



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

BOUHLASSA Cheima

HOGGAS Wassila

THEME

**COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA
MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS
UTILISANT LE FILTRE DE KALMAN ETENDU**

Soutenu le .../07/2022 devant la commission d'examen composée de :

Dr. BOUMAARAF Abdelali

MCB à l'Université de Khenchela Président

Dr. KHEMIS Abderrahmane

MCB à l'Université de Khenchela Encadreur

Dr. BENHADA Nabil

MCA à l'Université de Khenchela Examineur

Promotion 2021/2022

Remerciements

Au terme de notre travail : on tient tout d'abord à remercier le bon dieu le tout puissant pour le courage, la patience et la santé qu'il nous a donné pour suivre nos études.

Nous souhaitons exprimer nos reconnaissances qui sont innombrables cependant, ne pouvant pas dresser la liste exhaustive de tout le monde, dans la crainte d'oublier quelqu'un.

Nous commencerons volontiers par rendre hommage à toutes celles et à tous ceux, sans exception, qui ont contribué de près ou de loin à favoriser ce travail.

*Nous exprimons notre gratitude et tout notre respect à notre encadreur **Mr A.KHEMIS**, de nous avoir suivis tout au long de notre travail.*

Nous remercions vivement le jury d'avoir accepté de juger et de valoriser notre travail.

Dédicace

Dieu me suffit, quel excellent protecteur

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents qui ont été toujours à

Mes cotes pour Soutenir et m'encourager.

Mes très chers frères.

Toute ma famille.

Mon binôme.

Mes amies et mes collègues.

A toute la promotion électrotechnique 2021-2022.

Hoggas Wassíla

DEDICACES

Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais jamais à leur exprimer mon amour sincère. À mes parents, mon précieux offre du dieu. Qui doivent ma vie, ma réussite et tout mon respect :

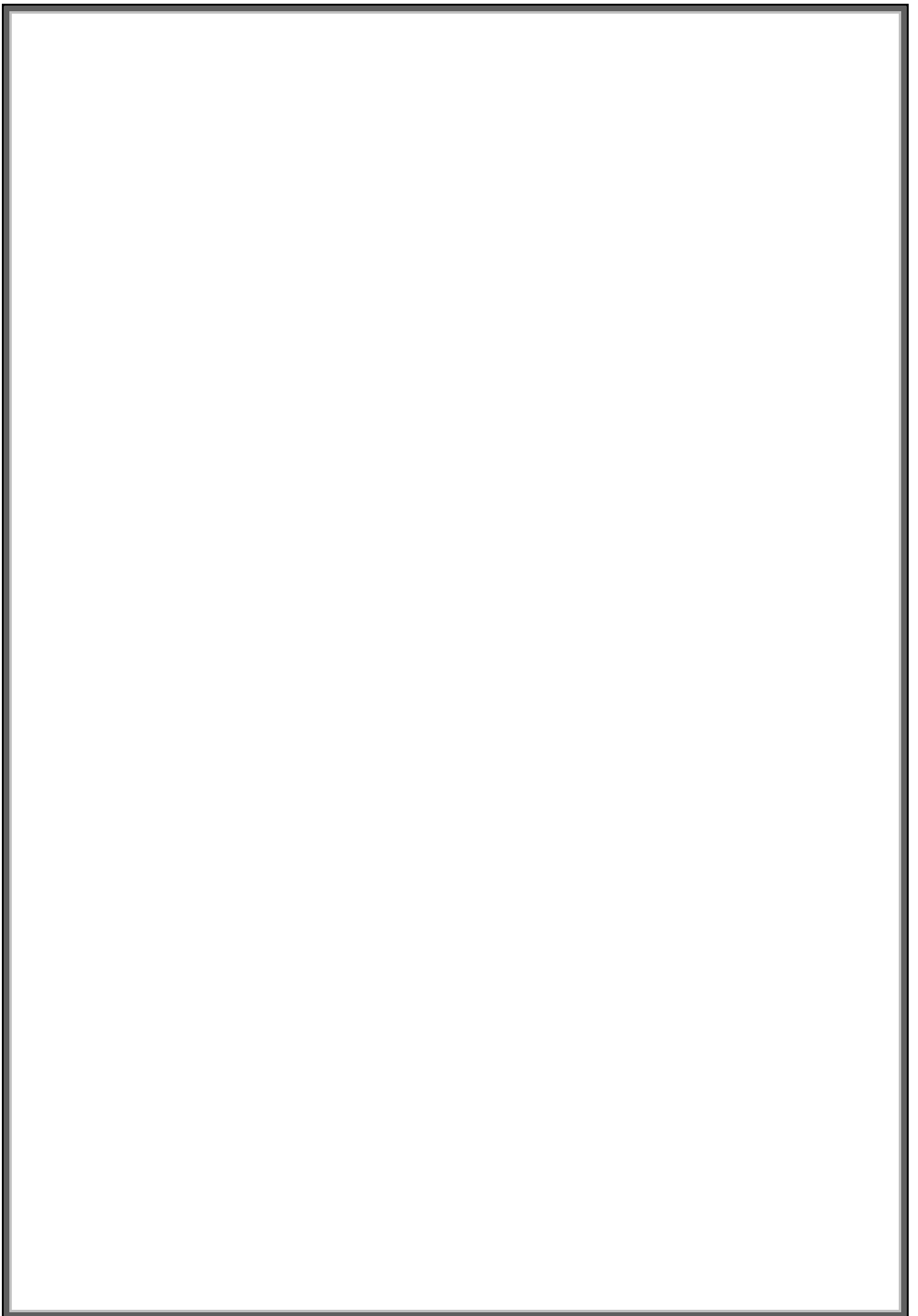
Mon cher père et ma mère mon amour.

À mes chères sœurs et mes frères qui n'ont pas cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études. Que Dieu les protège et leurs offre la chance et le bonheur.

À ma grand-mère, que dieu lui donne une longue vie.

À mon encadreur Mr KHÉMIS Abderrahmane qui a fait beaucoup d'efforts pour m'enrichir de ses informations, ma binôme Wassila et tous les amis que J'ai connu jusqu'à maintenant. Merci pour leurs amours et leurs encouragements.

Bouhlassa chaïma



ملخص : لقد أصبحت المحركات التزامنية ذات المغناطيس الدائم تستخدم على نطاق واسع في الصناعة بسبب أدائها الأفضل من محركات التيار المتناوب الأخرى . الهدف من هذا العمل هو تحقيق التحكم بدون ملتقطات في ناقل الحركة لوضعية محور المحرك أو سرعة المحرك المغناطيس المتزامن الدائم ، والذي يمنح المحرك مرونة كبيرة في الاستخدام ومن ناحية أخرى ، فإن المحرك سيكون أقل ضخامة ويحسن موثوقيته . لقد استغلينا مراقب كالمان المستخدمين في بنية التحكم في ناقل I_d و I_q الموسع لتقدير سرعة الدوران وموضعه وكذلك معرفة شدة التيارين الحركة . تظهر النتائج التي تم الحصول عليها قدرة كبيرة للمراقب المستخدم لتقدير هذه الكميات .

كلمات مفتاحية : المحركات التزامنية ذات المغناطيس الدائم ، التحكم بدون ملتقطات في ناقل الحركة ،

مراقب كالمان الموسع.

Résumé : Les moteurs synchrones à aimants permanents (**MSAP**) sont de plus en plus utilisés dans l'industrie grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs. L'objectif de ce travail consiste à réaliser une commande vectorielle sans capteurs de la position **et/ou** de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, ce qui offre au moteur une grande souplesse d'utilisation et d'autre part, le moteur sera moins encombrant et sa fiabilité s'améliore. Nous avons exploité l'observateur basé sur le filtre de Kalman étendu pour estimer la vitesse et la position du rotor ainsi que les courants statorique **Id** et **Iq** utilisés dans la structure de la commande vectorielle. Les résultats obtenus montrent une grande aptitude du filtre utilisé pour l'estimation de ces grandeurs.


Mots clés : Moteur synchrone à aimant permanent, commande vectorielle sans capteur, Filtre de Kalman étendu.

Abstract: Permanent Magnet Synchronous Motors (**PMSM**) are becoming more used in the industry because of their better performance than other **AC** motors. The objective of this work is to realize a vector control without sensors of the position **and / or** the speed of the permanent magnet synchronous machine, which gives the motor a great flexibility of use and on the other hand, the motor will be less bulky and its reliability improves. We exploited the extended Kalman filter observer to estimate the rotor speed and position as well as the stator currents **Id** and **Iq** used in the vector control structure. The obtained results show a great aptitude of the filter used for the estimation of these quantities.

Keywords : Permanent Magnet Synchronous Motor, sensor less control, extended Kalman filter.



Table de matières



Promotion 2022

Table de Matières

- ✚ Remerciements
- ✚ Dédicaces
- ✚ Sommaire
- ✚ Index des notations
- ✚ Liste des figures

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I: Modélisation de la Machine synchrone à aimants permanents

INTRODUCTION	3
I.1 DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT	3
I.2 DIFFERENTES STRUCTURES DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS	4
I.3 DIFFERENTS TYPES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS.....	5
<i>I.3.1 Moteur à rotor intérieur</i>	<i>5</i>
<i>I.3.2 Moteur à rotor extérieur.....</i>	<i>5</i>
<i>I.3.3 Moteurs à entrefer axial.....</i>	<i>5</i>
I.4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MSAP	5
I.5 DOMAINES D'APPLICATION DE LA MSAP	6
I.6 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	7
I.7 MISE EN EQUATIONS DE LA MSAP DANS LE REPERE (A-B-C)	7
<i>I.7.1 Equations électriques.....</i>	<i>8</i>
<i>I.7.2 Equations magnétiques.....</i>	<i>8</i>
<i>I.7.3 Equation mécanique.....</i>	<i>10</i>
I.8 PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION DE PARK	10
I.9 PRINCIPE DE LA TRANSFORMATION DE CLARCK	12
I.10 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MSAP	13
<i>I.10.1 Equations magnétiques.....</i>	<i>13</i>
<i>I.10.2 Equations électriques.....</i>	<i>13</i>
<i>I.10.3 Expression du couple électromagnétique.....</i>	<i>14</i>
I.11 MODELISATION DE L'ASSOCIATION MSAP- ONDULEUR DE TENSION	15
<i>I.11.1 Modélisation de l'onduleur de tension</i>	<i>16</i>
<i>I.11.2 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)</i>	<i>18</i>
I.12 RESULTATS DE SIMULATION	20
<i>I.12.1 Alimentation par réseau.....</i>	<i>20</i>
<i>I.12.2 Alimentation par onduleur MLI de tension.....</i>	<i>22</i>
I.13 CONCLUSION.....	24

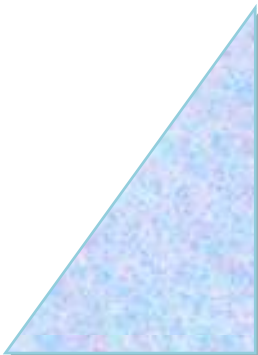
CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

INTRODUCTION	25
II.1 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE VECTORIELLE [6][7]:	26
II.1.1 Avantages de la commande vectorielle :	26
II.2 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP ALIMENTEE EN TENSION	27
II.2.1 Principe de la commande vectorielle :	27
II.2.2 Découplage :	28
II.2.3 Description du système global	30
II.3 SYNTHESE DES DIFFERENTS REGULATEURS.....	31
II.3.1 calcule des régulateurs	32
II.4 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS	36
II.4.1 Interprétation des résultats	37
II.5 CONCLUSION :	37

CHAPITRE III : Application du filtre de Kalman Etendu à la machine synchrone a aimants permanents

INTRODUCTION	39
III.1 CAPTEUR, ESTIMATEUR OU OBSERVATEUR : QUE CHOISIR?	40
III.2 OBSERVATEURS	40
III.3 PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR	41
III.4 OUTILS DE LA COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE DE LA MSAP [19] :	42
III.5 FILTRE DE KALMAN [20] :	43
III.5.1 Filtre de Kalman standard	43
III.5.2 Détermination des covariances de bruit et mesure Q R	44
III.5.3 Filtre de Kalman étendu.....	44
III.6 APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU A LA MSAP :	47
III.6.1 Discrétisation du modèle de moteur synchrone à aimant :	48
III.6.2 Détermination des matrice F et H :	49
III.6.3 Stratégie et paramètres de réglage du filtre de Kalman	50
III.7 RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS	51
III.8 CONCLUSION	52

CONCLUSION GENERALE	53
BIBLIOGRAPHIES	56
ANNEXES	57





Notations et symboles



Promotion 2022

Notations Et Symboles

Symbole	Signification	Unité
$[V_s]$	Vecteur tensions statoriques	V
$[I_s]$	Vecteur courants statoriques	A
$[R_s]$	Matrice résistance stator	Ω
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	Ω
$[L_{ss}]$	Matrice inductance stator	H
L_{ss}	Inductance cyclique statorique parphase	H
L_s	Inductance propre d'une phase statorique	H
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique	H
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	
$[\phi_{sf}]$	Vecteur flux engendré par l'aimant	Wb
$[\phi_s]$	Vecteur flux statoriques	Wb
ω	Pulsation électrique	rad / s
ω_r	Vitesse de rotation de la machine	rad / s
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
P	Nombre de paires de pôles	
J	Moment d'inertie	Kg.m ²
θ_{OBS}	Angle de rotation lié au référentiel d'observation	rad
θ_s	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator	rad
θ_r	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor	rad

θ	Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé	rad
Ω	Vitesse mécanique du rotor	rad
f	Coefficient du frottement	N.m.s / rad
U_s	Tension continue appliquée à l'onduleur	V
I_s	Courant statorique de ligne	A
φ	Flux	Wb
$P(\theta)$	Matrice de passage direct de <i>Park</i>	
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de passage inverse de <i>Park</i>	
$[R]$	Matrice de passage (α, β) au (d, q)	
$[C]$	Matrice de passage (a, b, c) au (α, β)	
$[C]^{-1}$	Matrice de passage (α, β) au (a, b, c)	
X_{abc}	Vecteur de la variable X dans le repère triphasé	
X	Vecteur d'état	
U	Vecteur de commande	
A	Matrice fondamentale qui caractérise le système	
B	Matrice d'application de la commande	
$X_{\alpha\beta 0}$	Vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc}	
X_{dq0}	Vecteur de la variable X dans le repère 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
V_d, V_q	Tensions des axes d et q	V
ϕ_d, ϕ_q	Flux des axes d et q	Wb
X_0	Composante homopolaire	

T	Interrupteurs de l'onduleur	
S	Commande logique des interrupteurs	
f_p	Fréquence de la porteuse	Hz
f_r	Fréquence de la référence	Hz
V_p	Tensions de la porteuse	V
V_r	Tension de la référence	V
K_p	Gain proportionnel du régulateur PI	
K_i	Gain intégral du régulateur PI	
T_i	Constante de temps d'intégration PI	
τ	Constante de temps	
r	Taux de modulation	
X_k	Vecteur des états à estimer	
θ_k	Vecteur des paramètres à estimer	
S	Opérateur de la place	
W_k	Bruits d'entrées (ou d'état)	
V_k	Bruits de sortie	
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques.	
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques.	
<i>MSAP</i>	Machine synchrone à aimant permanent	
<i>MLI</i>	Modulation par largeur d'impulsion	
<i>PI</i>	Correcteur proportionnel intégrale	
<i>FKE</i>	Filtre de Kalman Etendu	



Liste des figures

Liste des figures

FIG.I.1:	REPRESENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.	4
FIG.I.2:	(A) : MACHINE MUNIES DE PIECES POLAIRES.	4
	(B) : MACHINE SANS PIECES POLAIRE.....	4
FIG.I.3:	REPRESENTATION DES ENROULEMENTS DE LA MSAP.....	7
FIG.I.4:	SCHEMA EQUIVALENT DE LA MSAP DANS LE REPERE (D,Q)	11
FIG.I.5:	ASSOCIATION MSAP- ONDULEUR DE TENSION.	16
FIG.I.6:	SCHEMA DE PRINCIPE DE LA TECHNIQUE TRIANGULO-SINUSOÏDALE.....	18
FIG.I.7:	GENERATION D'UNE MLI NATURELLE POUR UN SIGNAL DE LA PORTEUSE.....	19
FIG.I.8:	SCHEMA DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR UN RESEAU TRIPHASE.	20
FIG.I.9:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR UN RESEAU TRIPHASE A VIDE.	20
FIG.I.10:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR UN RESEAU TRIPHASE EN CHARGE	21
FIG.I.11:	SCHEMA DE SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MLI- MSAP.....	22
FIG.I.12:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR ONDULEUR MLI A VIDE.....	22
FIG.I.13:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTEE PAR ONDULEUR MLI EN CHARGE (CR=10 N.M)	23
FIG.II.1:	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	27
FIG.II.2:	DESCRIPTION DES COUPLAGES	29
FIG.II.3:	DECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE.....	30
FIG.II.4:	SCHEMA BLOC D'UNE REGULATION DE VITESSE DE LA MSAP ALIMENTEE EN TENSION ET COMMANDEE PAR « ORIENTATION DU FLUX ».....	31
FIG.II.5:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE COURANT ID	32
FIG.II.6:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE COURANT IQ	34
FIG.II.7:	SCHEMA FONCTIONNEL DE REGULATION DE LA VITESSE	34
FIG.II.8:	PROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE.....	36
FIG.II.9:	RESULTATS DE SIMULATION DE LA REGULATION DE LA VITESSE AVEC LA COMMANDE VECTORIELLE.....	37
FIG.III.1	ENSEMBLE SYSTEME_ OBSERVATEUR.....	40
FIG.III.2	SCHEMA DE PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR.....	41

FIG.III.3	SCHEMA GENERAL DU FILTRE DE KALMAN DISCRET.....	ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.
FIG.III.4	LA STRUCTURE GLOBALE DU FKE.....	45
FIG.III.5	SCHEMA DE PRINCIPE DU FILTRE DE KALMAN ETENDU.....	47
FIG.III.6	SCHEMA GLOBAL DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP.....	50
	AVEC L'APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU.....	50
FIG.III.7	MODELE SIMULINK DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR MECANIQUE.....	51
	PAR FILTRE DE KALMAN ETENDU DE LA MSAP.....	51
FIG.III.8	RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE BASEE SUR FILTRE DE KALMAN ETENDU A VIDE (CR=0 NM).....	51
FIG.III.9	RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE BASEE SUR FILTRE DE KALMAN ETENDU A BASSE VITESSE (CR=0 NM).....	52



Introduction générale



Promotion 2022

Introduction générale

Historiquement, la machine à courant continu était la reine du domaine des entraînements à vitesse variable, avec tous les problèmes et les inconvénients qu'un moteur de ce genre peut causer tel que : coût de fabrication, coût d'entretien, faible couple, etc. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) se répandent de plus en plus comme actionneurs dans les industries automatisées où ils remplacent les moteurs à courant continu. Elles présentent sur ces derniers l'avantage d'avoir de meilleures performances et de ne pas avoir de collecteur mécanique. La commande de ces machines nécessite la connaissance des divers états du système, en particulier la vitesse. Les capteurs semblent causer divers problèmes inhérents à leur structure et à leur coût. Ces problèmes tels que l'encombrement, l'entretien ou par exemple pour celui de type encodeur, l'humidité et la vibration font en sorte qu'ils dégradent les performances du système.

Or ces capteurs nécessitent une place pour leur installation et posent beaucoup de difficultés liées à leur montage (montage sur bride des codeurs à en haut d'arbre et le montage en porte à faux des codeurs à arbre creux). Ils sont sensibles aux vibrations de l'arbre et leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques.

On essaye donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse de la machine.

En effet le contrôle sans capteur est défini comme étant, un système de commande où les paramètres mécaniques à savoir la vitesse et le couple ne sont pas directement mesurés mais estimés. L'information de vitesse peut être déduite du modèle de la machine synchrone en utilisant le critère de Lyapunov.

Cependant le contrôle sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions au avec capteur mécanique.

Il existe plusieurs méthodes pour la reconstitution de la vitesse :

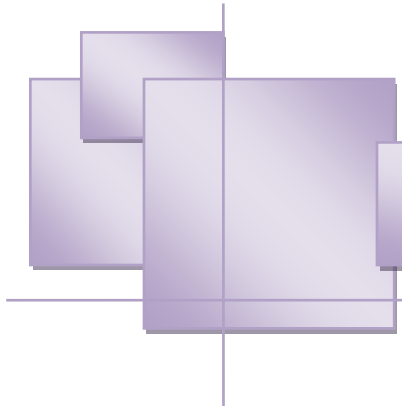
- Estimation en boucle ouverte basée sur la connaissance des tensions et des courants.
- Estimateurs basée sur l'analyse des harmoniques (calcul de l'harmonique d'ordre 3).
- Estimateurs basé sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS).
- Utilisation de l'observateur adaptatif et filtre de Kalman étendu.
- Emploi d'observateurs basés sur l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiels).

Dans ce travail, nous exposons la méthode d'estimation de la vitesse à partir de l'algorithme du filtre de Kalman standard. nous déduisons par la suite l'algorithme du filtre de Kalman étendu appliqué aux systèmes non linéaires. Cette méthode sera exploitée pour l'étude d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse

Pour la réalisation de ce travail nous avons adopté le plan de travail suivant :

- **Le premier chapitre** sera consacré à la modélisation de la MSAP alimenté par un convertisseur commandé par la technique MLI, en utilisant la transformation de Park linéarisée. La simulation de ce modèle sera effectuée.
- **Le second chapitre** présentera l'application du principe de la commande vectorielle à la MSAP. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques seront notamment présentés.
- **Le troisième chapitre** est réparti en deux parties, dans la première partie on donne une description générale sur les observateurs. Nous commencerons par une description générale de principe de base de l'observateur : Kalman standard et Kalman étendu (EKF), la deuxième parties est consacrée à l'application du filtre de Kalman étendu à la machine synchrone à aimants permanents pour l'estimation de la vitesse.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.



Chapitre I

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Introduction

L'étude du comportement d'une machine électrique est une tâche difficile qui nécessite avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (MSAP). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park. [1]

Dans ce chapitre, nous décrirons les différentes structures des machines synchrones, ensuite nous établirons la modélisation linéarisée de Park de la machine synchrone à aimants permanents suivie d'une simulation numérique pour valider le modèle mathématique obtenu de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle. [2]

I.1 Description de la machine synchrone à aimant permanent

La machine synchrone est constituée de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. Le stator est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault pour limiter les pertes dans le fer. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

La structure du la MSAP peut être représenté par trois enroulements a, b et c au stator avec les aimant permanents au rotor. L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice d'excitation, le schéma de la figure (I.1) illustre la représentation de la MSAP. [2][3]

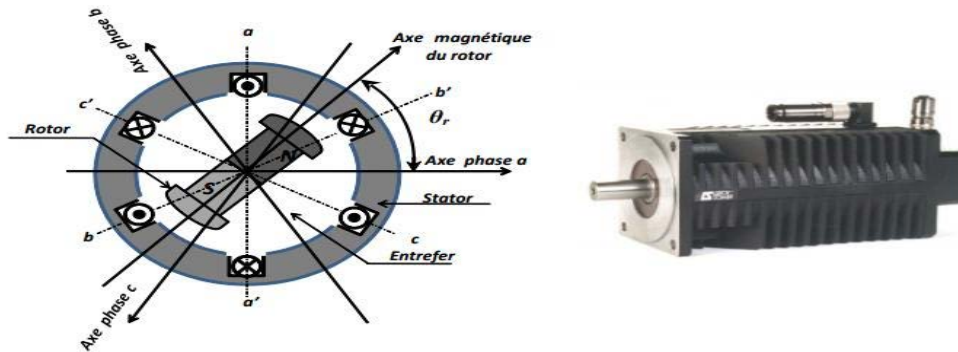


Fig.I.1: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

I.2 Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

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

- Machines munies de pièces polaires (rotor saillant) : Dans ce premier type, les pièces polaires servent à la concentration du flux d'induction magnétique permettant d'obtenir une induction normale suffisante au niveau de l'entrefer avec des aimants bon marché (Ferrites). La figure (I.2.a) présente un exemple de cette structure.
- Machines sans pièces polaires (rotor lisse) : l'inducteur présente dans ce type de machine une anisotropie magnétique (pôles saillants), et dans la plupart des configurations, contrairement aux machines classiques, la valeur de l'inductance transversale (axe inter polaire) L_q est supérieure à celle de l'inductance longitudinale (axe polaire) L_d .

Dans les machines sans pièces polaires l'aimantation des aimants est généralement radiale au niveau de l'entrefer (figure I.2.b). Des structures mixtes (aimantations parallèle et perpendiculaire à l'entrefer) sont aussi parfois utilisées. [2]

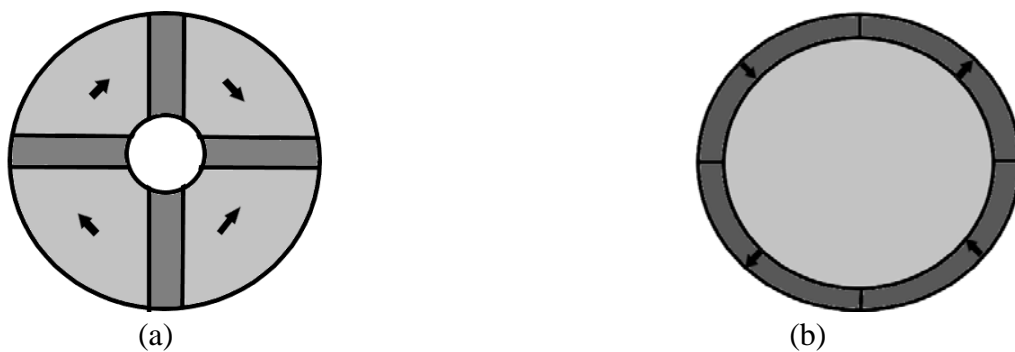


Fig.I.2: (a) : Machine munies de pièces polaires.
(b) : Machine sans pièces polaire

I.3 Différents types de machines à aimants permanents

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial. [4][5]

I.3.1 Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

I.3.2 Moteur à rotor extérieur

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

I.3.3 Moteurs à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault. Les avantages du moteur à entrefer axial sont : faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse.

I.4 Avantages et inconvénients de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types des machines : [2][3]

- La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu ;

- Son rendement est proche de 99% avec un facteur de puissance élevés (Moins de pertes de cuivre) ;
- On peut régler son facteur de puissance $\cos(\varphi)$ en modifiant le courant d'excitation I_{ex} .
- Une faible inertie et un couple massique élevé, avec une meilleure performance dynamique ;
- Construction et maintenance plus simple ;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du contact bagues balais dans ces machines (MSAP) ;
- Meilleure caractéristique thermique la localisation des pertes fers et joules au stator simplifie le refroidissement de la machine ;
- Pas de contacts glissants et pas de courant d'excitation ;
- Une capacité de fonctionnement avec une grande vitesse ;
- Puissance massique élevée. [3].

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Cout de la machine élevé ;
- Les vibrations et les chocs influents sur la structure de la machine ;
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants ;
- Pour le fonctionnement en moteur il est souvent nécessaire d'utiliser un moteur auxiliaire de démarrage ;
- Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.

I.5 Domaines d'application de la MSAP

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme : [2]

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge) ;
- Les automobiles ;
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives) ;
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements ;
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste) ;
- Les servomoteurs ;

- les machines-outils, les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.6 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande et sa simulation dans les différents régimes de fonctionnements. [2]

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit aux hypothèses simplificatrices données dans la majorité des références:

- On néglige la saturation du circuit magnétique ;
- La distribution de la F.M.M créée par les enroulements au stator est sinusoïdale ;
- Le système de tension est équilibré ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable ;
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.

I.7 Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c)

Sur la figure (I.3), on présente le diagramme des enroulements pour une machine synchrone à aimants permanents, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor (axes d-q) alimenté par une source de courant continu parfaite. [2]

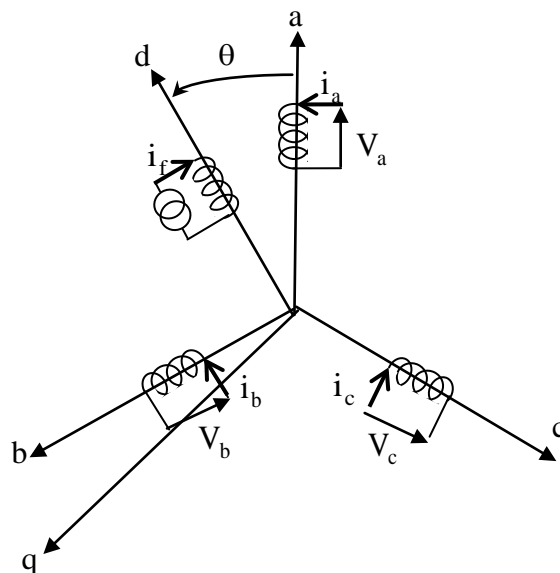


Fig.I.3: Représentation des enroulements de la MSAP.

I.7.1 Equations électriques**a) au stator :**

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_S \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{I.1.}$$

Avec :
 $[V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T$: Vecteur tensions statoriques.

 $[I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}]^T$: Vecteur courants statoriques.

 $[\varphi_{as} \quad \varphi_{bs} \quad \varphi_{cs}]^T$: Vecteur flux statoriques.

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance d'un enroulement statorique.}$$

b) au rotor :

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\Phi_f] \quad \text{I.2.}$$

Tel que :

$$[V_f] = [V_F \quad 0 \quad 0]^T$$

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

$$\text{Et : } [I_f] = [I_F \quad 0 \quad 0]^T$$

I.7.2 Equations magnétiques**a) Flux statorique**

$$[\varphi_{abc}] = [L_S][I_{abc}] + [\varphi_{sf}] \quad \text{I.3.}$$

$[M_{sf}]$: Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$$\begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{I.4.}$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$, alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad \text{I.5.}$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad \text{I.6.}$$

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{I.7.}$$

Avec :

L_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique ;

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques ;

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

b) Flux rotorique

$$[\phi_f] = [L_f][I_f] + [\phi_{sf}] \quad \text{I.8.}$$

$$[M_{sf}] = [M_{sf}]^T \quad \text{I.9.}$$

On développe les équations sous formes :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sf}] \\ [V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\varphi_f] \end{cases} \quad \text{I.10.}$$

I.7.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dx} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f\Omega) \quad \text{I.11.}$$

Avec :

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$: Vitesse de rotation de la machine ;

J : Moment d'inertie ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_r : Couple résistant ;

ω_r : Vitesse électrique du rotor ;

f : Coefficient du frottement ;

P : Nombre de paires de pôles.

Nous constatons que les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont non linéaires et elles sont en fonction de la position du rotor θ . Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations, alors pour la simplification de ce problème on doit utiliser la transformation de Park.

I.8 Principe de la transformation de Park

Le modèle biphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (repère d,q). [5]

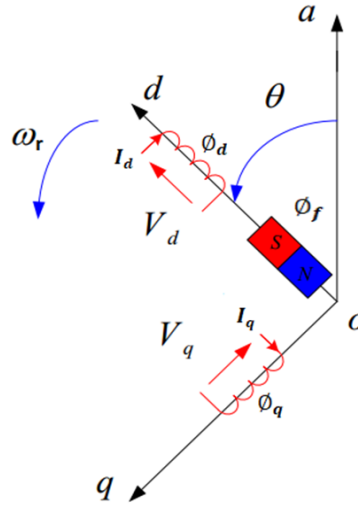


Fig.I.4: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)

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

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T \tag{I.12}$$

Avec :

$P(\theta)$: matrice de passage direct de Park.

$$[p(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

Où représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

$$[U_d \ U_q \ U_o] = P(\theta)[U_a \ U_b \ U_c]^T$$

Alors : $[I_d \ I_q \ I_o] = P(\theta)[I_a \ I_b \ I_c]^T$

$$[\varphi_d \ \varphi_q \ \varphi_o] = P(\theta)[\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$$

X_0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibré.

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dgo}] \quad \text{I.14.}$$

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

$$P(\theta)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad \text{I.15.}$$

I.9 Principe de la transformation de Clarck

La transformation directe de Clarck est déterminée par une matrice [C], elle correspond les vecteurs des axes (a,b,c) aux vecteurs des axes (α, β, o), elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux, $[V_{abc}], [I_{abc}], [\varphi_{abc}]$ aux $[V_{\alpha\beta o}], [I_{\alpha\beta o}], [\varphi_{\alpha\beta o}]$ respectivement. Le vecteur X_0 , représente la composante homopolaire.

Si on pose $\theta = 0$ dans les équations (I.13) et (I.15), les matrices de Park deviennent les matrices de Clarck :

$$[X_{\alpha\beta o}] = [C] [X_{abc}] \quad \text{I.16.}$$

Avec :

$X_{\alpha\beta o}$: représente le vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc} .

[C] : la Matrice directe de Clarck, donnée par (I.17) :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \text{I.17.}$$

Le passage inverse de la transformation de Clarck est déni par les relations suivantes :

$$[X_{abc}] = [C]^{-1} [X_{\alpha\beta o}] \quad \text{I.18.}$$

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{I.19.}$$

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

$$[X_{dq}] = [R][X_{\alpha\beta}] \quad \text{I.20.}$$

Avec :

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

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

I.10 Application de la transformation de Park à la MSAP

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs. Après développement des équations, on obtient les équations suivantes : [2]

I.10.1 Equations magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad \text{I.21.}$$

I.10.2 Equations électriques

Les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dx} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dx} - \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad \text{I.22.}$$

En remplaçant les expressions des flux (I.21) dans les équations de tension (I.22), nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dx} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dx} - \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad \text{I.23.}$$

I.10.3 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{géo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad \text{I.24.}$$

En remplaçant V_d, V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(\frac{d\varphi_d}{dt} I_d + \frac{d\varphi_q}{dt} I_q \right) + \frac{d\varphi}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \right] \quad \text{I.25.}$$

- $\frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator ;
- $\frac{3}{2} \left(\frac{d\varphi_d}{dt} I_d + \frac{d\varphi_q}{dt} I_q \right)$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator ;
- $\frac{3}{2} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad \text{I.26.}$$

Donc :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \quad \text{I.27.}$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_f \right] \quad \text{I.28.}$$

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

$$\frac{dx}{dt} = AX(t) + BU \quad \text{I.29.}$$

X : vecteur d'état ;

U: vecteur de commande ;

A : matrice fondamentale qui caractérise le système ;

B: matrice d'application de la commande.

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Pour la MSAP alimentée en tension on choisit le vecteur d'état comme la suite : [2][7]

- Variables de commande : les tensions statoriques V_d, V_q et le flux permanent Φ_m ;
- Variables d'état : les courants I_d, I_q .

En utilisant les équations (1.29), après arrangement le système prend la forme suivante

:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_d}{dt} = \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} P\Omega I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} P\Omega I_d - \frac{\phi_m}{L_q} p\Omega + \frac{1}{L_q} V_q \\ J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \\ C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_m I_q] \\ \Omega = \frac{\omega}{p} \end{array} \right. \quad \text{I.30.}$$

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_m \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\Omega \\ -\frac{L_d}{L_q} p\Omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} P\Omega \end{bmatrix}$$

I.11 Modélisation de l'association MSAP- Onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la MSAP est associée à un onduleur de tension.

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui.

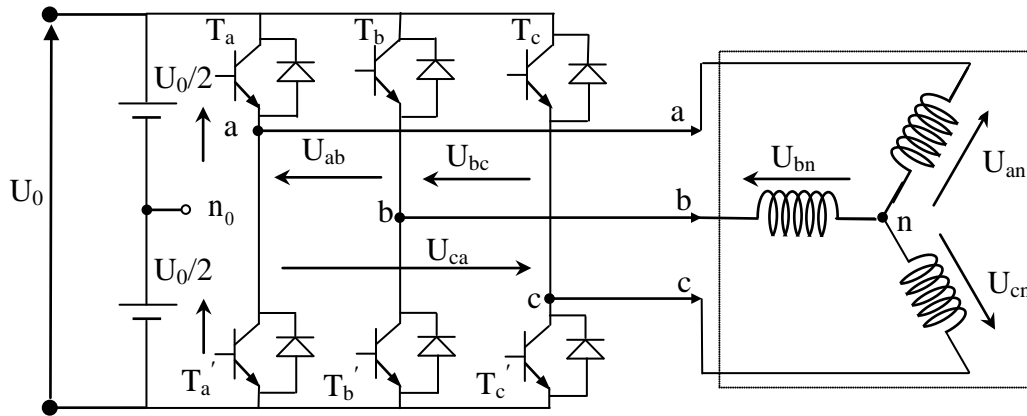


Fig.I.5: Association MSAP- Onduleur de tension.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la machine une fois les interrupteurs sont ouverts. La figure suivante présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension à deux niveaux.

I.11.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée par deux générateurs de f.é.m égale à $U_0 / 2$ connectés entre eux par un point noté n_0 (Figure. I.5). T_i et T'_i : sont des transistors avec $i = (a,b,c)$. [7]

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qu'on note V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :[4][5]

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert ;
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad \text{I.31.}$$

U_{ao}, U_{bo} et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).

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

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad \text{I.32.}$$

U_{an}, U_{bn} et U_{cn} : sont les tensions simples de la machine synchrone à aimants permanent.

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

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad \text{I.33.}$$

Par la somme des équations de (I.32), on a :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad \text{I.34.}$$

En remplaçant (1.34) dans (1.32), on aboutit à :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad \text{I.35.}$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad \text{I.36.}$$

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{I.37}$$

La commande ‘Si’ de l’onduleur de tension triphasée sont généralement générées par une stratégie de Modulation de largeur d’impulsion (MLI).

I.11.2 Modulation de largeur d’impulsions (MLI)

L’onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l’onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine.

Pour déterminer les instants de fermeture et d’ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI (Modulation de Largeur d’Impulsion), qui consiste à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence supérieur. Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d’intersection entre la porteuse et la modulante, Figure (I.6). [5]

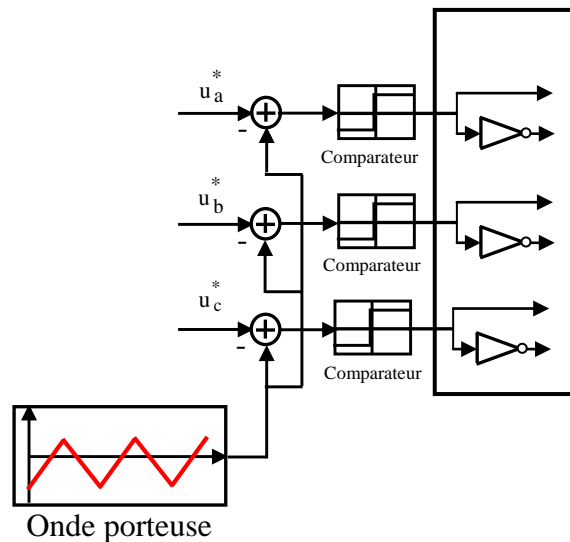
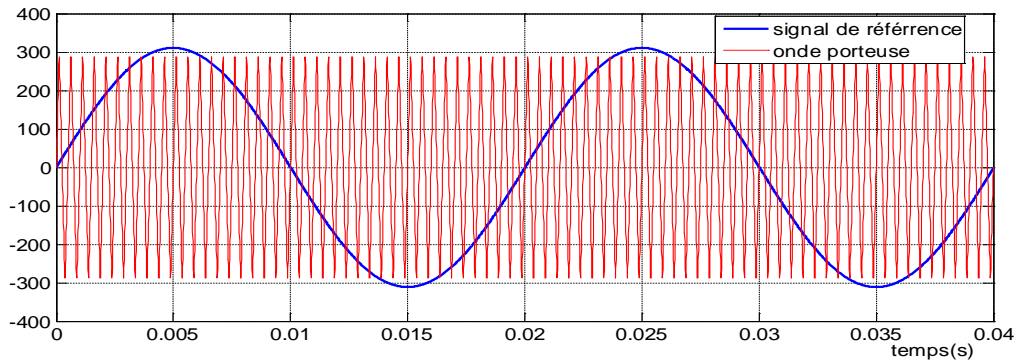


Fig.I.6: Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

Deux paramètres caractérisent cette commande : $m = \frac{f_p}{f_r}$ et $r = \frac{V_p}{V_r}$. Avec :

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur :

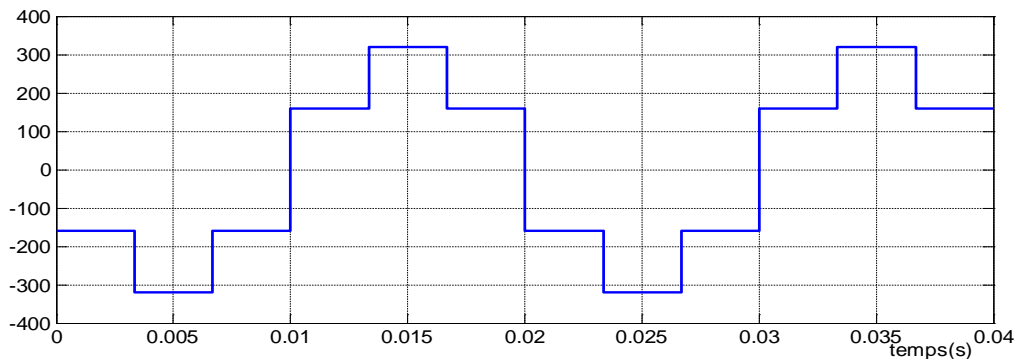


Fig.I.7: Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse

I.12 Résultats de simulation

I.12.1 Alimentation par réseau

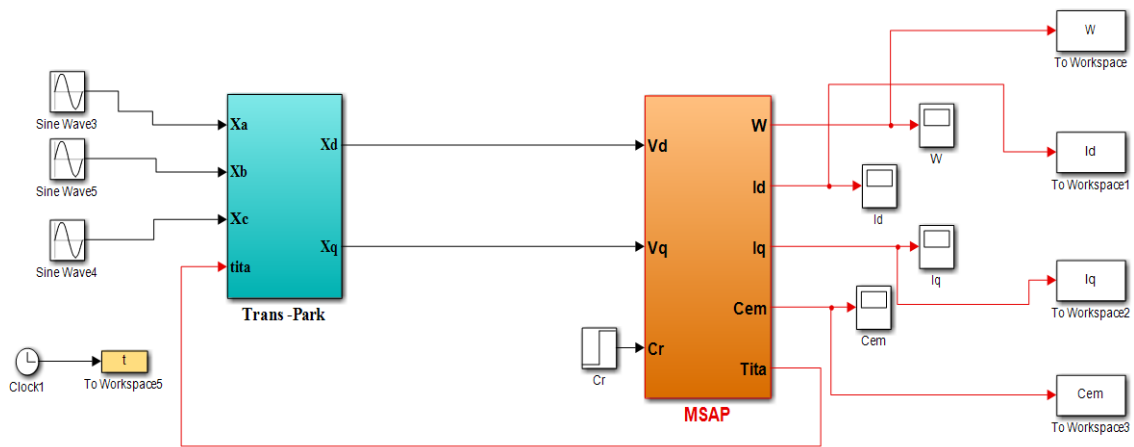


Fig.I.8: Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.

La figure (I.8) illustre le schéma bloc de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220$ V et de fréquence 50 Hz. En deuxième étape on applique un couple résistant de 10N.m à l'instant $t = 1$ s.

• **Test à vide :**

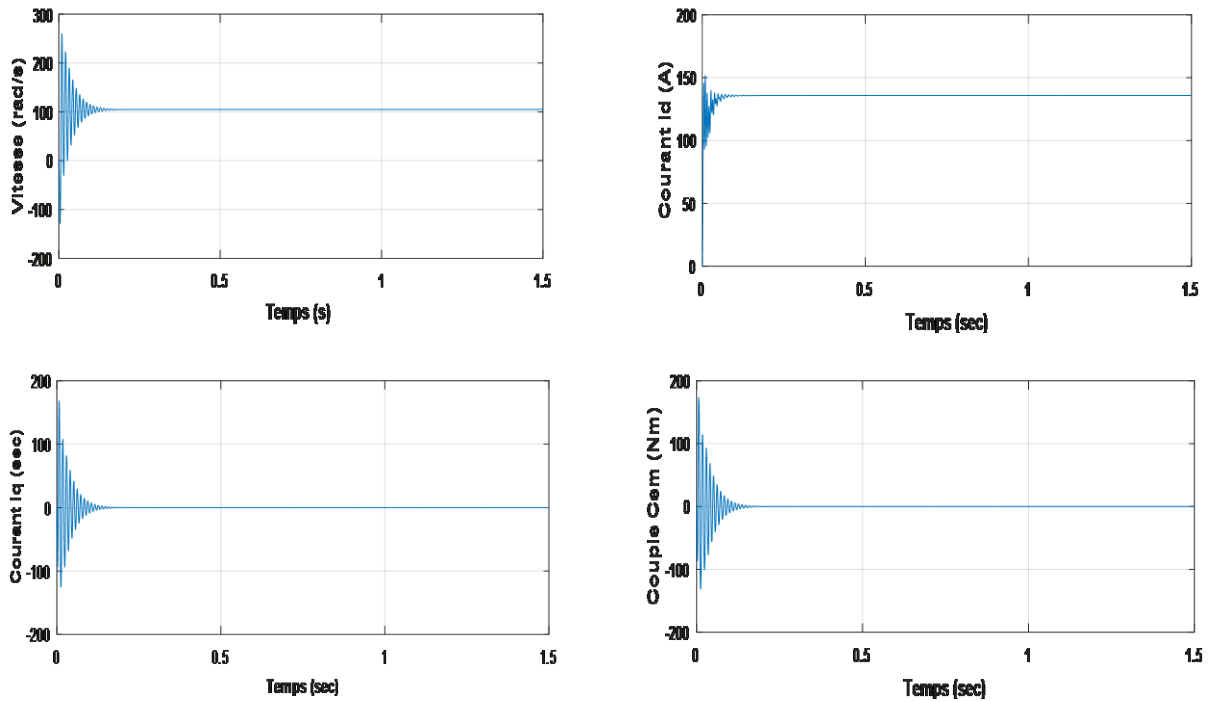


Fig.I.9: résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé à vide.

- Test en charge :

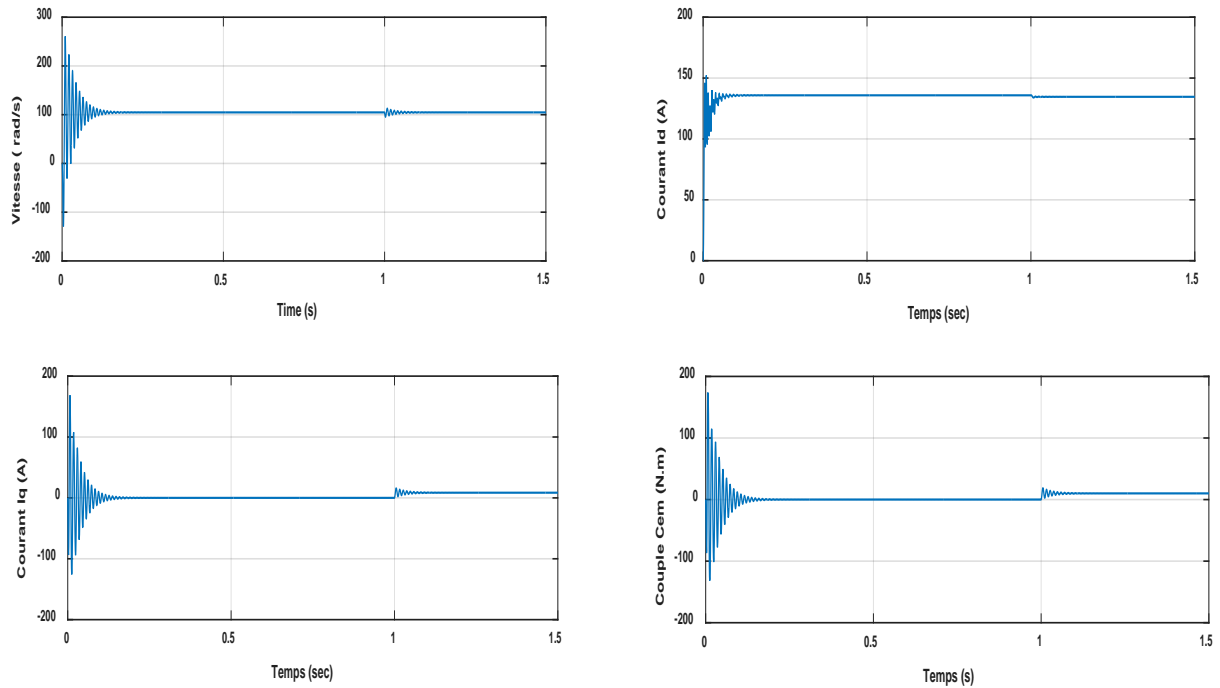


Fig.I.10: Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé en charge

On remarque que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, sous l'effet de contre réaction des masses tournantes qui tendent à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesses négatives très faible et de courte durée, cette vitesse atteint sa valeur nominale de 100 rad/sec en régime permanent pour un couple nul, cette réponse est assez rapide, car l'inertie de la machine est très faible.

On remarque que le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, avant de se stabiliser par la suite sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent et même remarque pour le courant (I_q).

A $t=1s$, on applique un couple de charge de 10 N.m. D'après les résultats de simulation, on remarque que l'insertion du couple de charge entraîne une variation dans les différentes réponses pendant cette perturbation (diminution de la vitesse de rotation), puis se stabilise en régime permanent.

I.12.2 Alimentation par onduleur MLI de tension

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc.

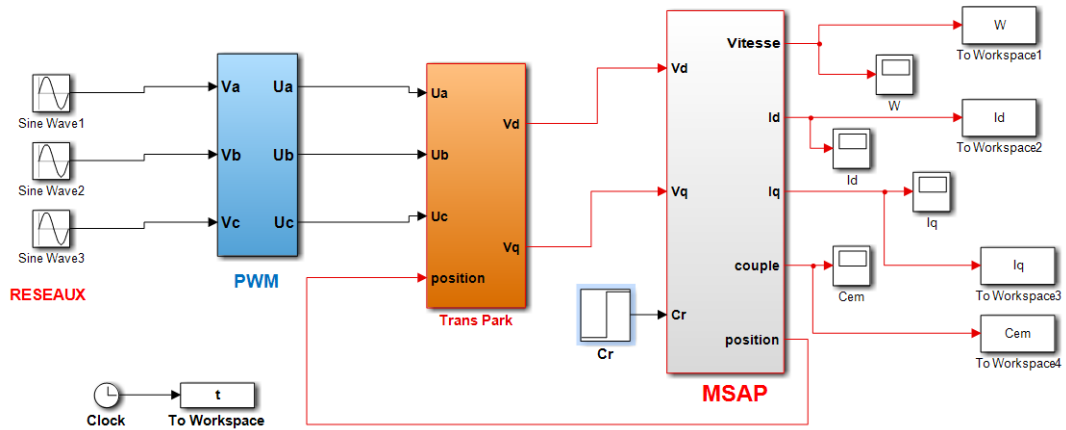


Fig.I.11: Schéma de simulation de l'association onduleur-MLI- MSAP.

La figure (I.11) illustre le schéma bloc de la simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220\text{ V}$ et de fréquence 50 Hz .

• **Test en a vide:**

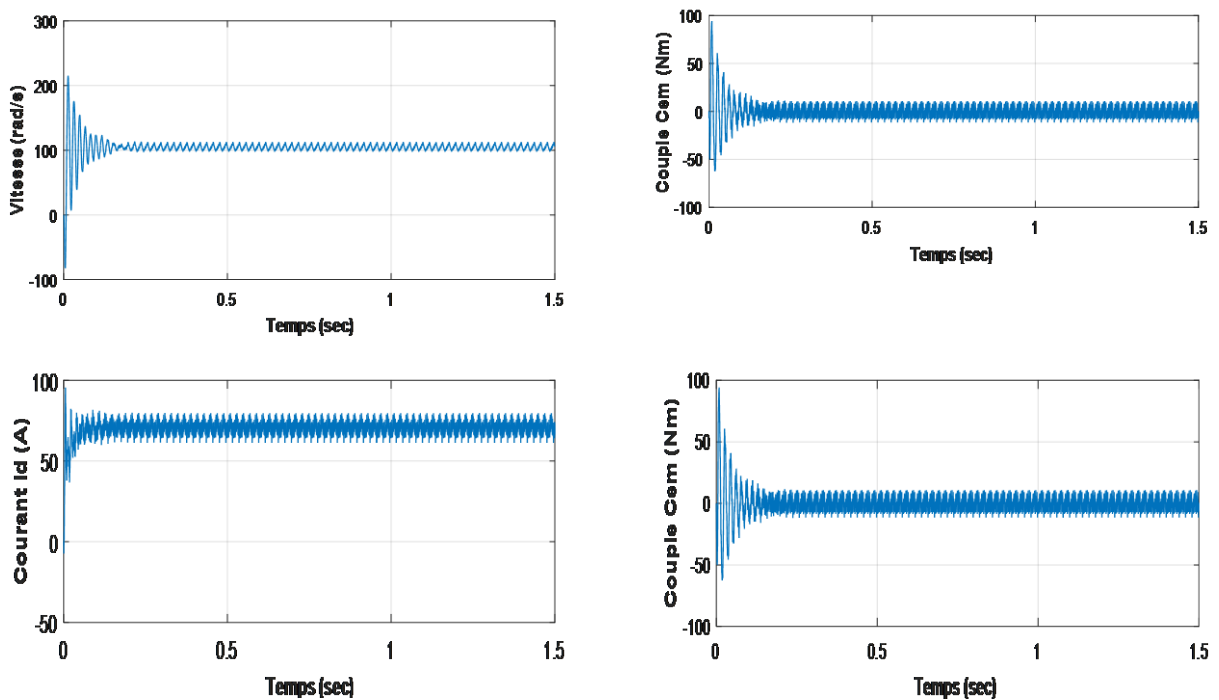


Fig.I.12: résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI à vide.

- Test en charge : $C_r = 10\text{N.m}$ à l'instant $t = 1\text{s}$.

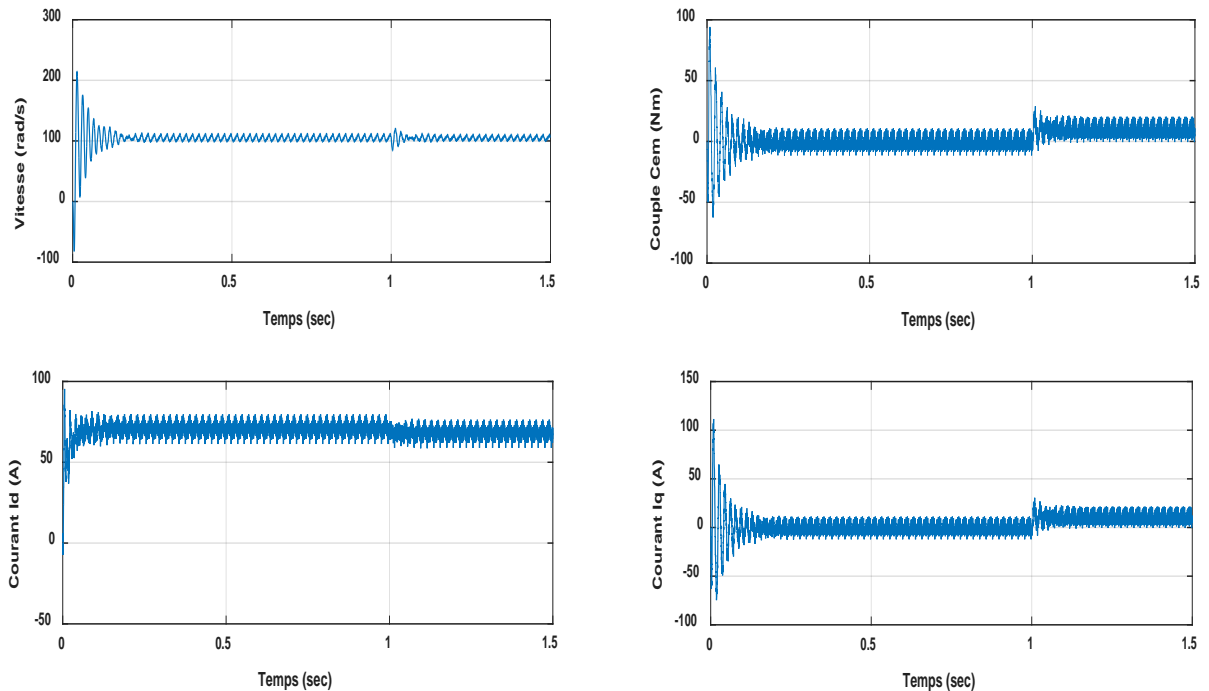


Fig.I.13: Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI en charge ($C_r=10\text{ N.m}$)

On remarque que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 100 rd/s en régime permanent pour un couple nul. Le couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 20 N.m , puis tend vers le régime permanent avec des faibles oscillations.

D'autre part, pour les allures des courants présentent on constate au démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent avec des faibles oscillations.

I.13 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle dynamique et mathématique de la machine synchrone à aimants permanents. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites. Les équations obtenues par la transformation de Park sont établis dans le but d'obtenir un système linéaire, Enfin nous avons utilisé ce modèle pour la simplification de ces équations et de représenter le modèle de la MSAP dans le repère d'axe (d,q) pour faciliter l'étude et la simulation de MSAP.

La machine synchrone à aimant permanents est toujours associée lors de son fonctionnement à un convertisseur statique, Les résultats présentés ci –dessous ne sont que des tests par simulation pour valider le modèle de la machine.



Chapitre II



Promotion 2022

CHAPITRE II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Introduction :

La difficulté majeure rencontrée dans la commande des machines à courant alternatif réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine.

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse). L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone, la principale difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrées (tension, fréquence), de sorties (vitesse, couple) et les paramètres internes (courant rotorique et flux).

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu, Blaschke et Hass ont proposé une méthode permettant de maîtriser ces difficultés en introduisant les coordonnées de champs, où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple.

La dynamique d'une machine à courant alternatif sera donc ramenée à celle d'une machine à courant continu. Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales : La méthode directe et méthode indirecte développées par Blaschke et par Hasse successivement.

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs *PI*. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

II.1 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle [6][7].:

II.1.1 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.2.2 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.);
- 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.

II.2 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

II.2.1 Principe de la commande vectorielle :

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [8][9].

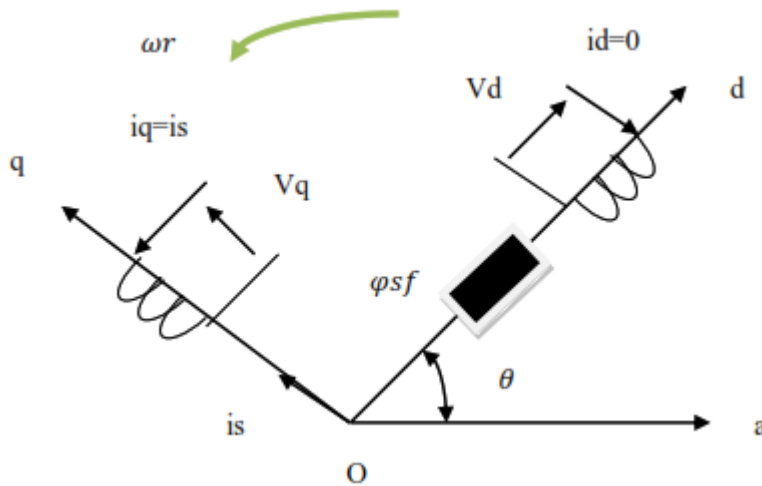


Fig.II.1: Principe de la commande vectorielle

L'équation (I.28), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables I_d et I_q

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_{sf} I_q \right] \quad \text{II.1.}$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante $I_d = 0$. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [10].

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_{sf} I_q \quad \text{II.2.}$$

Comme le flux φ_{sf} est constant, le couple est directement proportionnel à I_q .

Donc :

$$C_{em} = k_t I_q \quad \text{II.3.}$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} p \varphi_{sf} \quad \text{II.4.}$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

II.2.2 Découplage :

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

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d \omega I_d + \omega \varphi_{sf} \\ \omega = p \omega_r \end{cases} \quad \text{II.5.}$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [11]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d s) I_d - L_q \omega I_q \\ V_q = (R_s + L_q s) I_q + \omega (L_d I_d + \varphi_{sf}) \\ \omega = p \omega_r \end{cases} \quad \text{II.6.}$$

Avec « s » : opérateur de Laplace.

La figure (II-2) représente le couplage entre les axes d et q

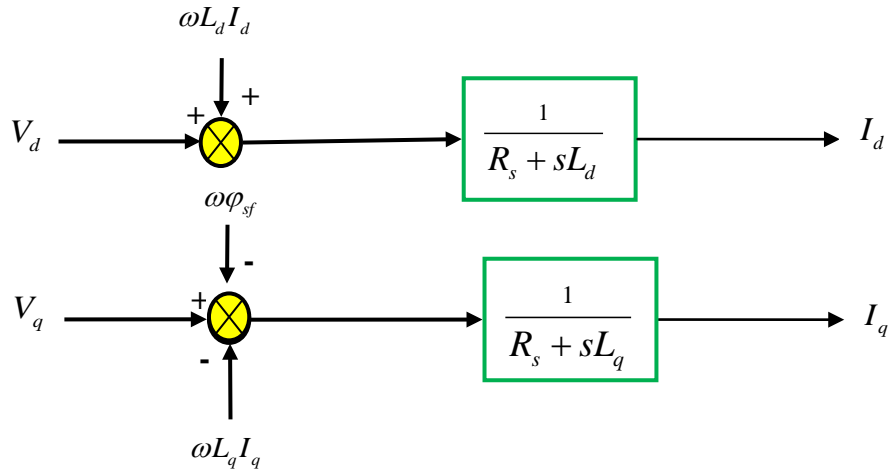


Fig.II.2: Description des couplages

II.2.2.1 Découplage par compensation :

La compensation donc, à 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.

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d et e_q représente dans la figure (II.1) telle que : [11]

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_{qs} = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad \text{II.7.}$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \end{cases} \quad \text{II.8.}$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega I_q \\ e_q = L_d \omega I_d + \omega \varphi_{sf} \end{cases} \quad \text{II.9.}$$

On a donc les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} et le courant I_q ne dépend que de V_{q1} , à partir de l'équation (II-8) les courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad \text{II.10.}$$

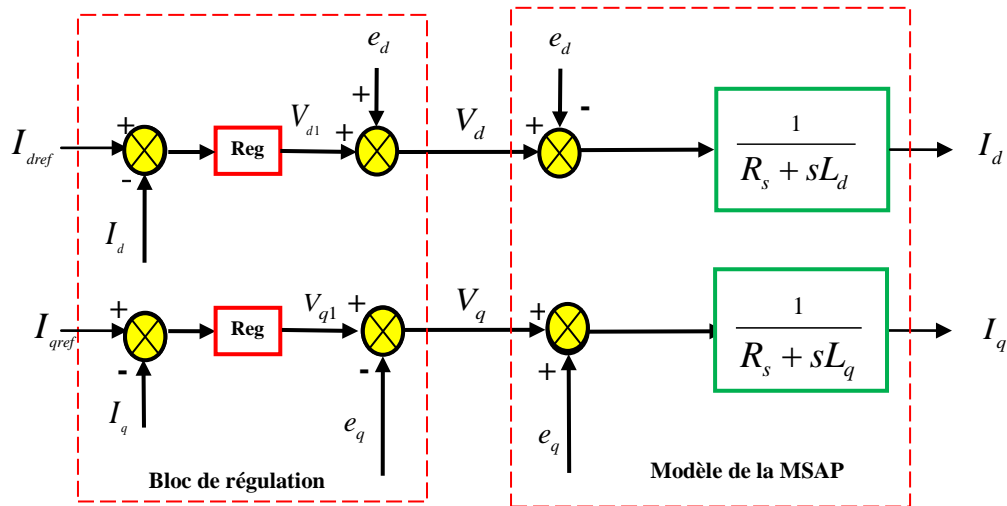


Fig.II.3: Découplage par addition des termes de couplage

II.2.3 Description du système global

La figure (II.4) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d,q). Cette commande est constituée de deux principales boucles à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants et la transformation directe et inverse de Park.

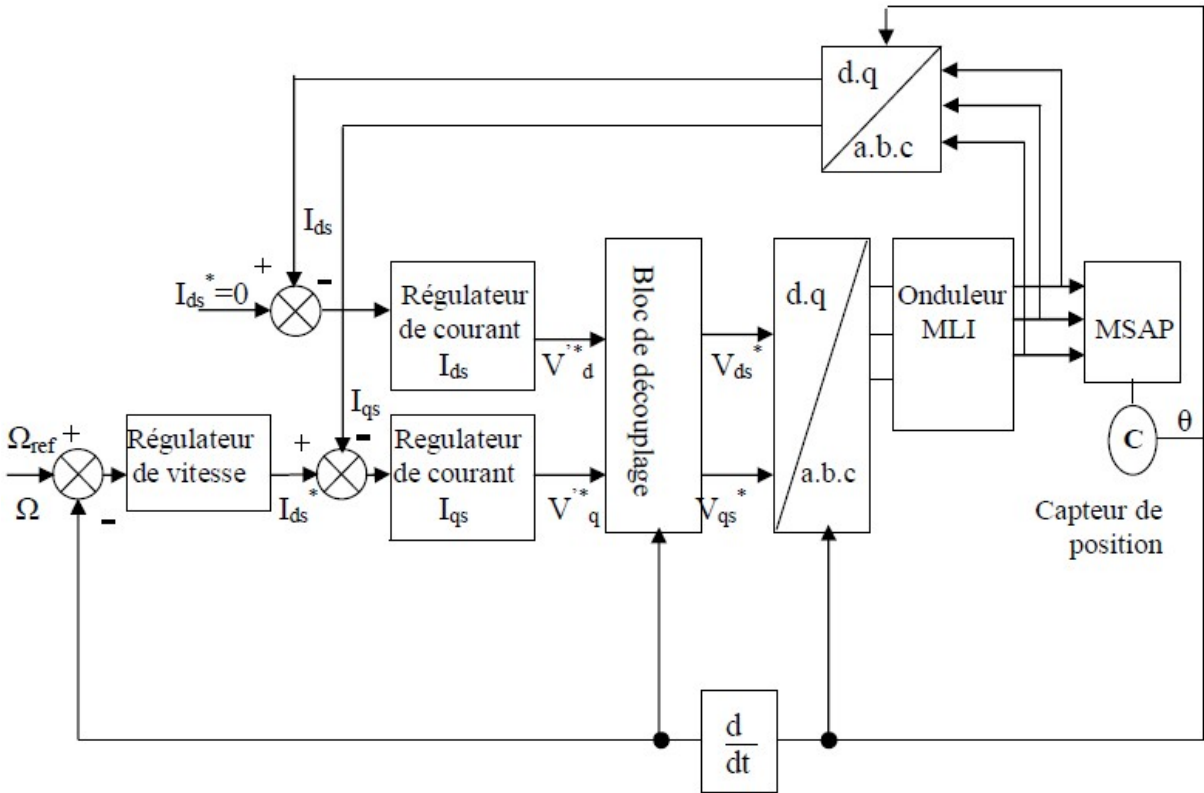


Fig.II.4: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par « Orientation du flux ».

La vitesse est régulée par la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{emref} , permet de générer le courant de référence i_{qsref} qui est comparé à la valeur du courant I_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant I_q .

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant qui est maintenue à zéro. Les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} sont générées par les sorties des régulateurs des courants I_d et i_q . Et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions V_a , V_b et V_c qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

II.3 Synthèse des différents régulateurs

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.

Théoriquement :

- Une action proportionnelle (P) suffit à garantir les critères de performance exigés par la boucle de vitesse.
- Une action intégrale (I) est donc nécessaire pour annuler cette erreur statique entre la consigne et la sortie en régime permanent.

Nous allons régler la vitesse de la machine en proposant un régulateur de type PI, ce choix justifier par :

- ❖ Simplicité de la réalisation et de son réglage (auto réglable).
- ❖ La connaissance maitrise de ce type de régulateur et de son application dans l'industrie et sa robustesse de commande.
- ❖ Son prix de revient moins cher.

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (II.11) pour les deux axes d et q :

$$F(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{II.11}$$

II.3.1 calcul des régulateurs

II.3.1.1 Régulateur de courant I_d

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposé. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Du procédé du découplage, on abouti au schéma bloc fonctionnel simple de la boucle du courant

$I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d}$ et identique pour les deux axes.

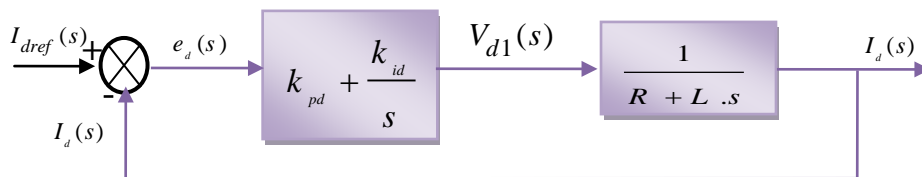


Fig.II.5: Schéma fonctionnel de régulation de courant I_d

Pour chacune des boucles de courants, on associe un régulateur de type proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à contrôler la stabilité de la boucle et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de sortie.

- La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$F_{bod}(s) = (k_{pd} + \frac{k_{id}}{s}) (\frac{1}{sL_d + R_s}) = \frac{k_{id}}{s} (1 + \frac{k_{pd} \cdot s}{k_{id}}) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + (\frac{L_d}{R_s}) \cdot s} \right) \quad \text{II.12.}$$

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

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

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{F_{bod}(s) + 1} \quad \text{II.14.}$$

▪ **Calcul des paramètres du régulateur « PI »**

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

(II.12), en posant $\langle \langle \frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \rangle \rangle$, la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{bod}(s) = \frac{k_{id}}{s \cdot R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{k_{id}} \cdot s + 1} \end{array} \right. \quad \text{II.15.}$$

$\tau_d = \frac{R_s}{k_{id}}$ est la constante de temps, on suppose que le temps de réponse t_r sera égale à $\langle \langle t_r = 3 \cdot \tau_d \rangle \rangle$, les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

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

II.3.1.2 Régulateur de courant I_q

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant I_q est donnée par :

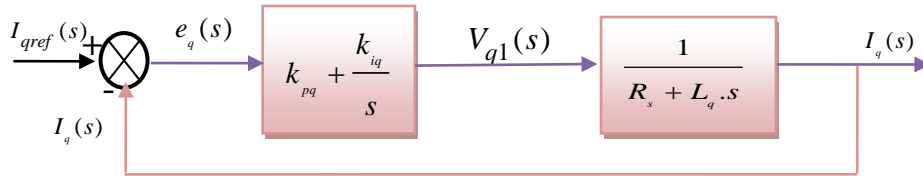


Fig.II.6: Schéma fonctionnel de régulation de courant I_q

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

II.3.1.3 Régulateur de la vitesse.

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

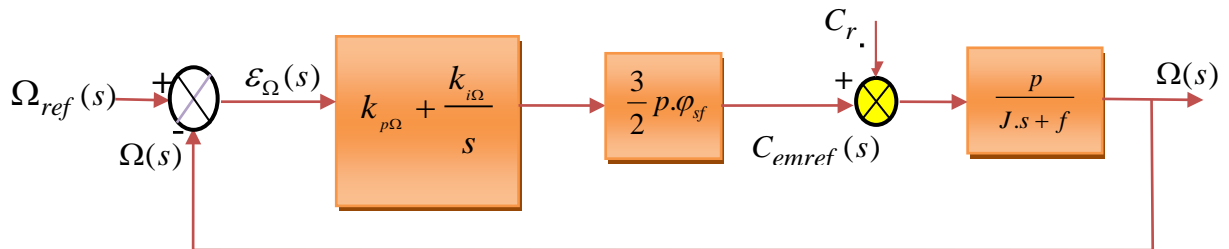


Fig.II.7: Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse

- La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$F_{bo\Omega}(s) = \left(k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s}\right) \left(\frac{1}{J \cdot s + f}\right) = \frac{k_{i\Omega}}{s} \left(1 + \frac{k_{p\Omega} \cdot s}{k_{i\Omega}}\right) \left(\frac{\frac{1}{f}}{1 + \left(\frac{J}{f}\right) \cdot s}\right) \quad \text{II.18.}$$

$$F_{bo\Omega}(s) = \frac{k_{i\Omega}}{s} \left(1 + \frac{k_{p\Omega} \cdot s}{k_{i\Omega}}\right) \left(\frac{\frac{1}{f}}{1 + T_d \cdot s}\right) \quad \text{avec } T_d = \frac{J}{f} \quad \text{II.19.}$$

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

$$F_{bf\Omega}(s) = \frac{F_{bo\Omega}(s)}{F_{bo\Omega}(s) + 1} \quad \text{II.20.}$$

En posant $\left\langle \left\langle \frac{k_{p\Omega}}{k_{i\Omega}} = \frac{J}{f} \right\rangle \right\rangle$, la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{bod}(s) = \frac{k_{i\Omega}}{f \cdot s} \\ F_{bf\Omega}(s) = \frac{1}{\frac{f}{k_{i\Omega}} \cdot s + 1} \end{array} \right. \quad \text{II.21.}$$

$\tau_{\Omega} = \frac{f}{k_{i\Omega}}$ est la constante de temps, on suppose que le temps de réponse t_r sera égale à $\left\langle \left\langle t_r = 3 \cdot \tau_{\Omega} \right\rangle \right\rangle$, les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} t_r = 3 \cdot \frac{f}{k_{i\Omega}} \Rightarrow k_{i\Omega} = \frac{3 \cdot f}{t_r} \\ \frac{k_{p\Omega}}{k_{i\Omega}} = \frac{J}{f} \Rightarrow k_{p\Omega} = \frac{3 \cdot J}{t_r} \end{array} \right. \quad \text{II.22.}$$

II.4 Résultats de simulation et interprétations

Pour illustrer le fonctionnement de la commande de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé en tension; les résultats de simulation de démarrage à vide, application d'une charge et inversion du sens de rotation sont présentés sur la figure

Pour montrer les performances et la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis la variation du couple de charge, des tests de simulation numériques ont été appliqués à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP, « voir annexes ») dans les mêmes conditions de fonctionnements pour différents profil de vitesse.

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle. La figure (II.8) illustre le profil de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (5Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l'instant $t = 9s$ on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à $t=13s$ on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).

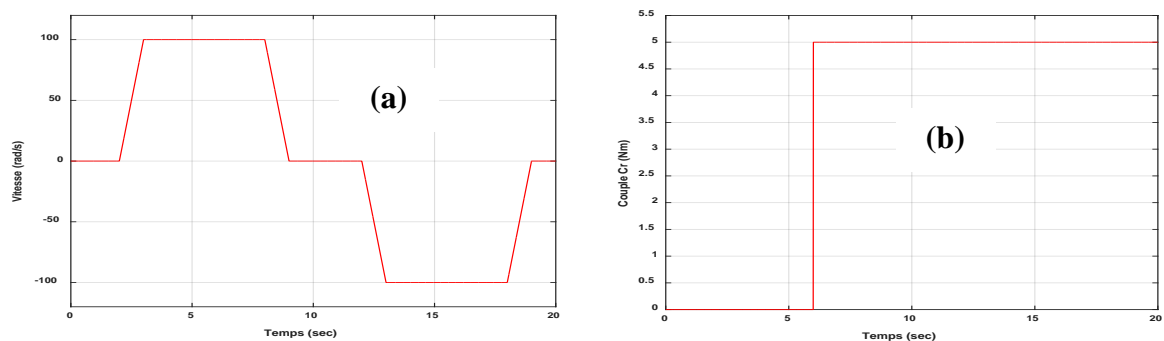
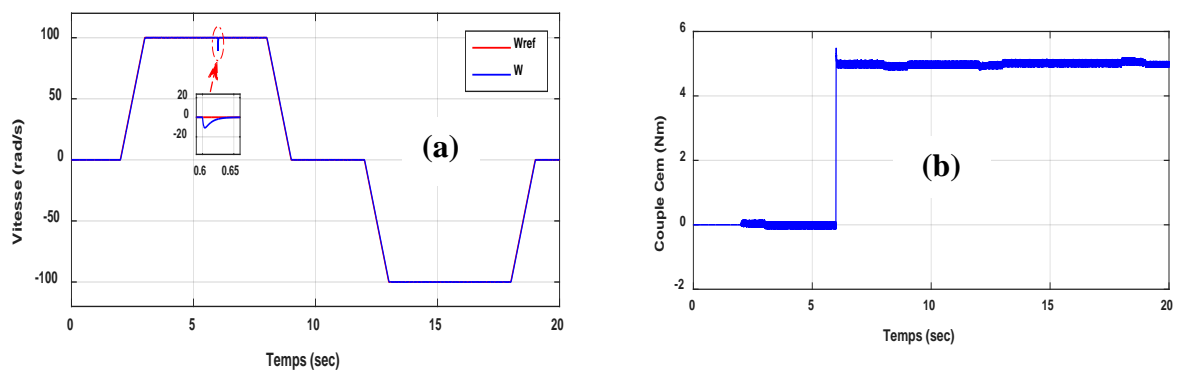


Fig.II.8: Profils de référence vitesse-Couple



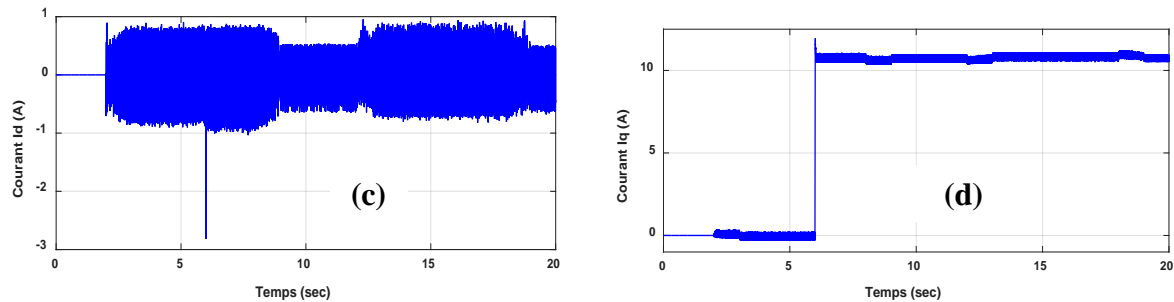


Fig.II.9: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse avec la commande vectorielle

II.4.1 Interprétation des résultats

L'allure de la vitesse suite parfaitement sa trajectoire de référence (figure (II.9 a)) qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable sans dépassement. L'effet de la perturbation est rigoureusement éliminé et que le couple électromagnétique (figure (II.9 b)) se stabilise à la valeur 5(N.m). On a aussi une augmentation de couple car l'effet de la charge à partir de $t = 6$ (s) jusqu'à $t = 20$ (s).

En remarque aussi l'effet des régulations qui présente par des petites perturbations quand on impose ou éjecter la charge qu'elle est atteinte très rapidement sa référence.

Le courant Id après le régime transitoire (figure (II.9 c)) revient à sa valeur zéro ($I_d = 0$) ; ceci implique le découplage entre les deux boucle de courant ; le courant Iq est l'image du couple électromagnétique (figure (II.9 d)) .

II.5 CONCLUSION :

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

Le contrôle vectoriel en boucle fermée, nous a permis de réaliser les meilleures performances dynamiques du système, grâce à la régulation classique PI. Ce réglage de

vitesse de la MSAP a donné des résultats satisfaisant, à savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent.



Chapitre III



Promotion 2022

CHAPITRE III

APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU (EKF) A LA MCHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS (MSAP)

Introduction

Dans les variateurs de vitesse par moteur synchrone, la boucle de commande de la vitesse est basée sur la connaissance et la mesure de cette dernière. Elle est fournie par un capteur.

Cependant, ces capteurs occupent une place dans l'installation de la structure de commande et génèrent des difficultés liées à leur montage (montage sur bride des codeurs à en haut d'arbre et le montage en porte à faux des codeurs à arbre creux). De plus, Ils sont sensibles également aux vibrations de l'arbre et leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques.

Ces capteurs mécaniques augmentent la complexité et diminuent la fiabilité du système d'entraînement.

Au cours des dernières années, les commandes sans capteurs mécaniques ont reçu une grande attention. L'idée de base pour l'entraînement sans capteur est d'estimer la vitesse du moteur et la position par les quantités de terminaux de stator mesurée.

Les techniques d'estimation souvent utilisées pour les machines synchrone à aimants permanents peuvent être classées comme suit :

- Estimation du flux par le modèle de tension;
- Estimateurs basé sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS) ;
- Filtre de Kalman étendu (FKE);
- Estimation de flux utilisant d'autres théories de contrôle avancé comme réseau de neurones, logique floue ;
- Détection de saillance basé sur l'injection du signal de porteuse haute fréquence ;
- Observateur mode glissant.
- Etc

Dans ce chapitre, nous exposons la méthode d'estimation de la vitesse à partir de l'algorithme du filtre de Kalman standard, nous déduisons par la suite l'algorithme du filtre de Kalman étendu appliqué aux systèmes non linéaires. Cette méthode sera exploitée pour l'étude d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse, la validation des résultats se fait par des simulations sous l'environnement MATLAB. .

III.1 CAPTEUR, ESTIMATEUR OU OBSERVATEUR : QUE CHOISIR?

- **Les capteurs** : sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse, position, courant,...), 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 ne possèdent pas de rebouclage et 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 difficiles à obtenir (position, flux...), en utilisant des informations techniquement faciles à obtenir par des capteurs (courants, tensions). Autrement dit "un observateur est un estimateur possédant un rebouclage". Le rebouclage consiste à comparer les valeurs estimées aux valeurs de mesure parvenant des capteurs, ce qui permet de réduire l'erreur d'observation. Pour toutes les applications le choix à faire entre capteur, estimateur ou observateur se résume aux critères suivants : la fiabilité, le coût, les exigences techniques et la précision. [12] [13][14].

III.2 Observateurs

Un observateur est un système dynamique qui reconstruit l'état du système à partir des entrées et des sorties mesurées. Les entrées d'un observateur sont donc les entrées et les sorties du système original et la sortie d'un observateur est l'état estimé (figure (III.1)).

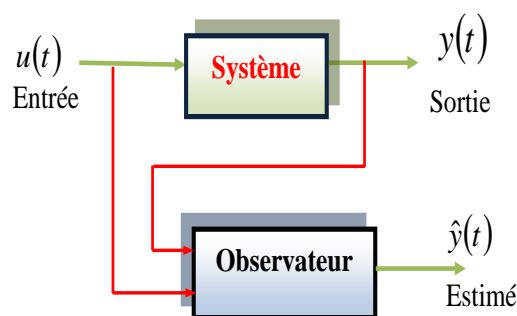


Fig.III.1 Ensemble système_ observateur.

III.3 PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe [12], [15], [16]. Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure (III.2) représentent respectivement :

- 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 (courants, tensions).

L'observation se fait en deux phases. La première est une étape d'estimation et la deuxième 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 K (observateur). 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 (figure III.2). [12], [17].

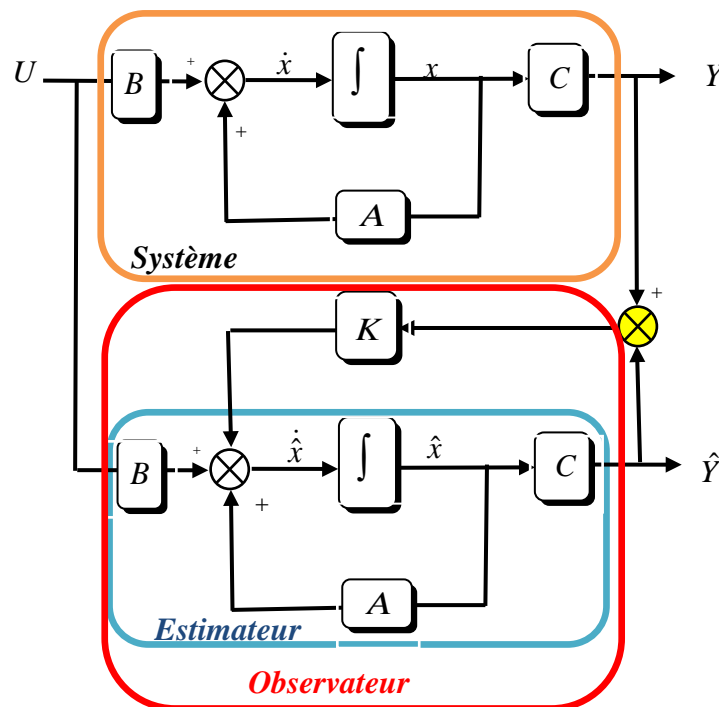


Fig.III.2 Schéma de principe d'un observateur

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la figure (III.2), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain K . Le dimensionnement de cette matrice est effectué de telle sorte à assurer la convergence la plus rapidement possible entre le modèle ou l'estimateur et le système réel. Celui-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [12], [13], [18].

L'observation se fait en deux étapes : l'estimation que se fait en boucle ouverte par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système ; Et la correction que se fait en boucle fermée. Le vecteur de sortie y est comparé au vecteur équivalent ou estimé \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi, on définit une variable qui est l'erreur de l'observation $\varepsilon = y(t) - \hat{y}(t)$. Celle-ci est multipliée par la matrice K et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés x par le retour d'état. Pour un choix judicieux de la matrice des gains K , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro.

Pour que l'observateur soit utilisable il est nécessaire que cette erreur tende vers 0 lorsque t augmente. Lorsque cette propriété est satisfaite l'observateur est dit asymptotique, mais il est évident que c'est une propriété nécessaire au fonctionnement correct d'un observateur. En conséquence il faudra choisir K telle que les valeurs propres de la matrice $A - KC$ soient toutes à partie réelle strictement négative. [12], [18].

III.4 Outils de la commande sans capteur mécanique de la MSAP [19] :

La commande sans capteur mécanique consiste à remplacer le capteur de position et de vitesse de la MSAP par une méthode d'estimation à partir des mesures accessibles (courants et/ou tensions). Les capteurs physiques ont un coût (achat, installation, maintenance) élevé, et peuvent présenter des problèmes de fiabilité.

Le remplacement de ces capteurs par des capteurs dit logiciels peut se révéler avantageux d'un point de vue industriel, que ce soit pour répondre au problème de coût (cas de certaines applications grand public : ventilateurs, machines à laver, ...), ou à celui de fiabilité et de commande tolérante aux défauts (cas de l'aéronautique). Ainsi, la commande sans capteur des MSAP est un problème industriel posé depuis les années 90.

Le filtre de Kalman étendu est une solution de plus en plus adoptée en pratique et dans de nombreux travaux académiques. En effet, cet observateur est simple de réglage et apporte une

robustesse envers les bruits de mesures et les perturbations. Toutefois, le filtre de Kalman étendu, à plusieurs inconvénients tels que l'augmentation du coût de calcul et l'instabilité numérique du filtre si aucune précaution n'est prise lors du développement de l'estimateur.

III.5 Filtre de Kalman [20] :

Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système uniquement à partir des données accessibles, c'est-à-dire les entrées et les sorties mesurées. Son rôle consiste à reconstruire la grandeur inaccessible du système. L'observateur fait deux phases; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction.

L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés que l'on multiplie par un gain K . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur, donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.

Le filtre de Kalman est un algorithme qui est mis en parallèle avec le système en utilisant son modèle sous forme d'équations d'état. Il permet de reconstruire ou d'estimer toutes les variables d'état, si le système est observable. En automatique, il est fréquent d'appliquer les techniques de régulation et d'asservissement, à des systèmes, qu'ils soient linéaires ou non linéaires. De ce fait, on peut distinguer deux types : Le filtre de Kalman (FK) standard pour les systèmes linéaires et une extension de ce filtre, appelé filtre de Kalman étendu (FKE) pour le cas des systèmes non linéaires, comme dans notre cas d'étude d'application.

III.5.1 Filtre de Kalman standard

L'algorithme de filtre de Kalman, peut être présenté en deux étapes à savoir :

1: Phase de prédiction

$$\begin{cases} \hat{X}_{k+1/k} = A_k \hat{X}_{k/k} + B_k U_k \\ \hat{P}_{k+1/k} = A_k \hat{P}_{k/k} A_k^T + Q \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

2: Phase de correction

$$\begin{aligned} K_{k+1} &= \hat{P}_{k+1/k} C^T [C \hat{P}_{k+1/k} C^T + R]^{-1} \\ \hat{P}_{k+1/k+1} &= (I - K_{k+1} C) \hat{P}_{k+1/k} \\ \hat{X}_{k+1/k} &= A_k \hat{X}_{k/k} + B_k U_k \end{aligned} \quad (\text{III-2})$$

La figure (III-3) représente le schéma général du filtre de *kalman* standard discret:

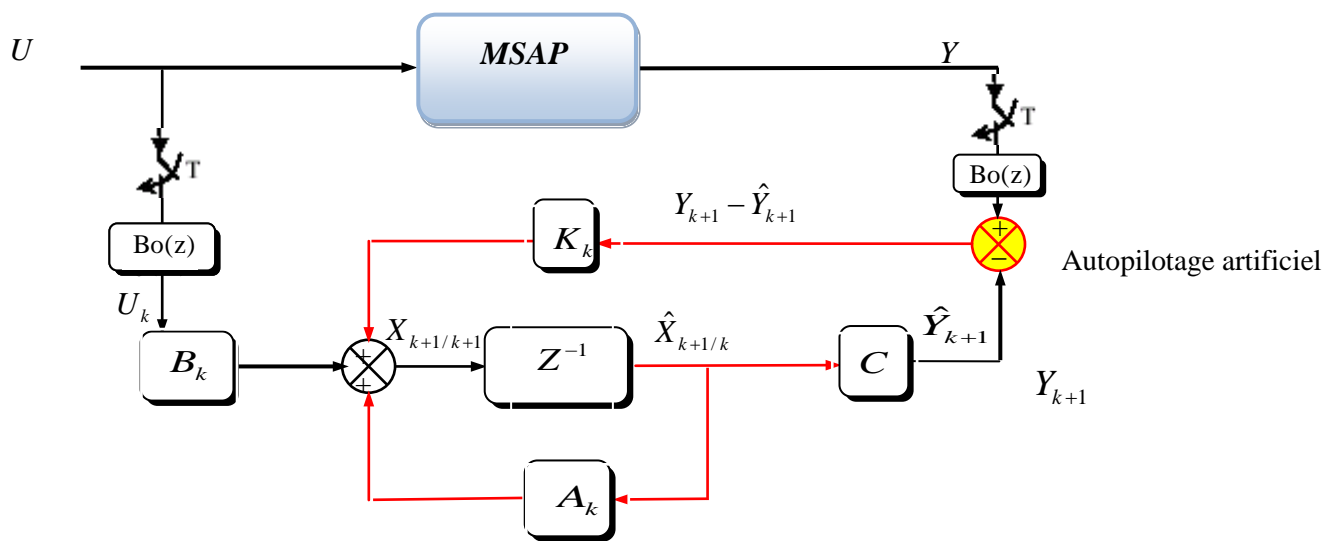


Fig.III.3 Schéma général du filtre de Kalman discret

III.5.2 Détermination des covariances de bruit et mesure Q R

Puisque la matrice de gain est prédéterminée par l'algorithme du filtre, les réglages s'opèrent alors uniquement sur les matrices de covariance Q et R du filtre. Cependant, ces ajustements peuvent conduire à un écart par rapport au réglage optimum surtout dans le cas du filtre étendu [21].

Les matrices Q et R sont le plus souvent choisies diagonales. Plus un élément de la matrice Q sera grand et plus le filtre modifiera rapidement l'estimation de l'élément correspondant en fonction des résultats des mesures. Au contraire, plus un élément de la matrice R est grand et moins le filtre tiendra compte du résultat de la mesure correspondante.

III.5.3 Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman étendu réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter au vecteur d'état une autre variable que l'on désire estimer, il faut alors effectuer une linéarisation du système à chaque pas autour du point de fonctionnement défini au pas précédent [22], [23].

La figure (III.4) représente la structure globale de filtre de *Kalman* étendu.

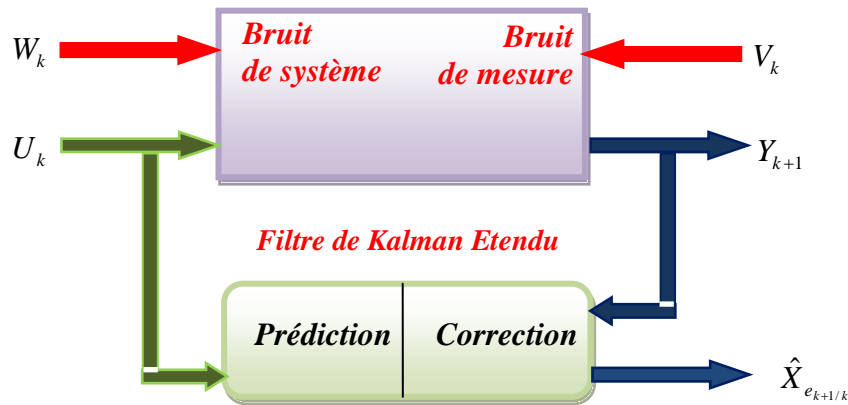


Fig.III.4 La Structure globale du FKE

Soit le modèle non linéaire suivant :

$$\begin{cases} X_{e_{k+1}} = f(X_{e_k}, U_k) + W_{ek} \\ Y_k = h(X_{e_k}) + V_k \end{cases} \quad \text{(III-3)}$$

Avec :

$$X_{e_k} = [X_k \quad \theta_k] \quad \text{(III-4)}$$

Ou :

X_k : le vecteur des états à estimer.

θ_k : le vecteur des paramètres à estimer.

On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l’algorithme du filtre de Kalman étendu [24], [25] :

1. : Phase de prédiction

On introduit dans l’équation d’état du modèle un vecteur de perturbation W_k (bruit d’état) et un vecteur de bruit de mesure V_k le système s’écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k + W_k \\ Y_k = C X_k + V_k \end{cases} \quad \text{(III-5)}$$

Avec :

$W_k = W(k)$: Bruits d’entrées (ou d’état).

$V_k = V(k)$: Bruits de sortie.

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant (k+1). On cherche alors à déterminer sa variance Q et le Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction

Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{e_{k+1/k}} = f(X_{e_{k/k}}, U_k) \tag{III-6}$$

Prédiction de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^T + Q \tag{III-7}$$

Avec :

$$F_k = \left. \frac{\partial f(X_{e_k}, U_k)}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_{k/k}}} \tag{III-8}$$

1: Phase de correction

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée Y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{Y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

Calcul du gain de Kalman

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^T [H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^T + R]^{-1} \tag{III-9}$$

Avec :

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_{e_k})}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_{k/k}}} \tag{III-10}$$

Estimation du vecteur d'état étendu à l'instant k+1 :

$$\hat{X}_{e_{k+1/k+1}} = \hat{X}_{e_{k+1/k}} + K_{k+1} (Y_{k+1} - H_k \hat{X}_{e_{k+1/k}}) \tag{III-11}$$

Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k} \tag{III-12}$$

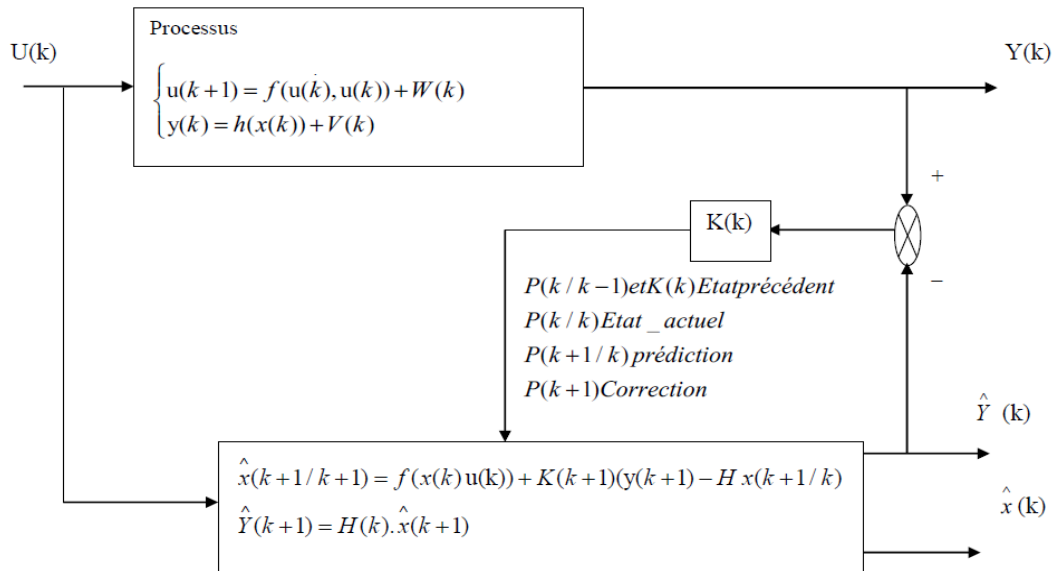


Fig.III.5 Schéma de principe du filtre de Kalman étendu

III.6 Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP :

Le moteur synchrone à aimant peut être modélisé par les 4 équations suivantes :

$$\begin{cases} L_d \frac{d}{dt} I_d = V_d - R_s I_d + P\Omega L_q I_q \\ L_q \frac{d}{dt} I_q = V_q - R_s I_q - p\Omega (L_d I_d + \varphi_f) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_r \end{cases} \tag{III-13}$$

Le système peut être modélisé :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\Omega \frac{L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ -p\Omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -p \frac{\varphi_f}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ Cr \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-14})$$

Ou :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} \quad (\text{III-15})$$

III.6.1 Discrétisation du modèle de moteur synchrone à aimant :

Le modèle correspondant de temps discret est donné par :

$$\begin{aligned} X_{(K+1)} &= A_d \cdot X_{(K)} + B_d \cdot u_{(k)} \\ Y_{(K+1)} &= C_d \cdot X_{(K)} \end{aligned} \quad (\text{III-16})$$

La conversion ce fait par l'approximation suivante :

$$A_d e^{At} = I + AT_s \quad (\text{Où } I \text{ est la matrice identique}) \quad (\text{III-17})$$

$$B_d = \int_0^t e^{A\xi} B_d \xi = BT_s \quad (\text{III-18})$$

$$C_d = C \quad (\text{III-19})$$

Nous supposons que temps T_s est très petit comparé à la dynamique de système. Le modèle discret du moteur d'étape est donné :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-T_s \frac{R_s}{L_d} & pT_s \frac{L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ -p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q} & 1-T_s \frac{R_s}{L_q} & -pT_s \frac{\varphi_f}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 1-T_s \frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s \frac{1}{L_d} \\ T_s \frac{1}{L_q} \\ -T_s \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-20})$$

Le système dynamique non linéaire de moteur d'étape est représenté

$$f = \begin{bmatrix} \left(1-T_s \frac{R_s}{L_d}\right) I_d + \left(p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d}\right) I_q + \left(T_s \frac{1}{L_d}\right) V_d \\ \left(-p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q}\right) I_d + \left(1-T_s \frac{R_s}{L_q}\right) I_q - \left(T_s \frac{\varphi_f}{L_q}\right) p\Omega + \left(T_s \frac{1}{L_q}\right) V_q \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_d I_q + pT_s \frac{\varphi_f}{J} I_q + \left(1-T_s \frac{f}{J}\right) \Omega - \left(T_s \frac{1}{J}\right) C_r \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (\text{III-21})$$

III.6.2 Détermination des matrices F et H :

Les matrices de linéarisation F et H nous permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement. Elles sont données comme suit :

$$\frac{\partial F}{\partial t} = \begin{bmatrix} 1-T_s \frac{R_s}{L_d} & p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} & T_s p \frac{L_q}{L_d} I_q & 0 \\ -p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q} & 1-T_s \frac{R_s}{L_q} & -\frac{T_s}{L_q} p (L_d I_d + \varphi_f) & 0 \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_q & pT_s \left(\frac{L_d - L_q}{J} + \frac{\varphi_f}{J}\right) & 1-T_s \frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-22})$$

$$h = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (\text{III-23})$$

$$\frac{\partial h}{\partial X} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-24})$$

III.6.3 Stratégie et paramètres de réglage du filtre de Kalman

Les deux paramètres de réglage du filtre de Kalman sont les matrices de variance Q et de covariance R . Via ces matrices passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leurs buts est respectivement de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les capteurs de mesure. Dans ce travail, ces deux matrices seront obtenues après plusieurs tests de simulation en fixant la matrice R à une matrice identité et le réglage de la dynamique du filtre s'effectue via les degrés de liberté a_1, a_2, \dots, a_n de la matrice Q .

$$R = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ x_{21} & x_{22} \end{pmatrix} Q = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_n \end{bmatrix}$$

Le schéma synoptique de la figure (III.6) représente une commande sans capteur basé sur le filtre de Kalman étendu, utilisé pour l'estimation de la vitesse de rotation et de la position.

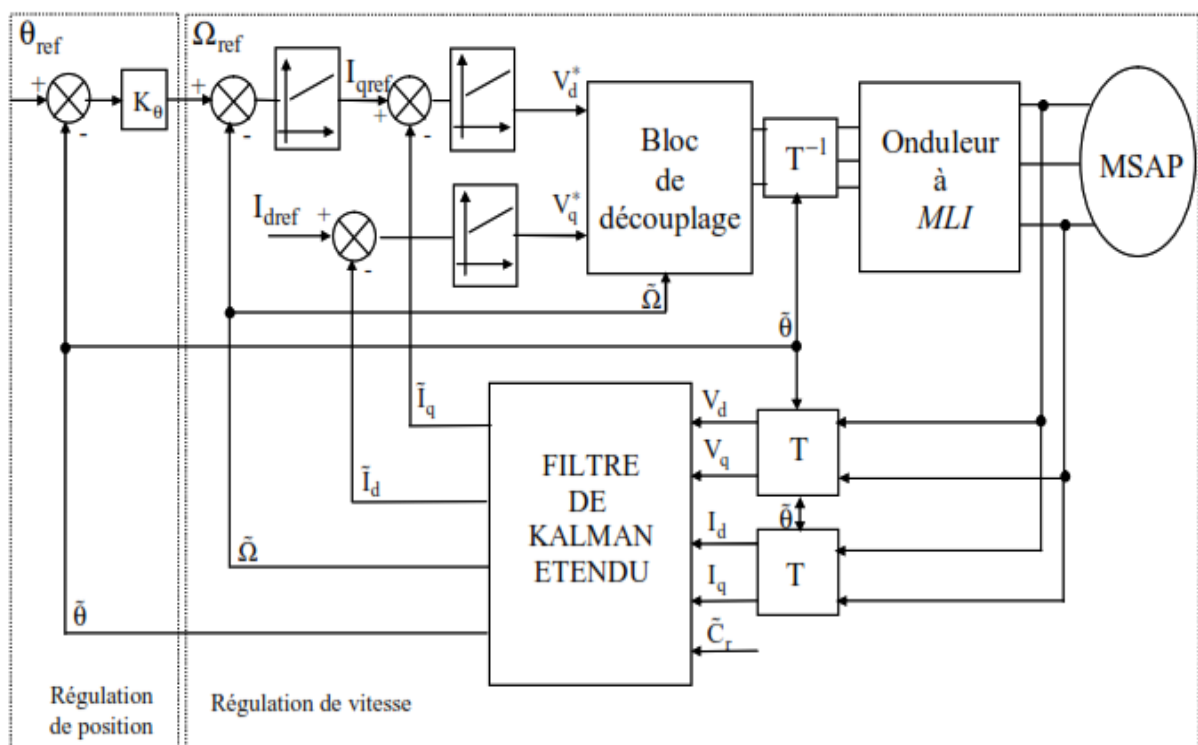


Fig.III.6 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

avec l'application du filtre de Kalman étendu.

La figure (III.9) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman étendu, et du test de robustesse aux basses vitesses. On remarque que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence sans dépassement. On note aussi que les résultats d'estimation sont très satisfaisants et le FKE reste stable même, pour les basses vitesses.

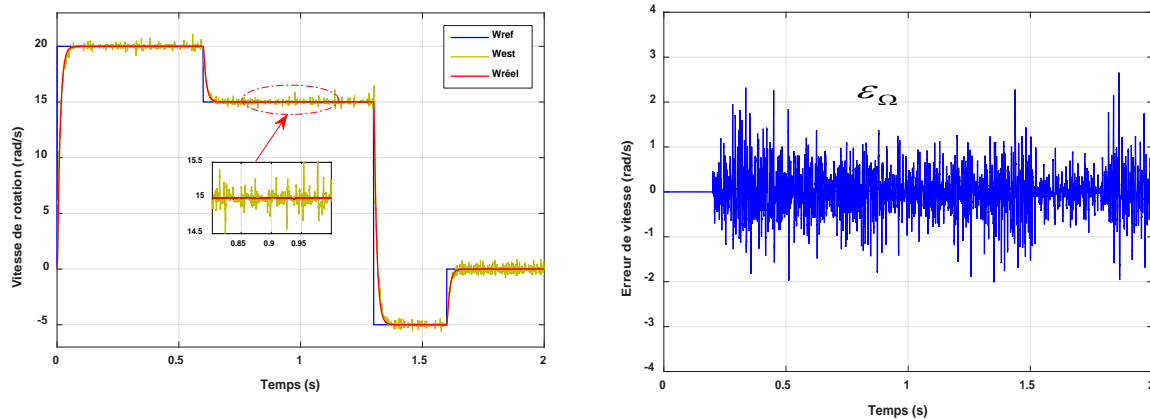


Fig.III.9 Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman étendu à basse vitesse ($C_r=0$ Nm)

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit en premier lieu un état de l'art sur les outils de la commande sans capteur mécanique de la MSAP. De nombreuses recherches ont été présentées dans la littérature pour l'estimation de la vitesse et de la position de la MSAP. La littérature se concentre principalement sur l'approche, basée sur la reconstruction de la position directement à l'aide d'un modèle d'état de la machine, prenant en compte ou pas les bruits de mesure et utilisant des mesures électriques. L'emploi de cette approche est de reconstruire les grandeurs mécaniques en utilisant exclusivement des grandeurs mesurées afin de fournir en temps réel les informations requises pour la commande.

Ensuite, nous avons présentés cette méthode différente pour estimer la vitesse rotorique en utilisant les courants et les tensions statoriques de la machine. La méthode est basée sur un observateur du filtre de Kalman étendu.

Les résultats obtenus en simulation montrent l'efficacité du filtre de Kalman étendu. Ils se traduisent par une erreur d'estimation très petite pour différentes vitesses de rotation (grandes vitesses, basses vitesses) ce qui confirme la validité de cette structure de commande et de montrer les performances de méthode proposée.



Conclusion générale



Promotion 2022

Conclusion générale

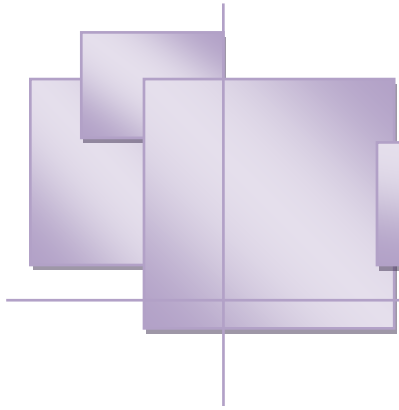
Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'application du filtre de Kalman étendu (EKF) à la machine synchrone à aimants permanents. A l'issue de ce travail, nous pouvant faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

Le filtre de Kalman est traité pour prendre en compte les bruits de mesure des variables de sortie et les bruits d'état. Les résultats obtenus au chapitre III, montrent que l'algorithme d'estimation de Kalman de la vitesse de rotation est très satisfaisant. En effet les erreurs d'estimation de ces derniers sont négligeables tant au régime transitoire qu'au régime permanent. Ce filtre peut être donc implanté avec succès dans un control vectoriel sans capteur de la MSAP. .

Les matrices Q et R sont le plus souvent choisies diagonales. Plus un élément de la matrice Q sera grand et plus le filtre ne modéra rapidement l'estimation de l'élément correspondant en fonction des résultats des mesures. Ceci est justifiable dans la mesure où cette valeur correspond à la variance du paramètre. Au contraire, plus un élément de la matrice R est grand et moins le filtre tiendra compte du résultat de la mesure correspondante. En effet, en augmentant la variance d'une sortie, on accorde moins de confiance à sa mesure. On peut donc jouer sur ces paramètres pour chercher un compromis satisfaisant.

Perspectives et suggestions futures : Comme perspectives de travail, de nombreuses directions peuvent être évoquées à savoir :

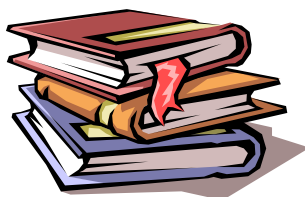
- Introduction des méthodes intelligentes (algorithmes génétiques, logique floue et réseau de neurones). Pour ajustement des paramètres du filtre de Kalman notamment R et Q .



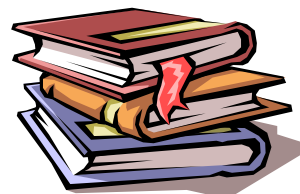
Bibliographies



Promotion 2022



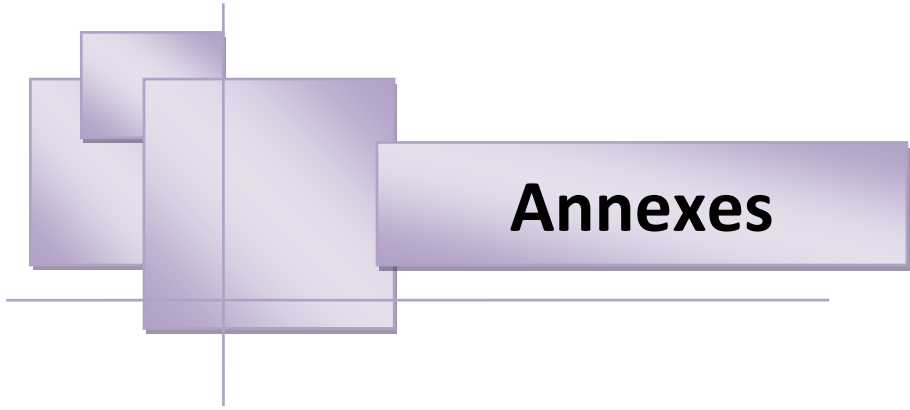
Bibliographies



- [1] **D OUNNAS** « Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents » , 2011
- [2] **A.B. Berrabah et O. HAMZA** « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent », thèse de Master Université De M'sila, 2017/2018.
- [3] **N. Houiche** « Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant permanent », thèse de Master Université De M'sila. 2015/2016.
- [4] **Y. Guerfi** « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP », thèse de Master, université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued. 2017/2018.
- [5] **H. Aidet W.Aina** « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », thèse de Master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen. 2012/2013.
- [6] **L.Salah** « La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) », thèse de magister, université Badji Mokhtar Annaba, 2006.
- [7] **A. Hamichi et F. Benkerrou** « Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent », thèse master Université Abderrahmane Mira de Bejaia , 2014-2015.
- [8] **K. Nabti**, « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [9] **G. Grellet, and G. Clerc**, « Actionneur électriques, principes, modèles, commande » Eyrolles, 1997.
- [10] **H. Amrous**, « Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanent », Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [11] **F. Benchabane**, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.

-
- [12] **S. Ben Saha, L.Chekhar,S.Belloul** « estimation de la vitesse d'une machine asynchrone à l'aide du filtre de kalman étendu (ekf) en vue de sa commande » mémoire d'ingénieur d'état, Université M'Sila 2011 .
- [13] **ZITOUNI Ahmed Djamel Eddine et Barkat Mustapha** « Commande Vectorielle Directe sans Capteur de Vitesse d'une Machine Asynchrone Triphasée, Associée à un Filtre de KALMAN ».
- [14] **ZOUAOUI Laid et MAOUASSI Kamel** « contribution a l'étude d'une commande en vitesse d'une machine asynchrone par filtre de Kalman PFE » université de M'sila, Algérie, 2006.
- [15] **CHIBANI Chadli et SACI Fayçal** « Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur à MLI vectorielle » PFE Ecole Nationale Polytechnique, 2005.
- [16] **Malek GHANES** « Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique » Thèse de Doctorat, université de Nantes 2005.
- [17] **Meziane Salima** « Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone ». Thèse de Doctorat université de Batna, Algérie 2009.
- [18] **Smaili BACHIR** « contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique », Thèse de Doctorat, paris, 2002.
- [19] **A. Zgorski**, « Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron », Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2013.
- [20] **Telli Abde Lkarim** « Estimation de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu » mémoire master, université Oum El bouaghi , 2018.
- [21] **T.Du, P .Was, A. F.Stronach, M.A Brdys**, «Application of kalman filters and extended luenberger observers in induction motor drive.» in Proc.EPE'95,sevilla,spain,1995, pp.3.045-3.049
- [22] **C.M.Lee,C.L.Chen**, « Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors . »IEE Proc-Contr. Theory applications, Vol .145, pp. 359-363, May 1998.
- [23] **G.Grellet, G.Clerc**, « Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande.» Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.

- [24] **S.Bachir, JC.Trigeassou, S .Tnani, S.Cauet**, « Diagnostique des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteurs de vitesse. » Conférence Internationale Francophone d'automatique, Nantes, 8 Juillet 2002.
- [25] **F.Morand**, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. » Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, France, 07 janvier 2005.
- [26] **ZEGUEB Boubaker**, «Commande d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse. Utilisation d'un observateur non linéaire», Mémoire de magister, Université de batna 30 /06 /2008.



Annexes



Promotion 2022

Annexe 1

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont Les suivants [26] :

- $P_n = 1500$ W Puissance nominale.
- $C_n = 14.33$ N.m Couple nominale .
- $R_s = 1.4$ Ω Résistance de phase .
- $L_d = 0.0066$ H Inductance cyclique sur l'axe directe .
- $L_q = 0.0058$ H Inductance cyclique sur l'axe transverse.
- $p = 3$ Nombre de paire de pôles .
- $\Phi_f = 0.1546$ Wb Amplitude des flux des aimants permanents.
- $J = 0.00176$ Kg.m² Moment d'inertie .
- $F_r = 0.00038818$ N.m / rd/s Coefficient de frottement visqueux