.1.2. Aimants insérés:.....	18
I.3.1.3. Aimants enterrés:.....	19
I.3.1.4. Aimants à concentration de flux:.....	19
I.3.2. Principe et mode de fonctionnement:.....	20
I.3.4. Analyse du fonctionnement de la MSAP:.....	20
I.4. Avantages et inconvénients de la MSAP:.....	21
I.4.1. Avantages :.....	21
I.4.2. inconvénients :.....	21
I.5. Les domaines d'application de MSAP:.....	22
I.6. Autopilotage:.....	22
I.7. Différents types d'alimentations:.....	23
I.7.1. Alimentation par onduleur de tension:.....	23
I.8. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	24
I.8.1. Hypothèses simplificatrices:.....	24

I.8.2. Mise en équation de la MSAP en triphasé.....	25
I.8.2.1. Équations électriques.....	25
I.8.2.2. Equation mécanique.....	26
I.8.2.3. Equation électromagnétique.....	27
I.9. Mise en équation de la MSAP en diphasé.....	27
I.9.1. Transformation de Park.....	27
I.9.3. Transformation de Clarke.....	29
I.9.3. Passage du repère (α, β) au repère (d, q)	29
I.10. Modèle de la MSAP dans le repère de Park.....	30
I.10.1. Les équations électriques.....	30
I.10.2. Equations de flux.....	30
I.10.3. Les équations mécaniques.....	30
I.10.4. L'équation électromagnétique.....	30
I.10.5. Mise sous forme d'équation d'état.....	31
I.11. Conclusion.....	32
 Chapitre II: Commande vectorielle de la MSAP	 33
II.1. Introduction.....	34
II.2. Techniques de Commande de la machine.....	34
II.3. Principe de la commande vectorielle.....	35
II.3.1. Commande vectorielle de la MSAP.....	35
II.3.2. Description de la commande vectorielle directe et indirecte.....	37
II.3.2.1. Commande vectorielle directe.....	37
II.3.2.2. Commande vectorielle indirecte.....	38
II.4. Découplage.....	38
II.4.1. Découplage par compensation.....	39
II.5. Détermination des régulateurs.....	41
II.5.1. Calcul des régulateurs.....	42
II.5.1.1. Régulation du courant I_d	43
II.5.1.2. Régulation du courant I_q	44
II.5.1.3. Régulation de la vitesse.....	44
II.6. La fonction d'anti-saturation (anti-windup).....	46
II.7. Description du système global.....	47
II.8. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	48

II.8.1. Avantages de la commande vectorielle.....	48
II.8.2. Inconvénients de la commande vectorielle.....	48
II.9. Simulation du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle avec capteur mécanique.....	49
II.9.1. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP.....	50
II.9.2. Interprétation des résultats.....	54
II.10. Conclusion.....	55
 Chapitre III : Commande vectorielle sans capteur mécanique	56
III.1. Introduction.....	57
III.2. Capteur, estimateur ou observateur : que choisir ?.....	57
III.3. Commande sans capteur.....	58
III.4. Observateurs.....	58
III.4.1. Architecteur d'un observateur.....	58
III.4.2. Principe des observateurs.....	59
III.4.3. Observabilité du MSAP.....	60
III.4.4. Classification des observateurs.....	61
III.4.4.1. Observabilité des systèmes linéaires.....	61
III.4.4.2. Observateurs pour les systèmes non linéaires.....	62
a. Observateurs d'ordre complet.....	62
b. Observateurs d'ordre réduit.....	62
III.5. Les différents observateurs utilisés.....	62
III.5.1. L'observateur de Kalman.....	62
a. Le filtre de Kalman classique (KF).....	63
b. Filtre de Kalman Etendu (EKF).....	64
III.5.2. L'observateur de Luenberger.....	64
a. L'observateur de Luenberger linéaire.....	65
b. L'observateur de Luenberger non linéaire (étendu).....	65
III.5.3. L'observateur de mode glissant.....	66
III.6. Etude de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP avec estimation de la position.....	67
III.6.1. Détermination de la position du rotor.....	67
III.6.1.1. Équations électriques de la MSAP sans amortisseurs.....	67
III.6.1.2. Estimation de la position du rotor.....	68

III.6.2. Stratégie de commande vectorielle d'une MSAP sans capteur mécanique...	70
III.7. Simulation de la commande vectorielle de la MSAP sans capteur sous	
Matlab/simulink.....	71
III.7.1. Résultats de simulation.....	72
III.7.2. Interprétation des résultats.....	75
III.8. Conclusion.....	75
Conclusion générale.....	76
Bibliographie.....	78
Annexes.....	81

Symbole	Signification	Unité
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents	
MCC	Machine à courant continu	
MLI	Modulation de largeur d'impulsion	
DC	Courant Direct	
AC	Courant alternative	
PI	Correcteur Proportionnel intégrale	
PID	Action Proportionnel intégrale dérivé	
f.e.m	Force électromotrice	
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte	
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermé	
$[V_{abc}]$	Vecteur tensions statoriques	V
$[I_{abc}]$	Vecteur courants statoriques	A
$[R_s]$	Matrice résistance stator	Ohms
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	Ohms
$[L_{ss}]$	Matrice inductance stator	H
L_{ss}	Inductance cyclique statorique par phase	H
L_s	Inductance propre d'une phase statorique	H
$[\varphi_f]$	Vecteur flux engendré par l'aimant	Wb
$[\varphi_{abc}]$	Vecteur flux statoriques	Wb
ω_r	Vitesse électrique du rotor	rad/s
ω	Pulsation de fréquence rotorique	rad/s
Ω	Vitesse de rotation de la machine	rad/s
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur	N.m
C_r	Couple résistant de la charge.	N.m
p	Nombre de paires de pôles	
J	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	Kg.m ²
θ	Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé	\
f	Coefficient de frottement visqueux	
I	Courant statorique de ligne	A

φ	Flux	W b
$P(\theta)$	Matrice de passage direct de <i>Park</i>	\
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de passage inverse de <i>Park</i>	\
X_{abc}	Vecteur de la variable X dans le repéré triphasé	\
X_{dq0}	Vecteur de la variable X dans le repéré de <i>Park</i>	\
L_d, L_q	Inductance des axes d et q	H
I_d, I_q	Courants des axes d et q	A

Chapitre I: Notions générales et modélisation de la MSAP	13
Figure I.1: cycle d'hystérésis.....	14
Figure I.2 : Intensité du champ magnétique.....	16
Figure I.3 : Le moteur synchrone à aimants permanents.....	17
Figure I.4 : Machine à aimant en surface.....	18
Figure I.5: Machine a aimants insérés.....	18
Figure I.6: Machine a Aimants enterrés.....	19
Figure I.7: Machines à concentration de flux.....	19
Figure I.8: Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	20
Figure I.9: Caractéristique du couple-angle électrique.....	21
Figure I.10 : Structure générale d'alimentation d'une machine synchrone autopilotée.....	22
Figure I.11 : Alimentation en tension par onduleur.....	23
Figure I.12 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique.....	25
Figure I.13: Différents couples qui agissent sur le rotor.....	27
Figure I.14 : Représentation de la transformation de PARK.....	28
Figure I.15 : Schéma bloc de la MSAP sous Simulink.....	31
Chapitre II: Commande vectorielle de la MSAP.	33
Figure II.1: Quelques techniques de contrôle de commande utilisées pour MSAP.....	35
Figure II.2: Principe de la commande vectorielle.....	36
Figure II.3: Modèle de la MSAP quand I_d est nul.....	37
Figure II.4: Schéma global de la commande vectorielle directe avec régulation de vitesse.....	37
Figure II.5: Schéma global de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.....	38
Figure II.6: Schéma fonctionnelle représente le couplage des courants direct et en quadrature.....	39
Figure II.7: Structure générale : (machine-découplage par compensation).....	40
Figure II.8: Schéma fonctionnel simplifié de la machine avec découplage.....	41
Figure II.9: Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.....	41
Figure II.10: Régulateur PI.....	42
Figure II.11: Boucle de régulation du courant I_d	43
Figure II.12: Boucle de régulation du courant I_q	44

Figure II.13: Boucle de régulation du la vitesse	45
Figure II.14: Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant.....	46
Figure II.15: Anti-Reset-Windup.....	47
Figure II.16: Schéma global de la commande vectorielle.....	48
Figure II.17: Schéma bloc de la commande vectorielle sous Simulink.....	49
Figure II.18: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 157rad/s.....	50→51
Figure II.19: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivit d'une perturbation du couple de charge $C_r=5\text{Nm}$ à $t=0.5\text{s}$ pour une consigne de vitesse de 157 rad/s.....	51→52
Figure II.20: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivit d'une perturbation du couple de charge $C_r=10\text{ N.m}$ à $t=0.5\text{s}$ avec l'inversion de la consigne - 157rad/s à $t=1,5\text{ s}$	53→54
Chapitre III: Commande vectorielle sans capteur mécanique.	56
Figure III.1: Structure générale de la commande sans capteur.....	58
Figure III.2: Structure d'observateur.....	59
Figure III.3: Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.....	60
Figure III.4: commande avec observateur.....	60
Figure III.5: L'algorithme global du filtre de Kalman (KF).....	63
Figure III.6: Schéma fonctionnel d'un observateur mode glissant.....	67
Figure III.7: Détermination des composantes α et β des flux totaux statoriques.....	69
Figure III.8: Détermination de $\text{tg}\theta$	69
Figure III.9: Schéma global de la commande vectorielle sans capteur mécanique.....	71
Figure III.10: Schéma block de la simulation vectoriel de la MSAP sans capteur mécanique sous Matlab/simulink.....	71
Figure III.11: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 120rad/s.....	72
Figure III.12: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivit d'une perturbation du couple de charge à $t=0.5\text{s}$ et diminuer la vitesse à 60rad/s à $t=0.7\text{s}$	73
Figure III.13: Résultat de simulation lors appliqué un couple de charge à l'instant $t=0.5\text{ sec}$ avec l'inversion de la consigne à $t=1.5\text{ sec}$	74

Introduction Générale

De nos jours, l'utilisation des machines électriques aussi bien dans le milieu industriel que dans les applications domestiques se veut indispensable. Suivant le type d'application et suivant le cahier de charge, un choix s'impose entre les différentes machines qui existent. Les machines synchrones à aimants sont de plus en plus utilisées, vu l'efficacité et les nombreux avantages de ce type d'actionneur. La MSAP présente une puissance massique importante et a la possibilité de fonctionner à très haute vitesse. C'est ainsi qu'elle peut être très utile dans de nombreuses applications.[1]

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative. Ce type de machines jouit d'une réputation remarquable dans plusieurs secteurs : servomoteur, transports terrestres (ferroviaire), systèmes embarqués, énergie éolienne.[2]

La commande vectorielle du MSAP nécessite une électronique qui reste relativement complexe, et un microprocesseur performant. En effet, les MSAP ne peuvent être commandées que si les enroulements statoriques sont alimentés en fonction de la position du rotor. L'électronique et les composants reliés à la mesure de la position sont encore très coûteux. Cette position est obtenue à partir des capteurs mécaniques qui sont généralement sensibles aux perturbations et leur maintenance est coûteuse. Ce capteur permet d'éviter tout risque d'instabilité ou de décrochage du MSAP. [3]

En dépit de simplicité structurelle du MSAP; l'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend sa commande plus difficile, La MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec des grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor), les entrées physiques du système sont les tensions statorique.

L'élimination du capteur de position réduit considérablement le coût et élimine le besoin de la maintenance régulière de pièces mécaniques, et par conséquent augmente la fiabilité. Par conséquent, le regain d'intérêt, manifesté par les différents secteurs industriels et par le monde de la recherche, prouve que la commande vectorielle des actionneurs synchrones sans capteur mécanique est un créneau très porteur en vue d'accroître l'efficacité et la fiabilité de la conception des systèmes d'entraînement à vitesse variable. [4]

Les techniques de commande classique de type PI couvrent une large gamme dans les applications industrielles, en général peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours de temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires. [1]

Pour remédier à ce dysfonctionnement, on utilise un système dynamique, appelé observateurs d'états. Ces derniers, permettent la détermination d'un modèle d'estimation d'état en utilisant les grandeurs accessibles du moteur, telles que les courants et les tensions. Lorsqu'un système est complètement observable, les variables d'état peuvent être reconstituées. Différentes méthodes d'entraînement sans capteurs de position ont été proposées par plusieurs chercheurs. Les techniques d'estimation basées principalement sur la théorie d'observateur d'état, la technique de la mesure des tensions induites aux bornes de la machine et la technique basée sur la mesure de l'effet de saillance en sont tous des exemples. Une des principales difficultés pour la commande du MSAP est la détection de la position initiale du rotor afin de le piloter dans le sens de rotation imposé par la commande et un démarrage avec son couple maximum, sans perte de contrôle et décrochage. [4]

L'objectif principal de ce travail est l'évaluation par simulation sous Matlab-simulink de la commande vectorielle sans capteur mécanique associée à régulateur proportionnel intégrale (PI) et par et en ajoutant un algorithme d'estimation de la position du rotor pour garantir la performance et la stabilité.

Pour mener notre étude, le mémoire est organisé de la manière suivante:

Le premier chapitre, contient deux parties :

- Dans la première partie, nous avons présentés les caractéristiques générales des principaux types d'aimants permanents, puis nous étalons la MSAP ainsi à les différentes

structures possibles des inducteurs, et on termine par une étude de l'association Machine-onduleur.

- La deuxième partie est consacrée à la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant la transformation de Park.

Le deuxième chapitre concerne le principe de la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de vitesse. La vitesse est réglée par un régulateur proportionnel intégral (PI).

Dans le troisième chapitre on s'intéresse à la commande sans capteur mécanique de la MSAP. Pour cela, nous allons introduire dans un premier temps les techniques d'observation et différents observateurs utilisés. Une méthode d'estimation de la position du rotor est présentée et l'influence des paramètres de la machine, de la vitesse et des amortisseurs sur la commande est étudiée et testée par simulation numérique.

Nous terminons la présente mémoire par une conclusion générale.

CHAPITRE I

Notions générales et modélisation de
la MSAP

I.1. Introduction:

Pendant les années récentes, le moteur à courant continu est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Cependant la présence du système balais collecteur 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 orientée à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient. 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 faciliter les commandes en position ou en vitesse. [1][5]

Dans ce chapitre, nous présentons la machine synchrone à aimant permanent, leur constitution et le principe de fonctionnement.

Ainsi, 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.

I.2. 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. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits «doux» qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe. [6]

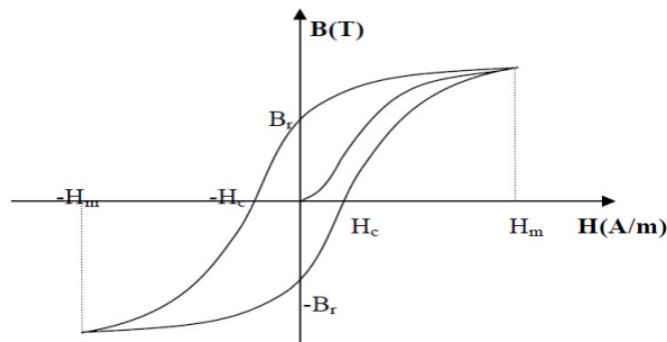


Figure I.1: cycle d'hystérésis.

I.2.1. Types d'aimants permanents:

L'aimant permanent utilisé dans les moteurs peut être principalement divisé en trois catégories selon le type de matériaux magnétiques: Alnico, Ferrite et Terres rares (SmCo, NdFeB).

I.2.1.1. Aimants Alnico:

Alnico donne une densité de flux résiduelle élevée (appelée rémanence) mais une faible coercivité.

Il a également un coefficient de rémanence à basse température. Cependant, en raison d'une faible coercivité, sa magnétisation est facilement réduite par un champ magnétique externe appliqué (c'est ce qu'on appelle démagnétisation). [7]

I.2.1.2. Aimants en ferrite (ou en céramique):

La ferrite offre une coercivité plus élevée mais une densité de flux résiduelle inférieure à celle d'Alnico. En raison de leur propriété magnétique bon marché et modérée, les aimants en ferrite sont largement utilisés dans les applications à faible performance. [6]

I.2.1.3. Aimants de terres rares :**a) Aimants en samarium cobalt (SmCo)**

SmCo donne un produit énergétique plus élevé (BHmax) dû à sa densité de flux résiduelle élevée et la coercivité. Les aimants Sm-Co ont une température de Curie plus élevée (à laquelle le matériau perd son magnétisme) et un coefficient de coercivité et de rémanence à basse température mais sont très cher et cassant.

b) Aimants en néodyme et Fairborn (NdFeB)

Le NdFeB est considéré comme l'un des meilleurs matériaux magnétiques à l'heure actuelle car il donne une densité de flux résiduel et une coercivité beaucoup plus élevées. Cependant, les aimants en néodyme sont sensible à la température et peut même perdre les propriétés de l'aimant à haute température. Cet inconvénient s'améliore constamment.

Parmi ceux-ci, le NdFeB est le matériau d'aimant permanent le plus couramment utilisé pour PMSM en raison de ses excellentes caractéristiques magnétiques et de ses récentes réductions de prix. [6][7]

La figure (I.2) montre les courbes caractéristiques BH de ces matériaux magnétiques.

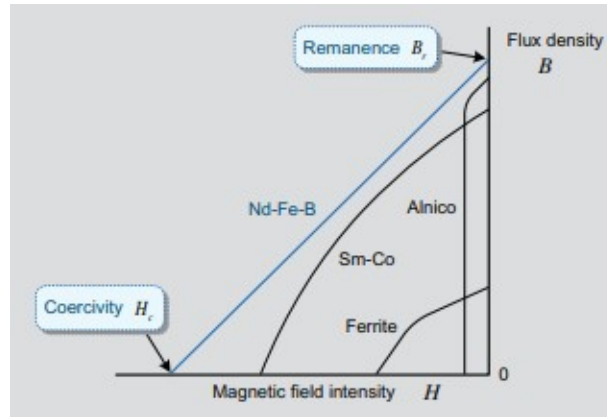


Figure 1.2 : Intensité du champ magnétique.

I.2.2. Effets de la température sur les aimants permanents:

Les aimants permanents sont sensibles à la température. La densité de flux résiduelle diminue avec l'augmentation de la température. Par exemple, NdFeB a la température coefficient d'environ 0,1% par degré Celsius. Le flux initial de l'aimant peut être restauré lorsqu'il revient à la température d'origine. Cependant, si l'aimant est exposé à températures supérieures à la température de travail maximale et subit une grande perte de magnétisme, des changements irréversibles peuvent se produire et son niveau de flux d'origine ne peut pas être restauré lorsqu'il revient à la température d'origine. Par conséquent, il est conseillé d'utiliser des aimants en dessous de la température de service maximale.

Cela limite la capacité de couple maximum de moteurs car le courant maximum doit être limité pour éviter la démagnétisation d'aimants. [6]

I.3. 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.

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. [8]



Figure I.3 : Le moteur synchrone à aimants permanents.

Nous intéresserons 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 à la machine asynchrone, même dans le domaine de la moyenne puissance.

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. [7]

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. [9]

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.3.1. Catégories de la MSAP:

Il existe quatre catégories de machines synchrones à aimants permanents du point de vue construction mécanique :

I.3.1.1. Aimants en surface: Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ses inductances ne dépendent pas de la position du rotor (figure I.4). L'inductance de l'axe-d est égale à celle de l'axe-q. Cette configuration du rotor est simple à

réaliser. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. [7]

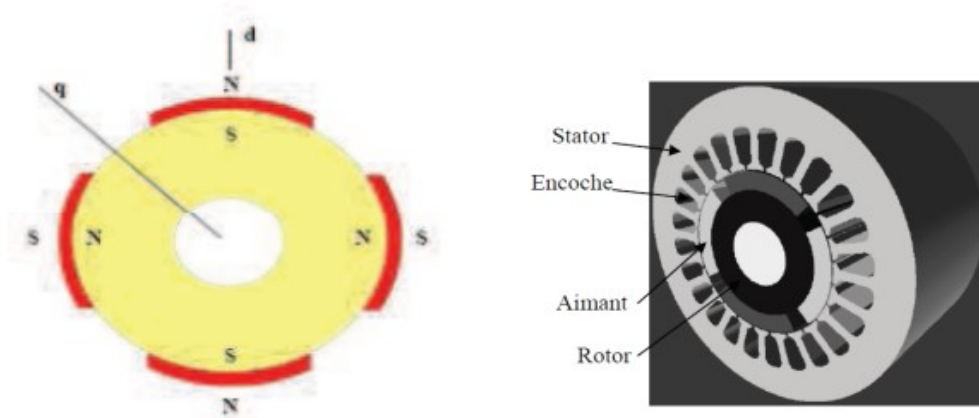


Figure I.4 : Machine à aimant en surface.

I.3.1.2. Aimants insérés: Les aimants du type insérés aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplis du fer (Figure I.5). L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe-d est légèrement différente de celle de l'axe-q. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdale, parce que l'arc polaire magnétique peut être réglé afin d'aider à former les forces électromagnétiques. [8]

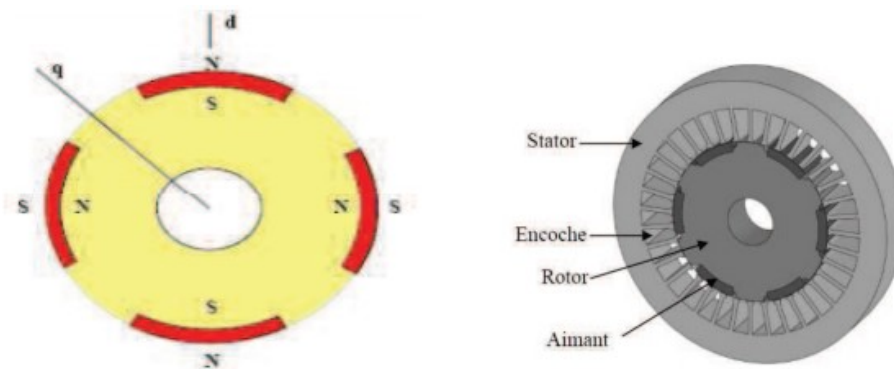


Figure I.5: Machine à aimants insérés.

I.3.1.3. Aimants enterrés: Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique (Figure I.6). Le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des

vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler.

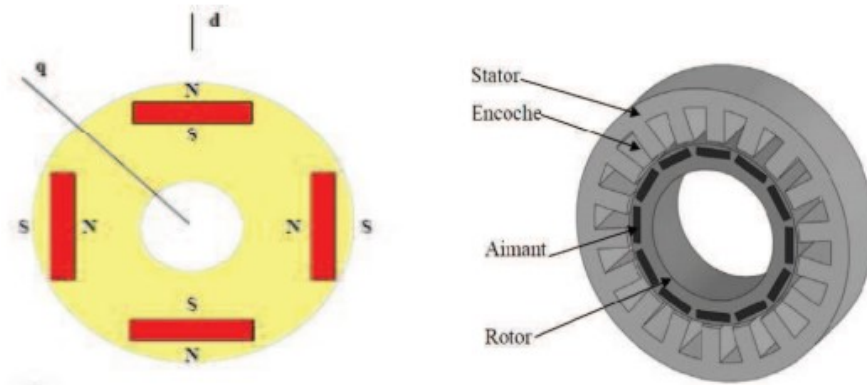


Figure I.6: Machine à Aimants enterrés.

I.3.1.4. Aimants à concentration de flux: Comme le montre la (Figure I.7), les aimants sont profondément placés dans la masse rotorique. Les aimants et leurs axes se trouvent dans le sens circonférentiel. le flux sur un arc polaire du rotor est contribué par deux aimants séparés. L'avantage de cette configuration est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Ce type de machine possède de l'effet de saillance. [7][8]

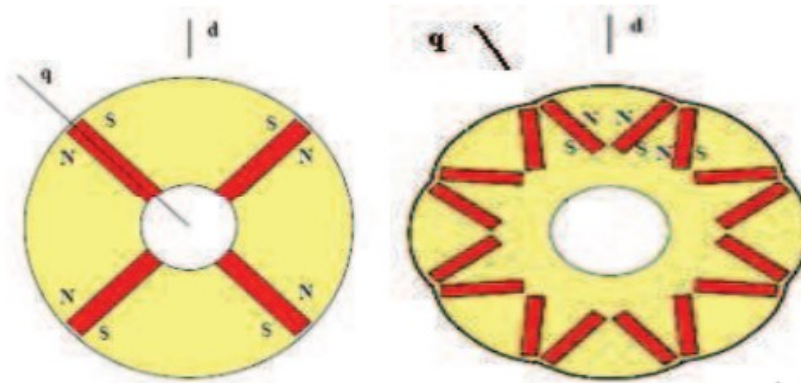


Figure I.7: Machines à concentration de flux.

I.3.2. Principe et mode de fonctionnement:

Le Principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants.

La figure (I.8) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases **a** et **b** et sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un pas élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons. Pour cette structure ($\theta_p = 90^\circ$) Ceci correspond au passage de la Figure (I.8.a) à la Figure (I.8.c). Les demi-bas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure I.8.b). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure. [10]

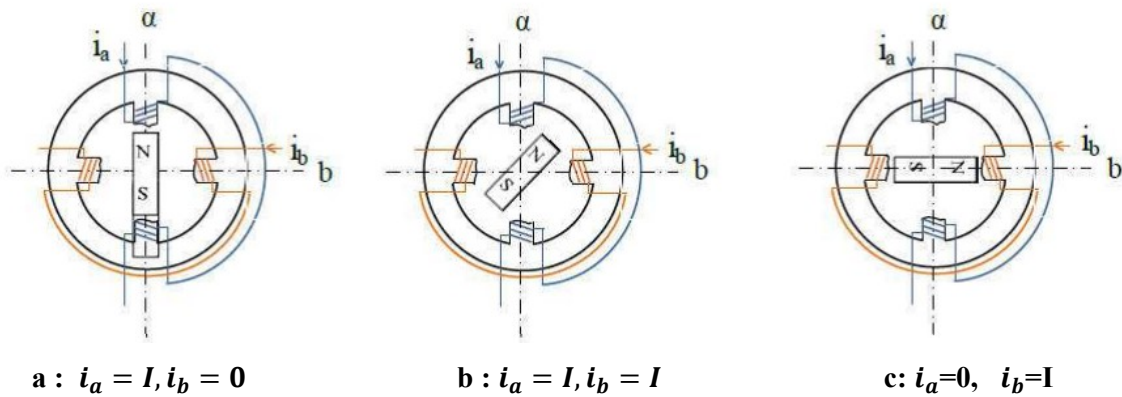


Figure I.8: Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

I.3.4. Analyse du fonctionnement de la MSAP:

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie électrique au l'énergie mécanique. 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 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.[11] La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure (I.9).

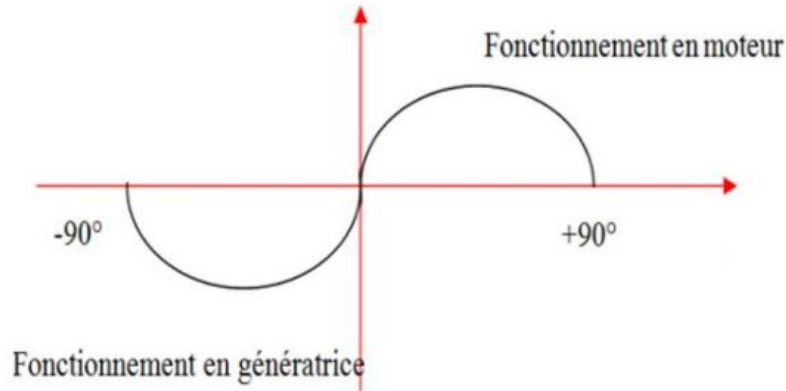


Figure I.9: Caractéristique du couple-angle électrique.

I.4. Avantages et inconvénients de la MSAP:

I.4.1. Avantages :

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :[5][7]

- ✓ 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).

I.4.2. inconvénients :

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.5. Les domaines d'application de MSAP:

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires).

On présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance. [5]

❖ Applications aux petites puissances ($P < 600W$) :

- Micro Ventilateur.
- Disque Dur Fraise de dentiste.
- Programmeur Mécanique.

❖ Applications aux moyennes puissances ($500W < P < 100W$) :

- Vélo a assistance, voiture électrique.
- Machine outil.
- Robot industrie.

❖ Applications aux fortes puissances :

- Traction ferroviaire.
- Propulsion navale.

I.6. Autopilotage:

Afin d'assurer le bon fonctionnement des machines synchrones, les courants de phase doivent évoluer en synchronisme avec la rotation du rotor. On doit donc commander les convertisseurs à l'aide d'un capteur de position (autopilotage). [13][16]

La figure (1-10) représente la structure générale d'alimentation d'une machine synchrone autopilotée.

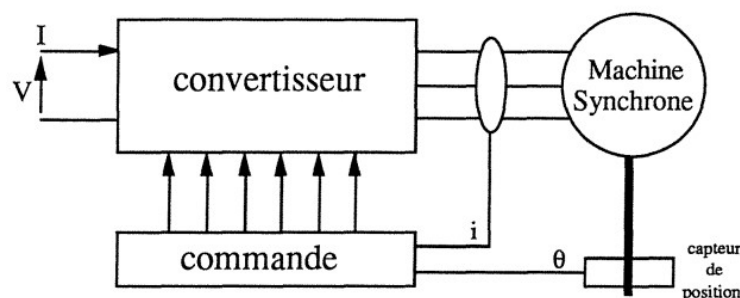


Figure I.10 : Structure générale d'alimentation d'une machine synchrone autopilotée.

I.7. Différents types d'alimentations:

Il existe deux types de convertisseurs servant à alimenter la machine synchrone:

- Le premier type est le cycloconvertisseur qui est directement relié au réseau alternatif. Il a l'inconvénient d'avoir une fréquence des tensions de sortie relativement basse, ce qui limite la vitesse de rotation de la machine, et de nécessiter un nombre élevé de composants et une commande relativement complexe.
- Le deuxième type de convertisseur alimente la machine à partir d'une source de tension ou de courant continu (onduleurs de tension ou commutateurs de courant). [13]

Notre travail est basé sur le deuxième type (onduleurs de tension).

I.7.1. Alimentation par onduleur de tension:

Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (G.T.O.- Transistors bipolaires, MOSFET, IGBT,).

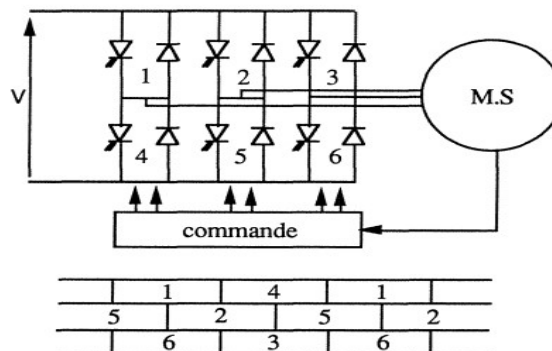


Figure I.11 : Alimentation en tension par onduleur.

Compte tenu du fait que pour contrôler le couple de la machine il faut contrôler ses courants, il est nécessaire que les onduleurs de tension soient munis de boucles de contrôle des courants. De plus, ceci permet de protéger les composants de l'onduleur (Transistors ou Diodes), contre les surintensités survenant en régimes transitoires. Dans ce type d'alimentation, les courants dans les enroulements de la machine sont imposés par des consignes triphasées. Ces consignes, qui sont synchronisées avec les forces électromotrices, sont générées à l'aide d'un capteur de position à haute définition monté au rotor, et leur amplitude est calculée à partir de la référence de couple.

La présente étude de l'alimentation des machines synchrones autopilotées a été restreinte au cas de l'alimentation par onduleur de tension avec courants imposés. Pour imposer les courants dans les enroulements de la machine, il existe deux méthodes générales:

- La première méthode consiste à imposer directement les courants par des régulateurs de type hystérésis (commande non linéaire).
- La deuxième méthode consiste à imposer les tensions permettant d'obtenir les courants désirés. Les références de ces tensions sont obtenues à partir des régulateurs linéaires de courant du type proportionnel- intégral (P.I.). Une méthode très répandue pour imposer ces références de tension est la modulation de largeur d'impulsions (MLI). [13]

I.8. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents a déjà fait l'objet de nombreux travaux. Le modèle le plus adéquat pour étudier le comportement dynamique de la machine et pour l'implémentation des lois de commande est inspiré des travaux. Un modèle dans le repère de Park de cette machine sera utilisé.

Le repère de Park est en fait un repère diphasé, équivalent du repère triphasé, plus simple à manipuler car les grandeurs électriques évoluent comme des grandeurs continues. On peut passer de l'un à l'autre repère à l'aide de matrices de passage. [14]

I.8.1. Hypothèses simplificatrices:

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.

Afin de simplifier l'étude, la modélisation de la MSAP nécessite un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. [2]

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

1.8.2. Mise en équation de la MSAP en triphasé:

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

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement $[V_{abc}]$ $[\varphi_{abc}]$ $[I_{abc}]$:

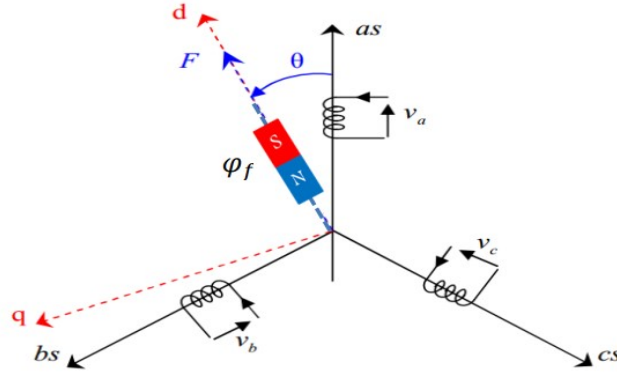


Figure I.12 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique.

1.8.2.1. Équations électriques:

A partir de la figure (I.12), nous écrivons les équations électriques qui régissent le fonctionnement de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + d \cdot \frac{[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (I.1)$$

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][I_{abc}] + [\varphi_{fabc}] \quad (I.2)$$

Avec :

$[V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques.

$[I_{abc}] = [I_a I_b I_c]^T$: Vecteur courants statoriques.

$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$: Vecteur flux statoriques.

$[\varphi_{fabc}] = [\varphi_{fa} \varphi_{fb} \varphi_{fc}]^T$: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

$[R_s]$: Matrice résistance du stator.

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

$[L_s]$:Matrice inductance du stator.

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

$[\varphi_{abc}]$:Vecteur flux engendré par l'aimant.

$$[\varphi_{abc}] = \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

Où :

φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega \, d(t) \quad (I.3)$$

Où :

$$\omega = p\omega_r \quad (I.5)$$

Avec :

ω : La pulsation électrique.

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

ω_r : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

I.8.2.2. Equation mécanique:

L'équation du mouvement s'écrit :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega_r \quad (1.6)$$

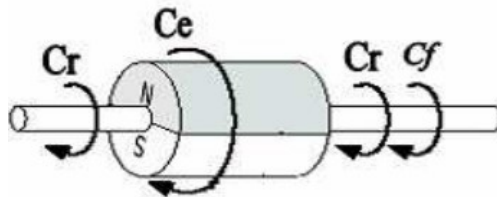


Figure I.13: Différents couples qui agissent sur le rotor.

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_r : Couple résistant de la charge.

C_{em} : Couple électromagnétique.

I.8.2.3. Equation électromagnétique

L'équation de couple électromagnétique est importante pour l'étude de la machine et sa commande et prend la forme suivante :

$$C_{em} = [I_{abc}]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} [I_{abc}] + \frac{1}{2} \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (I.7)$$

I.9. Mise en équation de la MSAP en diphasé:

I.9.1. Transformation de Park:

La transformation de Park permet d'obtenir les équations de la machine synchrone dans un repère tournant lié au rotor grâce à une rotation appropriée égale à l'angle électrique et désignant la position du rotor. Cette rotation est obtenue à l'aide de la matrice de Park.

La transformation de Park est un outil mathématique consiste à transformé 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 . [15].

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 (θ) entre les deux repères est appelé angle Park.

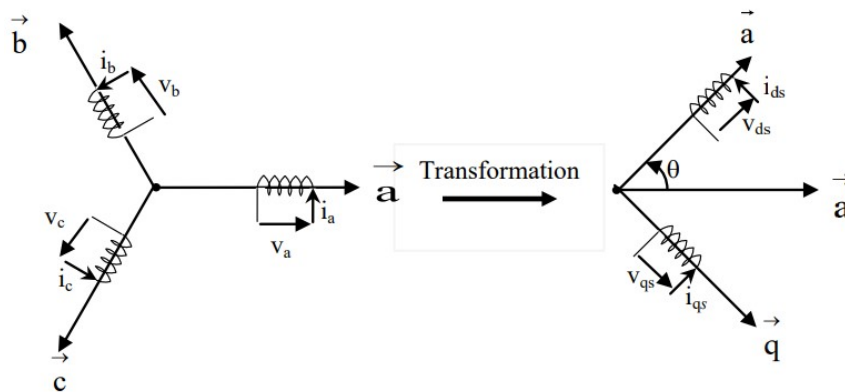


Figure I.14 : Représentation de la transformation de PARK.

➤ **Passage direct : triphasé au diphasé.**

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé (d, q) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T \quad (I.8)$$

$P(\theta)$: La matrice de transformation $p(\theta)$ est donnée par:

$$[p_m(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

➤ **Passage inverse : diphasé au triphasé.**

La transformée de Park inverse est définie par :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dqo}]^T \quad (I.10)$$

Et la matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donnée par :

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

I.9.3. Transformation de Clarke

La transformation directe de Clarke est déterminée par une matrice $[C]$, elle correspond les vecteurs des axes (abc) aux vecteurs des axes ($\alpha\beta$), elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux, $[V_{abc}]$, $[i_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$ aux $[V_{\alpha\beta O}]$, $[i_{\alpha\beta O}]$, $[\varphi_{\alpha\beta O}]$ respectivement. Le vecteur X_O , représente la composante homopolaire.[15]

➤ **Passage direct : triphasé au diphasé.**

La transformation de Clarck est définie par :

$$[X_{\alpha\beta O}] = [C][X_{abc}] \quad (I.12)$$

$[X_{\alpha\beta O}]$: représenté le vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc} .

$[C]$: la Matrice directe de Clarke.

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

➤ **Passage inverse : diphasé au triphasé.**

Le passage inverse de la transformation de Clarke est défini par :

$$[X_{abc}] = [C]^{-1} [X_{\alpha\beta 0}] \quad (I.14)$$

$[C]^{-1}$: La matrice inverse de Clarke.

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

I.9.3. Passage du repère (α, β) au repère (d, q)

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

$$[X_{dq}] = [R] [X_{\alpha\beta}] \quad (I.16)$$

Avec :

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

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

I.10. Modèle de la MSAP dans le repère de Park

I.10.1. Les équations électriques

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

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q \\ v_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (I.18)$$

I.10.2. Equations de flux

D'après la relation (1.18), on a le couplage entre les axes "d" et "q".

Expressions des flux :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d \cdot i_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (I.19)$$

L_d : Inductances d'axes directe.

L_q : Inductances d'axes quadrature.

I.10.3. Les équations mécaniques

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r = C_{em} - C_r \quad (I.20)$$

J : Moment d'inertie du rotor (kg.m^2).

f : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

C_r : Couple résistant de la charge (N.m).

ω_r : Vitesse mécanique (rad/s).

I.10.4. L'équation électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_{sf} i_q \right) \quad (I.21)$$

I.10.5. Mise sous forme d'équation d'état

En peut exprimer le modèle non linéaire dans le repère tournant (d, q) qui est décrit dans le système ci-dessous : [16]

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} i_q \omega_r \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{pL_d}{L_q} i_d \omega_r - \frac{p\varphi_{sf}}{L_d} \omega_r \\ \frac{3p}{2J} \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_{sf} i_q \right) - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Ces équations constituent la base du schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents.

En peut écrire des équations précédant sous forme des fonctions ou sous forme d'un schéma bloc qui résume le modèle de **MSAP** utilisant **MATLAB-SIMULINK**..

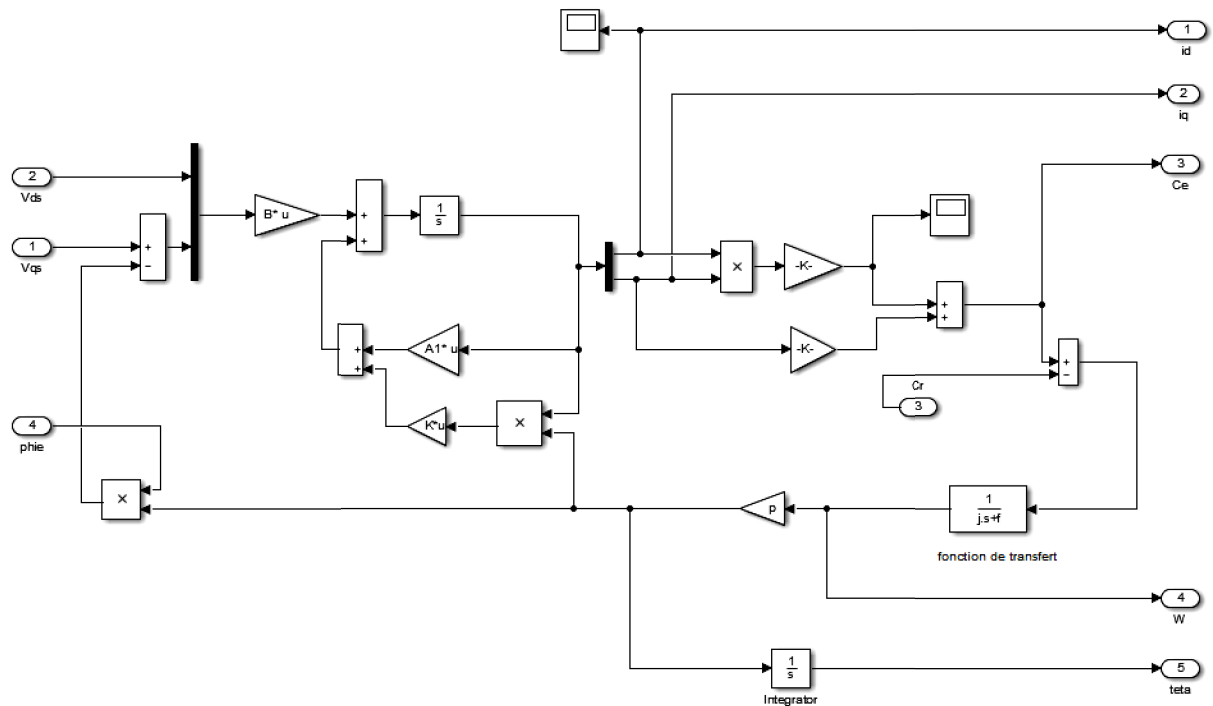


Figure I.15 : Schéma bloc de la MSAP sous Simulink.

I.11. Conclusion

Ce chapitre s'intéresse d'une manière globale aux généralités sur la machine synchrone à aimants permanents, nous avons donné quelques aspects structurels des différents types d'aimants permanents et de matériaux ferromagnétiques ainsi que leurs propriétés, et la constitution de la MSAP, ses types, ses avantages et ses domaines d'applications. En suite, nous avons présenté le modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans un système triphasée et sa transformation dans un système biphasé. En choisissant la transformation de Park, il est important de noter que le choix du référentiel et les transformations triphasé biphasé permettent d'obtenir une première de l'écriture des équations d'états.

CHAPITRE II

Commande vectorielle de la MSAP.

II.1. Introduction :

Différentes stratégies de commande des machines synchrones à aimants permanents existent pour la variation de vitesse, il suffit de varier la fréquence et parmi ces stratégies de commande on cite la commande scalaire, la commande directe du couple et la commande vectorielle.

Dans le cadre de notre travail on s'intéresse à la commande vectorielle.

La commande vectorielle définit aussi par "commande par orientation du flux" et notée FOC (Field oriente control). En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposée en deux composantes l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rendre sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. [17]

Notre principal objectif est de décrire le comportement de la machine synchrone d'une manière simple, analogue à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Par la suite nous chercherons les lois qui permettent d'atteindre ce but.

Ce chapitre donc présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP et les différentes constantes de temps, puis nous étudierons les différentes stratégies de contrôle du courant ainsi que les algorithmes de découplage des grandeurs suivant les deux axes direct et en quadrature. [13]

II.2. Techniques de Commande de la machine

Les techniques de contrôle de la MSAP peuvent être divisées en contrôle scalaire et vectoriel. Le contrôle scalaire est basé sur des relations valides en régime permanent. L'amplitude et la fréquence des variables contrôlées sont considérées. Dans le contrôle vectoriel, l'amplitude et la position d'un vecteur d'espace contrôlé sont considérées. Ces relations sont valables même pendant les régimes transitoires, ce qui est essentiel pour un contrôle précis du couple et de la vitesse. [18]

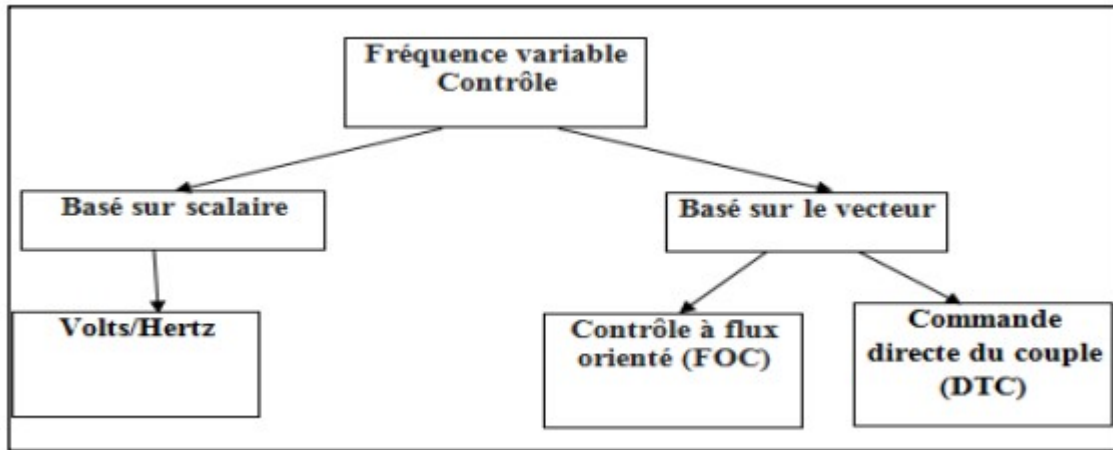


Figure II.1: Quelques techniques de contrôle de commande utilisées pour MSAP.

II.3. Principe de la commande vectorielle:

D'après l'analyse du système d'équations de modèle de la MSAP, nous pouvons relever que ce modèle est non linéaire, multi-variable et il est fortement couplé. En effet, le couple électromagnétique dépend des courants I_d et I_q . C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de signal. Elle nécessite des calculs de la transformée de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante. [5]

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables I_d et I_q , nous laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application.

L'objectif de la commande vectorielle est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c-à-d un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement statique et dynamique. [17]

II.3.1. Commande vectorielle de la MSAP

La commande vectorielle de MSAP, consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axe d,q et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple. [5]

La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant I_d à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple

par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant. C'est le cas des machines à rotor lisse ($L_d=L_q$).

D'autre part, si le courant I_d est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents.

Mais pour la machine synchrone à pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal. [16][19]

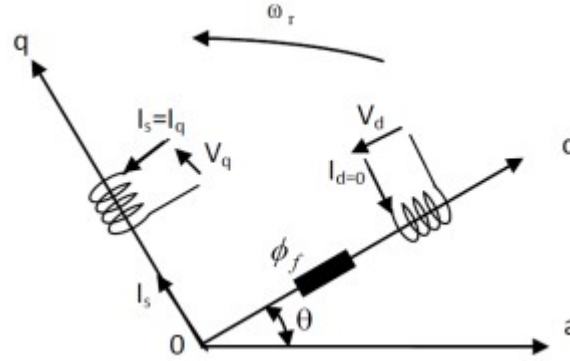


Figure II.2: Principe de la commande vectorielle.

$$I_d = 0 \rightarrow I_q = I_s \quad (\text{II.1})$$

Donc :

$$\varphi_d = \varphi_f \quad (\text{II.2})$$

L'expression du couple donnée par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f I_q \quad (\text{II.3})$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à I_q .

Donc :

$$C_{em} = k I_q \quad (\text{II.4})$$

$$k = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{II.5})$$

Le modèle de la machine dans le repère de Park est devienne :

$$\begin{cases} V_d = -\omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

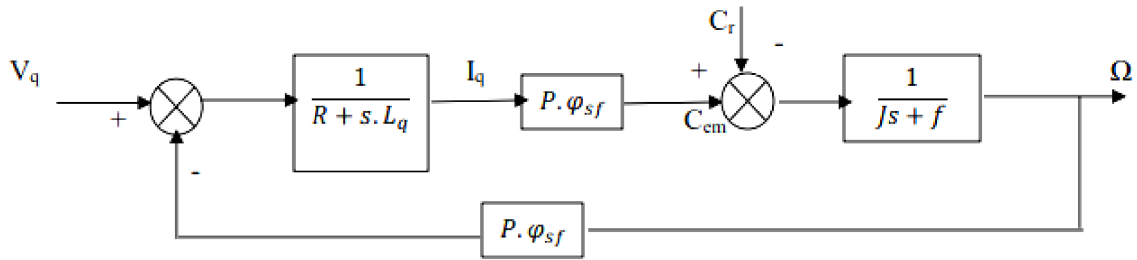


Figure II.3: Modèle de la MSAP quand I_d est nul.

II.3.2. Description de la commande vectorielle directe et indirecte

La commande vectorielle à flux rotorique orienté, est dite directe ou indirecte selon la méthode d'estimation du vecteur flux rotorique.

II.3.2.1. Commande vectorielle directe

La commande vectorielle directe nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase. Les composantes de vecteur flux sont mesurées directement par des capteurs positionnés dans l'entrefer de manière à en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. Ils sont donc proscrits et on a recours à des techniques d'estimations ou d'observations du flux à partir des grandeurs mesurables. De plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches c'est pour cela il est nécessaire d'ajouter des filtres ajustables.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. [4]

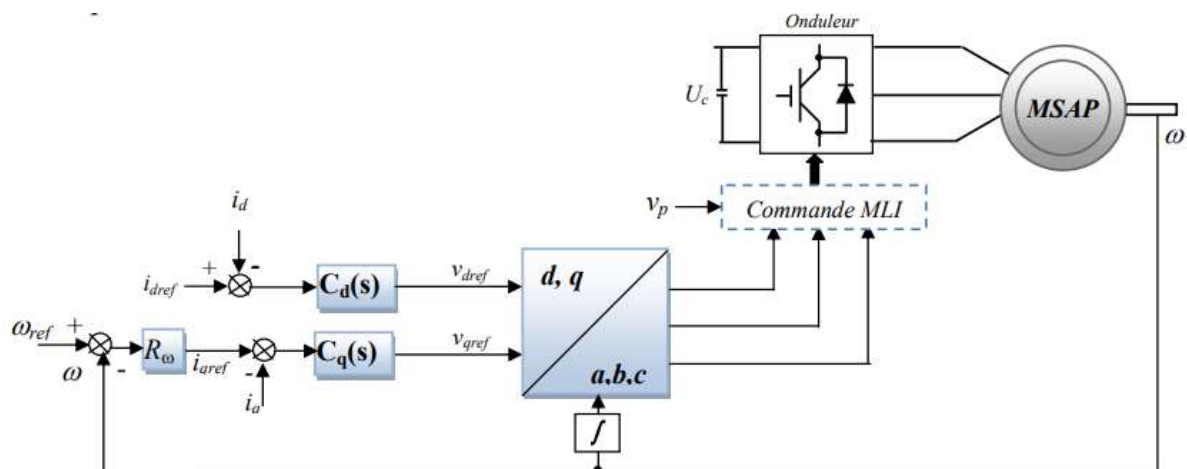


Figure II.4: Schéma global de la commande vectorielle directe avec régulation de vitesse.

II.3.2.2. Commande vectorielle indirecte

Dans cette méthode, le flux n'est mesuré, ni reconstruit. Son orientation est réalisée par la position déduite par intégration de la pulsation d'auto pilotage, En revanche, l'inconvénient de l'estimation indirecte du flux, c'est que sa précision est affectée par la variation de la résistance rotorique due à la variation de la température, ainsi qu'à la saturation dans le régime transitoire. Il apparaît d'emblée, que toute erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique $\mathbf{Tr}$ se répercute directement sur les grandeurs estimées. C'est-à dire R_r qui intervient sur la définition de ω_s . [20]

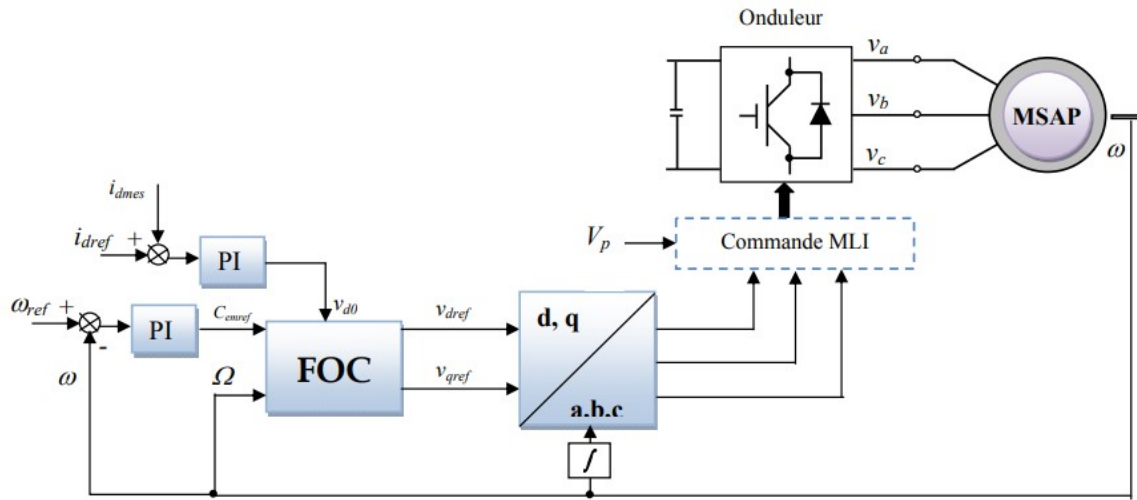


Figure II.5: Schéma global de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.

II.4. Découplage :

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires $L_q \omega I_q, L_d \omega I_d$. [21]

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Tel que $\omega = p \omega_r$.

La linéarisation du système d'équations de la machine autour d'un point de fonctionnement nous permet d'exprimer les courants i_d et i_q de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{(R_s + L_q(s)S)V_d + L_q(s)\omega V_q}{(R_s + L_d(s)S)(R_s + L_q(s)S) + L_d(s)L_q(s)\omega^2} \\ i_q = \frac{(R_s + L_d(s)S)V_q + L_d(s)\omega V_d}{(R_s + L_d(s)S)(R_s + L_q(s)S) + L_q(s)L_d(s)\omega^2} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le système d'équations (II.8) nous donne le schéma fonctionnel de la figure (II.6).

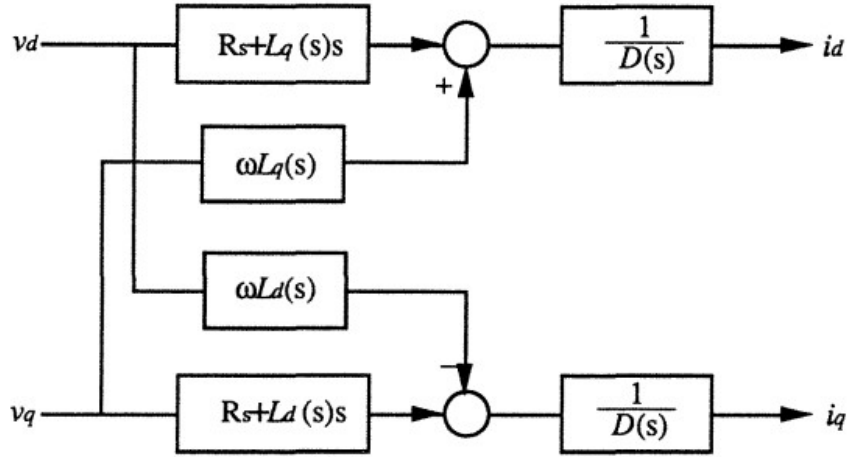


Figure II.6: Schéma fonctionnelle représente le couplage des courants direct et en quadrature.

Avec :

$$D(S) = (R_s + L_d(s)S)(R_s + L_q(s)S) + L_q(s)L_d(s)\omega^2 \quad (\text{II.9})$$

On remarque que le courant i_d , aussi bien que le courant i_q , dépendent à la fois des tensions V_d et V_q . Ce couplage entraîne une variation du courant i_d , lors des variations du courant i_q et vice-versa. On utilise la méthode de découplage par compensation pour éliminer ce couplage.

II.4.1. Découplage par compensation

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

A partir des équations (II.7), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations.

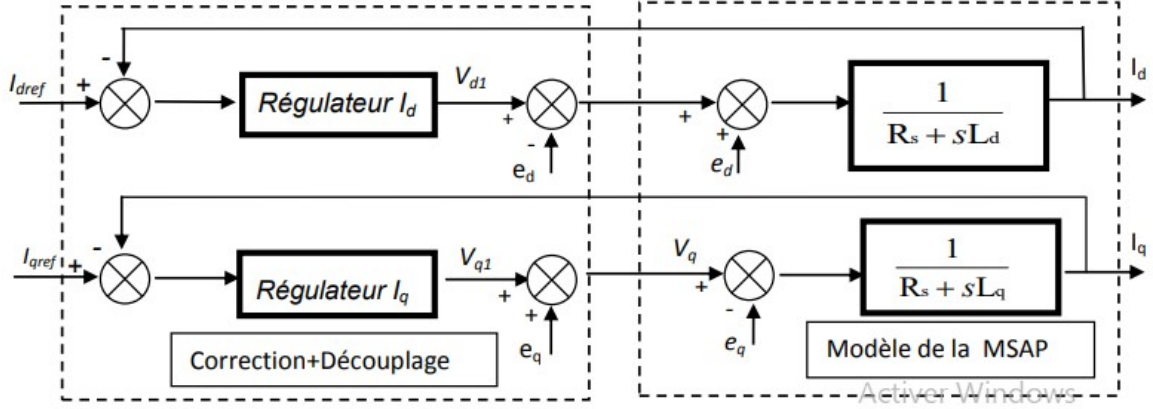


Figure II.7: Structure générale : (machine-découplage par compensation).

Posons:

$$v'_d = V_d + \omega L_q(s) I_q = (R_s + sL_d(s)) I_d \quad (\text{II.10})$$

$$v'_q = V_q - \omega L_d(s) I_d = (R_s + sL_q(s)) I_q \quad (\text{II.11})$$

En introduisant les deux lois de commande:

$$V_d = v'_d - \omega L_q(s) I_q \quad (\text{II.12})$$

$$V_q = v'_q + \omega L_d(s) I_d \quad (\text{II.13})$$

Les expressions des courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante:

$$I_d = \frac{v'_d}{R_s + sL_d(s)} \quad (\text{II.14})$$

$$I_q = \frac{v'_q}{R_s + sL_q(s)} \quad (\text{II.15})$$

S : Opérateur de Laplace;

Les courants I_d et I_q sont découplés: le courant I_d ne dépend que de v'_d alors que I_q dépend uniquement de v'_q .

La figure (II.8) représente le schéma fonctionnel du système lorsque l'on introduit les lois de commande.

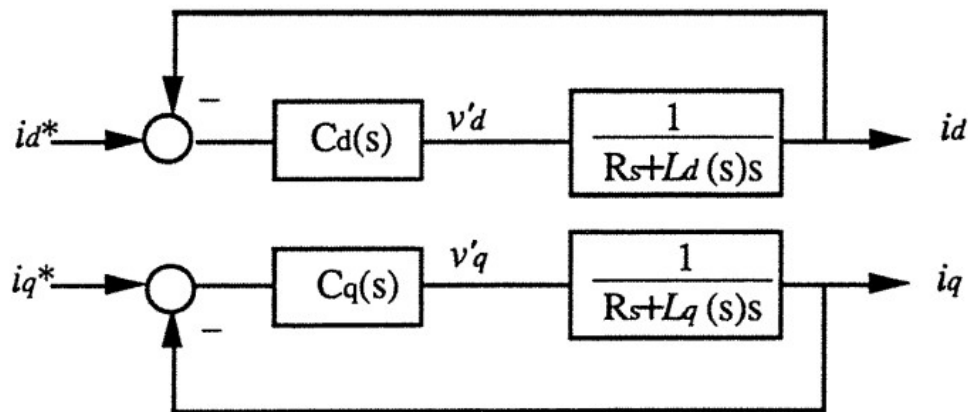


Figure II.8: Schéma fonctionnel simplifié de la machine avec découplage.

Sur le schéma de principe précédent, v'_d et v'_q représentent les tensions à la sortie des régulateurs des courants i_d et i_q .

II.5. Détermination des régulateurs

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

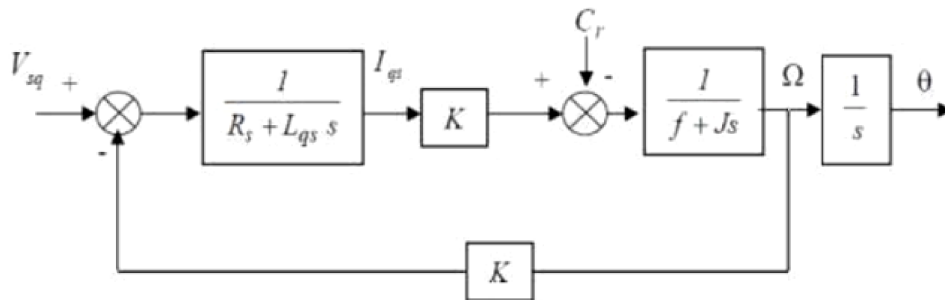


Figure II.9: Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.

Il faut noter que les besoins pour la commande d'un système doivent inclure plusieurs facteurs tels que la réponse au signal de commande, la sensibilité au bruit de mesure au rejet de perturbations. Dans tel contexte, des simples régulateurs, comme des régulateurs P, PI et PID, peuvent convenablement satisfaire ses contraintes.

Nous nous contentons de régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle imbriquée. L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la

grandeur régulée, L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système. [4][9]

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

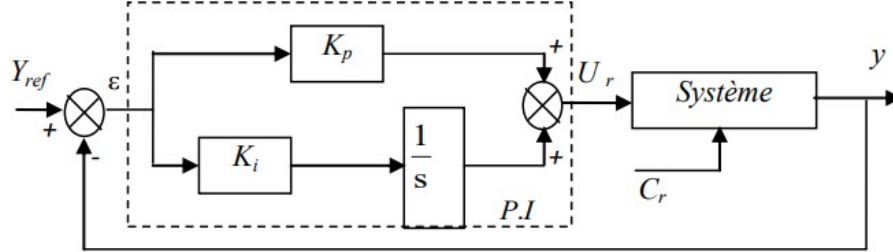


Figure II.10: Régulateur PI.

La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donné par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) d(t) \quad (\text{II.16})$$

C'est-à-dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (\text{II.17})$$

k_p : Gain proportionnel.

k_i : Gain intégral.

T_i : Constant de temps d'intégration; avec $T_i = \frac{1}{k_i}$.

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (\text{II.18})$$

II.5.1. Calcul des régulateurs

Le fait de pouvoir séparer les 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).

Il faut respecter un écart entre les dynamiques des deux boucles. La dynamique de la boucle interne doit être sensiblement plus rapide que la dynamique de la boucle externe.

La commande par boucle imbriquée est alors classiquement appliquée à la MSAP, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants I_d et I_q (et donc le couple) et la vitesse Ω . [21]

II.5.1.1. Régulation du courant I_d :

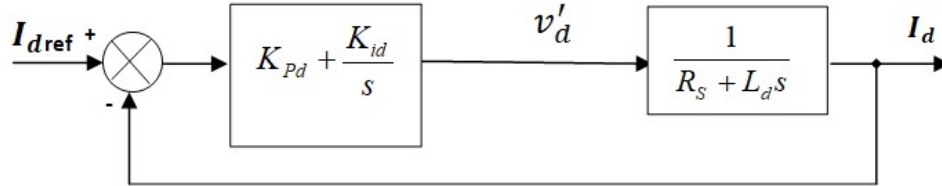


Figure II.11: Boucle de régulation du courant I_d .

Sachant que :

$$I_d = \frac{v'_d}{R_s + sL_d} \quad (\text{II.19})$$

La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à :

$$G_d(s) = \frac{1}{R_s + L_d s} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + T_d s)} \quad (\text{II.20})$$

Avec: $T_d = \frac{L_d}{R_s}$

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{(1 + T_d s)} \right) \quad (\text{II.21})$$

En compenser le pôle du système en boucle ouverte, c-à-dire :

$$T_d = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \quad (\text{II.22})$$

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

$$FTBO = \frac{K_{id}}{sR_s} \quad (\text{II.23})$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert de courant en boucle fermée à l'expression suivante :

$$FTBF(s) = \frac{I_d}{I_{dref}} = \frac{FTBO}{1 + FTBO} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}}s} = \frac{1}{1 + \tau_d s} \quad (II.24)$$

τ est le constant du temps en boucle fermée avec $\tau = \frac{R_s}{K_{id}}$.

On imposant le temps de réponse $T_r = 3\tau$, donc :

$$T_r = 3 \frac{R_s}{K_{id}} \quad (II.25)$$

$$K_{id} = 3 \frac{R_s}{T_r} \quad (II.26)$$

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \quad (II.27)$$

$$K_{pd} = \frac{L_d \cdot K_{id}}{R_s} = 3 \frac{L_d}{T_r} \quad (II.28)$$

II.5.1.2. Régulation du courant I_q :

De la même façon que le calcul de régulateur du courant I_d , on détermine le régulateur du courant I_q avec :

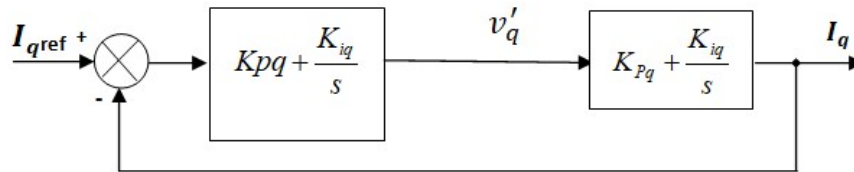


Figure II.12: Boucle de régulation du courant I_q .

$$T_r = 3 \frac{R_s}{K_{iq}} \rightarrow K_{iq} = 3 \frac{R_s}{T_r} \quad (II.29)$$

$$K_{pq} = \frac{L_q \cdot K_{iq}}{R_s} = 3 \frac{L_q}{T_r} \quad (II.30)$$

II.5.1.3. Régulation de la vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad (\text{II.31})$$

D'où :

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{JP + f_r} \quad (\text{II.32})$$

Et donc :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f i_{qref} = k_{iqref} \quad (\text{II.33})$$

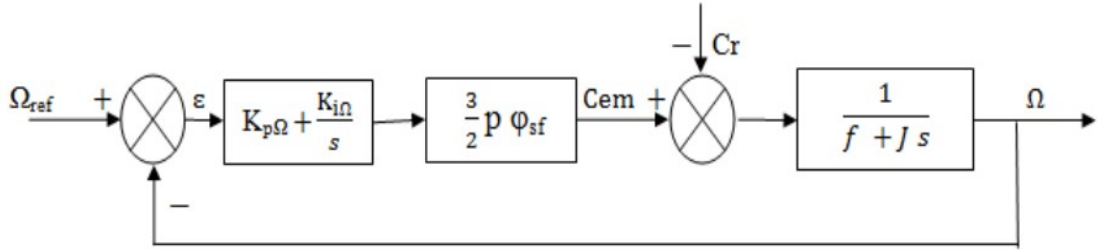


Figure II.13: Boucle de régulation du la vitesse.

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

$$K_p \Omega + \frac{K_i \Omega}{s} = \frac{K_p \Omega}{s} \left(s + \frac{K_i \Omega}{K_p} \right) \quad (\text{II.34})$$

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

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i \Omega}{K_p} \right) 3 \frac{p \varphi f}{2} \frac{1}{Js + f} \quad (\text{II.35})$$

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(p)}{\Omega_{ref}(p)} = \frac{3p\varphi f \cdot K_p \Omega \left(s + \frac{K_i \Omega}{K_p} \right)}{2Js^2 + (2f + 3p \cdot K_p \Omega)s + 3p\varphi \cdot K_i \Omega} \quad (\text{II.36})$$

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

$$\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0} \right) s + 1 = 0 \quad (\text{II.37})$$

Alors par identification on trouve :

$$\frac{2J}{3p\phi f.Ki\Omega} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{II.38})$$

$$\frac{3p\phi f.Ki\Omega+2f}{3p\phi .Ki\Omega} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \quad (\text{II.39})$$

Avec :

ω_0 : Pulsation propre du système.

ζ : Coefficient d'amortissement.

$$K_{p\Omega} = \frac{4\zeta J\omega_0-2f}{3p\phi f} \quad (\text{II.40})$$

$$K_{i\Omega} = \frac{2J.\omega_0^2}{3p\phi f} \quad (\text{II.41})$$

II.6. La fonction d'anti-saturation (*anti-windup*)

Les sorties des régulateurs de courant i.e. v_{qref} , v_{dref} sont limitées à une valeur maximale liées aux caractéristiques de la machine et du convertisseur statique. Il est également nécessaire d'ajouter une fonction d'anti-saturation (*anti-windup*) du terme intégral. Lorsque la commande u dépasse le seuil de saturation (limité à V_{max} pour la régulation du courant), la valeur de l'action intégrale est calculée de manière à ce que la somme de l'action proportionnelle et de l'action intégrale au pas d'échantillonnage suivant soit inférieure au seuil de saturation, cette dernière perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée. Le délai nécessaire pour réduire la composante intégrale excédentaire provoque un dépassement de la grandeur à régler, dont l'amplitude est proportionnelle à la période de saturation (problème de *reset-windup*).[4]

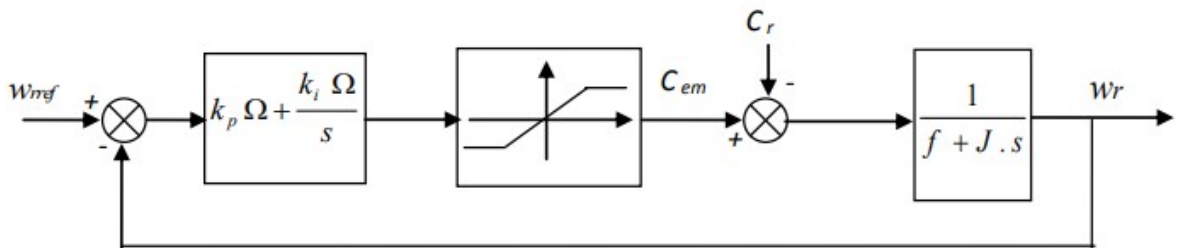


Figure II.14: Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant.

De nombreuses méthodes, dites mesures anti-reset-windup (ARW), ont été proposées pour la modélisation du circuit saturé et pour la correction de la composante intégrale.

Nous utilisons ici une approche dynamique qui permet d'éviter les effets ARW. De plus, elle est applicable à la limitation exacte d'une structure par boucle imbriquée. Le principe de cette approche est montré sur la figure (II.15).

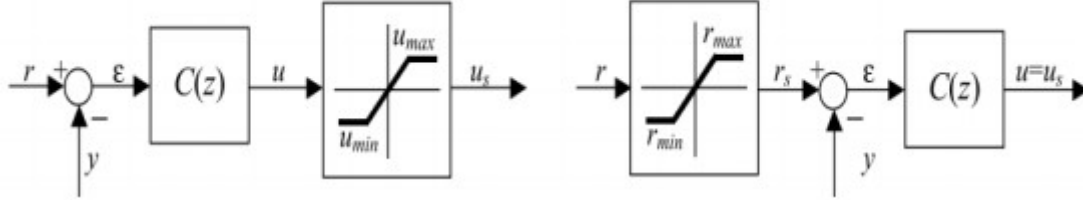


Figure II.15: Anti-Reset-Windup.

r est la consigne de référence, y est la grandeur à réguler, u_s est la sortie limitée du régulateur. $C(z)$ désigne le régulateur numérique et r_s la référence limitée entre r_{max} et r_{min} . Ces valeurs de limitation sont calculées par :

$$r_{max} = C^{-1}(z)u_{max} + y \quad (II.42)$$

$$r_{min} = C^{-1}(z)u_{min} + y \quad (II.43)$$

II.7. Description du système global

La figure (II.16) présente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension.

La référence du courant direct I_{drf} est fixée, et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_{em}^* .

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

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

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Par contre, le courant I_{drf} est imposé nul.

Chaque axe découplé est représenté par un bloc de correction C_i (s) avec ($i = d, q$).

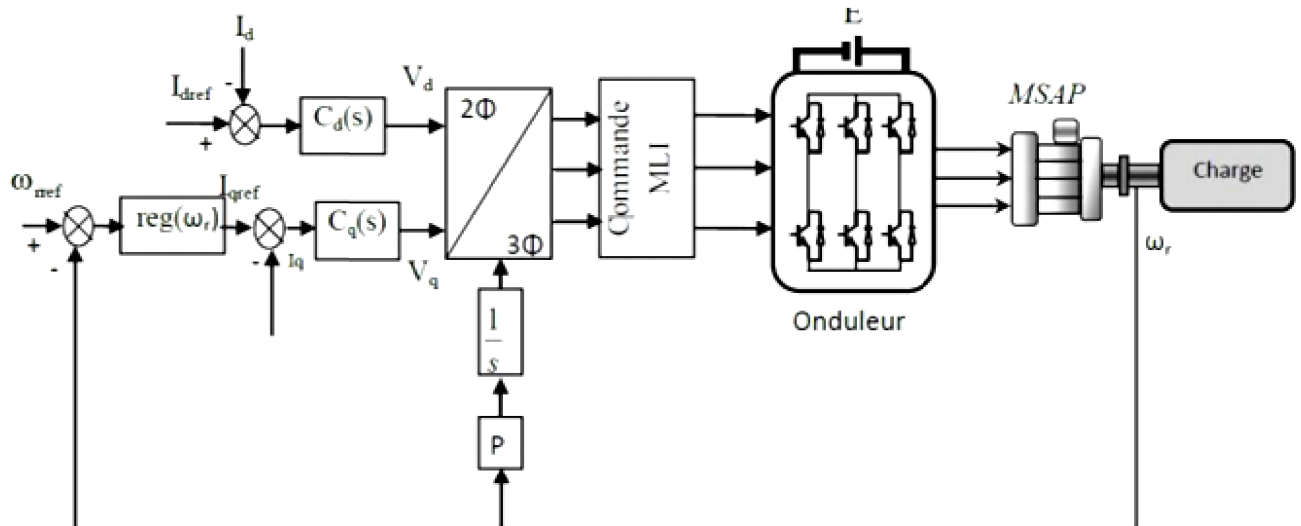


Figure II.16: Schéma global de la commande vectorielle.

II.8. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

II.8.1. Avantages de la commande vectorielle

- ✓ Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique).
- ✓ 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.8.2. Inconvénients de la commande vectorielle

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

- ✗ Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- ✗ 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). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- ✗ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.

- ✗ la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur. [16]

II.9. Simulation du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle avec capteur mécanique

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs et afin d'évaluer le comportement dynamique du MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé munie de sa commande vectorielle avec les boucles de régulations de courants I_d et I_q , nous avons testé les performances dynamique et statique du système de commande sous l'environnement Matlab/Simulink.

Les paramètres de la machine utilisés pour la simulation sont donnés à l'annexe.

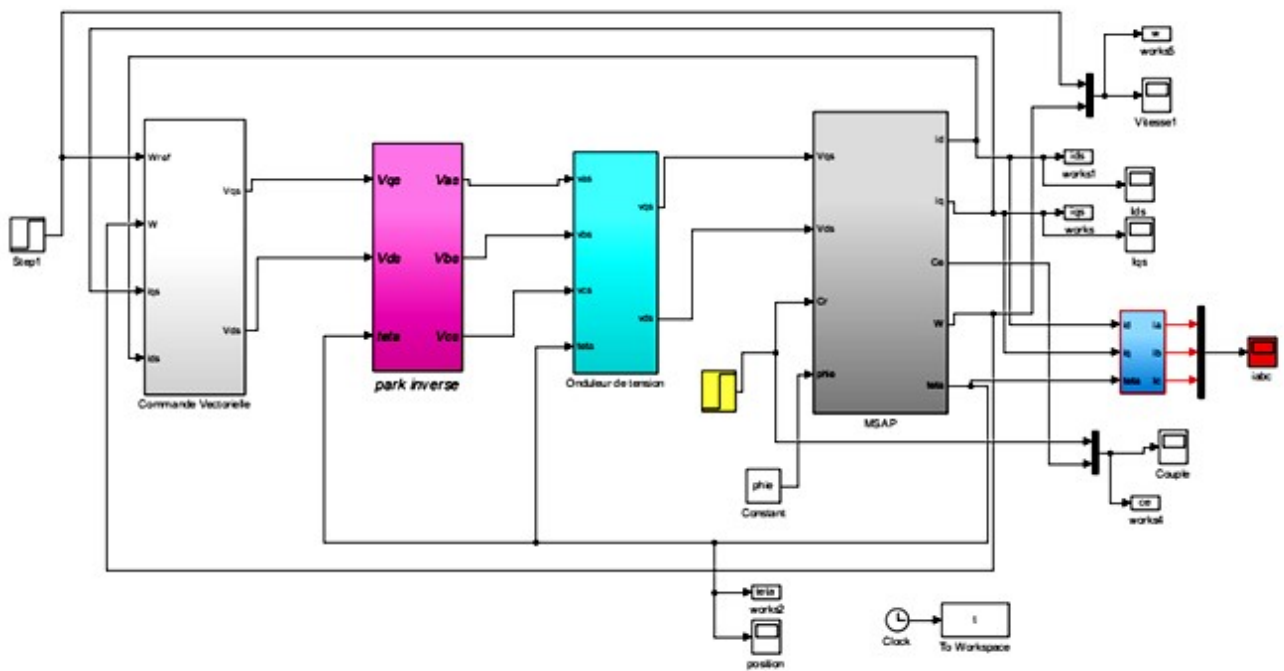
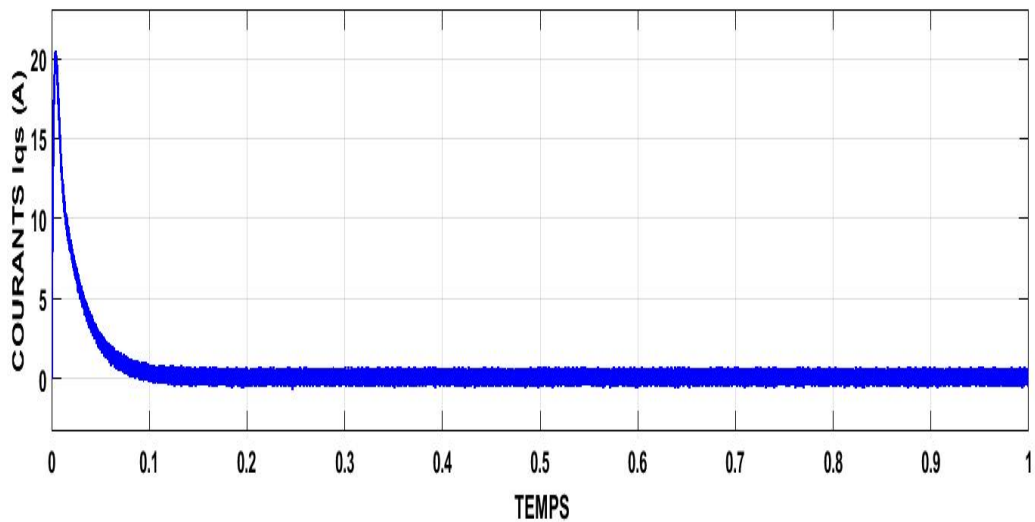
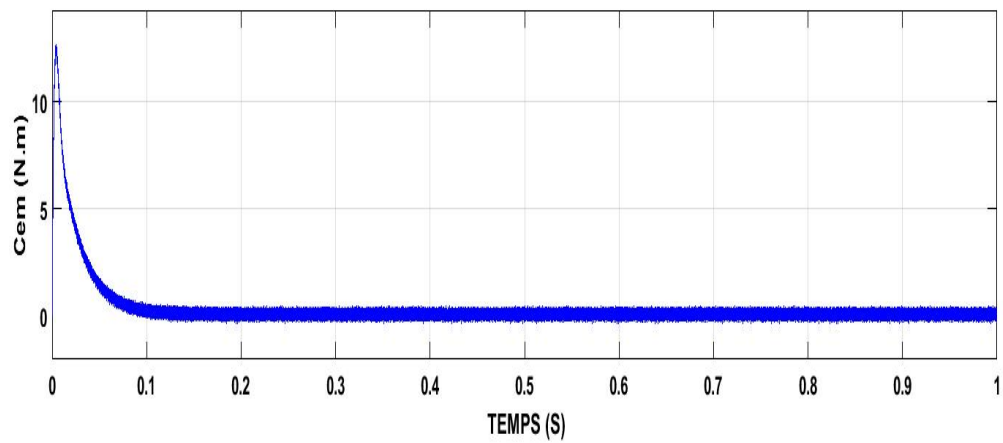
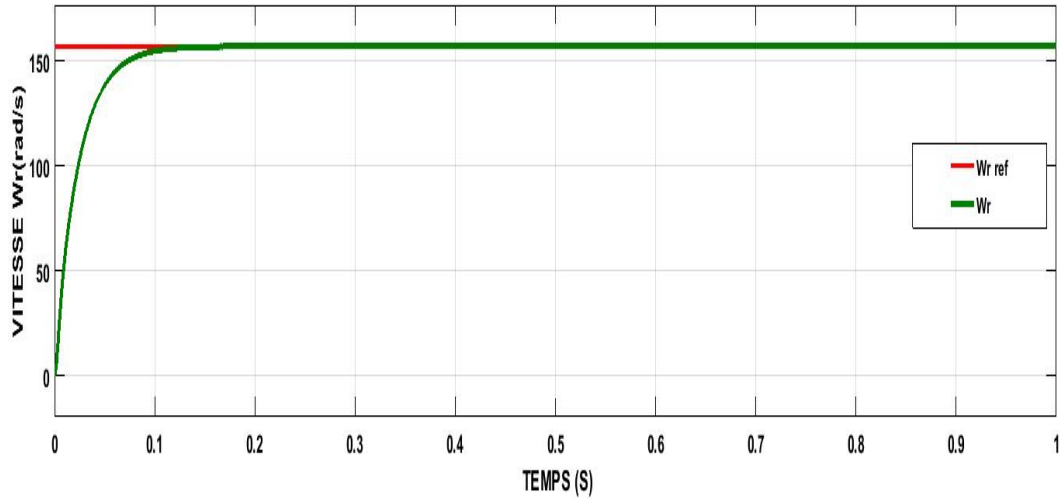


Figure II.17: Schéma bloc de la commande vectorielle sous Simulink.

II.9.1. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP

- Le premier test simulé est réalisé pendant un temps de simulation de 1sec à vide pour une consigne de vitesse de 157 rd/s.



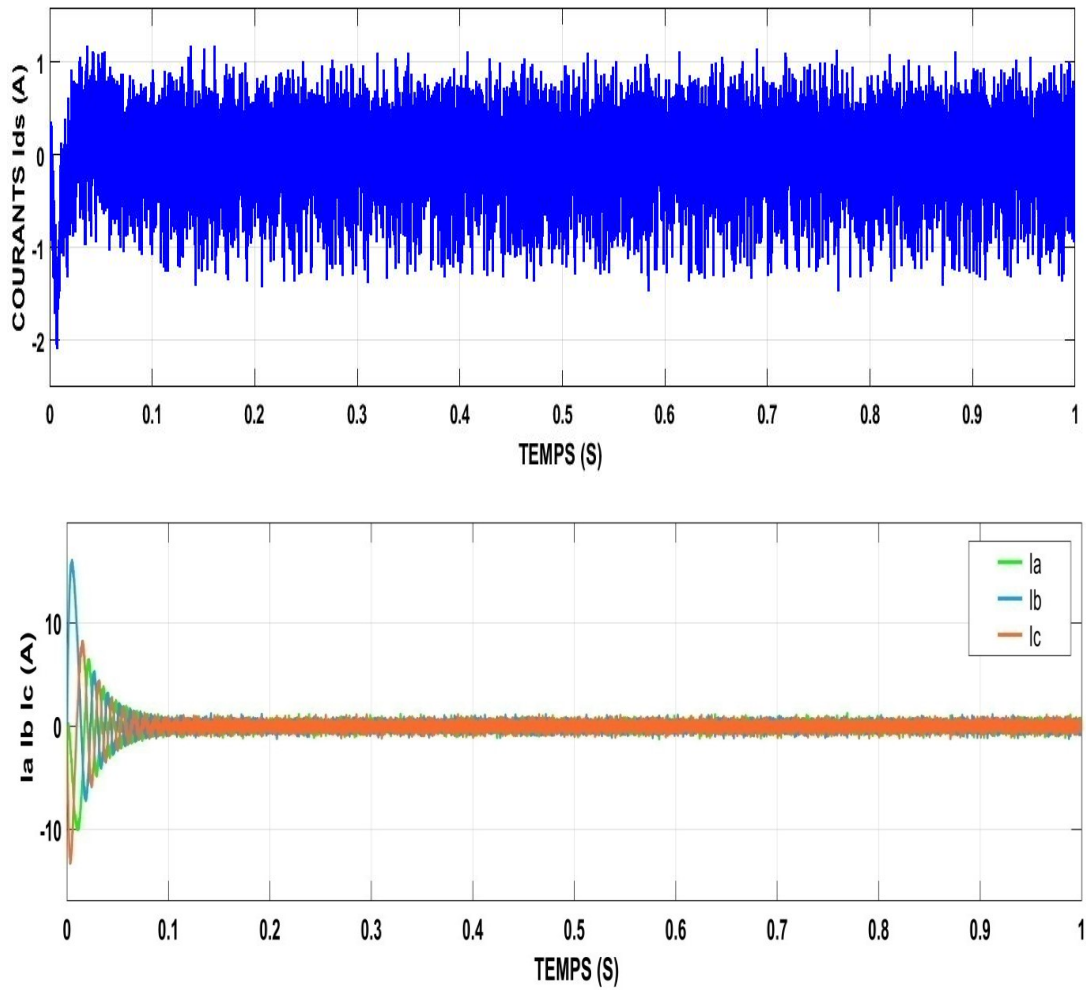
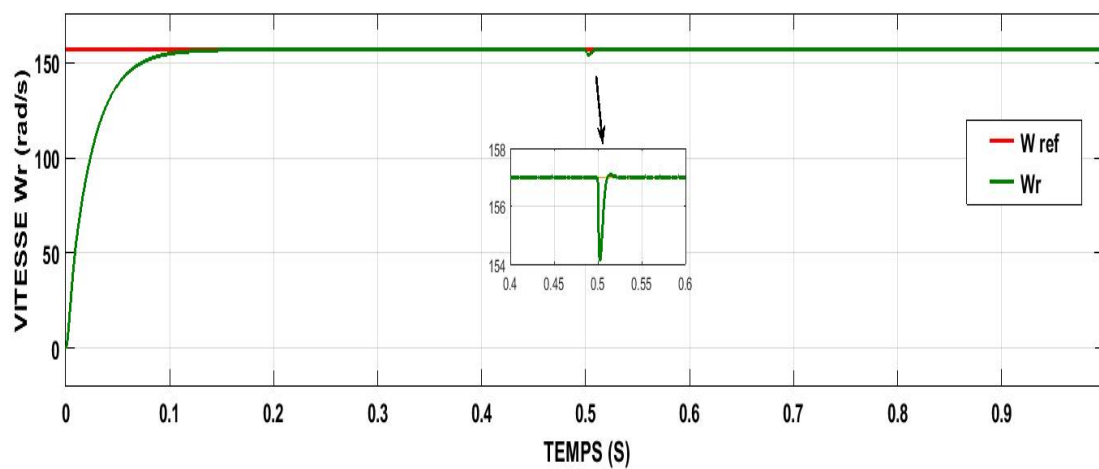


Figure II.18: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 157rad/s .

- Le deuxième test simulé est réalisé pendant un temps de simulation de 1 sec, ou on a appliqué un couple de charge de 5 Nm à l'instant $t = 0.5$ sec.



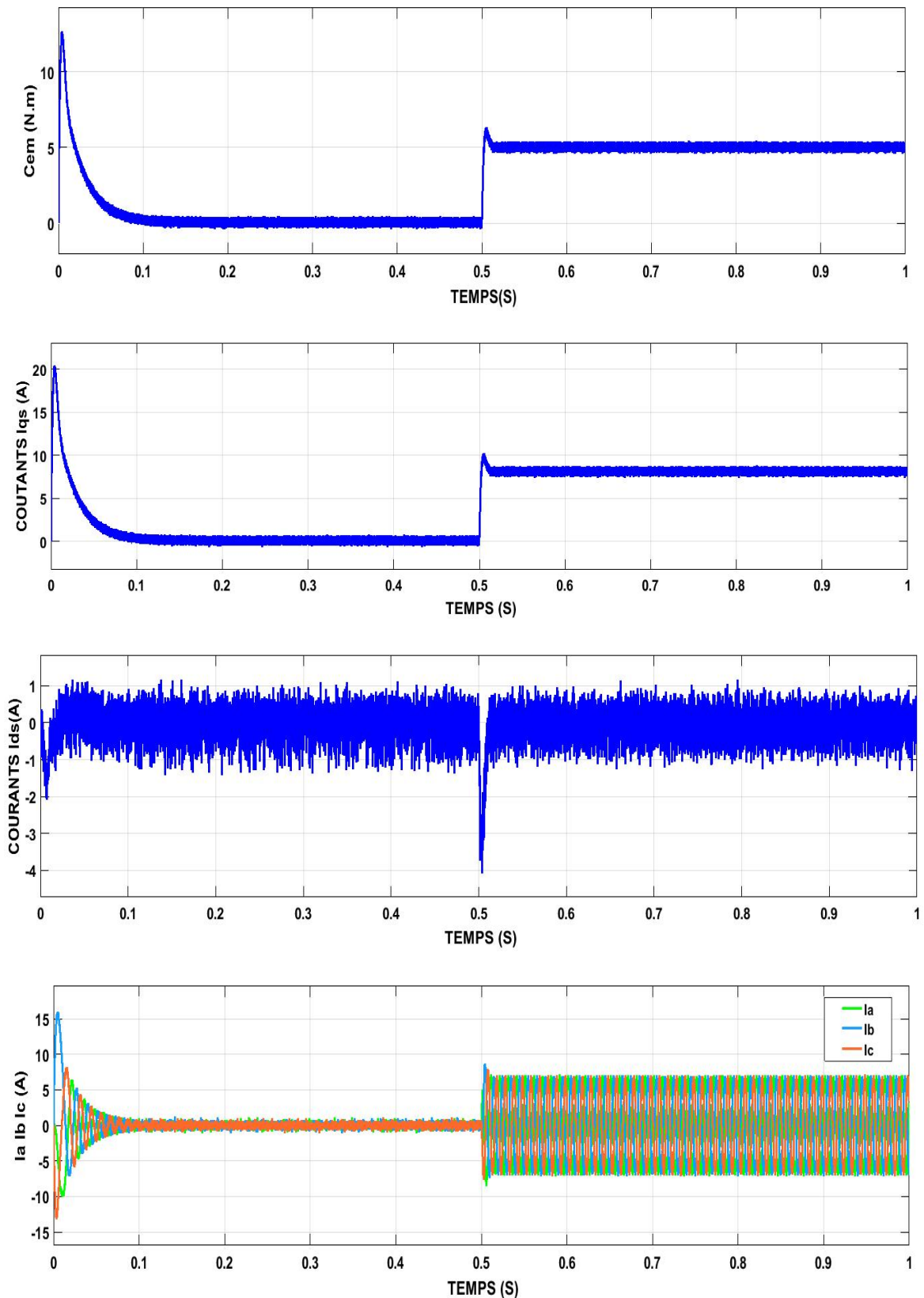
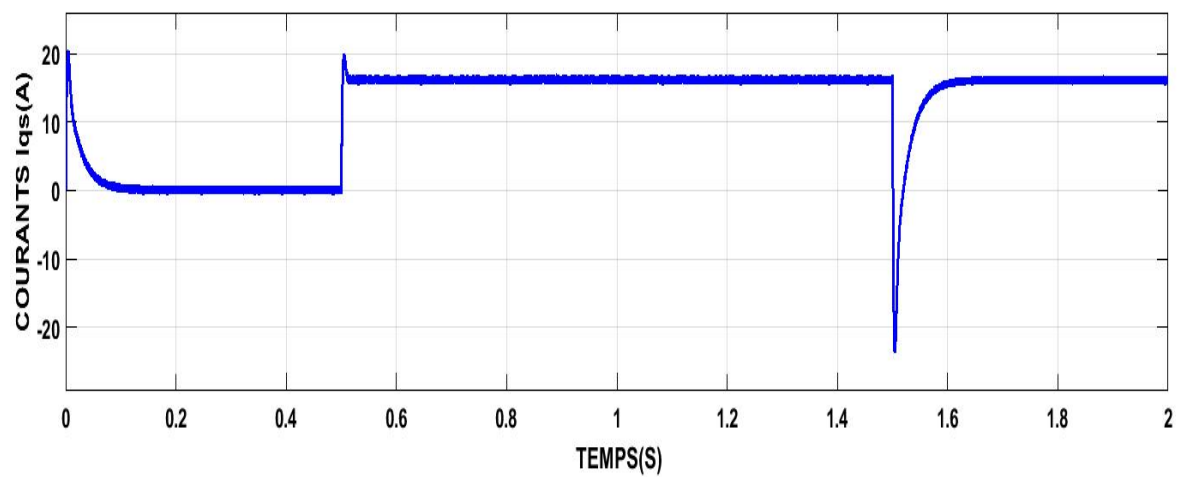
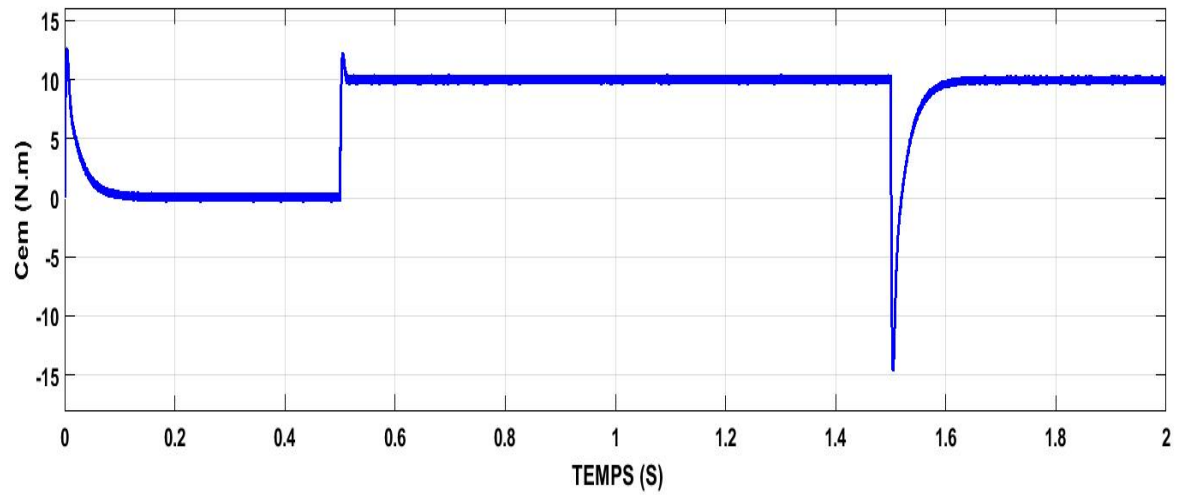
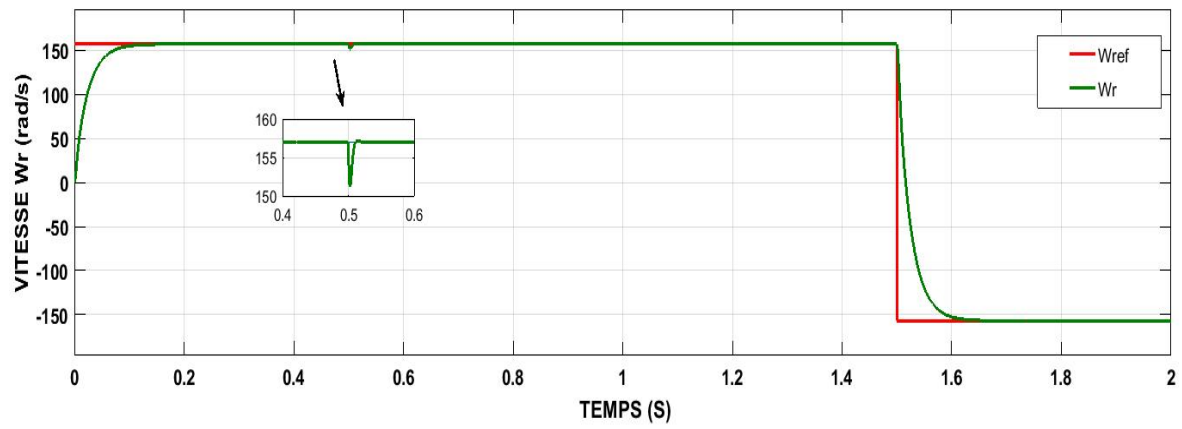


Figure II.19: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une perturbation du couple de charge $C_r=5\text{Nm}$ à $t=0.5\text{s}$ pour une consigne de vitesse de 157 rad/s .

- Le troisième test simulé est réalisé pendant un temps de simulation de 2sec, ou on a appliqué un couple de charge de 10 N.m à l'instant $t = 0.5$ sec avec l'inversion de la consigne à $t=1.5$ sec.



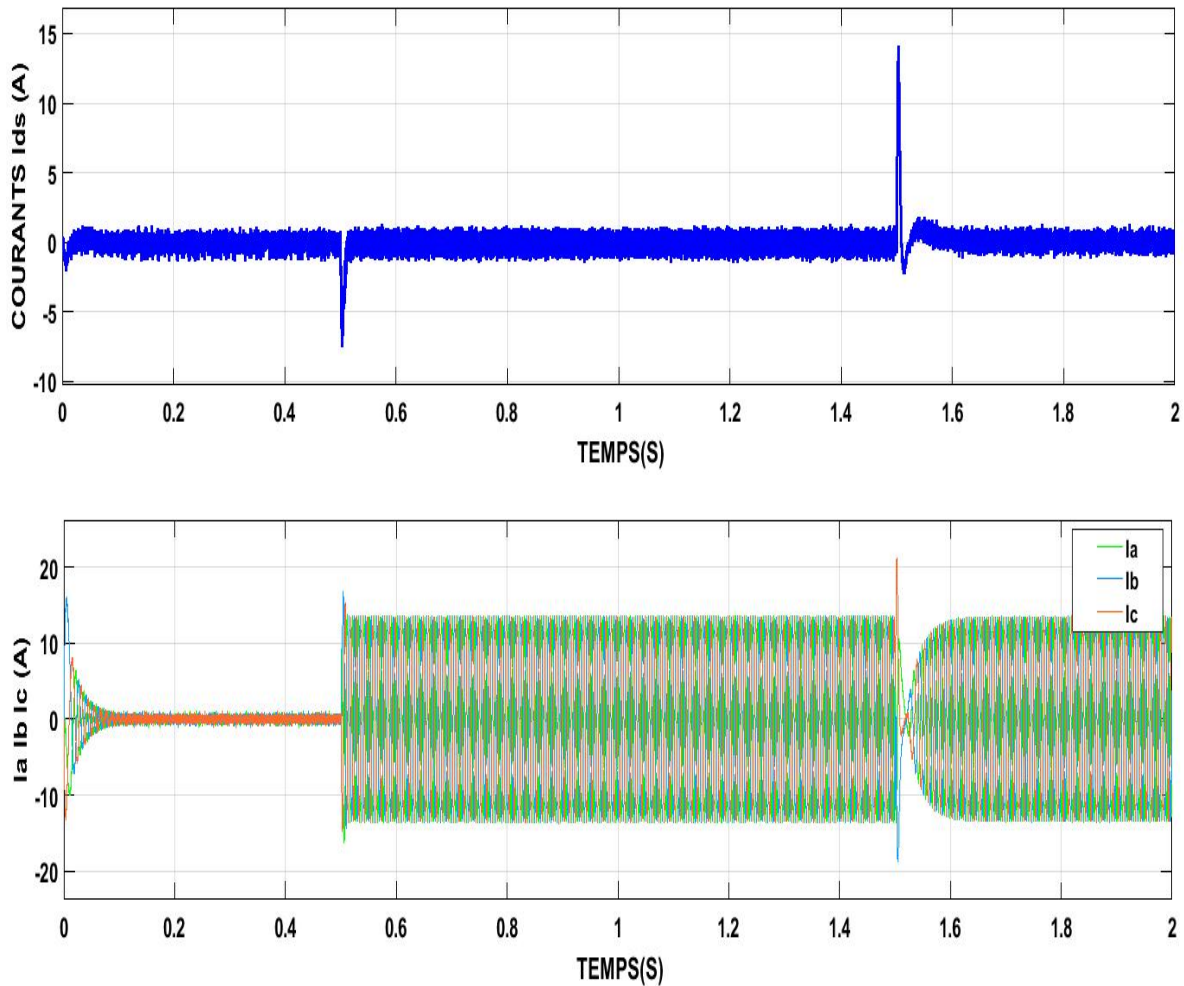


Figure II.20: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une perturbation du couple de charge $C_r=10$ N.m à $t=0.5$ s avec l'inversion de la consigne - 157rad/s à $t= 1,5$ s.

II.9.2. Interprétation des résultats

- La figure (II-18) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide. Dans cet ordre elles sont présentées les résultats de simulation de la commande vectorielle du courant, du couple et de la vitesse avec un régulateur PI. on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne (157 rad/s) sans dépassement avec un temps de réponse court qui dure (0.9s).

Le couple électromagnétique C_{em} et le courant i_q ont la même allure, en atteignant un pic notable de 12.2 (N.m) et 20.5(A) et disparaît une fois le régime permanent est atteint.

Le courant i_d après le régime transitoire revient à sa valeur zéro.

La réponse des deux composantes du courant statorique montre bien le découplage introduit par le commande vectorielle de la machine.

- La Figure (II.19) montre l'application de la charge $C_r=5 \text{ N.m}$ à $t=0.5\text{s}$, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entrain une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie, le couple électromagnétique début par une valeur de 0 à 6.3 N.m et se stabilise à la valeur du couple résistant (5N.m).
- La Figure (II.20) montre l'inversion de la consigne de vitesse de rotation de la MSAP de la valeur référentielle (-157rad/s) à l'instant $t=1.5\text{s}$, avec l'augmentation de couple $C_{em} = 10 \text{ N.M}$ à $t=0.5\text{s}$. ces tests montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte rapidement sans dépassement avec une petite perturbation lorsqu'on applique un couple résistant à $t=0.5\text{s}$. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de l'inversion de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP avec un capteur de vitesse, cette technique est pour améliorer les performances en régimes dynamiques et rendre leur contrôle indépendant similaire à la machine à courant continu, qu'il faut faire un d'découplage entre le couple électromagnétique et le flux.

Nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI pour que la machine réponde aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable et avoir des hautes performances dans le régime dynamique.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevée il faut applique la technique de la commande vectorielle qui basée sur l'orientation du flux suivant l'axe (d).

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.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés partir des paramètres de la machine alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage.

Notre prochain chapitre sera consacré à la commande sans capteur mécanique (sensorless).

CHAPITRE III

Commande vectorielle sans capteur
mécanique.

III.1. Introduction

L'utilisation des observateurs d'état, ou capteurs logiciels, dans la commande des machines électriques est une tendance qui ne cesse pas de croître. Initialement, le but de l'observation était d'estimer les grandeurs difficiles à mesurer, comme les flux rotoriques dans une machine synchrone par exemple, afin d'améliorer les performances de la commande. Toutefois, un observateur d'état est utilisé aujourd'hui pour plusieurs objectifs: [17]

- Commande sans capteur.
- Commande tolérante aux défauts.
- Identification des paramètres.

Dans ce chapitre, nous nous concentrons sur la méthode de commande sans capteur mécanique.

III.2. Capteur, estimateur ou observateur : que choisir ?

Il existe trois types de dispositif permettant la détermination de la vitesse et de la position :

- Les capteurs : sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse position, courants), en signaux numérique ou analogique, ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation.
- Les estimateurs: sont des méthodes de calcul avec utilisation du modèle d'état du système. Les estimateurs sont très sensibles aux erreurs de modélisation et aux perturbations des systèmes.
- Les observateurs : sont une combinaison des deux méthodes précédentes, servant à déterminer des paramètres qui sont techniquement difficile à obtenir (position....), en utilisant des informations techniquement faciles à obtenir par des capteurs (les valeurs de courants, tensions). Autrement dit «un observateur est un estimateur possédant un rebouclage». [22]

Le rebouclage consiste à comparer les valeurs estimées aux valeurs de mesure provenant des capteurs, ce qui permet de réduire l'erreur d'observation.

Pour toutes applications le choix à faire entre capteur, estimateur ou observateur se résume aux critères suivants : la fiabilité, le coût, les exigences techniques, la précision.

III.3. Commande sans capteur

La disponibilité des toutes les variables d'états pour la mesure directe est rarement vérifiée dans la pratique. Il existe dans la plupart des cas un vrai besoin d'une observation fiable des variables non mesurées, particulièrement quand elles sont employées pour la synthèse de lois de commande ou pour la surveillance des processus. En effet, l'état d'un système peut correspondre à une grandeur physique que l'on ne peut pas toujours mesurer directement ; l'élaboration d'une loi de commande ou la détermination d'une défaillance d'un composant d'un système passent souvent par l'accès à la valeur d'un ou plusieurs de ses états. Pour cela, il s'avère nécessaire de concevoir un système auxiliaire appelé observateur, qui se charge de reconstruire les états non mesurables en exploitant les informations disponibles, à savoir le modèle dynamique du système, ses sorties mesurées et éventuellement ses entrées. [17]

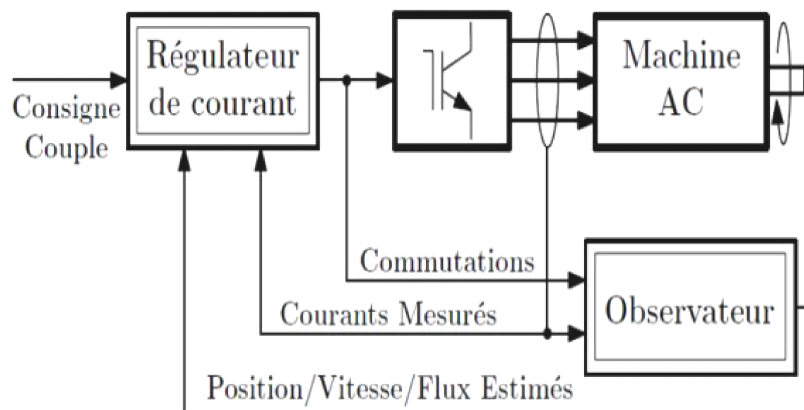


Figure III.1: Structure générale de la commande sans capteur.

III.4. Observateurs:

III.4.1. Architecteur d'un observateur

On utilise la notion «chapeau » pour exprimer une estimation. [23]

Si : x : représente l'état réel du system non mesuré.

$\hat{x}$: représente l'estimation de l'état fait par l'observateur.

$\tilde{x}$: représente l'erreur entre l'état réel et l'état estimé.

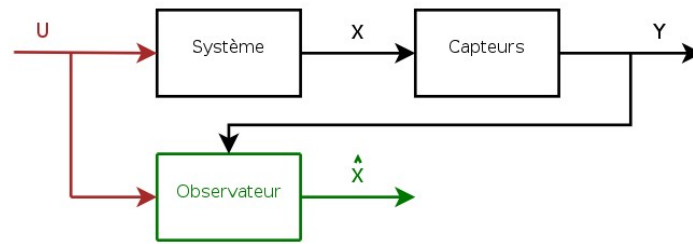


Figure III.2: Structure d'observateur.

III.4.2. Principe des observateurs

La figure ci-dessous montre bien le principe de l'observateur qui est à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées, l'observateur permet de reconstituer les états internes d'un système :

L'observation se fait en deux phases. La première est une étape d'estimation et le second est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système (estimateur) et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain. Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états. [19]

Donc l'observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur. Les différentes grandeurs mentionnées, représentent respectivement sur la figure ci-dessus : [23]

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur.
- Un vecteur d'état X constitué des grandeurs à observer.
- Un vecteur de sortie y dont les composantes sont mesurables (tensions, courants).

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + Bu + K\epsilon \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

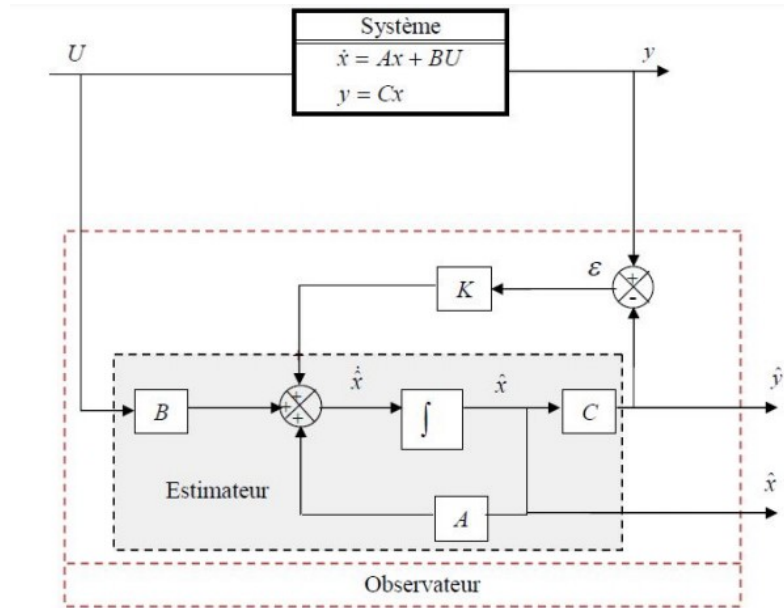


Figure III.3: Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

III.4.3. Observabilité du MSAP

Le modèle de la machine étudiée ici est celui du moteur synchrone à aimants permanents à rotor lisse présenté au chapitre I.

Il existe plusieurs modèles d'observation ; ils dépendent de la façon dont est alimentée la machine, du choix du vecteur d'état et surtout du référentiel dans lequel on se situe.

Dans la plupart des cas on utilise le principe de commande des systèmes par retour d'état (commande optimale, découplage, placement de pôles,...). Les seules grandeurs accessibles du système sont en générale les grandeurs électriques d'entrée et de sortie, il est alors possible, à partir de ces informations, de reconstruire l'état du système pour élaborer le modèle de la commande. [19]

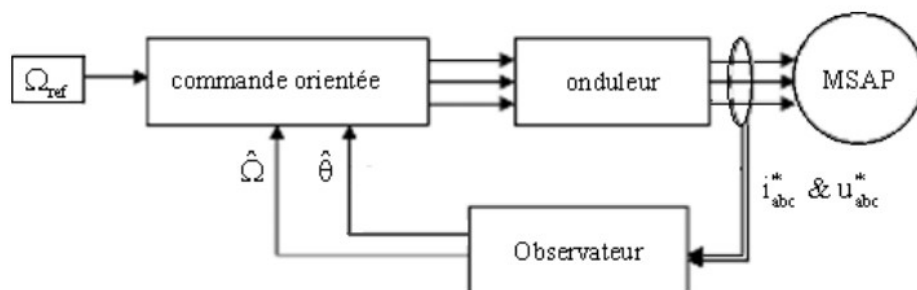


Figure III.4: commande avec observateur.

Un observateur standard produit à sa sortie le vecteur d'état du système ; ce vecteur d'état est généralement constitué de la position, de la vitesse du rotor, des courants et du couple électromagnétique. L'équation d'état étant non linéaire, l'observateur résultant est donc non linéaire aussi.

Généralement on parle de reconstituteur d'état ou d'estimateur ; dans le cas où le modèle est déterministe, le reconstituteur d'état sera un observateur. Dans le cas de systèmes est bruités, c'est-à-dire comportant des phénomènes aléatoires indésirables, ce sera le filtre de Kalman.

III.4.4. Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit). En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories. [19][17]

III.4.4.1. Observabilité des systèmes linéaires

Les critères d'observabilité d'un système linéaire sont décrits dans de nombreuses références. Considérons le système dynamique linéaire continu à temps invariant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Où : $t \geq 0, x(t) \in \mathbb{R}^n, u(t) \in \mathbb{R}^m, y(t) \in \mathbb{R}^p$ sont le vecteur d'états, l'entrée et la sortie du système, respectivement. A, B, C sont les matrices du système de dimensions appropriées, et les conditions initiales sont définies par $x(t_0) = x_0$.

Le système est dit observable s'il existe un temps $t_f \geq t_0$ tel que la connaissance de l'entrée $u(t)$ et de la sortie $y(t)$ sur l'intervalle $t \in [t_0, t_f]$ suffit pour déterminer de manière unique la condition initiale x_0 . [23]

Pour les systèmes linéaires, l'information produite en sortie est la superposition de celle générée par l'entrée et de celle générée par la condition initiale. Le système décrit est complètement observable si et seulement si le rang(O) = n.

Tel que (O) est la matrice d'observabilité définie par :

$$\mathbf{O} = \begin{pmatrix} c \\ cA \\ \vdots \\ cA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.3})$$

III.4.4.2. Observateurs pour les systèmes non linéaires

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :

- des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapunov.
- des observateurs à structure variables (modes glissants).
- des observateurs à grand gain. En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux familles. [24]

a. Observateurs d'ordre complet

Les observateurs d'ordre complet qui donnent les informations sur toutes les variables d'état pour une machine symétrique. Ce qui nécessite un temps d'exécution relativement long.

b. Observateurs d'ordre réduit

Les observateurs d'ordre réduit qui ne comportent que les équations décrivant les grandeurs non mesurables (vitesse et position), on obtient alors les informations sur ces deux variables d'état précédentes pour la machine symétrique.

En fin, en fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :

- Observateurs de type déterministes.
- Observateurs de type stochastiques.

III.5. Les différents observateurs utilisés

III.5.1. L'observateur de Kalman

En utilisant le filtre de Kalman, nous pouvons implanter la commande sans capteur mécanique, car il permet d'observer et de prédire la position, la vitesse ainsi que le couple de charge à partir de la mesure des courants et des tensions d'alimentation. Par ailleurs, puisque le système étudié est non linéaire, on fera appel à l'algorithme du filtre de Kalman

étendu (extension). Ce dernier donnera une estimation optimale récursive des états à partir de la mesure d'autres variables. [25]

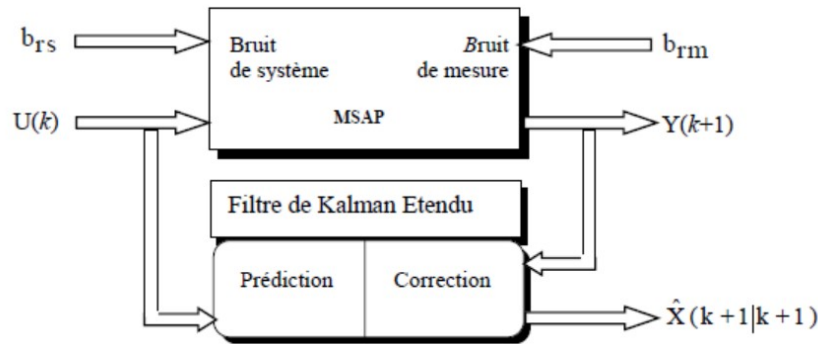


Figure III.5: L'algorithme global du filtre de Kalman (KF).

a. Le filtre de Kalman classique (KF)

Le filtre de Kalman est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables. [4]

Le filtre de Kalman est une méthode visant à estimer des paramètres ainsi que des variables d'états d'un système évoluant dans le temps à partir de mesures bruitées. La force de ce filtre est sa capacité de prédiction des paramètres et des variables d'états et de rectification des erreurs, non seulement des capteurs, mais aussi du modèle lui-même en y intégrant un terme d'imprécision, ce qui lui permet de donner des estimations correctes malgré les erreurs de modélisation. Un autre point fort du filtre de Kalman est sa capacité à déterminer l'erreur moyenne de son estimation. En effet, l'outil Kalman fournit un vecteur contenant les paramètres estimés, mais aussi une matrice de covariance de l'erreur. Cette matrice nous renseigne sur la précision de l'estimation, ce qui peut être utile dans de nombreuses applications. Un autre atout du filtre de Kalman est que la convergence de cette erreur est garantie.

Le fonctionnement du filtre de Kalman peut se diviser en deux étapes :

- 1) La première étape permet de réaliser une prédiction de l'estimation selon le modèle du système. Pour ce faire, le filtre de Kalman reprend l'estimation précédente des paramètres et de l'erreur et prédit les nouveaux paramètres et la nouvelle erreur en fonction de la modélisation du système.
- 2) La seconde étape va faire la mise à jour de cette prédiction grâce aux nouvelles mesures. Ces mesures (par définition bruitées) vont permettre d'obtenir une

estimation des paramètres et de l'erreur à partir de la prédiction faite. Si jamais le modèle comporte des erreurs, cette étape de mise à jour permettra de les rectifier.

b. Filtre de Kalman Étendu (EKF)

Le filtre de Kalman suppose que les équations du système et de la mesure sont linéaires en fonction du vecteur d'état. Si on peut souvent admettre que le système évolue de façon linéaire, la mesure par contre n'est pas en pratique linéaire dans la plus part des cas. Cependant, la facilité et la finesse du filtre de Kalman a mené les chercheurs à trouver une alternative à cette mesure. [26]

Le filtre de Kalman étendu est l'une des techniques d'observation les plus populaires et largement étudiées dans le domaine d'observation d'état des systèmes dynamiques non linéaires. Ce filtre étendu consiste à utiliser les équations du filtre de Kalman standard au modèle non linéaire linéarisé par la formule de Taylor au premier ordre. Ce filtre étendu a été appliqué avec succès sur différents types de procédés non linéaires. Malheureusement, les preuves de stabilité et de convergence établies dans le cas des systèmes linéaires, ne peuvent être étendues de manière générale au cas des systèmes non linéaires. Dans un environnement déterministe, une preuve de la convergence du filtre de Kalman étendu a été établie pour la classe des systèmes non linéaires à temps discret. Cependant, cette convergence n'est que locale. L'analyse de la convergence de cet estimateur, reste à l'heure actuelle, un problème ouvert. [27]

III.5.2. L'observateur de Luenberger

Cet observateur peut être utilisé pour reconstituer la vitesse de rotation du MSAP à partir du couple électromagnétique ou des courants statoriques. Il permet aussi de reconstituer les flux de la machine, sachant que ceux ci sont difficiles à mesurer. [19]

Généralement, les grandeurs nécessaires à la commande d'un système sont difficiles à mesurer et ce pour des raisons économiques ou technologiques. Pour remédier à ce problème, Luenberger a étudié la notion d'observabilité afin de proposer son observateur pour les systèmes linéaires. Ce type d'observateur est adapté aux systèmes où les mesures ne sont pas très bruitées. En plus, l'observateur de Luenberger prend en compte la nature non linéaire du modèle d'état de la machine synchrone ; L'observateur de Luenberger est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité. [17]

Pour le concevoir, nous devons choisir les grandeurs à observer.

Dans notre application de commande de moteur synchrone à aimants permanents, nous tenons compte des considérations suivantes :

- ✓ Paramètres du modèle : Connus et invariants.
- ✓ Courants statorique : Mesurés.
- ✓ Pulsation et tensions statorique : Fournies par la commande.
- ✓ Flux rotorique : A observer.
- ✓ Vitesse rotorique : A observer.

Il existe deux types d'observateurs, Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire) :

a. L'observateur de Luenberger linéaire

Si un système linéaire invariant est observable, alors il existe un observateur de la forme : [23]

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B_u + K(y - C\hat{x}) = (A - KC)\hat{x} + B_u + K_y \quad (\text{III.4})$$

Dans ce cas, les valeurs propres de la matrice $A - KC$ peuvent être arbitrairement placées dans le demi-plan gauche, par le choix de la matrice K .

La dynamique de l'erreur d'observation $\tilde{x} = x - \hat{x}$ est :

$$\dot{\tilde{x}} = (A - KC)\tilde{x} \quad (\text{III.5})$$

La même matrice $(A - KC)$ apparaît dans la dynamique de l'état observé et dans celle de l'erreur.

Donc, si l'observateur est stable, l'erreur $\tilde{x}$ tend vers 0 asymptotiquement $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x} = 0$.

Dans un observateur de type Luenberger, le choix de la matrice K est fait par placement de pôles de l'observateur, donc des valeurs propres de la matrice

$(A - KC)$. La matrice K est constante dans ce cas.

b. L'observateur de Luenberger non linéaire (étendu)

Le principe est directement inspiré du cas linéaire. L'observateur de Luenberger étendu nécessite la connaissance du modèle, y compris les cinétiques et les entrées du système.

Considérons le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)); x(t_0) = x_0 \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

où $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée, $y \in \mathbb{R}^p$ est le vecteur de sortie, x_0 est la condition initiale à l'instant initial.

$$\mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^n \text{ et } h : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^p.$$

La synthèse de l'observateur de Luenberger étendu donne lieu à la structure suivante:

$$\dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t) + K[y(t) - h(\hat{x}(t))]); \hat{x}(t_0) = \hat{x}_0 \quad (\text{III.7})$$

Le but est de trouver une matrice K qui stabilise le système linéarisé autour du point d'équilibre $\tilde{x} = 0$.

Bien que cette méthode soit bien maîtrisée, elle est rarement employée en biotechnologie vu que l'observateur peut rapidement devenir instable si l'on s'éloigne du point de fonctionnement, ce qui implique une stabilité et une convergence locales.

III.5.3. L'observateur de mode glissant

Les observateurs par modes glissants appartiennent aux systèmes à structure variable, il s'agit de développer une certaine robustesse vis-à-vis d'incertitudes paramétriques. Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété S de dimension $(n-p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure).

L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n-p)$. Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$. A partir de leurs valeurs initiales $e(0)$, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux étapes :

- 1) Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la

sortie du système réel (les mesures) $e_y = y - \hat{y}$ sont nulles. Cette étape, qui généralement est très dynamique, est appelée mode d'atteinte.

- 2) Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées de manière à annuler toutes les erreurs d'observation. Ce dernier mode est appelé mode de glissement. [4]

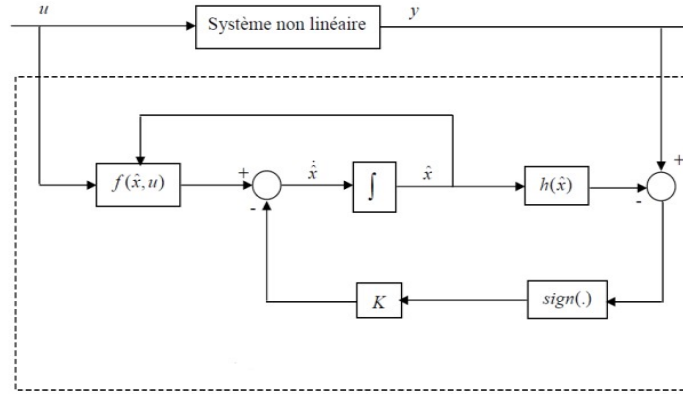


Figure III.6: Schéma fonctionnel d'un observateur mode glissant

Après avoir présenté les différents types des observateurs de commande (linéaires et non linéaires), nous avons choisi de faire commander l'MSAP sans capteur mécanique en utilisant la méthode de détection de la position initiale du rotor.

III.6. Etude de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP avec estimation de la position

III.6.1. Détermination de la position du rotor

Afin d'estimer la position du rotor nous utilisons un modèle qui ne tient pas compte de l'effet des amortisseurs du rotor. Mais l'influence des amortisseurs est négligeable. [13]

III.6.1.1. Équations électriques de la MSAP sans amortisseurs

Le modèle de MSAP sans amortisseurs se déduit directement de celui élaboré au premier chapitre (relation 1-1). En effet en négligeant les courants des amortisseurs le système d'équations de la machine s'exprime seulement en fonction des grandeurs statoriques.

En appliquant la transformation de Concordia restreinte au système d'équations triphasé de la machine, nous obtenons un système d'équations diphasé de la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_\alpha \\ \varphi_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \varphi_\alpha \\ \varphi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_\alpha & M_{\alpha\beta} \\ M_{\beta\alpha} & l_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Où :

l_α et l_β sont respectivement les inductances propres des phases α et β .

$M_{\alpha\beta}$ est la mutuelle inductance entre deux phases statoriques et θ est l'angle électrique.

Le modèle de la MSAP sans amortisseurs dans le repère de Park après annulation les courants des amortisseurs i_d et i_q peut être obtenu :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega l_q \\ \omega l_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \varphi_f \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Le dernier terme de cette relation est le vecteur de la force électromotrice de la machine:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \omega \varphi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v'_d \\ v'_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Dans ce repère les flux seront déduits de la relation (I-18):

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d \cdot i_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

III.6.1.2. Estimation de la position du rotor

Afin d'obtenir une expression simple et dépendant peu des paramètres de la machine, nous utilisons l'expression de φ_q en fonction de i_q qui ne fait intervenir que L_q .

Remplaçons φ_q et i_q par leur expression en fonction de $\varphi_\alpha, \varphi_\beta, i_\alpha$ et i_β , soit:

$$\varphi_q = -\varphi_\alpha \sin \theta + \varphi_\beta \cos \theta \quad (\text{III.13})$$

$$i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \quad (\text{III.14})$$

Il en résulte alors la relation suivante:

$$-\varphi_\alpha \sin \theta + \varphi_\beta \cos \theta = l_q (-i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta) \quad (\text{III.15})$$

A partir de cette relation nous obtenons une expression simple de la position électrique du rotor:

$$\tan \theta = \frac{\varphi_{\beta} - l_q i_{\beta}}{\varphi_{\alpha} - l_q i_{\alpha}} \quad (\text{III.16})$$

Les flux φ_{α} et φ_{β} peuvent, à leur tour, être déterminés à partir de l'équation matricielle (III.8).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha} \\ \varphi_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Connaissant les valeurs initiales des flux statoriques ($\varphi_{\alpha 0}$ et $\varphi_{\beta 0}$) on peut déterminer les flux statoriques par une intégration de la relation (III.16) et ensuite la position du rotor par la relation (III.17).

Les figures (III.7) et (III.8) représentent schématiquement la détermination de φ_{α} , φ_{β} et $\tan \theta$ à partir des courants et des tensions statoriques.

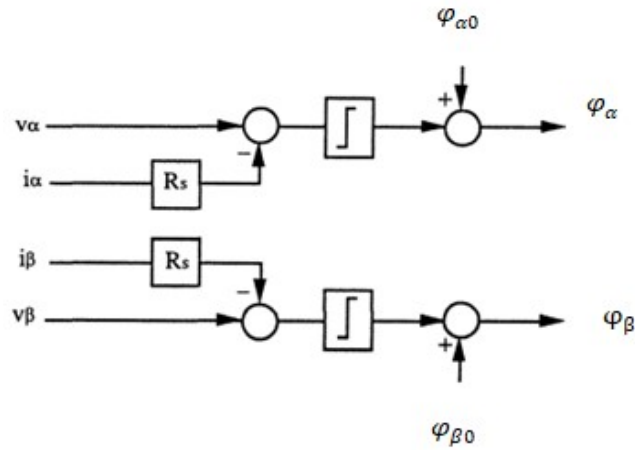


Figure III.7: Détermination des composantes α et β des flux totaux statoriques.

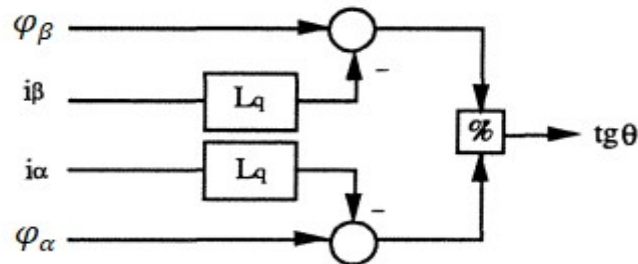


Figure III.8: Détermination de $\tan \theta$.

Afin d'imposer une valeur initiale de la position du rotor, certains auteurs proposent d'alimenter deux phases de la machine avant le démarrage. Cela permet de déterminer les valeurs initiales des flux statoriques:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{\alpha 0} \\ \varphi_{\beta 0} \end{bmatrix} = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos \theta_0 \\ \sin \theta_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

III.6.2. Stratégie de commande vectorielle d'une MSAP sans capteur mécanique

La figure (III.9) représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique.

La vitesse estimée est utilisée comme contre-réaction pour la boucle de régulation de la vitesse. Le signal sortant du régulateur de vitesse constitue la référence de la composante en quadrature du courant (i_q^*). Pour simplifier l'expression du couple électromagnétique de façon à pouvoir commander la machine comme une simple machine à courant continu, la valeur de référence de la composante directe du courant statorique (i_d^*) est fixée à zéro.

Les régulateurs des courants sont de type proportionnel-intégral classique et nous introduisons un bloc de découplage $A(\omega)$ qui est déterminé comme au deuxième chapitre. Ce bloc nous permet de commander indépendamment les courants i_d et i_q .

L'estimateur de position permet de reconstituer, à partir des grandeurs mesurées i_{abc} et v_{abc} la position du rotor par les relations (III.16, 17).

En utilisant la position estimée θ_c , grâce aux transformations de Concordia restreinte et de Park, on obtient les consignes de références de l'onduleur. θ_c est également utilisée pour obtenir les composantes directe et en quadrature du courant à partir des courants mesurés. Ces composantes sont également utilisées comme contre réaction pour les boucles de régulation des courants. On n'a donc pas besoin de capteur de courant supplémentaire pour estimer la position.

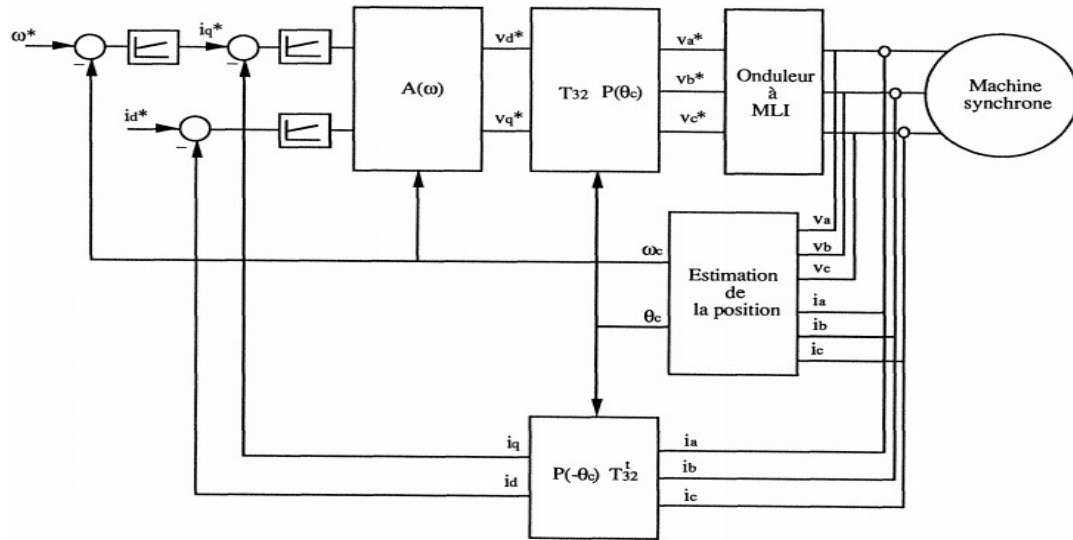


Figure III.9: Schéma global de la commande vectorielle sans capteur mécanique.

III.7. Simulation de la commande vectorielle de la MSAP sans capteur sous Matlab/simulink

La figure (III-10) représente le schéma bloc de simulation du réglage par estimateur associé à la commande vectorielle sans capteur mécanique.

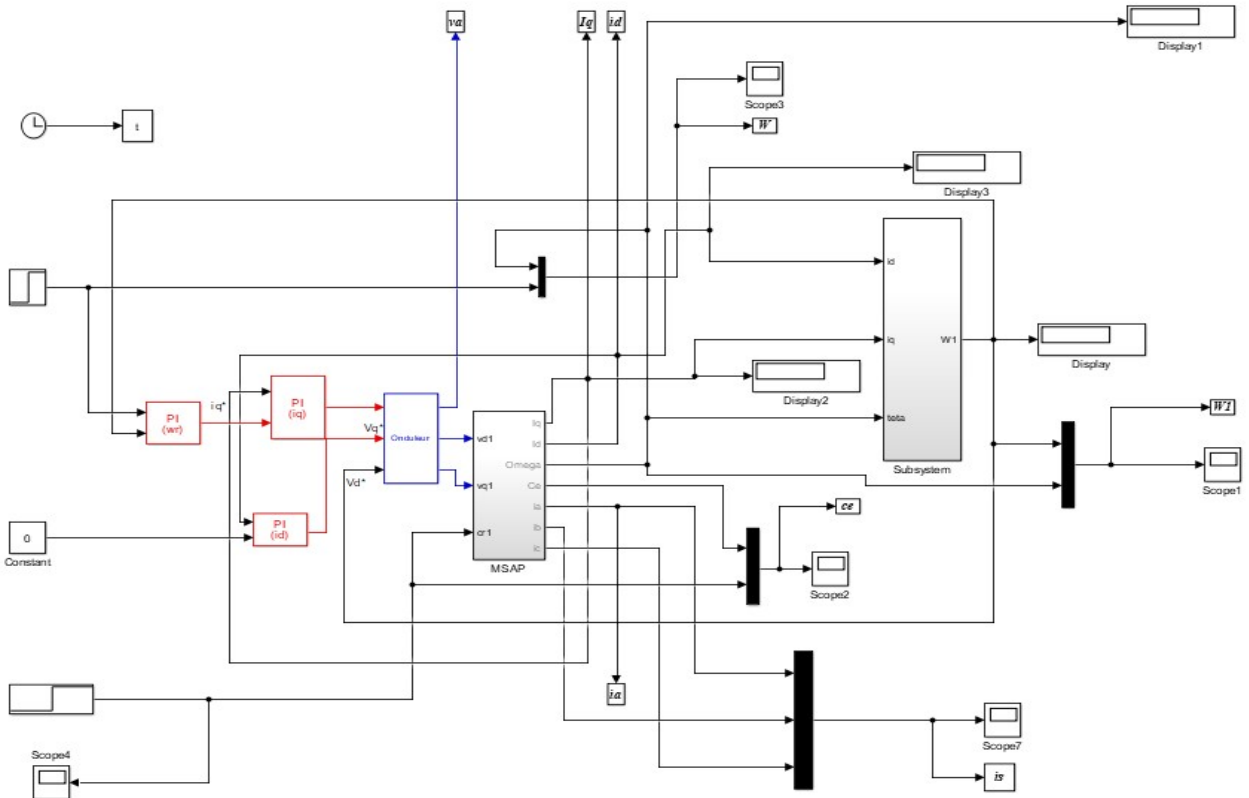


Figure III.10: Schéma block de la simulation vectoriel de la MSAP sans capteur mécanique sous Matlab/simulink.

III.7.1. Résultats de simulation

- Le premier test simulé est réalisé pendant un temps de simulation de 1sec à vide pour une consigne de vitesse de 120 rd/s.

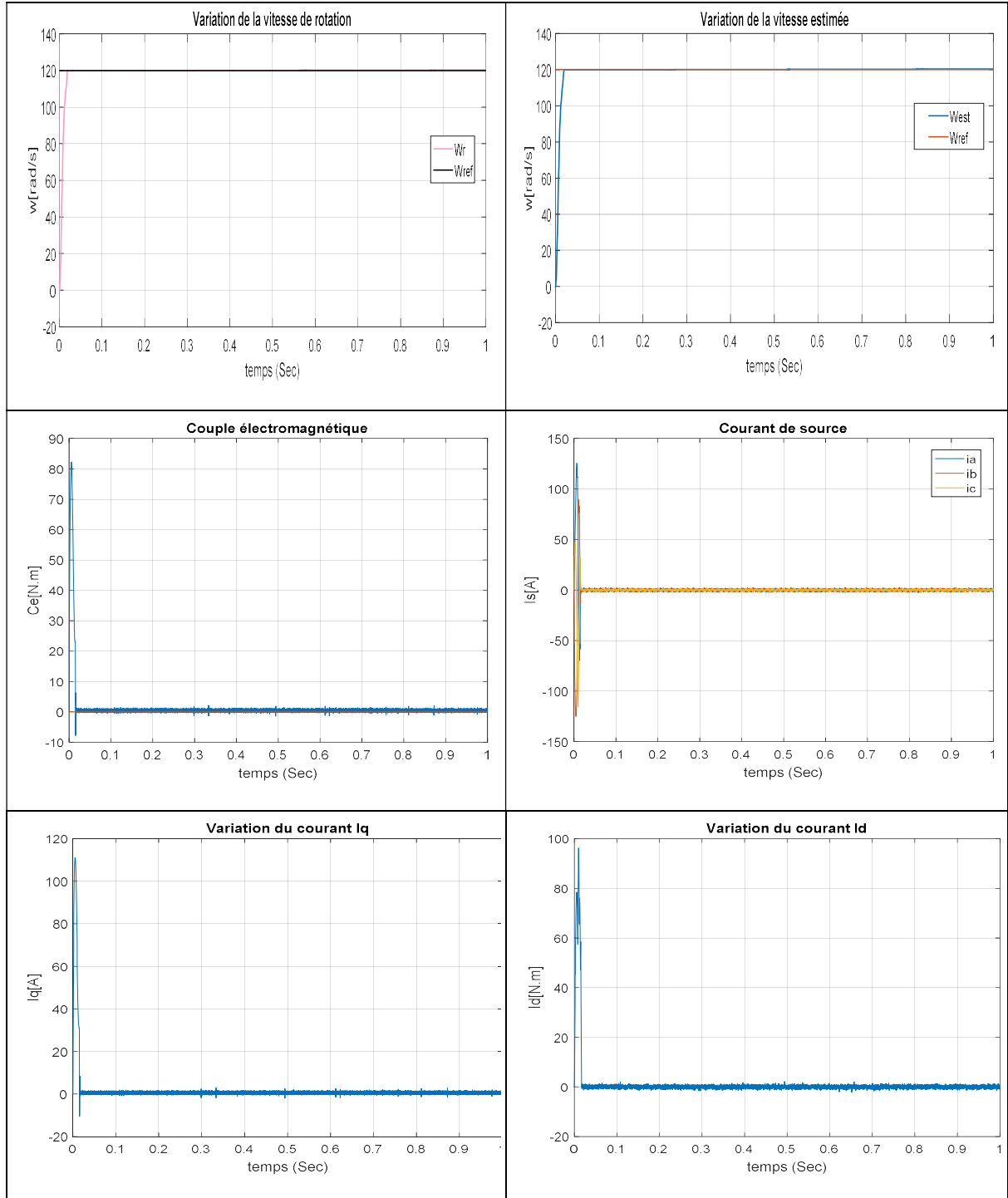


Figure III.11: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 120rad/s.

- Le deuxième test simulé est réalisé pendant un temps de simulation de 1sec, ou on a appliqué un couple de charge à l'instant $t = 0.5$ sec avec diminution de la consigne au moitié à $t=0.7$ sec.

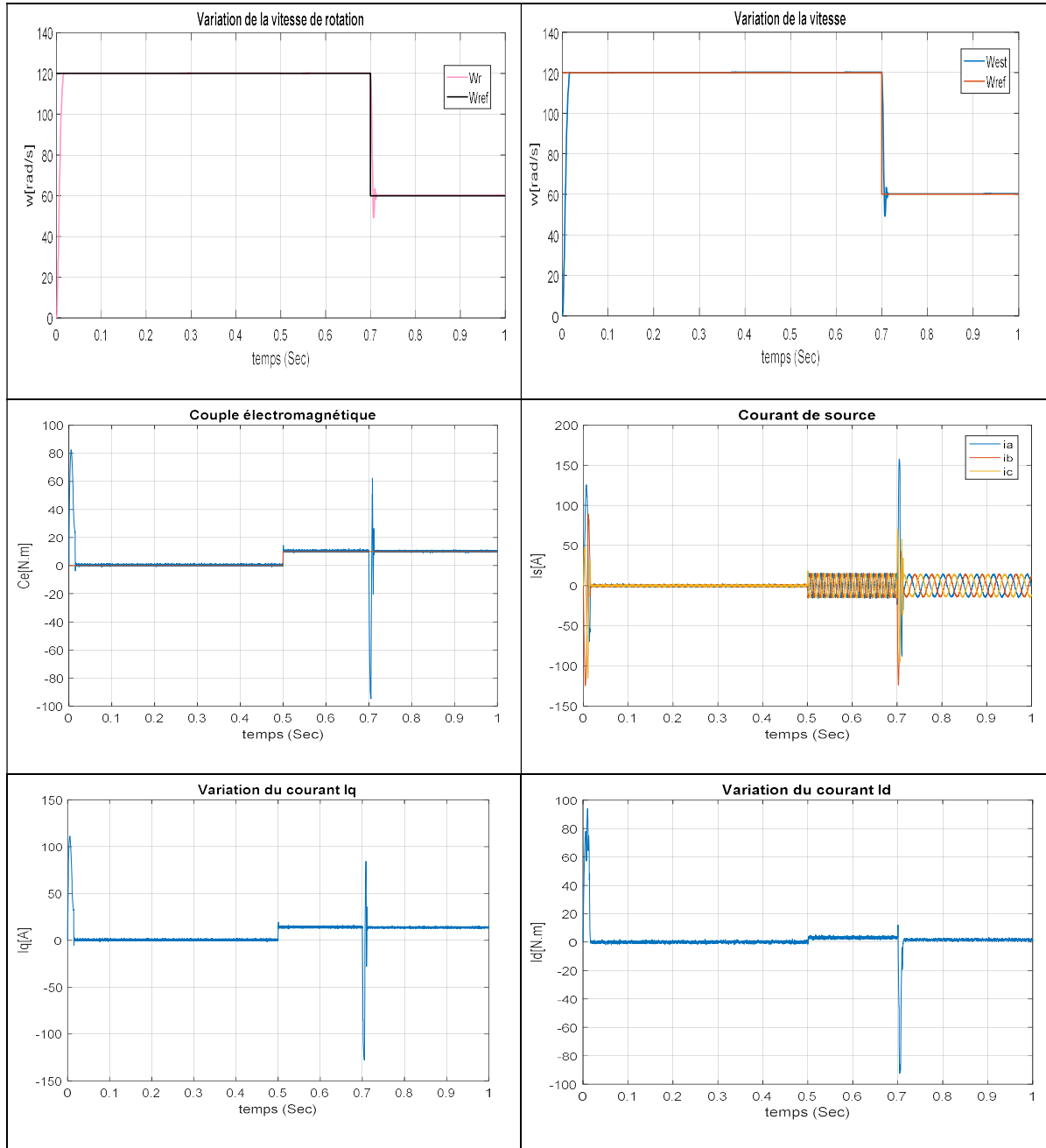


Figure III.12: Résultat de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une perturbation du couple de charge à $t=0.5$ s et diminuer la vitesse à 60rad/s à $t=0.7$ s.

- Le troisième test simulé est réalisé pendant un temps de simulation de 2sec, ou on a appliqué un couple de charge à l'instant $t = 0.5$ sec avec l'inversion de la consigne à $t=1.5$ sec.

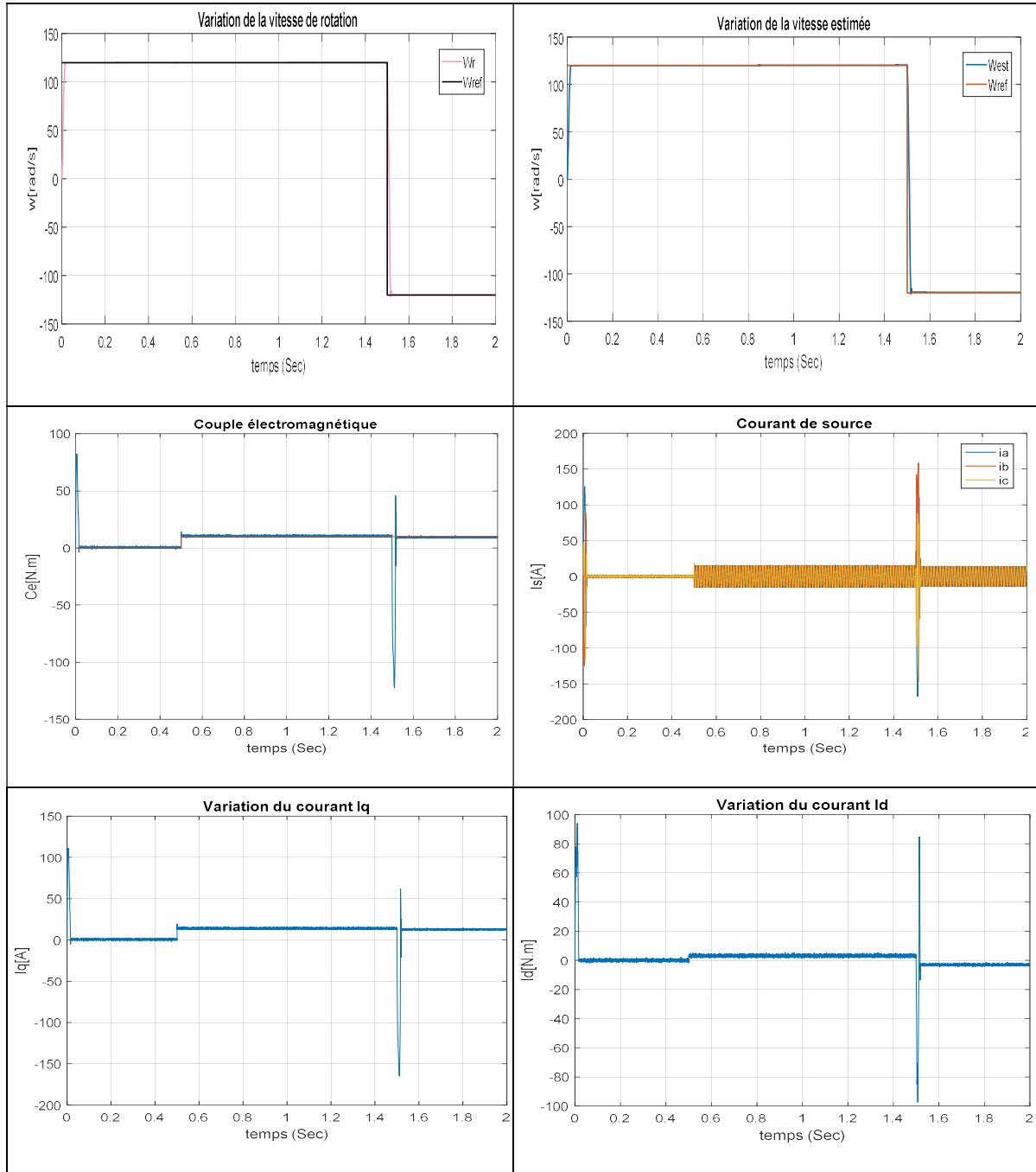


Figure III.13: Résultat de simulation lors appliqué un couple de charge à l'instant $t=0.5$ sec avec l'inversion de la consigne à $t=1.5$ sec.

III.7.2. Interprétation des résultats

Afin de tester l'efficacité de la méthode proposée, nous avons faites trois simulations numériques différentes. Les figures (III.11.12.13) présentent la réponse de la vitesse de rotation et la vitesse estimée ; le couple et le courant statorique ; et en fin les courants direct et quadrature pour ces essais :

- Le premier essai : c'était à vide.
- Le deuxième : en appliquant un couple de charge à l'instant 0,5 sec, on a diminué la vitesse au moitié à $t=0.7$ sec.
- Le troisième essai : inversion de vitesse à $t=1.5$ sec.

Après un court intervalle transitoire, la vitesse de rotation et celle estimée convergent vers la vitesse référentielle. On constate aussi qu'elles restent parfaitement stables lors d'une perturbation du couple de charge.

Les courants d'axe direct i_d et d'axe en quadrature i_q observés suivent les variables mesurées avec une bonne concordance.

On constate la stabilité et la convergence de la vitesse estimée vers sa valeur réelle.

III.8. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans capteur. Premièrement nous avons présenté les différents types d'observateurs ainsi que leur classification et principes de fonctionnement. En suit, nous étalons la commande vectorielle sans capteur avec un estimateur de position, tout en abordant la stratégie de cette commande.

Les résultats de simulation montrés à la fin du chapitre, nous permettons de dire que le contrôle par la commande vectorielle sans capteur garanti une bonne insensibilité à la variation paramétrique illustrée par la poursuite en vitesse, absence de dépassement et d'erreur statique, la stabilité et la convergence vers l'équilibre. Le rejet de perturbation est très rapide et le découplage est réalisé avec succès par le maintien de i_d nul.

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande à hautes performances du moteur synchrone à aimants permanents, nous présentons essentiellement une contribution à la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique qui s'intéresse particulièrement à l'étude des structures de réglage classique et moderne de la vitesse de la MSAP alimentée par un onduleur de tension. Cette commande, qui réalise des performances et caractéristiques similaires à celles des machines à courant continu à excitation séparée.

La commande vectorielle de la MSAP associée à un régulateur PI standard a synthétisé. Avec cette technique on obtient un modèle découplé de la machine. Les résultats de simulation de l'entraînement sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle: la poursuite est satisfaisante, la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable.

On a présenté la commande vectorielle de la MSAP sans capteur mécanique de vitesse est en pleine évolution, elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que : fragilité, coût, bruit et encombrement etc. pour l'approche et la résolution de ces problèmes. Nous avons proposé, une méthode simple d'estimation de la position du rotor pour calculer la vitesse, à partir des paramètres (courants et tensions). La mesure de vitesse donnée par cet estimateur assure une bonne performance de la machine même à des vitesses basses.

Les résultats de simulation montrent que l'estimateur utilisé a de bonnes performances.

Références Bibliographiques

- [1] **D. Abdallah Mohamed** « Etude, développement et mise en œuvre de deux observateurs de position pour la commande sans capteurs de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) » Diplôme des Etudes Supérieures Approfondies (DESA) , Université Cadi Ayyad Marrakech,2007.
- [2] **M.M. Ezzat** « commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents », Thèse de Doctorat, école centrale de Nantes, 2011.
- [3] **H.Teiar** «stratégies de commande robuste à base d'intelligence artificielle de la machine synchrone à aimants permanents à partir de la plaque signalétique » thèse présentée à l'université du Québec à Trois-Rivières, MARS 2018.
- [4] **Mme Kendouci Khedidja** « Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents » Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran ,2012.
- [5] **S. Nawel , CH. Ammaria** « commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping » Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, Mémoire de Master,2015.
- [6] **Katsuhiko Ogata** « Modern Control Engineering Fifth Edition » ,Livre, Prentice Hall.
- [7] **Sonia MOUZAoui** « Etude d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents en Présence de Défauts de Courts-Circuits et de Désaimantations par la Méthode des Eléments Finis » Mémoire de master academique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou,2015.
- [8]**Bardadi bendaha Mansour** , « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel » MÉMOIRE DE MAGISTER, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran,2015.
- [9]**M. Attou Amine**, «Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents » , Master en Électrotechnique, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-abbes,2011.
- [10] **Aribi fouad salim , Nedjaa riad abdelhafid** « Commande par mode glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents » Mémoire master academique, Université Kasdi Merbah Ouargla,2018 .
- [11] **Dou Zakaria Mr. Deheb Abdllhamid**, « Commande par mode glissant d'une machine synchrone sans capteur mécanique », mémoire master académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued,2018.
- [12] **achour guettaf sofiane fellah**, « Commande sans capteur mécanique de la MSAP par la méthode d'injection d'une tension rotationnelle directe et inverse de haute fréquence » mémoire master académique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou,2015.
- [13] **Saeed Afsharni**, « Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple » , Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995. Français.
- [14] **S.Belakehal, a. Bentounsi, m. Merzoug et h. Benalla** « Modélisation et commande d'une génératrice Synchrone à aimants permanents dédiée à la conversion de l'énergie éolienne » Faculté des sciences de l'ingénieur, Université Mentouri de Constantine,2010.

- [15] **Belmenaouar Walid**, « Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension », Mémoire de Master, Université M'hamed Bougara-Boumerdes, 2017.
- [16] **Amiri Mohammed Ali Dahmane Oussama** « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone a aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant » Mémoire de master, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen , 2017.
- [17] **Lahcene Bellahcene Mohamed Djaouani**, « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone `a aimants permanents dot´ee d´un observateur MRAS », Mémoire de master, Université Aboubakr Bel Kaïd– Tlemcen, 2017.
- [18] **Semanda Denis**, « commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents » mémoire de master, Université Saad Dahlab de Blida, 2016.
- [19] **Hachemi Kadour** , « Etude de la machine synchrone auto piloté modélisation et simulation », thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran , 2012.
- [20] **Belal Aimad. Addadj Nourdine** «La commande sans capteur mécanique d'un moteur synchrone à aimants permanents », Université Akli Mohand Oulhadj (Bouira), mémoire de master, 2016.
- [21] **Khelif Ibtissam**, « La Commande Direct du Couple d'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) », Université Kasdi Merbah Ouargla, mémoire master académique, 2018.
- [22] **Nedjar Boumedyen, Boucenna Said** « Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double étoile », Ecole Nationale Polytechnique, mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, 2007.
- [23] **Mohamad Koteich** « Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique » Automatique / Robotique. Université Paris-Saclay, 2016. Français.
- [24] **Abdelkader AKHENAK**, «Conception d'observateurs non linéaires par approche multi-modèle : application au diagnostic », Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, décembre 2004.
- [25] **REBOUH SONIA** « Contribution `a la commande et au réglage de la machine synchrone à aimants permanent » Magister en Electrotechnique Université de Batna ,2015.
- [26] **Mr. Larbi Mohamed Elamine**, « Synthèse des Observateurs pour un Drone Hélicoptère », Université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2015.
- [27] **Meche Abdelkrim**, « Le filtre de Kalman et ses applications à la poursuite et à la détection de voies », Thèse de Doctorat, Université des sciences et de la technologie d'Oran USTO-MB, 2013.

Annexe

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents :

Puissance	$P = 1.5 \text{ KW}$
La fréquence	$F = 50 \text{ Hz}$
Résistance statorique	$R_s = 3.4 \Omega$
Inductance suivant l'axe d	$L_d = 6.6 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Inductance suivant l'axe q	$L_q = 5.8 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Nombre de paire de pôles	$p = 4$
Flux permanent	$\varphi_f = 0.1546 \text{ Wb}$
Moment d'inertie	$J = 1.76 \cdot 10^{-2} \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f = 1.4 \cdot 10^{-3} \text{ N.m.s/rad}$

ملخص

تُستخدم الآلات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (MSAP) بشكل متكرر في الصناعة بفضل كثافة طاقتها العالية وسهولة التحكم فيها. لكي تكون قادرًا على التحكم في هذه المحركات ، من الضروري الحصول على معلومات دقيقة عن موضع الدوار. تستخدم مستشعرات الموضع لقياس الموضع وحساب سرعة الدوار. تتمثل العيوب الكامنة في استخدام هذه المستشعرات في انخفاض موثوقية النظام وزيادة الوزن والحجم والتكلفة الإجمالية للنظام. في هذا العمل ، نقدم عنصر تحكم لا يتطلب مستشعر الموضع باستخدام خوارزميات لتقدير المتغيرات الميكانيكية فقط من قياس تيارات الجزء الثابت. بعد مناقشة طرق التحكم في ناقل الحركة غير المستشعر بناءً على تقدير موضع الدوار لضبط السرعة ، من الكميات الخارجية (التيارات والفولتية). يضمن قياس السرعة الذي يوفره هذا المقتر أداءً جيدًا للماكينة حتى عند السرعات المنخفضة. ثم يتم اقتراحه والتحقق من صحته في المحاكاة (على نموذج (MSAP) مع مراعاة تأثيرات التشبع.

الكلمات الدالة

التحكم في القوة الموجهة بدون جهاز استشعار ميكانيكي، (MSAP) آلة متزامنة مع المغناطيس الدائم

RESUME

Grace à leur forte densité de puissance et leur facilité de commande, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont fréquemment utilisées dans le milieu industriel. Afin de pouvoir assurer le pilotage de ces moteurs, une information précise sur la position du rotor est nécessaire. Des capteurs de position sont utilisés pour mesurer la position et calculer la vitesse du rotor. Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ces capteurs sont la diminution de la fiabilité du système et l'augmentation du poids, du volume, et du coût total du celui-ci. Dans ce travail, nous présentons une commande ne nécessitant pas le capteur de position à l'aide d'algorithmes d'estimation des variables mécaniques uniquement à partir de la mesure des courants statoriques. Après avoir abordé les méthodes de commande vectorielle sans capteur basées sur l'estimation de la position du rotor pour calculer la vitesse, à partir des grandeurs externes (courants et tensions). La mesure de vitesse donnée par cet estimateur assure une bonne performance de la machine même à des basses vitesses. Est ensuite proposée et validée en simulation (sur un modèle de MSAP prenant en compte les effets de saturation).

Mots-clés

Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), Commande vectorielle sans capteur mécanique,

ABSTRACT

Thanks to their high power density and ease of control, permanent magnet synchronous machines (MSAP) are frequently used in industry. In order to be able to control these motors, precise information on the position of the rotor is necessary. Position sensors are used to measure the position and calculate the speed of the rotor. The disadvantages inherent in the use of these sensors are the decrease in reliability of the system and the increase in weight, volume, and total cost of the system. In this work, we present a control not requiring the position sensor using algorithms for estimating mechanical variables only from the measurement of stator currents. After having discussed sensorless vector control methods based on estimating the position of the rotor to adjust the speed, from external quantities (currents and voltages). The speed measurement given by this estimator ensures good machine performance even at low speeds. Is then proposed and validated in simulation (on an MSAP model taking into account the saturation effects).

Keywords

Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM), Vector control without mechanical sensor,