

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



« UNIVERSITÉ ECHAHID HAMA LAKHDER D'EL OUED »

Faculté Des Sciences Et Technologies Département D'électrotechnique

Mémoire De Fin D'étude

*En vue de l'obtention du diplôme de
Master Académique*

Domain : *Sciences Et Technologies*

Filière : *Génie Electriques*

Spécialité : *Réseaux Electriques*

THÈME

ESTIMATION D'ÉTAT DE LA MACHINE
SYNCHRONNE À AIMANT PERMANENT
PAR FILTRE DE KALMAN

Présenté par :

M.SLIMANI Karimen

Encadré par :

Dr. ALLAG Abdel Karim

Soutenu en Juin 2015

Remerciements

Avant tous, nous remercions Dieu le tout puissant qui nous donne le courage

*Et la patience pour réaliser ce travail, malgré toutes les difficultés
rencontrées. Prière et*

*Salutation pour le plus honorable messager le maître de la création notre
prophète*

"Mohamed".

Nous commençons par notre promoteur

*Monsieur **Dr. ALLAG A Karim***

*Qui nous a donné l'occasion de travailler sur le sujet passionnant, et pour sa
confiance, tous ses conseils et critiques sur le plan scientifique qui nous
permet de bien orienter nos recherches.*

*Des remerciements vont également à tous ceux et celles qui nous ont apporté,
de près ou de loin, orientation, soutien et aide dans la réalisation et la
concrétisation de ce travail,*

*Enfin une pensée pleine de reconnaissance à Mon Marie **Zelaci Sofien***

Merci

Dédicace

*À mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience,
le soutien, l'aide et les encouragements sont l'essence de ma réussite. Sans eux, je ne serais
pas ce que je suis aujourd'hui*

Mon père : SLIMANI Med Tayeb

Ma mère : DJERMOUN Fatiha

A mon mari ZELACI Sofien et Mon fils Med Kamel

A La mère de mon mari et mes belles-sœurs

A mes très chers frères Abdel Karim, Abdel Hafid et Abdel Basset

A mes très chères sœurs Amani, Manar, Amira, Sahar et Hidaya Farah

A mes oncles, mes tantes, leurs conjoints ainsi que leurs enfants,

A tous les membres de ma grande famille

*A tout les enseignants et les profs qui m'ont appris durant toutes mes années d'étude et
tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin.*

A tous mes collègues de la promotion 2015

A la mémoire de ma grande mère Slimani Gazala

Je dédie cet humble travail

Slimani Karimen

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS -----	II
DÉDICACE -----	III
TABLE DES MATIERES -----	IV
TABLEAU DES FIGURES -----	VII
NOTATIONS -----	IX
INTRODUCTION GENERALE -----	12
CHAPITRE I ETAT DE L'ART DES MACHINES & COMMANDES -----	17
I.1. INTRODUCTION -----	17
I.2. MOTORISATION -----	18
I.2.1 LE MOTEUR A COURANT CONTINU -----	18
I.2.2 LE MOTEUR SYNCHRONE À ROTOR BOBINE (MSRB)-----	19
I.2.3 LE MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS (MSAP) -----	19
I.2.4 LE MOTEUR ASYNCHRONE A CA GE D'ECUREUIL (MAS) -----	20
I.2.5 LE MOTEUR SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE (MSRV) -----	20
I.2.6 LE MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE A DOUBLE SAILLANCE (MRVDS) -----	21
I.2.7 CHOIX DES MOTEURS ELECTRIQUES-----	21
I.3. LES TECHNIQUES DE COMMANDE -----	21
I.3.1 COMMANDE SCALAIRE OU CONTROLES DU FLUX-----	21
I.3.1.1 LOI TENSION- FREQUENCE-----	22
FIGURE I 1 SCHEMA DE LA COMMANDE SCALAIRE A V/F	22
I.3.1.2 LOI COURANT – FREQUENCE-----	22
I.3.2 COMMANDE VECTORIELLE -----	23
I.3.3 COMMANDE DIRECTE DE COUPLE (DTC) -----	23
I.3.4 CONTROLE VECTORIEL DIRECT DU FLUX STATORIQUE (DSC)-----	24
I.3.5 COMMANDE NON LINEAIRE-----	25
I.4 DEVELOPPEMENT DES TECHNIQUES DE COMMANDES SANS CAPTEURS -----	25
I.4.1 ESTIMATION BASEE SUR LES EQUATIONS DU MODELE DE LA MACHINE -----	25
I.4.2 LES OBSERVATEUR D'ETAT (OBSERVATEUR DE LUNBERGUER) -----	26
I.4.3 LE FILTRE DE KALMAN-----	26
I.5 CONCLUSION -----	27
CHAPITRE II MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT-----	30
II.1. INTRODUCTION -----	30
II.2 PRESENTATION DE LA MSAP-----	30

Table Des Matières

II.2.1 ANALYSE DU FONCTIONNEMENT DE LA MSAP -----	32
II.2.2 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES : -----	33
II.3 MODELISATION DE LA MSAP -----	33
II.3.1 MISE EN EQUATION DE LA MACHINE SYNCHRONE -----	33
II.3.1.a Les équations électriques. -----	33
II.3.1.b Les équations magnétiques. -----	34
II.3.1.c Les équations mécaniques. -----	35
II.3.1.d La puissance absorbée-----	35
II.3.2 PASSAGE DE TRIPHASE AU BIPHASE -----	35
II.3.2.1 Transformation de Park -----	35
II.3.3 MISE EN EQUATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DANS LE REPERE BIPHASE---	38
II.3.3.a Les équations électriques. -----	38
II.3.3.b Equation électromagnétique -----	38
II.3.3.c Equations mécaniques -----	38
II.4 MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT -----	39
II.5 MODELISATION DE CONVERTISSEUR -----	40
II.5.1 MODELISATION DU REDRESSEUR -----	40
II.5.2 MODELISATION DU FILTRE-----	42
II.5.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A MLI: -----	42
II.6 RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP : -----	45
II.7 CONCLUSION -----	46
CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP -----	48
III.1. INTRODUCTION-----	48
III.2. POURQUOI LA COMMANDE VECTORIELLE ? -----	48
III.3 PRINCIPE DE BASE DE LA COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MSAP -----	49
III.4 LES METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE : -----	51
III.4.1 COMMANDE EN VITESSE : -----	51
III.4.1.1 Méthode Directe : -----	51
III.4.1.1.a Bloc de compensation -----	53
III.4.1.1.b Les régulateurs -----	54
III.4.1.2 Méthode Indirecte : -----	58
III.4.2 LA COMMANDE VECTORIELLE EN COURANT : -----	59
III.5 CONCLUSION -----	60
CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN -----	63
IV.1 INTRODUCTION -----	63
IV.2 FILTRE DE KALMAN -----	63
IV.2.1 VERSION STANDARD DU FILTRE DE KALMAN : -----	64
IV.2.1.1 Le modèle stochastique : -----	64

Table Des Matières

IV.2.1.2 Détermination de matrice de covariance de bruit et d'état : -----	65
IV.2.1.3 Implémentation de l'algorithme de filtre de Kalman-----	66
IV.3. PRESENTATION DU FKE -----	69
IV.3.1 FILTRE DE KALMAN ETENDU -----	69
IV.3.1.1. Principe-----	69
IV.3.1.2. Algorithme-----	69
IV.4 SYNTHESE DU FILTRE DE KALMAN ETENDU-----	72
IV.5 APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU AU MODELE DE LA MSAP: -----	72
IV.5.1 DETERMINATION DES MATRICES F ET G -----	73
V-5-2. CHOIX DES MATRICES DE COVARIANCE Q ET R -----	76
IV.6 RESULTATS DE SIMULATION-----	77
IV.6.1 Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge -----	77
IV.7 CONCLUSION : -----	82
CONCLUSION GENERAL-----	84
BIBLIOGRAPHIE-----	85
ANNEXES -----	86

TABLEAU DES FIGURES

CHAPITRE I

FIGURE I 1 SCHEMA DE LA COMMANDE SCALAIRE A V/F	22
FIGURE I 2 STRUCTURE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE	23
FIGURE I 3 SCHEMA DE LA COMMANDE DSC CLASSIQUE 2-NIVEAUX.....	24

CHAPITRE II

FIGURE II 1 DIFFERENTS DISPOSITIONS D'AIMANTS PERMANENTS DANS UN ROTOR	32
FIGURE II 2 CARACTERISTIQUE DU COUPLE-ANGLE ELECTRIQUE	32
FIGURE II 3 PASSAGE DU TRIPHASE AU BIPHASE ET L'INVERSE	36
FIGURE II 4 SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE	40
FIGURE II 5 REPRESENTATION DE REDRESSEUR A DIODES.....	41
FIGURE II 6 TENSION DE SORTIE REDRESSEE	41
FIGURE II 7 REPRESENTATION D'UN FILTRE "LC"	42
FIGURE II 8 REPRESENTATION SIMPLIFIEE DE L'ONDULEUR.....	43
FIGURE II 9 GENERATION DES SIGNAUX DE COMMANDE MLI DE L'ONDULEUR.....	43
FIGURE II 10 PRESENTATION DE COURANT ID	45
FIGURE II 11 PRESENTATION DE COURANT IQ.....	45
FIGURE II 12 PRESENTATION DE VITESSE	46

CHAPITRE III

FIGURE III 1 PRINCIPE DE COMMANDE DECOUPLEE POUR LA MCC ET MSAP	49
FIGURE III 2 DIAGRAMME DE PHASE DE LA MACHINE MSAP DANS LE PLAN (D,Q).....	50
FIGURE III 3 SCHEMA DE BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP (METHODE DIRECTE).....	51
FIGURE III 4 BLOC DE DEFLUXAGE	52
FIGURE III 5 SCHEMA BLOC DE COMPENSATION.....	54
FIGURE III 6 REGULATEUR DE FLUX	55
FIGURE III 7 REGULATEUR DE COUPLE	56

Tableau des Figures

FIGURE III 8 RÉGULATEUR DE VITESSE	56
FIGURE III 9 SCHEMA DE BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP (METHODE INDIRECTE).....	58
FIGURE III 10 SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MSAP	60

CHAPITRE IV

FIGURE IV 1 L'ORGANIGRAMME POUR L'ESTIMATION DE L'ETAT.	68
FIGURE IV 2 L'ORGANIGRAMME POUR L'ESTIMATION DES COVARIANCES $P(k)$ ET $M(k)$	68
FIGURE IV 3 LA STRUCTURE GLOBALE DU FKE	69
FIGURE IV 4 PRINCIPE D'UN FILTRE DE KALMAN	71
FIGURE IV 5 STERCTURE GLOBALE DU FKE	72
FIGURE IV 6 FILTRE DE KALMAN APPLIQUE A LA MSAP PAR MESURE LES COURANTS($X1=I_D$ ET $X2=I_Q$)... 74	74
FIGURE IV 7 FILTRE DE KALMAN APPLIQUE A LA MSAP PAR MESURE DE LA VITESSE ($X3=w$)	74
FIGURE IV 8 FILTRE DE KALMAN APPLIQUE A LA MSAP PAR MESURE DE LA COUPLE DE CHARGE ($X4=C_R$) 75	75
FIGURE IV 9 FILTRE DE KALMAN APPLIQUE A LA MSAP PAR MESURE LES COURANTS($X1=I_D$ ET $X2=I_Q$)... 76	76
FIGURE IV 10 LES RESULTATS DE SIMULATION DE LES COURANTS ID IQ A VIDE	79
FIGURE IV 11 LES RESULTATS DE SIMULATION DE LES COURANTS ID IQ EN CHARGE	80
FIGURE IV 12 LES RESULTATS DE SIMULATION DE VITESSE BRUITE.....	81

NOTATIONS

Notations

Abréviations	Désignation
MSAP	<i>Moteur synchrone à aimants permanents</i>
DTC	<i>Commande direct du couple</i>
FKE	<i>Fileter de Kalman Etendu</i>
MLI	<i>Modulation de largeur d'impulsion</i>

Symboles

Symboles	signification
d, q	<i>Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature</i>
T	<i>Temps [s]</i>
S	<i>Opérateur de Laplace (= d)</i>
v_s	<i>Tension instantanés des phases statoriques [V]</i>
I_s	<i>Courant instantanés des phases statoriques [A]</i>
i_a, i_b, i_c	<i>Courants des phases statoriques [A]</i>
v_a, v_b, v_c	<i>Tensions des phases statoriques [V]</i>
L_a, L_b, L_c	<i>Inductances propres des phases a, b, c [H]</i>
M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}	<i>Mutuelle inductance entre phases (a et b), (a et c), (b et c) [H]</i>
φ_s	<i>Flux statoriques [Wb]</i>
L_{ss}	<i>Inductance statorique [H]</i>
R_s	<i>Résistance statorique [Ω]</i>
F	<i>Coefficient de frottement visqueux [Nm/rad/s]</i>
J	<i>Inertie de l'entraînement [$kg \cdot m^2$]</i>
p	<i>Nombre de paire de pôles</i>
ω	<i>Vitesse de rotation mécanique [rad/s]</i>
ω^*	<i>La vitesse de référence [rad/s]</i>
ω_r	<i>Pulsation électrique du rotor ($\omega = p \cdot \Omega$) [rad/s]</i>
$P(\theta)$	<i>Matrice de Park normalisée</i>

C_{em}	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
θ	La position réelle [rad]
v_d, v_q	Tensions statoriques du repère de Park [V]
I_d, I_q	Courants statoriques du repère de Park [A]
L_d	Inductance du stator les axes d, q [H]
I_{ref}	Le courant de référence suivant l'axe d [A]
I_d^*	Le courant de référence suivant l'axe d [A]
I_q^*	Le courant de référence suivant l'axe q [A]
v	Bruit de mesure
K_k	Matrice des gains du filtre de Kalman
K_p	coefficient proportionnel du régulateur PI
K_i	coefficient intégral du régulateur PI
T_s	le temps d'échantillonnage
\hat{C}_r	Couple résistant estimé
L	Matrice des gains de Kalman
T	La constante de temps
$x(k)$	L'état du système de dimension n .
$y(k)$: La sortie (mesure ou observation) de dimension m
$u(k)$: L'entrée certaine de dimension l .
Φ	: Une matrice de dimension $n \times n$
Γ	: reliant la commande u à l'état x de dimension $n \times l$.
H	: reliant l'état à la mesure Y_k de dimension $m \times n$.
$w(k)$: Bruit de l'état (l'entrée).
$v(k)$: Bruit de mesure (sortie)
$W(k)$: Vecteur de bruit d'état
$V(k)$: Vecteur de bruit de mesure

INTRODUCTION GENERALE

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

En 1960, R.E. Kalman a publié un article intitulé "A new Approach to Linear Filtering and Prediction Problems". Ses recherches le mènent à y décrire un processus qui sera connu comme le filtre de Kalman.

Le filtre de Kalman est un ensemble d'équations mathématiques qui permet une meilleure estimation de l'état futur d'un système malgré l'imprécision des mesures et de la modélisation, ou ne d'autre terme Le filtre de Kalman est une méthode visant à estimer des paramètres d'un système évoluant dans le temps à partir de mesures bruités.

On retrouve ce filtre dans bon nombre de domaines relatifs au traitement du signal, radar, traitement d'images etc. Un exemple d'utilisation de ce filtre pourrait être la détermination de la position et de la vitesse d'un véhicule à partir de données GPS fournis par plusieurs satellites.

Pour comprendre un peu mieux le fonctionnement du filtre de Kalman et surtout son utilité, nous allons prendre un exemple de la vie quotidienne où vous l'utilisez sans vous en rendre compte

Supposons que nous sommes sur un bateau sur lequel nous ramons. Pour savoir dans combien de temps nous atteindrons le port, nous disposons d'un certain nombre d'informations, plus ou moins précises :

- Un GPS nous donne notre position
- Nos yeux nous donnent une autre estimation de notre distance au port, ainsi que des obstacles à contourner
- Notre connaissance approximative de notre vitesse de déplacement sur le début du parcours

Notre cerveau réalise (sans le savoir, comme souvent) un filtre de Kalman pour obtenir la meilleure approximation du temps qu'il nous faudra pour arriver. D'après les données passées, il établit un "modèle mathématique" de la réalité en approximant le lien entre sa vitesse et sa position. Il fait ensuite une approximation de sa position et de sa vitesse actuelles en donnant plus d'importance au capteur dans lequel il a le plus

confiance. Ainsi, entre vos yeux et le GPS, il y a tout à parier que vous préférerez suivre la distance donnée par l'appareil électronique. Dans un deuxième temps, vous adapterez votre estimation suivant vos nouvelles mesures.

Par exemple, en vous fatigant, vous allez moins vite et donc vous savez que vous repoussez votre arrivée d'autant.

C'est exactement ainsi que fonctionne le filtre de Kalman dans le centre de calcul d'un bateau ou d'une fusée. Il y a un modèle mathématique le plus proche de la réalité possible et des mesures provenant de ses différents capteurs, il a donc besoin de les comparer intelligemment pour connaître sa position et arriver à bon port! Comme toujours pour un ordinateur, "intelligemment" signifie "grâce à des équations mathématiques avancées", ce sont donc ces équations que nous allons vous présenter dans notre travail.

La force de ce filtre est sa capacité de prédiction des paramètres et de rectification des erreurs, non seulement des capteurs, mais aussi du modèle lui-même !

En effet, pour appliquer un filtre de Kalman, il faut avant tout modéliser le système pour lequel on veut estimer les paramètres, de manière linéaire. (Des variantes du filtre de Kalman existent pour la prise en compte de modèles non linéaires)

Dans une méthode d'estimation classique (par exemple, la méthode des moindres carrés), une simple erreur dans la modélisation du système entraîne inévitablement une erreur au niveau de l'estimation. La force du filtre de Kalman est d'intégrer un terme d'imprécision sur le modèle lui-même, ce qui lui permet de donner des estimations correctes malgré les erreurs de modélisation (pour peu que les erreurs restent raisonnables)

Un autre point fort du filtre de Kalman (mais que l'on retrouve aussi dans la méthode des moindres carrés par exemple) est sa capacité à déterminer l'erreur moyenne de son estimation. En effet, l'outil Kalman fournit un vecteur contenant les paramètres estimés, mais aussi une matrice de covariance de l'erreur ! Cette matrice nous renseigne donc sur la précision de l'estimation, ce qui peut être utile dans de

nombreuses applications. Un autre atout du filtre de Kalman est que la convergence de cette erreur est garantie !

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

- Une première étape de prédiction.
- La seconde étape va faire la mise à jour de cette prédiction

Le filtre de Kalman est donc une méthode d'estimation et de prédiction puissante prenant en compte les modélisations du système. Néanmoins, ce filtre n'est pas forcément l'outil à appliquer dans tous les cas.

En effet, comme nous l'avons vu, le développeur a besoin de modéliser le système assez précisément afin de désigner un filtre efficace. Le problème est que certains systèmes sont difficilement modélisables et encore moins linéairement.

Dans le cas où la modélisation est trop approximative, le filtre n'est pas assez performant et l'erreur des estimations ne convergera pas assez rapidement, elle restera grande.

Pour pallier à ce problème de modélisation linéaire du système, un filtre de Kalman étendu a été développé et permet de prendre en compte une modélisation non linéaire. Néanmoins, cette technique a quelques défauts. En premier lieu, la covariance de l'erreur (la précision des estimations) ne converge pas obligatoirement (comme c'était le cas avec une modélisation linéaire). Le second défaut est son coût calculatoire plus important. En effet, de nouvelles matrices coûteuses rentrent en jeu (les matrices des dérivés partielles des équations d'états et de mesures modélisant le système), ce qui peut être une limite à son utilisation, surtout dans des systèmes embarqués très restreint au niveau de la puissance de calcul.

Une autre limite importante d'une telle méthode est que le filtre de Kalman permet de prendre en compte uniquement un modèle de bruit Gaussien. Le bruit peut en général être modélisé de façon Gaussienne, mais dans certains cas, un autre type de bruit est requis (notamment en traitement d'images où l'on utilise fréquemment des bruits de Poisson). Cette restriction limite donc l'utilisation du filtre de Kalman.

Le filtre de Kalman est donc une méthode d'estimation intéressante, mais qui n'est utilisable que lorsque l'on peut décrire assez précisément notre système. S'il est impossible de trouver une modélisation correcte du système, il est alors préférable de se tourner vers d'autres méthodes (comme la méthode de Monte-Carlo par exemple qui est une méthode statistique, mais qui requiert une importante puissance de calcul);

dans cette étude nous allons étudier uniquement le filtre de Kalman étendu et l'appliqué sur le MSAP.

Le premier chapitre est consacré à l'état d'art des machines et ces commandes

En faisons, une recherche bibliographique concernant les méthodes d'optimisation de la commande.

Le deuxième chapitre est une étude et modélisation de l'association convertisseur – machine (MSAP).

Le troisième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine synchrone à aimants permanents.

Le quatrième chapitre est le chapitre du filtre de Kalman ou explique le côté mathématique et les résultats de programmation obtenu.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART DES MACHINES &
COMMANDES

COMMANDES

ETAT DE L'ART DES MACHINES &

I.1. INTRODUCTION

Le but principal de ce chapitre consiste à étudier et améliorer les performances des systèmes utilisés dans les entraînements électriques par simulation, en temps réel et à l'aide de la représentation d'état. Nous avons donc fait une recherche bibliographique en ce sens.

De nombreux actionneurs associant des machines à courant continu, à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Cette solution n'était pas possible dans le passé à cause des structures de commande complexes de ce type de machines et des limitations des calculateurs classiques.

Les contrôleurs proposés sont, cependant, très complexes et représentés par de longues expressions mathématiques. Ces deux contraintes, ajoutées à une limitation des calculateurs classiques, ont permis de poser des questions sur les possibilités d'implanter ce type de commande.

D'autre part, le signal de la vitesse est plutôt estimé à partir de la mesure de la position, donc l'utilisation d'un capteur de position ou de vitesse peut affecter la fiabilité de la commande. Pour résoudre ce problème, on a choisi l'approche qui combine la commande avec des observateurs d'état. Cette solution rend l'expression du

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

contrôleur encore plus complexe ce qui nous oblige à optimiser le temps de calcul et de ce fait permettre une implantation pratique.

Nous nous sommes fixés dans ce chapitre qui a pour titre "état de l'art", les objectifs suivants:

En premier lieu, on vise à choisir le type de machine à utiliser parmi ceux qui existent déjà sur le marché, en insistant sur les meilleures performances.

En deuxième lieu, on va analyser les différentes techniques de commande appliquées à la machine sélectionnée et comparer les techniques existantes pour choisir la technique à optimiser dans ce qui suit.

Et enfin, une recherche bibliographique concernant les méthodes d'optimisation de la commande, et aussi les différentes techniques de commande sans capteur de vitesse.

I.2. MOTORISATION

I.2.1 LE MOTEUR A COURANT CONTINU

Actuellement les machines à courant continu et à courant alternatif se partagent le marché des variateurs. Le prix des machines électriques varie peu alors que celui des composants électroniques et micro-informatique a tendance à baisser, ce qui profite aux variateurs à courant alternatif. Cependant l'entraînement à courant continu garde encore une bonne place dans le marché de la haute performance.

La machine synchrone à inducteur bobiné convient aux très fortes puissances, celle à aimants permanents au positionnement et aux faibles et moyennes puissances. La machine asynchrone se trouve dans les moyennes et fortes puissances. [1]

Le moteur à courant continu à collecteur (MCC) et surtout à excitation indépendante confère, encore actuellement, la solution la plus économique grâce à son convertisseur d'induit de type hacheur à deux interrupteurs (l'inducteur est aussi alimenté par un hacheur de petite puissance). C'est la technologie retenue par de

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

nombreux constructeurs automobiles pour la commercialisation des véhicules électriques de première génération.

Mais le MCC possède un certain nombre d'inconvénients bien connus et il sera très probablement remplacé par des moteurs à commutation électronique dans les générations suivantes. Citons quelques-uns de ces inconvénients [2]:

- ❖ L'usure des balais, voir du collecteur, nécessite un entretien périodique et produit des poussières conductrices qui finissent par nuire à l'isolement du collecteur lui-même et de l'induit ;
- ❖ La commutation mécanique nécessite des pôles de commutation et des enroulements de compensation qui accroissent le volume ;
- ❖ L'induit tournant, source des pertes principales, ne permet pas un refroidissement efficace, à l'eau par exemple, ce qui limite les possibilités de hautes performances ;
- ❖ La vitesse périphérique du collecteur et de l'induit est limitée à 50 voire 75 m/s ce qui ne permet pas d'atteindre les vitesses élevées nécessaires à une puissance massique convenable.
- ❖ Si l'excitation est à aimants, il n'est pas possible de fournir la puissance maximale (ce type de fonctionnement permet la suppression de la boîte de vitesses) sur une plage de vitesse étendue (il faudrait pouvoir décaler les balais...).

I.2.2 LE MOTEUR SYNCHRON E À ROTOR BOBINE (MSRB)

Généralement alimenté par un onduleur en pont à six transistors. C'est le moteur dont les caractéristiques se rapprochent le plus de celles du MCC à excitation indépendante, il permet d'optimiser facilement le rendement (action sur le flux et le courant d'induit). Enfin, le fonctionnement à puissance maximale constante est aisé à obtenir sur une très large plage de vitesse. Son rotor bobiné est cependant source de pertes et sa vitesse maximale est limitée à 130 m/s environ [1].

I.2.3 LE MOTEUR SYNCHRON E A AIMANTS PERMANENTS (MSAP)

Le développement des matériaux magnétiques a permis la construction de machines synchrones à aimants permanents à des coûts qui deviennent compétitifs. Les machines de ce type sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques considérables. L'avantage d'avoir un bon rendement et un bon couple massique, Les inducteurs à aimants à haute énergie permettent de gagner

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

environ 25% de masse par rapport à ceux de type bobiné. Ces qualités sont contre balancées par un coût plus élevé que la MAS. Le convertisseur de fréquence s'impose. C'est pourquoi les machines à entraînement direct sont toutes à vitesse variable.

Mais leur inconvénient principal provient de l'absence de possibilité de réglage du flux d'excitation [3].

I.2.4 LE MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE D'ECUREUIL (MAS)

Son alimentation aussi est effectué par un onduleur triphasé, est une solution envisagée par de nombreux constructeurs car ce moteur est bien connu et, surtout on possède l'expérience de sa fabrication en série. Le contrôle vectoriel permet d'obtenir de bonnes performances et ceux pour des vitesses élevées jusqu'à l'arrêt, et associé à un contrôle approprié du flux, le rendement peut être optimisé. Son rendement est moins bon que celui des moteurs synchrones à cause les pertes joules car il "faut" des pertes Joule au rotor pour avoir du couple, c'est son principal inconvénient. La cage d'écureuil autorise des vitesses de 150 m/s moyennant un bon équilibrage. Le "fonctionnement à puissance constante" est aussi possible mais la plage de vitesse est limitée par le rapport du couple maximal (sommet de la caractéristique de couple à flux maximal) sur le couple "nominal". Cette contrainte conduite, quelque fois, à utiliser le moteur en couple (nominal) pour étendre sa plage de vitesse [1].

I.2.5 LE MOTEUR SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE (MSRV)

Constitue une solution développée par FIAT. Il s'agit d'un moteur synchrone à bobinage triphasé réparti et alimenté par onduleur triphasé en pont classique. Pour obtenir des performances satisfaisantes aussi bien en terme de couple/pertes, de facteur de puissance que de plage de fonctionnement à puissance maximale constante, il est nécessaire d'avoir un grand rapport des inductances directes sur transverses. Un rapport supérieur ou égal à 10 (satisfaisant) est atteint grâce à la construction de rotors spéciaux dits "axialement laminés".

De tels rotors sont constitués de paquets de tôles intercalés entre des couches amagnétiques et montés axialement de telle façon que le flux, dans l'axe direct, passe aisément d'un pôle à l'autre. Les performances de ces moteurs sont supérieures à celles

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

des moteurs asynchrones mais cette technologie de rotor reste aujourd'hui délicate à réaliser et il reste trouver des solutions pour la fabrication en série [1].

I.2.6 LE MOTEUR A RELUCTANCE VARIABLE A DOUBLE SAILLANCE (MRVDS)

C'est un moteur dont les phases sont alimentées en courants unidirectionnels par des demi-points asymétriques. Ce moteur constitue certainement la solution la plus économique grâce aux matériaux utilisés (tôles Fer-Silicium et Cuivre) et à sa simplicité de fabrication (empilage de tôles, bobines préfabriquées, rotor passif naturellement équilibré...), ses performances peuvent être comparables à celles des moteurs à aimants permanents. Il peut aussi fonctionner à puissance maximale constante. Mais il produit un couple très pulsatoire à haute vitesse et génère un bruit acoustique supérieur à tous ses concurrents [1].

I.2.7 CHOIX DES MOTEURS ELECTRIQUES

Le choix du moteur dépend fortement de l'application désirée et selon le cahier de charges défini. En général c'est le couple qui définira le type de moteur. Dans la gamme des moteurs alternatifs, le choix est vaste avec les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones à rotors bobinés, à aimants permanents ou à réluctance variable.

Au regard des qualités générales des différents types de machines nous nous sommes orientés vers un moteur synchrone à aimants permanents car ses caractéristiques principales lui permet d'être un moteur à fort couple massique et qui possède un bon rendement particulièrement adaptable aux applications spécifiques. Ses principaux inconvénients sont le coût lié à celui des aimants et sa faible aptitude aux fonctionnements en survitesse.

I.3. LES TECHNIQUES DE COMMANDE

I.3.1 COMMANDE SCALAIRE OU CONTROLES DU FLUX

La commande scalaire est la plus ancienne technique de commande pour les machines à courant alternatif, elle est caractérisée par sa simplicité à implanter, sa simple structure, qui est basée sur le contrôle de flux statorique qu'il faut le maintenir constant.

Les stratégies de contrôle du flux peuvent être directes, ou indirectes. Dans le premier cas, elles nécessitent un régulateur de flux et donc un estimateur ou un

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

observateur de ce dernier. De hautes performances statiques et dynamiques sont alors obtenues. La seconde stratégie n'utilise pas de régulateur de flux. Elle consiste à maintenir le flux constant par l'intermédiaire d'une relation liant la pulsation (ω_s) et les grandeurs électriques de commande, V_s ou I_s de la machine. Ces lois sont définies à partir des relations déduites des équations de la machine en régime permanent (lois statiques).

Deux principales lois statiques sont généralement utilisées :

I.3.1.1 LOI TENSION- FREQUENCE

Dans le cas d'une alimentation en tension, il suffit d'imposer à l'onduleur MLI le module de la tension V_s proportionnel à la fréquence statorique la relation dite loi V/f ou commande scalaire.

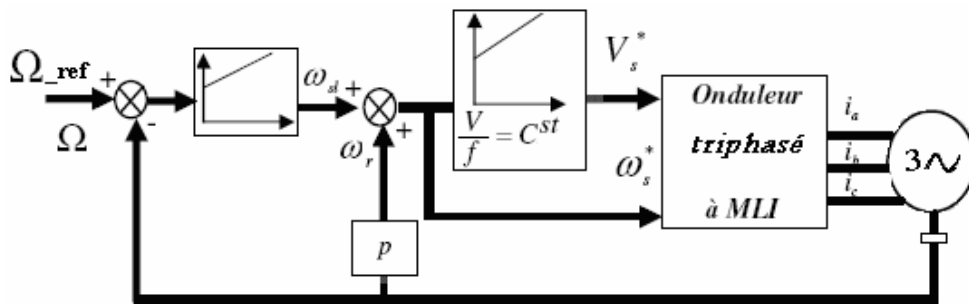


FIGURE I 2 SCHEMA DE LA COMMANDE SCALAIRE A V/F

I.3.1.2 LOI COURANT – FREQUENCE

Dans le cas d'une alimentation en courant ou une alimentation en tension contrôlée en courant, la loi courant - fréquence consiste à imposer le module du courant statorique en fonction de la pulsation du courant rotorique.

L'avantage de ces lois statiques est la simplicité de leur implantation. Cette technique est rarement utilisée à cause de sa limitation qui vient principalement de la non validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation

Remarque *La commande scalaire est facile à implanter en temps réel. Elle est cependant moins performante au niveau des performances dynamiques dûes au fait qu'elle est basée sur le modèle établi en régime permanent. C'est pour cette raison pour qu'elle ait été délaissée au profit de la commande vectorielle basée sur le modèle transitoire.*

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

I.3.2 COMMANDE VECTORIELLE

La commande vectorielle introduite dès 1971 par Blaschke est basée sur l'électromagnétisme, elle est définie par : «une force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ». Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour des intensités du courant et du champ donnés quand le vecteur courant sera en quadrature avec le vecteur champ. Si ce principe est applicable aux machines électriques à courant continu qui sont naturellement découplés, il n'en est pas de même pour le MSAP où l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge. Ceci induit des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillantes [4].

I.3.3 COMMANDE DIRECTE DE COUPLE (DTC)

Dans la littérature, on peut trouver un certain nombre de commandes qui utilisent l'orientation du flux statorique, puis appliquent vecteur tension à toute période de commutation, pour obtenir l'amplitude du flux et du couple souhaités. Cette technique de commande peut être classée en deux groupes [5]:

La commande DTC classique.

La commande DTC synchrone.

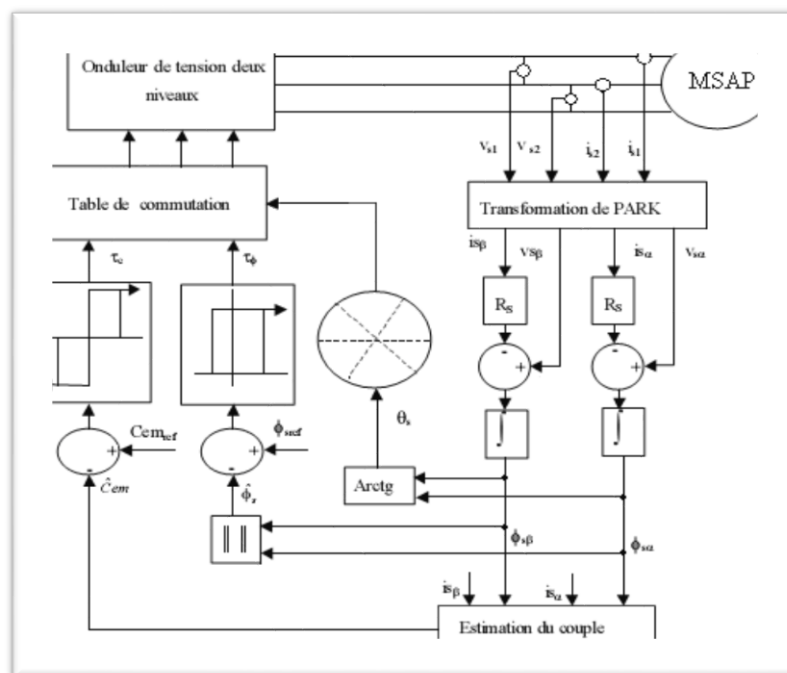


FIGURE I 3 STRUCTURE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

I.3.4 CONTROLE VECTORIEL DIRECT DU FLUX STATORIQUE (DSC)

Le contrôle vectoriel direct du flux statorique (DSC) est apparu environ en même temps que le DTC. Il a été proposé par M. Depenbrock vers le milieu des années. Son principe de base correspond à une version simplifiée du DTC car, bien que le couple soit aussi régulé par hystérésis avec un régulateur simple bande, le flux statorique ne l'est pas. En effet, le flux statorique a une allure trapézoïdale dans le temps, au lieu de se rapprocher d'une sinusoïde comme dans le cas du DTC, et suit un hexagone prédéfini dans le plan $\alpha \beta$ en régime permanent.

Le principe de réglage consiste à faire évoluer le vecteur flux statorique, selon une trajectoire dans le plan $\alpha \beta$, qui est défini a priori comme étant un hexagone dont le côté est égal au flux de référence en diphasé. Pour le faire tourner on utilise vecteur de tension actif, et pour le bloquer vecteur tension nul. Le choix vecteur de tension se fait de manière à maintenir le couple à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le synoptique complet de la stratégie DSC classique avec un onduleur 2-niveaux est présenté dans la Figure I.5. Comme dans le cas du DTC, le flux statorique doit être soit estimé, soit observé dans le plan $\alpha \beta$, ce qui permettra l'estimation du couple à partir de la mesure des courants statoriques. [1].

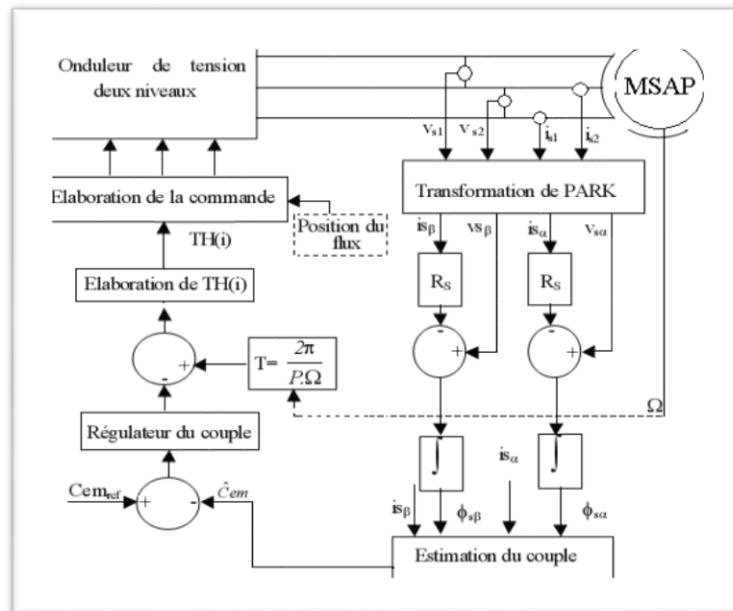


FIGURE I 4 SCHEMA DE LA COMMANDE DSC CLASSIQUE 2-NIVEAUX

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

I.3.5 COMMANDE NON LINEAIRE

I.4 DEVELOPPEMENT DES TECHNIQUES DE COMMANDES SANS CAPTEURS

La mise en œuvre d'une loi de commande sur un système dynamique nécessite la connaissance de son état ou d'une partie de celle-ci. A chaque instant, en pratique, la connaissance partielle de l'état s'obtient grâce à des mesures effectuées avec des capteurs tels que les codeurs incrémentaux, génératrices tachymétries, ...etc. Ces mesures sont souvent bruitées, ce qui dégrade les performances de la boucle de régulation. Pour des raisons techniques et économique, la dimension du vecteur de sortie ou de mesures étant inférieure à la dimension du vecteur d'état, elle ne permet pas une déduction algébrique du vecteur d'état, pour ces raisons on est obligé d'introduire des techniques d'estimation ou d'observation des grandeurs désirées, pour cela les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies pour développer des stratégies de commandes, qui s'appuient sur les techniques d'observations. Nombreux sont les observateurs proposés dans la littérature pour les entraînements à vitesse variable.

Sur les 15 dernières années, des efforts accrus ont été faits par un grand nombre de chercheurs académiques et industriels de développer des commandes entièrement sans capteur (sensorless control), qui peut fonctionner dans toutes les conditions de fonctionnement, y compris l'opération à petite vitesse [1].

I.4.1 ESTIMATION BASEE SUR LES EQUATIONS DU MODELE DE LA MACHINE

Parmi les techniques de commande sans capteur on utilise les équations du modèle de la machine pour estimer la vitesse. Plusieurs algorithmes d'estimation de flux de la position et de la vitesse, ont été développés par de nombreux chercheurs.

- Estimation basée sur l'angle du vecteur flux statorique

Pour l'estimation de la vitesse on suppose que le vecteur flux statorique est maintenu approximativement constant dans une période d'échantillonnage du

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

système, et qui est seulement influencé par le courant statorique et les ordres de commutation de l'onduleur.

Ces conditions indiquent que l'angle du couple électromagnétique reste constant dans la période d'échantillonnage courante. Par conséquent, on peut considérer que la vitesse rotorique peut être estimée par la vitesse du flux statorique.

I.4.2 LES OBSERVATEUR D'ETAT (OBSERVATEUR DE LUNBERGUER)

Dans la littérature, nous distinguons plusieurs recherches concernant l'utilisation des observateurs d'état pour l'observation des grandeurs de commande tel le flux et la vitesse en boucle fermée. Elles sont très attractives et permettent d'avoir de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse, parmi lesquels nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

Les auteurs dans [6] utilisent un observateur de Luenberger d'ordre complet pour estimer la vitesse et l'accélération, nécessaires pour une commande à structure variable de la machine, ils ont constaté que ce type d'observateur est sensible vis-à-vis de la variation paramétrique. Alors que l'observateur de Luenberger est utilisé pour estimer la vitesse et le couple résistant de la charge à partir des équations mécaniques de la machine, les auteurs confirment par des essais pratiques que l'intégration de l'observateur rend la commande robuste vis-à-vis de la variation des paramètres et aussi de la variation du couple de charge. Dans autre thèse un observateur de Luenberger d'ordre complet est utilisé en combinaison avec une commande MRAS pour réaliser une commande sans capteur de vitesse. Le rôle de l'observateur est d'estimer la vitesse à partir de l'observation du flux, alors que le rôle de la MRAS est d'éliminer l'effet de la variation des paramètres.

I.4.3 LE FILTRE DE KALMAN

L'observateur d'état de Kalman doit être capable de décrire l'état du système. Le nombre de mesures avec leur précision disponibles impose un observateur d'ordre complet. Ce système étant soumis à des perturbations extérieures (frottement, couple, modification des paramètres, bruit de mesure...) non prévues par le modèle, de même que pour la commande, pénalisant les performances voire la stabilité. Une autre solution est de prendre en compte ces bruits par un observateur optimal de type Kalman. Cette structure permet de prendre en compte les bruits de mesures ainsi que

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

des incertitudes sur le modèle assimilées à des bruits d'état. La présentation de cette fonctionnalité impose en premier de décrire le nouveau modèle et les spécificités de ses composantes.

Le filtre de Kalman est adapté au filtrage linéaire récursif de données discrètes. Il fournit une estimation du vecteur d'état et de sa matrice de variance-covariance des erreurs qui contient les informations concernant la précision des variables. Pour les systèmes linéaires, c'est le filtre de Kalman standard qui est appliqué. Le processus est défini par un modèle linéaire d'état à temps discret, composé de deux termes supplémentaires pour la prise en compte des bruits d'état.

I.5 CONCLUSION

A partir de cet état de l'art sur les différents types de machines existantes dans le marché, les différentes stratégies de commande des machines électriques, sont exposées et ainsi comparées selon les performances de chacune.

On peut conclure que la machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.)

On déduit aussi que la commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine. Cependant, la plupart des travaux effectués sur ce sujet montrent que ce découplage n'est pas garanti en présence des perturbations (surtout la variation paramétrique), en plus elle nécessite la mise en place de capteur mécanique de la vitesse ou de la position. La commande directe de couple reste une solution acceptable, c'est une commande insensible vis-à-vis à la variation paramétrique. Malgré ses avantages, la DTC possède un inconvénient majeur qui est la non maîtrise de la fréquence de commutation de

CHAPITRE I ETAT DE L'ART

l'onduleur. Cette non maîtrise de la fréquence de l'onduleur est notamment la cause d'un bruit acoustique généré au niveau du moteur surtout à basse vitesse.

Des solutions ont été proposées afin de garder les avantages du DTC tout en y intégrant des améliorations qui relèvent de la commande vectorielle, notamment à l'arrêt et à basse vitesse.

Un état de l'art sur les techniques de commande sans capteur mécanique a été dressé. Nous avons mis en évidence l'importance considérable de certains problèmes de mesure sur la qualité du contrôle.

Enfin, nous avons vu les estimateurs le observateur de Luenberger et filtre de Kalman et sont principe de fonctionnement dans notre travaille on va utiliser le filtre de Kalman Etendu.

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT

SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT

MODELISATION DE LA MACHINE

CHAPITRE II MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT

II.1. INTRODUCTION

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite avant tout un modèle mathématique. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP permet d'observer et d'analyser les différentes évolutions des grandeurs électriques de la MSAP d'une part et l'élaboration des lois de commande d'autre part .

Pour commander une machine électrique donnée, il est nécessaire d'utiliser son modèle mathématique en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices. Du point de vue mathématique, la machine synchrone présente un système complexe multi variable et non linéaire.

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la théorie des deux axes qui transforme un système triphasé en un système biphasé équivalent, ce qui réduit la complexité du modèle et permet l'étude des régimes transitoires [7].

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents amortisseur associée et en termine avec les résultats de simulation de la machine.

II.2 PRESENTATION DE LA MSAP

La machine synchrone bénéficie d'un avantage déterminant par rapport au moteur à courant continu, à savoir l'absence de contacts glissants (collecteur + balais). Cela permet d'augmenter la vitesse ainsi que la fiabilité et la robustesse de l'actionneur, tout en réduisant les opérations de maintenance. De plus, il n'y a pas de production d'étincelles, ce qui augmente les domaines d'utilisation. [8]

Le stator est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du Champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté Par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques.

Le rotor se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (Figure II 1).

⊗ Aimants en surface (Surface Mounted)

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ses inductances ne dépendent pas de la position du rotor (Figure II 1.a). L'inductance de l'axe $-d$ est égale à celle de l'axe $-q$. Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

⊗ Aimants insérés (Inset magnet type)

Les aimants du type insérés aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplies du fer (Figure II 1.b). L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe $-d$ est légèrement différente de celle de l'axe $-q$. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdale, parce que l'arc polaire magnétique peut être réglé afin d'aider à former les forces électromagnétiques.

⊗ Aimants enterrés (Interior magnet type)

Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique (Figure II 1.c) : le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler.

⊗ Aimants à concentration de flux (Flux concentrating type)

Comme le montre la (Figure II 1.d). Les aimants sont profondément placés dans la masse rotorique. Les aimants et leurs axes se trouvent dans le sens circonférentiel. Le flux sur un arc polaire du rotor est contribué par deux aimants séparés. L'avantage de cette configuration est la possibilité de concentrer le flux générer par les aimants

permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Ce type de machine possède de l'effet de saillance.

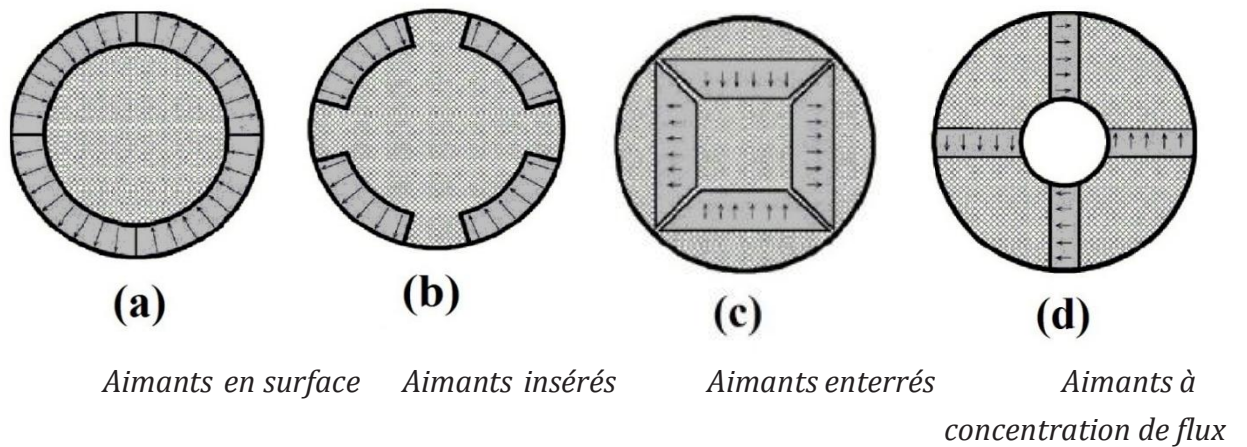


FIGURE II 1 DIFFÉRENTS DISPOSITIONS D'AIMANTS PERMANENTS DANS UN ROTOR

II.2.1 ANALYSE DU FONCTIONNEMENT DE LA MSAP

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

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

:

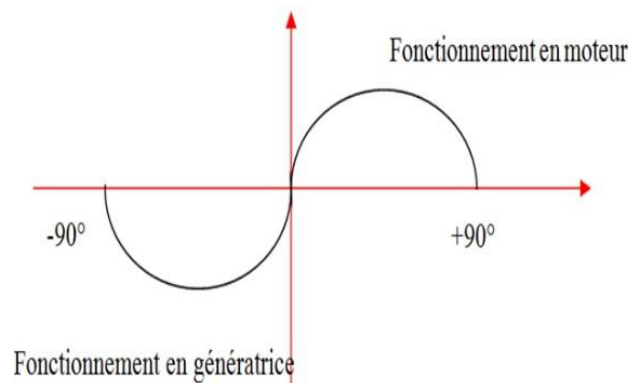


FIGURE II 2 CARACTERISTIQUE DU COUPLE-ANGLE ELECTRIQUE

II.2.2 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :

Afin de simplifier le modèle, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- 1) Machine à pôle lisses.
- 2) Machine non saturée.
- 3) Nous supposerons pour des raisons de simplicité que la machine est alimentée par des tensions sinusoïdales.
- 4) Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- 5) L'influence de l'effet de peau et l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prise en comptes.

II.3 MODELISATION DE LA MSAP

II.3.1 MISE EN EQUATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ces courants, nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant :

II.3.1.a Les équations électriques.

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (II.01)$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [\varphi_{sf}] \quad (II.02.a)$$

$$[\varphi_{sf}] = M_f i_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (II.02.b)$$

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

Avec

$[V_s]$: Vecteur tensions statoriques

$[i_s]$: Vecteur courants statoriques

$[\varphi_s]$: Vecteur flux statoriques

$[R_s]$: Matrice résistance du stator

$[L_s]$: Matrice inductance du stator

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

$[\varphi_{sf}]$: Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique

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

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \tag{II.03}$$

Avec :

$$\omega = p * \omega_r \tag{II.04}$$

ω : La pulsation électrique

p : Le nombre de pair de pôles de la machine

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

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

II.3.1.b Les équations magnétiques.

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{dL_{ss}}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d\varphi_{sf}}{d\theta} \right] \tag{II.05}$$

II.3.1.c Les équations mécaniques.

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \omega_r \quad (II.06)$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inerte du moteur.

II.3.1.d La puissance absorbée

La puissance absorbée par la machine synchrone à aimants permanents est donnée par l'équation suivant :

$$P_a = 2 \pi n_s C_{em} \quad (II.07)$$

Avec :

P_a : La puissance absorbée par le moteur en (w)

n_s : La vitesse du champ tournant en (trs/s)

L'étude analytique du comportement des équations (II.01) et (II.02) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [7]. alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement

II.3.2 PASSAGE DE TRIPHASE AU BIPHASE

II.3.2.1 Transformation de Park

La transformation de Park est ancienne (1929) et découle de la diagonalisation des matrices inductances statoriques et rotorique. Cette transformation est constituée

d'une transformation triphasée - biphasée, suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère ($\alpha\beta$), puis vers le repère (dq).

Le repère ($\alpha\beta$) est toujours fixe par rapport au repère (abc); par contre le repère (dq) est mobile; il forme avec le repère fixe ($\alpha\beta$) un angle, appelé angle de la transformation de Park ou angle de Park [9].

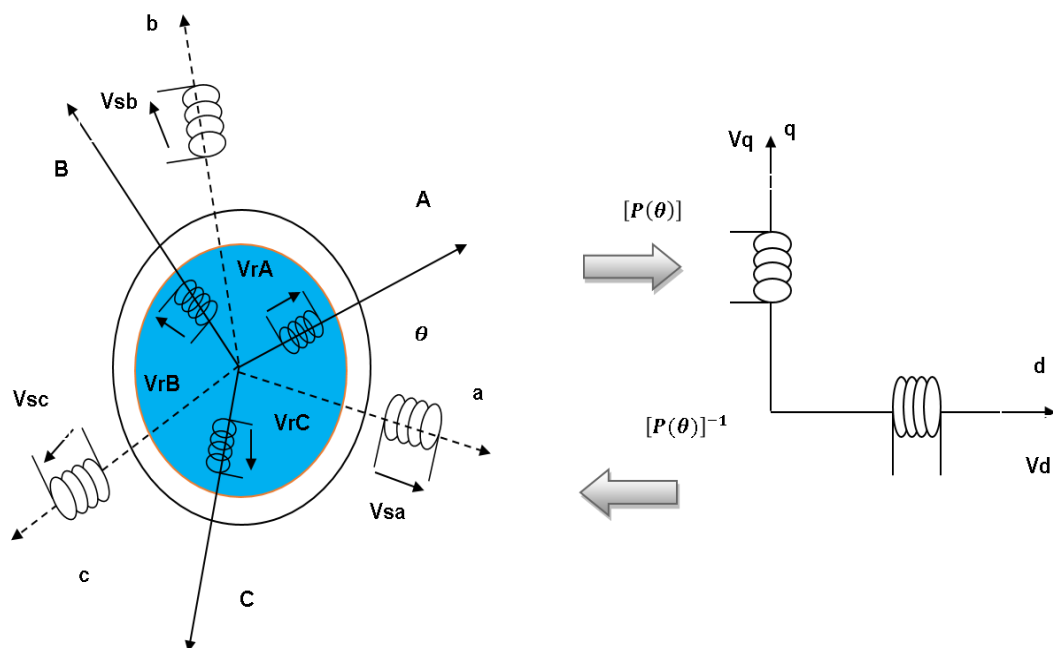


FIGURE II 3 PASSAGE DU TRIPHASE AU BIPHASE ET L'INVERSE

Ainsi, la transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotorique triphasés en des enroulements statorique et rotorique biphasés orthogonaux, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système précédent.

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (II.08)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (II.09)$$

Cette matrice permet le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes biphasées; avec X_{abc} peut être : un vecteur de tension, courant ou flux.

$$[X_{dq}][P(\theta)][X_{abc}] \quad (II.10)$$

APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MSAP

Les équations sont transformées comme suit :

Tensions:

$$\{[V_{dq0}]_s = [P(\theta_s)][V_s]; \quad \{[V_s] = [P(\theta_s)]^{-1}[V_{dq0}]_s \quad (II.11)$$

Courants:

$$\{[I_{dq0}]_s = [P(\theta_s)][I_s]; \quad \{[I_s] = [P(\theta_s)]^{-1}[I_{dq0}]_s \quad (II.12)$$

Flux:

$$\{[\varphi_{dq0}]_s = [P(\theta_s)][\varphi_s]; \quad \{[\varphi_s] = [P(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{dq0}]_s \quad (II.13)$$

II.3.3 MISE EN EQUATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE DANS LE REPERE BIPHASE

II.3.3.a Les équations électriques.

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

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - p \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + p \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (II.14)$$

D'après la relation (II.14), on a le couplage entre les axes « d » et « q ».

Expressions des flux

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (II.15)$$

$L_d; L_q$: Inductances d'axes directe et en quadrature.

II.3.3.b Equation électromagnétique

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

$$C_{em} = p \frac{3}{2} [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_{sf} i_q] \quad (II.16)$$

II.3.3.c Equations mécaniques

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

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f \omega_r = C_{em} - C_r \quad (II.17)$$

On peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans la référentiel d-q :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{d}{dt} i_q = -p \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q - p \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} V_q \\ \frac{d}{dt} \omega_r = \frac{3p}{2J} (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3p\varphi_{sf}}{2J} i_q - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (II.19)$$

II.4 MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT

Considérons les tensions (V_d, V_q) et le flux d'excitation φ_{sf} comme grandeurs de commande, les courants statoriques (i_d, i_q) comme variables d'état. A partir des équations (II. 14), (II. 15) on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{[X]} &= [A][X] + [B][U] \\ [Y] &= [C][X] + [D][U] \end{aligned} \quad (II. 20)$$

Dans le cas de la machine synchrone à pôles lisses ($L_d = L_q$) l'équation d'état se réduit à :

$$\rightarrow \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & p\omega_r \\ -p\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ p \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (II. 21)$$

$$[\dot{X}] = \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix}; \quad [X] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \quad [U] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix};$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & p\omega_r \\ -p\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}; \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}; \quad [C] = [1 \quad 1]; \quad [D] = 0.$$

$[\dot{X}]$: Vecteur de dynamique du système.

$[A]$: Matrice d'état.

$[X]$: Vecteur d'état

$[B]$: Matrice d'entrée

$[U]$: Vecteur de commande

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

$[D]$: Matrice de transmission directe

II.5 MODELISATION DE CONVERTISSEUR

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif à vitesse variable, ou la fréquence des tensions ou des courants d'alimentation est délivrée par un convertisseur statique et asservi à la position du rotor [7].

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, après redressement, la tension continue est filtrée par des composants passifs « C » ou « LC », pour être finalement appliquée à l'onduleur, et l'onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable [7].

Schéma de principe de l'association convertisseur -machine est donnée par la figure suivante (Figure II 4) :

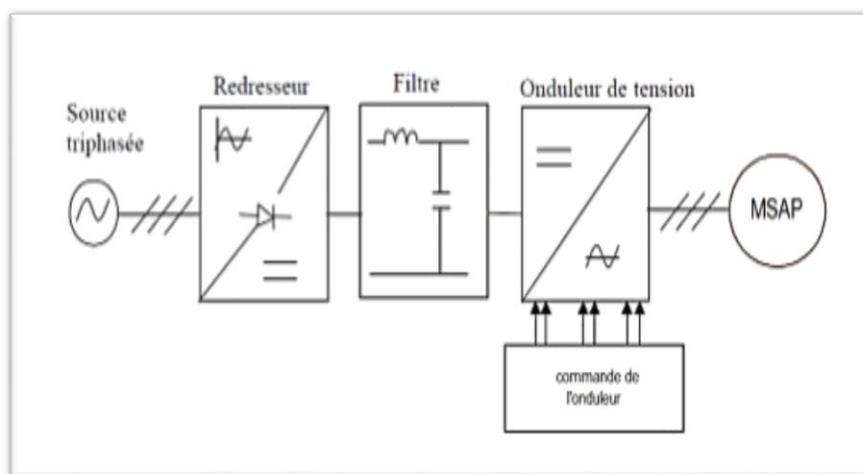


FIGURE II 4 SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE

II.5.1 MODELISATION DU REDRESSEUR

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Il est représenté par la (Figure II.5), La conversion d'énergie électrique permet de disposer une source de courant continu à partir d'une source alternative.

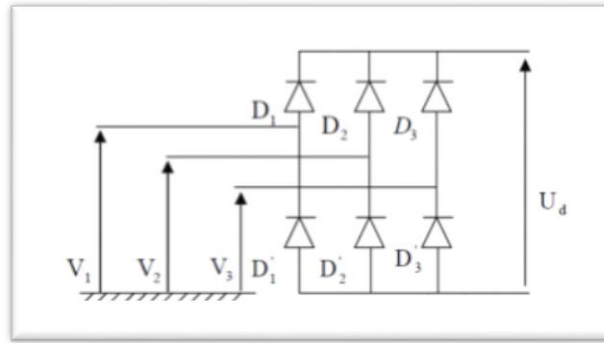


FIGURE II 5 REPRESENTATION DE REDRESSEUR A DIODES

Ce redresseur comporte trois diodes (D_1, D_2, D_3) à cathode commune assurant l'allée du courant i_d et trois diodes (D'_1, D'_2, D'_3) à anode commune assurant le retour du courant i_d . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{aligned} V_a(t) &= V_m \sin(2\pi ft) \\ V_b(t) &= V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c(t) &= V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \tag{II. 22}$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$\begin{aligned} U_{red}(t) &= \text{Max}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] \\ \text{ou} \\ U_{red}(t) &= \text{Min}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] \end{aligned} \tag{II. 23}$$

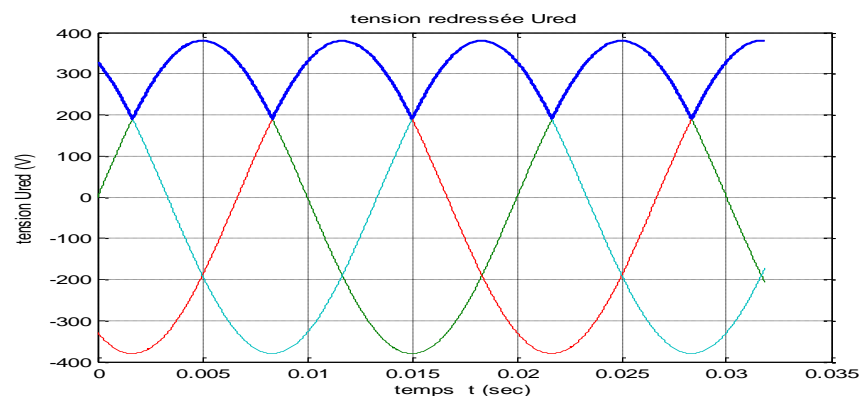


FIGURE II 6 TENSION DE SORTIE REDRESSEE

II.5.2 MODELISATION DU FILTRE

Pour éliminer les hautes fréquences et pour diminuer les ondulations à la sortie du redresseur nous insérons à l'entrée de l'onduleur un filtre « LC », celui-ci est schématisé par la figure (II.7).

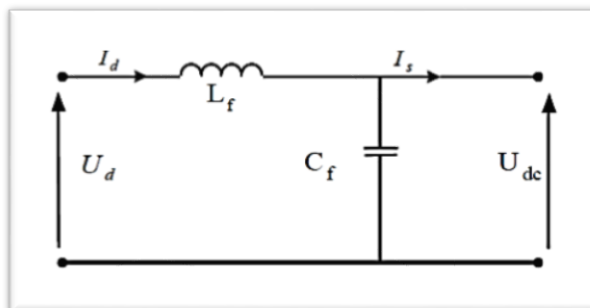


FIGURE II 7 REPRESENTATION D'UN FILTRE "LC"

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_f} (U_{red} - U_{dc}) - \frac{R_f}{L_f} i_d \\ \frac{d}{dt} U_{dc} = \frac{1}{C_f} i_c = \frac{1}{C_f} (i_d - i_o) \end{cases} \quad (II. 24)$$

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (II. 25)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (II. 26)$$

II.5.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A MLI:

Dans notre travail nous avons choisi l'onduleur de tension commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), la modulation sinus-triangle a été choisie pour la génération des tensions d'alimentation du MSAP.

Du fait que les constantes de temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs, on peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en

modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux. La figure I.8 représente le schéma de cet onduleur et son modèle.

Les six interrupteurs de l'onduleur relient les deux bornes de la source continue de tension aux trois phases de la machine. Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif "o" de la source de l'onduleur. Une fonction logique décrit l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut un (1) si l'interrupteur est fermé et zéro (0) s'il est ouvert. Cette fonction est définie par [4]:

$$F_i = \begin{cases} 0 & S_i \text{ est fermé et } S'_i \text{ est ouvert} \\ 1 & S_i \text{ est ouvert et } S'_i \text{ est fermé} \end{cases} \quad \text{avec } i = 1, 2, 3 \quad (II.27)$$

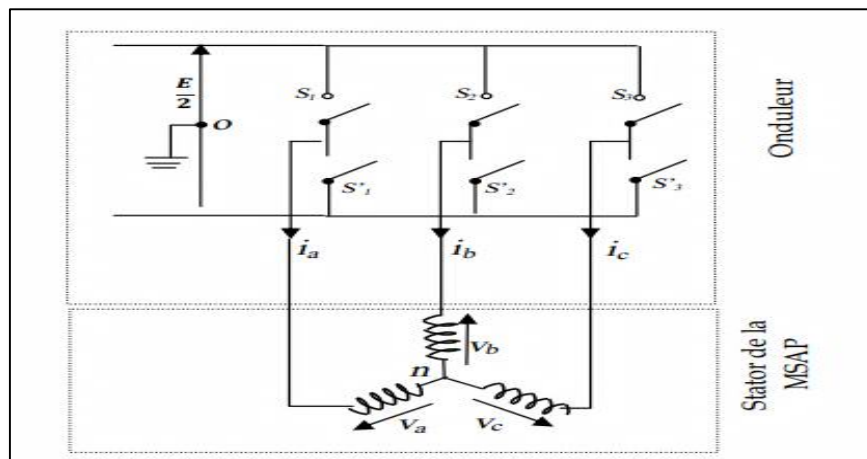


FIGURE II 8 REPRESENTATION SIMPLIFIEE DE L'ONDULEUR

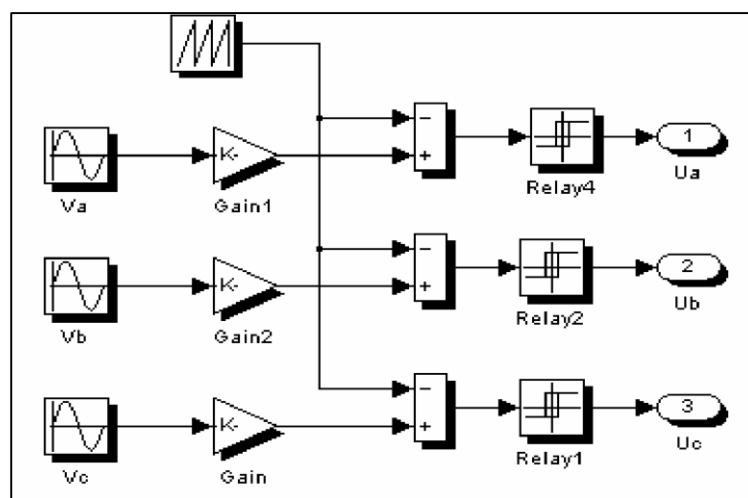


FIGURE II 9 GENERATION DES SIGNAUX DE COMMANDE MLI DE L'ONDULEUR

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

Avec
$$V_{0n} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (II.29)$$

En utilisant les fonctions de connexion, les tensions composées de l'onduleur sont exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (II.30)$$

Les tensions de branches V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} peuvent être exprimées en fonction des fonctions logiques F_i par :

$$\begin{cases} V_{a0} = \frac{1}{2}EF_1 \\ V_{b0} = \frac{1}{2}EF_2 \\ V_{c0} = \frac{1}{2}EF_3 \end{cases} \quad (II.31)$$

En remplaçant V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} dans la relation (II.28) on obtient

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (II.32)$$

E : Tension continue d'alimentation de l'onduleur

F_i : Fréquence de modulation

II.6 RESULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP :

Couple de charge de

$C_r = 0 \text{ N.m}$ à -2 N.m à l'instant $t=0.1\text{s}$

$C_r = -2 \text{ N.m}$ à 5 N.m à l'instant $t=0.25\text{s}$

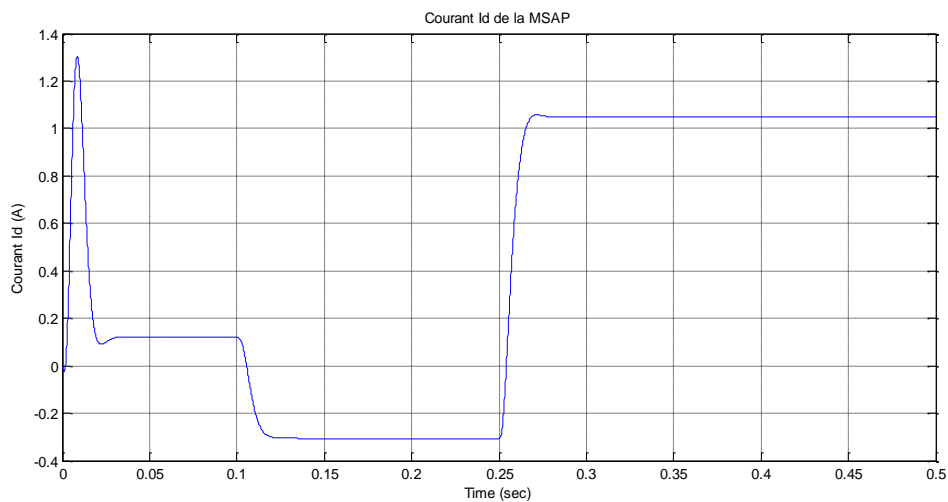


FIGURE II 10 PRESENTATION DE COURANT ID

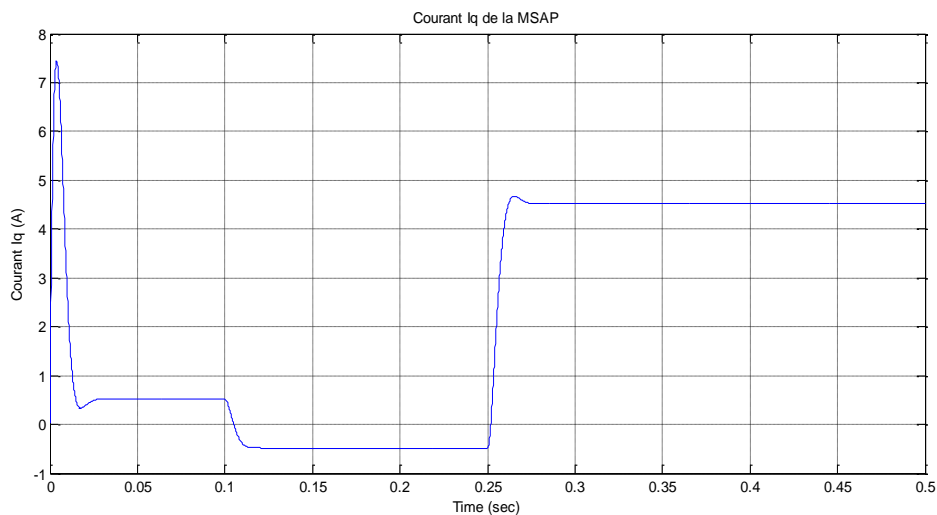


FIGURE II 11 PRESENTATION DE COURANT IQ

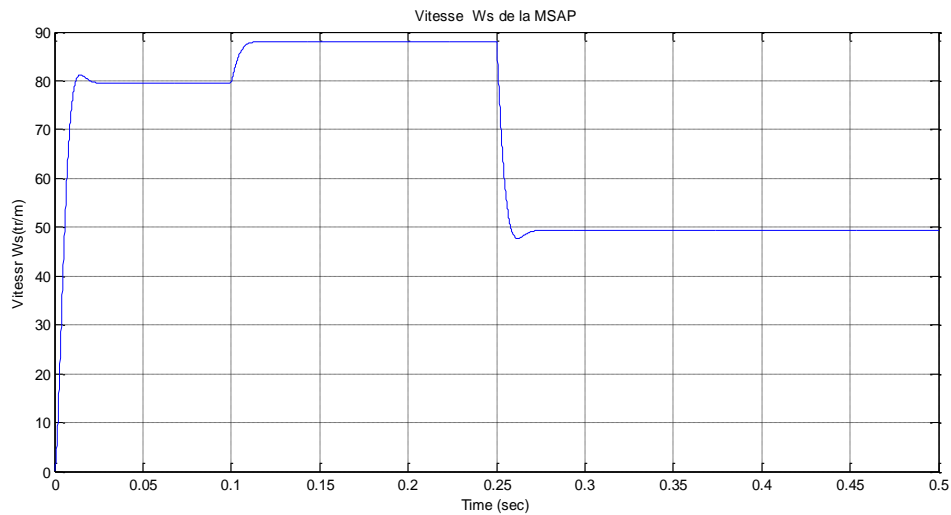


FIGURE II 12 PRESENTATION DE VITESSE

II.7 CONCLUSION

On a présenté, dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension et le modèle de Park (biphasée) équivalent qui simplifie considérablement la résolution des équations de la machine synchrone à aimant permanent. Ensuite, on a étudié la modélisation de la machine synchrone MSAP quand il est associée à l'onduleur de tension en MLI. Un ensemble d'étude et de simulations ont été faites en appliquant la technique MLI sur le convertisseur associé à la MSAP.

CHAPITRE III

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE
SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT

SYNCHRONNE A AIMANT PERMANENT

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

III.1. INTRODUCTION

L'objectif du présent chapitre est d'améliorer les performances de la commande vectorielle du moteur synchrone à aimants permanents à rotor lisse en introduisant une structure simplifiée qui utilise un contrôleur classique de type PI. Nous présentons d'abord, brièvement, le principe de la commande vectorielle. Après cela nous décrirons la commande en couple en contrôlant le courant, et nous étudierons l'asservissement de vitesse en employant un ensemble de correcteurs classiques. Ces études sont menées par un développement théorique et conception des régulateurs pour le MSAP. Nous finirons par une évaluation comparative.

III.2. POURQUOI LA COMMANDE VECTORIELLE ?

Les machines à courant alternatif utilisées en asservissement de vitesse dans les industries automatisée subissent actuellement un développement spectaculaire, au détriment des moteurs à courant continu.

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandée parce que le flux et le couple sont découplés et contrôlables indépendamment:

- ✓ *Le courant inducteur ou d'excitation " I_f " est producteur de flux ;*
- ✓ *Le courant induit ou d'armateur " I_a " est producteur de couple*

Grâce à cette propriété, les hautes performances dynamiques de la machine peuvent être atteintes; le flux étant maintenu en permanence à sa valeur nominale qui implique l'amélioration du couple.

Cependant, la présence du collecteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu. En effet ce commutateur mécanique limite la puissance et la vitesse; et son entretien devient plus exigeant. De plus, il interdit d'utiliser le moteur dans les milieux inflammables ou corrosifs.

En effet, dans les machines alternatives, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus, ce qui rend la machine difficilement commandable, et cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

d'entrée (tension, fréquence) et les variables de sortie (couple, vitesse), en passant par les variables internes de la machine.

III.3 PRINCIPE DE BASE DE LA COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MSAP

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement dynamique. Dans le cas des machines synchrones à aimants permanents, ceci se fait de la manière suivante :

Le couple électromagnétique est donné par l'équation (II. 16):

$$C_{em} = p \frac{3}{2} [(L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_{sf} i_q] \quad (III. 1)$$

On constate que pour contrôler le couple, il faut contrôler les composantes i_d et i_q du courant. Dans le cas de la machine synchrone à pôles lisses ($L_d = L_q$) l'expression du couple se réduit à :

$$C_{em} = p \frac{3}{2} \varphi_{sf} i_q \quad (III. 2)$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante i_q , la théorie de cette commande permet d'assimiler la machine à courant alternatif à une machine à courant continu à excitation séparée comme dans la figure .

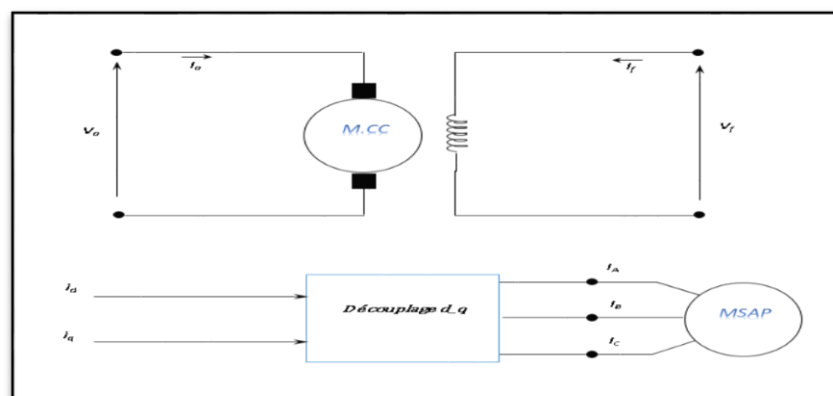


Figure III 1 Principe de commande découplée pour la MCC et MSAP

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Les courants i_d et i_q sont les composantes du courant statorique (I_S) portés par les axes direct et en quadrature, et sont analogues respectivement, au courant d'excitation (I_f) et au courant dans l'induit (I_a), dans une machine à courant continu.

Dans la MSAP les aimants sont montés sur la surface de rotor, le flux rotorique est donc constant. Les aimants sont conçus de sorte qu'ils puissent donner le flux d'entrefer nécessaire à la vitesse nominale.

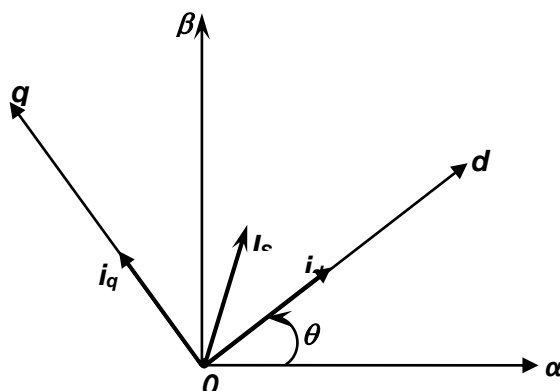


FIGURE III 2 DIAGRAMME DE PHASE DE LA MACHINE MSAP DANS LE PLAN (D,Q)

La figure (III.2) montre la position instantanée du rotor, par conséquent le flux rotorique est situé à un angle (θ) par rapport à l'axe d. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe du courant i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique.

A partir de la figure (III.2), si le courant I_d est forcé à zéro ($I_S = i_q$), La composante du flux statorique devient:

$$\varphi_d = \varphi_f \quad (III.3)$$

Et la forme du couple électromagnétique sera :

$$C_{em} = p \frac{3}{2} \varphi_f i_q \quad (III.4)$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à, $i_q = I_S$ d'où la représentation suivant :

$$C_{em} = K_t \cdot i_q \quad (III.5)$$

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

L'onduleur à MLI génère des créneaux de tension à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux valeurs .Les courants sont mesurés puis transformés dans le référentielle tournant qu'on les utilise pour la régulation des courants. Le flux de référence est déduit de la vitesse de rotation à partir du bloc de défluxage [8].

Si le courant i_d est dans la même direction du flux rotorique , le flux statorique suivant l'axe d s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer .D'autre part, si le courant i_d est négatif ,le flux statorique sera en sens inverse à celui du rotor , ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage) .Normalement, le courant i_d doit être nul lorsque le système travaille à couple constant , donc le flux ne peut être réglé, Il est déduit de la vitesse à partir du bloc défluxage figure III.4

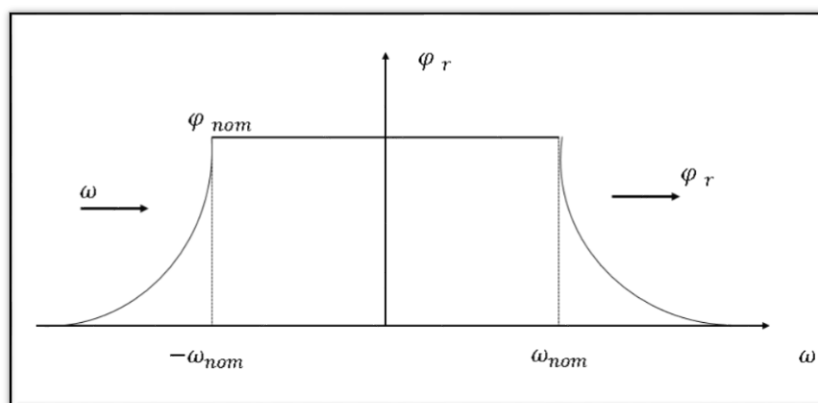


FIGURE III 4 BLOC DE DEFLUXAGE

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de défluxage est appliquée, la consigne de courant i_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{max} \quad (III.7)$$

Le bloc de défluxage d'une part permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, permettant un fonctionnement à couple constant si la

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

vitesse est inférieure à la vitesse nominale, d'une part et d'autre part, il permet d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour les fonctionnements à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la relation non linéaire suivante

$$\begin{cases} \varphi_{ref} = \varphi_{nom} & |\omega| \leq \omega_{nom} \\ \varphi_{ref} = \varphi_{nom} \frac{\omega_{nom}}{|\omega|} & \text{Si } |\omega| \geq \omega_{nom} \end{cases} \quad (III.8)$$

Avec :

ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale.

φ_{nom} : Le flux rotorique nominal.

φ_{ref} : Le flux rotorique de référence

Pour ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor.

En faisant appel aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande.

$$\begin{cases} R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d = V_d + \omega L_q i_q \\ R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q = V_q - \omega (L_d i_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (III.9)$$

Ces équations donnent la structure de commande en tension.

III.4.1.1.A BLOC DE COMPENSATION

En plus du bloc de la structure de commande, il y a un bloc de compensation dont les équations sont données comme suit :

Posons :

$$\begin{cases} V_d = v_d - e_q \\ V_q = v_q + e_d \end{cases} \quad (III.10)$$

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Sachant que :

$$\begin{cases} e_d = -\omega(L_d i_d + \varphi_{sf}) \\ e_q = \omega L_q i_q \end{cases} \quad (III.11)$$

La compensation a pour effet de découpler les deux axes grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations (de $e_d(s)$ et $e_q(s)$). Dans de telles conditions, le système devient linéaire.

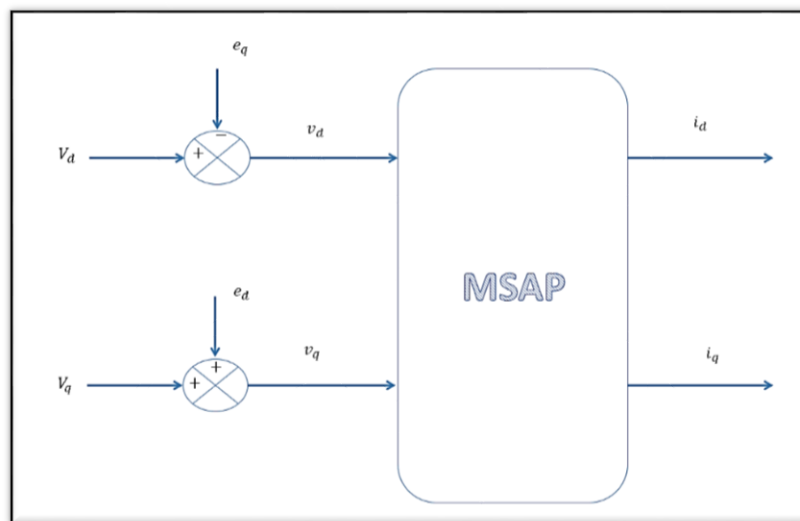


FIGURE III 5 SCHEMA BLOC DE COMPENSATION

III.4.1.1.B LES REGULATEURS

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique de control par des régulateurs PI qui permettant des performances satisfaisantes tant du point de vue de la régulation ou bien du point de vue de la stabilité, précision et rapidité.

Notons que par analogie à la régulation utilise pour la MCC, deux boucles internes sont réalisées pour le contrôle direct du flux et du couple, ou indirectement par leurs composantes respectives en courant.

Il y a trois correcteurs « PI » utilisés pour contrôler la vitesse et les deux composantes du courant statorique, donc les régulateurs à calculer sont :

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

- ✓ Le régulateur de flux (**Reg_d**);
- ✓ Le régulateur de couple (**Reg_q**);
- ✓ Le régulateur de vitesse(**Reg_ω**).

La fonction de transfert des régulateurs « PI » classiques est donnée par :

$$C(S) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.12)$$

Le régulateur de flux (Reg_d)

A partir de l'équation et on peut écrire la fonction de transfert suivante :

$$F_d(s) \frac{1/R_s}{1+\tau_d s} = \frac{I_d}{U_d} \quad (III.13)$$

Avec: $\tau_d = L_d/R_s$

Alors le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par figure III.6

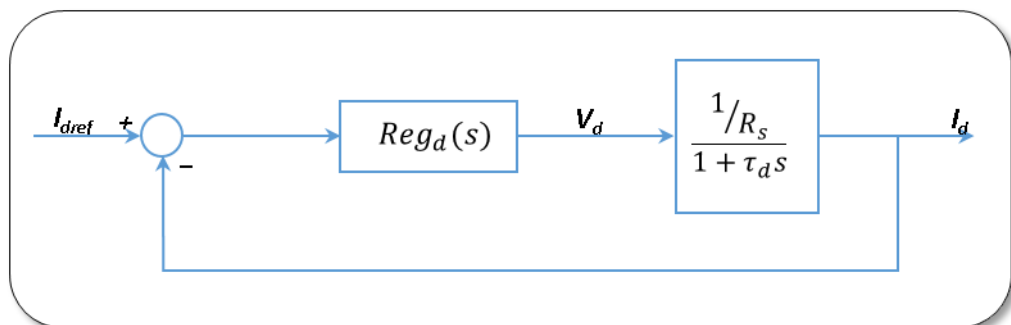


FIGURE III 6 REGULATEUR DE FLUX

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

$$\text{Reg}_d(s) = \frac{R_s}{T_d} \left(\frac{1+T_d s}{s} \right) \quad (\text{III. 14}) \quad \underline{Le}$$

régulateur de couple (Reg_q)

De la même manière, on peut construire le schéma fonctionnel suivant :

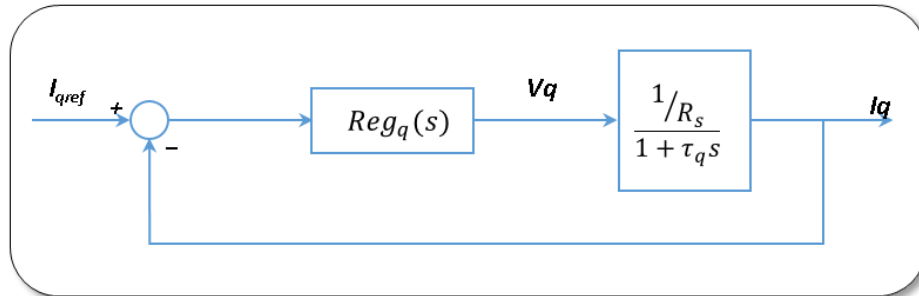


FIGURE III 7 RÉGULATEUR DE COUPLE

Sachant que (Reg_q) est le même que (Reg_d), si on choisit $\tau_q = T_q$ la fonction de transfert devient:

$$\text{Reg}_q(s) = \frac{R_s}{T_q} \left(\frac{1+T_q s}{s} \right) \quad (\text{III. 15})$$

On a: $T_q = \tau_d = L_q / R_s$

Le régulateur de vitesse (Reg_ω)

Le régulateur PI utilisé pour la régulation de la vitesse est calculé comme suit :

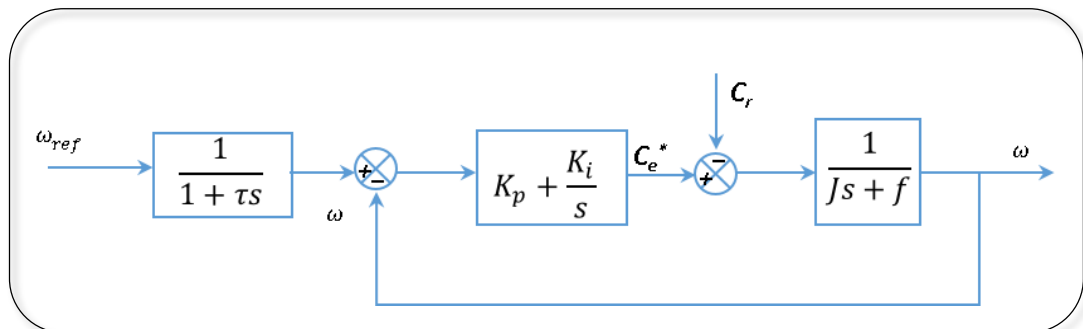


FIGURE III 8 RÉGULATEUR DE VITESSE

Sachant que la fonction de transfert d'un système canonique du second ordre est :

$$F(s) = \frac{\omega(s)}{\omega_{ref}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0}s + \frac{1}{\omega_0^2}s^2} \quad (\text{III. 16})$$

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Par analogie en essayera de trouver les paramètres du régulateur PI :

$$\frac{K_i}{J} = \omega_0^2 \quad ; \quad \tau = \frac{2\xi}{\omega_0}$$

ω_0 : *Fréquence propre d'oscillation*

ξ : *Coefficient d'amortissement*

τ : *Constant de temps associé au régulateur (PI)*

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Pour un amortissement critique ($\xi = 1$), on obtient :

$$K_i = \frac{4J}{\tau^2}$$

Le choix de (τ) doit être supérieur à $\frac{L_d}{R_s}$ et $\frac{L_q}{R_s}$ (constantes de temps statorique de la machine). Finalement K_p est donnée par :

$$K_p = K_i \tau$$

III.4.1.2 Méthode Indirecte :

Elle se base sur la mesure du flux par un capteur intégré dans la machine qui est généralement difficile pour son implantation pratique qui est donné par le schéma de commande figure III.9.

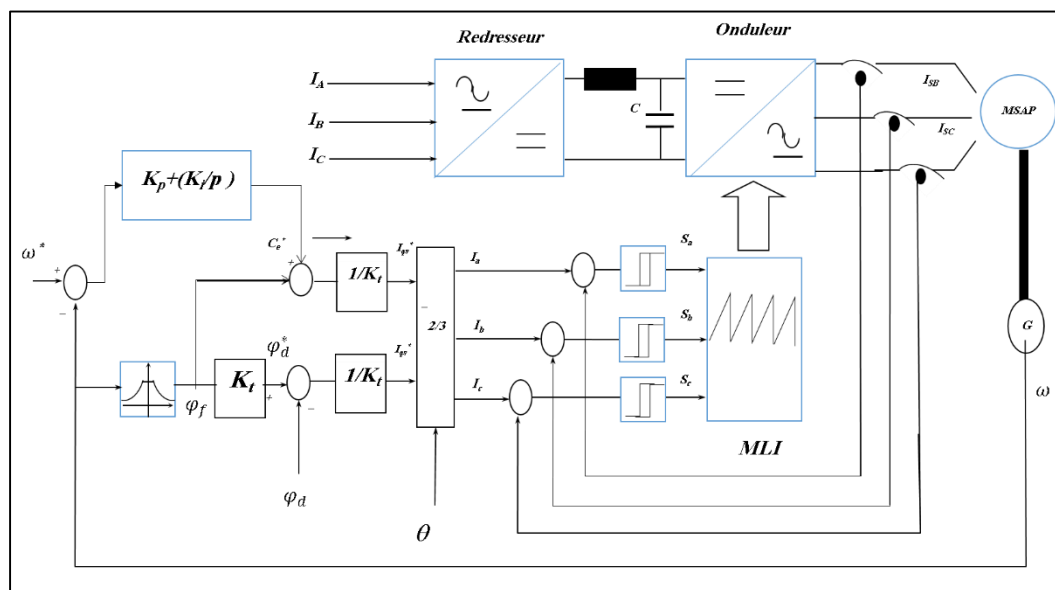


FIGURE III 9 SCHEMA DE BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP (METHODE INDIRECTE).

La commande indirecte est obtenue en suivant les mêmes étapes (découplage, régulation) que la commande directe .Le flux n'est pas réglée, mais il est déduit de la vitesse à partir du bloc de défluxage.

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

III.4.2 LA COMMANDE VECTORIELLE EN COURANT :

L'autopilotage en courant pour les machines synchrones a été développé afin d'améliorer les performances en régime dynamique. La stratégie consiste à imposer le courant de l'axe transversal I_q à une valeur correspondant au couple électromagnétique C_{em} souhaité tout en ne maintenant nul le courant dans l'axe direct I_d .

Nous rappelons que dans le cas d'une MSAP à pôles lisses, la relation entre le couple et le courant en quadrature est établi par l'équation (III.6). La régulation de couple/courant s'effectue donc sur des grandeurs continues exprimées dans le référentiel tournant. Le contrôle de ces grandeurs permet de positionner très précisément le champ magnétique statorique, notamment en régime transitoire.

La structure d'une telle commande est particulièrement complexe, comme on peut le voir sur le schéma montré par la figure (III.10). L'autopilotage vectoriel et les régulations de courant font partie de cette structure de commande.

Les performances obtenues avec ce système de commande sont nettement supérieures à celles obtenues avec la commande scalaire, car c'est le vecteur de courant qui est directement contrôlé. Cependant, à cause du nombre des opérations mathématiques plus importantes, ce type de commande doit impérativement être réalisé à l'aide d'un système puissant en termes de calcul si on ne veut pas détériorer les performances en baissant la fréquence de découpage.

La commande vectorielle des machines synchrones est la technique actuelle permettant l'obtention des dynamiques satisfaisant le plus grand nombre de cahiers des charges. La stratégie de commande repose sur le modèle de Park de la machine et consiste à imposer le courant en quadrature I_q pour imposer le couple. Le courant I_d , quant à lui, sera déduit pour annuler la partie de l'équation due à l'anisotropie et minimiser les pertes joules. Il sera donc nul pour une machine à pôles lisses. La régulation s'effectue donc sur des grandeurs du référentiel tournant et donne la possibilité de placer les champs magnétiques statorique de manière précise.

La structure de commande est décrite par le schéma Fig. III.10. Elle s'appuie principalement sur une connaissance de la position précise du champ magnétique statorique par la mesure de la position mécanique. Une fois cette mesure connue, les grandeurs électriques peuvent être changées de référentiel. La régulation des courants s'effectue dans le repère tournant, les tensions de commande déduites sont

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

transformées en tensions triphasées et appliquées aux moteurs par une commande MLI décrite au paragraphe suivant

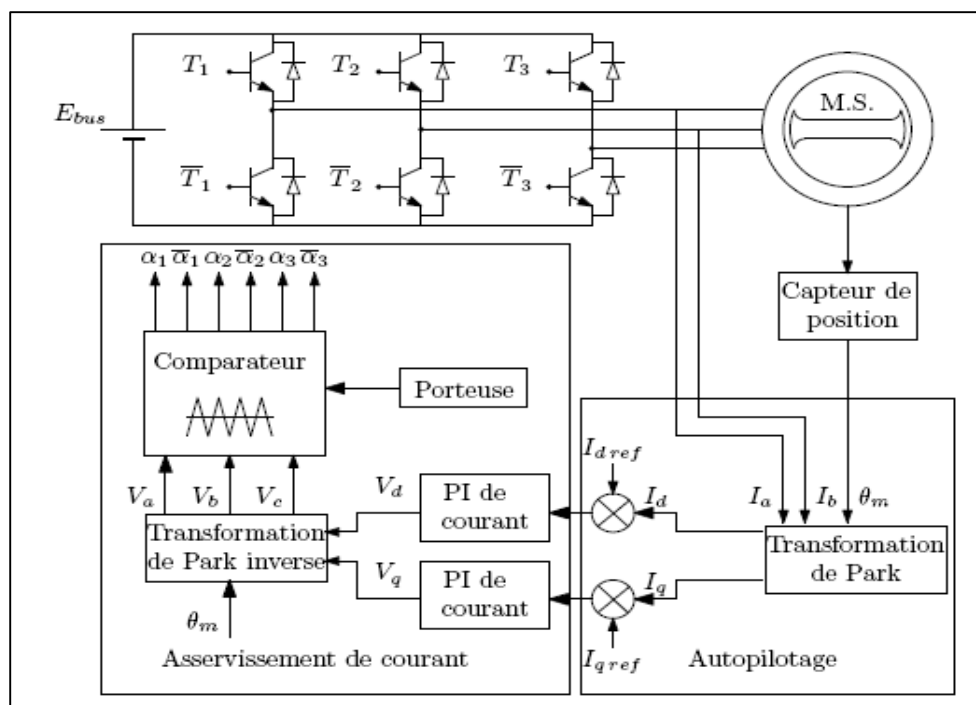


FIGURE III 10 SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MSAP

III.5 CONCLUSION

Au cours de cette étude, nous avons présenté différentes configurations pour commander vectoriellement la MSAP, deux structures de la commande vectorielle de la MSAP ont été étudiées, à savoir la structure en cascade et une structure qui ne comporte que deux correcteurs, PI pour commander les courants i_{sd} et i_{qs} et un correcteur PI pour asservir la vitesse du moteur.

La structure en cascade permet surtout la limitation de la grandeur de commande afin de préserver, des surintensités, le moteur et le dispositif qui l'alimente. Pour la boucle interne de courant, un correcteur PI a été mis en place. Ce correcteur a été dimensionné par la méthode de compensation du pôle. La détermination des différents paramètres du régulateur a été réalisée implicitement suite à un placement de pôles via imposition du taux d'amortissement ζ et de la pulsation ω_n . Le besoin de haute performance de commande ou la dynamique du système est peu connue, a poussé les chercheurs à envisagé d'autres schémas de contrôle qui réduisent la sensibilité du

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

ystème aux paramètres inconnus, qui ont déduire par l'utilisation de filtre de Kalman, présentée au prochain chapitre.

CHAPITRE IV

ESTIMATION DE LA MACHINE SYNCHROME

A AIMENT PERMANENT PAR FILTRE DE

KAI MAN

KALMAN

A AIMENT PERMANENT PAR FILTRE DE

ESTIMATION DE LA MACHINE SYNCHROME

IV.1 INTRODUCTION

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines synchrones à aimant permanents ou l'identification de leurs paramètres sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (résistance rotorique et statorique...) où pour des problèmes de coût (flux, vitesse, position...), il faut donc les déterminer sans utiliser les capteurs qui leur sont dédiés. Elles sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension, vitesse...). Elles peuvent être reconstituées par des estimateurs :

Estimateur de Luenberger (cas déterministe) ou Filtre de Kalman (cas stochastique).

Le besoin des hautes performances des commandes ou la dynamique du système est peu connue, a poussé les chercheurs à envisager d'autres schémas de contrôle qui ont abouti à la commande adaptative qui ajuste en ligne la loi du contrôle afin de réduire les influences des paramètres inconnus.

IV.2 FILTRE DE KALMAN

Le filtre de Kalman est un filtre à réponse impulsionnelle infinie qui estime les états d'un système dynamique à partir d'une série de mesures incomplètes ou bruitées.

Paternité

Le filtre de Kalman doit son nom à Rudolf Kalman bien que Thorvald Nicolai Thiele et Peter Swerling aient développé un algorithme similaire avant lui. La paternité du filtre fait l'objet d'une petite controverse dans la communauté scientifique. Le filtre a été décrit dans diverses publications par Swerling (1958), Kalman (1960) et Kalman-Bucy (1961).

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

Exemples d'applications

Le filtre de Kalman est utilisé dans une large gamme de domaines technologiques (radar, vision électronique, communication ...). C'est un thème majeur de l'automatique et du traitement du signal.

Un exemple d'utilisation peut être la mise à disposition, en continu, d'informations telles que la position ou la vitesse d'un objet à partir d'une série d'observations relative à sa position, incluant éventuellement des erreurs de mesures.

Le filtre de Kalman, est une approche stochastique, prend en considération d'une part l'existence des perturbations extérieures au processus et d'autres parts les erreurs paramétriques. Ce dernier n'a pas la forme générale mais est limité à des bruits blancs gaussiens.

Les mesures réelles sont entachées d'un bruit aléatoire (bruit de mesure) et l'état estimé du moteur comporte lui aussi une composante aléatoire (bruit d'état). Dans un cadre industriel où se trouvent souvent plusieurs machines de forte puissance et où les armoires de commande sont souvent éloignées du moteur qu'elles pilotent, les « bruits de mesures » sont une réalité qu'il faut prendre en compte. D'autre part, l'état estimé du moteur comporte une part d'incertitude liée à la simulation numérique du modèle du moteur ou « bruits d'état ».

Plusieurs travaux de recherche et des projets de thèses tels que ont utilisé le filtre de Kalman pour estimer les grandeurs de commande tel que le flux statorique ou rotorique, la vitesse, la position de la machine [1].

IV.2.1 VERSION STANDARD DU FILTRE DE KALMAN :

Plusieurs formulations des équations du filtre de Kalman peuvent être recensées. Une de ces formulations est donnée dans la suite en considérant directement le cas général d'un système stochastique discret, linéaire dans l'état, multi-entrées, multi-sorties, non stationnaire dont l'évolution est décrit par les relations :

IV.2.1.1 Le modèle stochastique :

$$\begin{cases} x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma u(k) + \Gamma_1 w(k) \\ y(k) = Hx(k) + v(k) \end{cases} \quad (IV.1)$$

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

- $x(k)$: L'état du système de dimension n .
 $y(k)$: La sortie (mesure ou observation) de dimension m
 $u(k)$: L'entrée certaine de dimension l .
 Φ : Une matrice de dimension $n \times n$
 Γ : reliant la commande u à l'état x de dimension $n \times l$.
 H : reliant l'état à la mesure Y_k de dimension $m \times n$.
 $w(k)$: Bruit de l'état (l'entrée).
 $v(k)$: Bruit de mesure (sortie)

IV.2.1.2 Détermination de matrice de covariance de bruit et d'état :

Les bruit d'état et de mesure sont supposés indépendants (non corrélés), blancs, et avec des distributions normales de probabilité :

$$P(w) \sim N(0, R_w) \tag{IV.2}$$

$$P(v) \sim N(0, R_v)$$

Tel que :

$$E(w(j)w(i)^T) = E(v(j)v(i)^T) = 0 \quad \text{si } i \neq j \tag{IV.3}$$

$$E(w(j)w(i)^T) = R_w \quad \text{et} \quad E(v(j)v(i)^T) = R_v$$

En pratique, les matrices de covariances des bruits R_w et R_v de processus et de mesure peuvent changer à chaque instant k , mais dans notre cas on assume qu'elles sont constantes (ergodiques).

On définit:

$\bar{x}(k) \in R^n$: L'évaluation a priori (Prédiction de l'état) à l'étape k (entre les mesures) ;

$\hat{x}(k) \in R^n$: L'évaluation a posteriori (Correction d'état) à l'étape k à la mesure de $y(k)$;

Nous pouvons alors définir les erreurs estimées a priori et a posteriori respectivement par :

$$\begin{cases} \bar{e}(k) = x(k) - \bar{x}(k) \\ e(k) = x(k) - \hat{x}(k) \end{cases} \tag{IV.4}$$

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

La covariance de l'erreur à priori est alors:

$$M(k) = E[\bar{e}(k) \bar{e}(k)^T] \quad (IV.5)$$

La covariance de l'erreur à posteriori est:

$$P(k) = E[e(k) e(k)^T] \quad (IV.6)$$

Le filtre de Kalman estime la valeur optimale de l'état à posteriori $\hat{x}(k)$ en fonction de l'état a priori la mesure actuelle $y(k)$.

IV.2.1.3 Implémentation de l'algorithme de filtre de Kalman

On distingue deux étapes principales pour la réalisation filtre de Kalman :

- La première est la prédiction,
- La seconde la correction (estimation).

Ces deux étapes introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance

1. Initialisation :

L'état initial du système x_0 et les matrices initiales $P(0)$ de covariance sont placés ainsi que la valeur initiale de la matrice peut être considérée comme une matrice diagonale, ou tous ses éléments sont égaux

2. Phase de prédiction :

- calcul de la prédiction du vecteur d'état :

L'objectif de cette étape est de construire une première estimation de vecteur d'état et de la sortie à l'instant $(k+1)$ tel que :

$$\bar{x}(k+1) = \Phi \hat{x}(k) + \Gamma u(k) \quad (IV.7)$$

$$\bar{y}(k+1) = H \hat{x}(k+1) \quad (IV.8)$$

- Calcul de la matrice de prédiction de covariance :

$$M(k+1) = \Phi P(k) \Phi^T + \Gamma_1 R_w \Gamma_1^T \quad (IV.9)$$

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

3. Phase de correction :

- Calcul du gain optimal de Kalman :

$$L(k) = M(k)H^T (H M(k)H^T + R_v)^{-1} \quad (IV.10)$$

Le gain $L(k)$ pour le système discret est choisi pour réduire au minimum la variance d'erreur d'estimation des états à estimer :

- Estimation de vecteur d'état :

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurer $y(k)$ et la sortie prédit $\bar{y}(k)$. Pour améliorer l'état il faut donc corriger par l'intermédiaire du gain de Kalman $L(k)$ en minimisant la variance d'erreur. On obtient l'expression du vecteur d'état à estimer :

$$\hat{x}(k) = \bar{x}(k) + L(k)(y(k) - H\bar{x}(k)) \quad (IV.11)$$

- Calcul la covariance de l'erreur :

La dernière étape c'est la matrice de covariance qui est donnée par :

$$P(k) = M(k) - M(k)H^T (H M(k)H^T + R_v)^{-1}H M(k) \quad (IV.12)$$

$$P(k) = M(k) - L(k)H M(k) \quad (IV.13)$$

Le processus d'estimation est représenté par les schémas suivants :

- La figure IV.1 représente l'état $\hat{x}(k)$

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

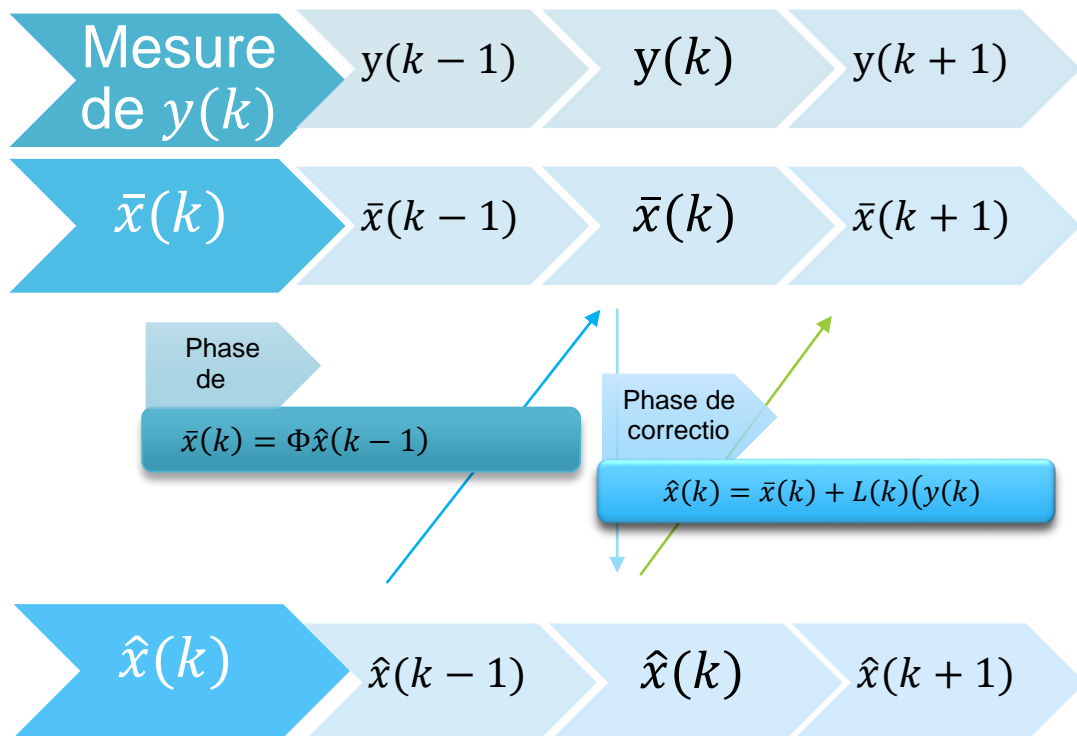


FIGURE IV 1 L'ORGANIGRAMME POUR L'ESTIMATION DE L'ETAT.

➤ Et la figure IV.2 représente l'estimation de $P(k)$ et l'ajustement de $M(k)$:

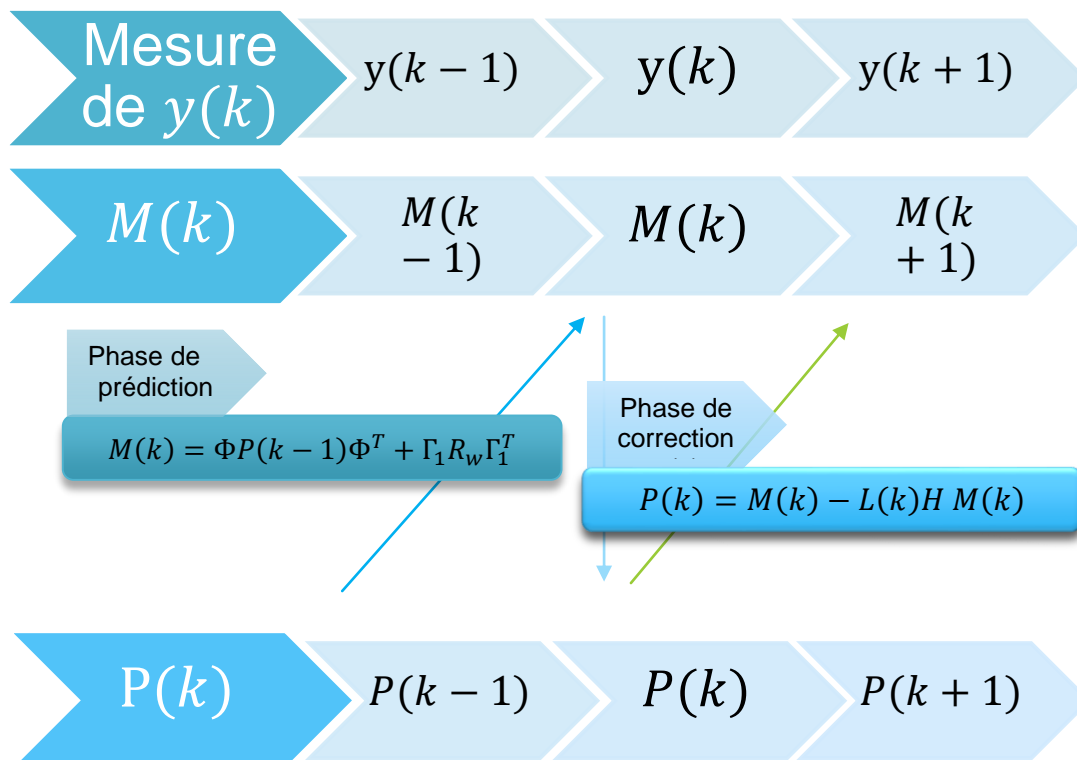


FIGURE IV 2 L'ORGANIGRAMME POUR L'ESTIMATION DES COVARIANCES $P(k)$ ET $M(k)$.

IV.3. PRESENTATION DU FKE

Maintenant que le modèle du système est considéré en présence des incertitudes d'état et de mesure, l'algorithme de FKE peut être exécuté en utilisant une structure de prédiction –correction illustrée par la figure(IV.3).

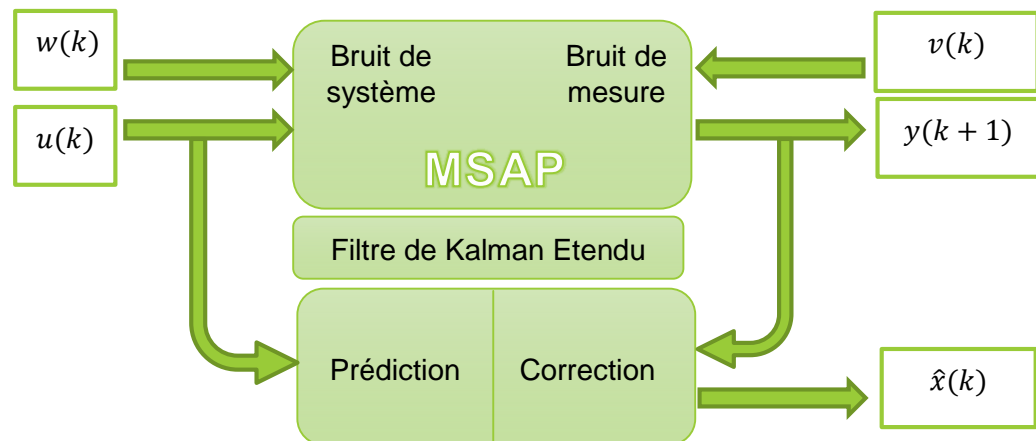


FIGURE IV 3 LA STRUCTURE GLOBALE DU FKE

FKE : Filtre de Kalman Etendu.

IV.3.1 FILTRE DE KALMAN ETENDU

IV.3.1.1. Principe

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutifs ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physique mesurables.

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés .De plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de mesure [8].

IV.3.1.2. Algorithme

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant:

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + W(k) \\ y(k) = g(x(k), \theta(k)) + V(k) \end{cases} \quad (IV.14)$$

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

$W(k)$: Vecteur de bruit d'état

$V(k)$: Vecteur de bruit de mesure

Leurs covariances sont données par les matrices suivantes :

$$Q_W = E\{W(k) W(k)^T\} \quad \text{et} \quad R_V = E\{V(k) V(k)^T\} \quad (IV.15)$$

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et en déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes :

Etape 1 : Phase de prédiction

- Estimation sous forme de prédiction :

$$\bar{x}(k+1) = f(\hat{x}(k), u(k)) \quad (IV.16)$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$. On cherche alors à déterminer sa variance.

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$M(k+1) = F(k)M(k)F(k)^T + Q \quad (IV.17)$$

Avec :

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(x(k); u(k))}{\partial x^T(k)} \right|_{x(k)} \quad (IV.18)$$

Etape 2: Phase de correction

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée $y(k)$ et la sortie prédite $\bar{y}(k)$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre $L(k)$. En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes:

- Calcul du gain de Kalman :

$$L(k) = M(k) \cdot G(k)^T \cdot [G(k) M(k) G(k)^T + R_V]^{-1} \quad (IV.19)$$

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

Avec

$$G(k) = \left. \frac{\partial g(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{\hat{x}(k)} \quad (IV.20)$$

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

$$P(k) = M(k) - L(k)G(k)M(k) \quad (IV.21)$$

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

$$\hat{x}(k) = \bar{x}(k) + L(k)(y(k) - G\bar{x}(k)) \quad (IV.22)$$

La figure (IV.4) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu.

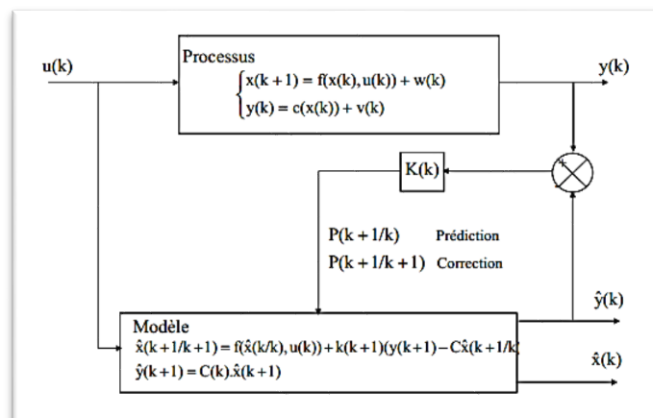


FIGURE IV 4 PRINCIPE D'UN FILTRE DE KALMAN

IV.4 SYNTHÈSE DU FILTRE DE KALMAN ÉTENDU

Dans ce chapitre, et pour résoudre le problème lié, surtout, à l'estimation du flux et de la vitesse rotorique du MSAP on fait appel au filtre de Kalman étendu. La structure de cet observateur est illustrée par la Figure IV.5.

A. Choix des grandeurs

Pour réaliser cet observateur, nous devons choisir les grandeurs à observer. Dans notre application, nous avons posé les considérations suivantes :

- ❖ **Paramètres du modèle** : Connus et invariants,
- ❖ **Courants statoriques** : Mesurés,
- ❖ **Tensions statoriques** : Fournies par la commande,
- ❖ **Flux statorique** : A observer,
- ❖ **Vitesse rotorique** : A observer.

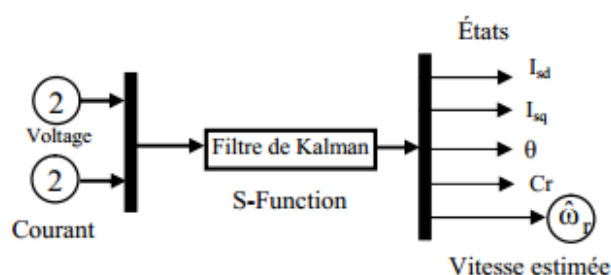


FIGURE IV 5 STRUCTURE GLOBALE DU FKE

IV.5 APPLICATION DU FILTRE DE KALMAN ÉTENDU AU MODÈLE DE LA MSAP:

Le choix du référentiel pour l'application du filtre de Kalman étendu est essentiel. Le cas idéal consisterait à utiliser le référentiel lié au rotor.

Dans notre cas, on a choisi un modèle avec ce référentiel (lié au rotor) et le filtre de Kalman étendu est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état $x(k)$ composé des courants i_d et i_q , la vitesse de rotation, la position du rotor et le couple de charge. Dans

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

ce modèle non linéaire, on a supposé que la vitesse mécanique est un état et pas un paramètre. On a

$$(IV.14) \quad \rightarrow \quad \begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + W(k) \\ y(k) = g(x(k), \theta(k)) + V(k) \end{cases}$$

$$f(x(k), u(k)) = \begin{bmatrix} \left(1 - h \frac{R_s}{L_d}\right) i_d + ph \frac{L_q}{L_d} i_q \omega_r + h \frac{1}{L_d} V_d \\ -h \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d + \left(1 - h \frac{R_s}{L_q}\right) i_q - h \frac{\varphi_{sf}}{L_q} p \omega_r + h \frac{1}{L_q} V_q \\ \frac{3p}{2J} h (L_d - L_q) i_d i_q + ph \frac{3\varphi_{sf}}{2J} i_q + \left(1 - h \frac{f}{J}\right) \omega_r - h \frac{1}{J} C_r \end{bmatrix} \quad (IV.23)$$

Ou :

$$f(x(k), u(k)) = \begin{bmatrix} \left(1 - h \frac{R_s}{L_d}\right) i_d + ph \frac{L_q}{L_d} i_q \omega_r + h \frac{1}{L_d} V_d \\ -h \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d + \left(1 - h \frac{R_s}{L_q}\right) i_q - h \frac{\varphi_{sf}}{L_q} p \omega_r + h \frac{1}{L_q} V_q \\ \frac{3p}{2J} h (L_d - L_q) i_d i_q + ph \frac{3\varphi_{sf}}{2J} i_q + \left(1 - h \frac{f}{J}\right) \omega_r - h \frac{1}{J} C_r \\ \theta + h \omega_r \\ C_r \end{bmatrix} \quad (IV.24)$$

$$Et \quad g = [i_d \quad i_q]^T \quad (IV.25)$$

IV.5.1 DETERMINATION DES MATRICES F ET G

Les matrices de linéarisation F et G nous permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement. (On suppose que la machine à pôles lisses $L_d = L_q = L_s$) Elles sont données comme suit:

1) Vecteur d'état $x(k)$ composé des courants i_d et i_q et la vitesse de rotation " ω_r ",

$$y = X_1; y = X_2$$

Filtre de Kalman appliqué à la MSAP par mesure les courants ($X_1=I_d$ et $X_2=I_q$).

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

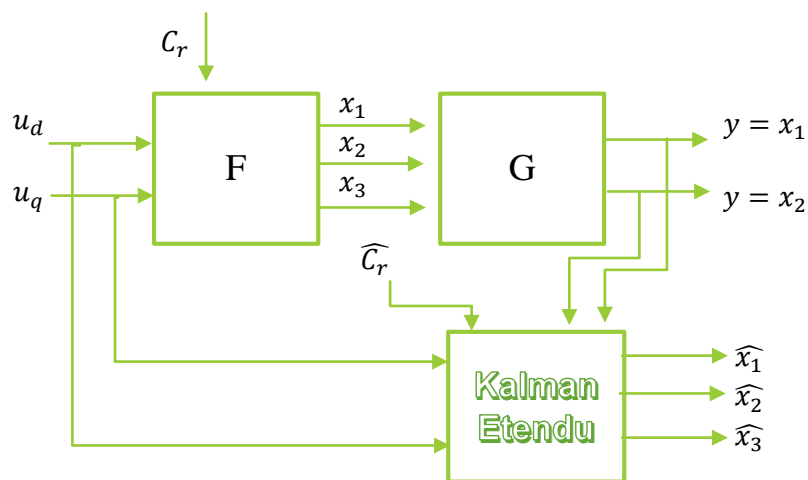


FIGURE IV 6 FILTRE DE KALMAN APPLIQUE A LA MSAP PAR MESURE LES COURANTS(X1=Id ET X2=Iq).

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 - h \frac{R_s}{L_s} & p h \omega_r & p h i_q \\ -h p \omega_r & 1 - h \frac{R_s}{L_s} & -\frac{h p}{L_s} (\varphi_{sf} + L_s i_d) \\ 0 & p h \frac{3 \varphi_{sf}}{2J} & 1 - h \frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad (IV.26)$$

$$G(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.27)$$

2) Vecteur d'état $x(k)$ composé des courants i_d et i_q et la vitesse de rotation " ω_r ",
 $y = X_3$

Filtre de Kalman appliqué à la MSAP par mesure de la vitesse ($X_3=w$)

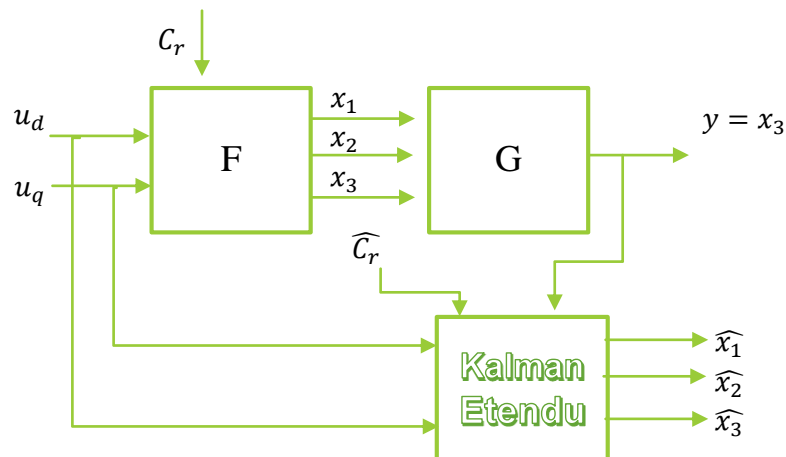


FIGURE IV 7 FILTRE DE KALMAN APPLIQUE A LA MSAP PAR MESURE DE LA VITESSE (X3=w)

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 - h \frac{R_s}{L_s} & ph\omega_r & phi_q & 0 \\ -h p\omega_r & 1 - h \frac{R_s}{L_s} & -\frac{h}{L_s} p(\varphi_{sf} + L_s i_d) & 0 \\ 0 & p h \frac{3\varphi_{sf}}{2J} & 1 - h \frac{f}{J} & -\frac{h}{J} \\ 0 & 0 & h & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.28)$$

$$G(k) = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (IV.29)$$

3) vecteur d'état $x(k)$ composé des courants " i_d et i_q ", la vitesse de rotation " ω_r ", et le couple de charge " C_r " $y = X_4$

Filtre de Kalman appliqué à la MSAP par mesure de le couple de charge ($X_4=C_r$)

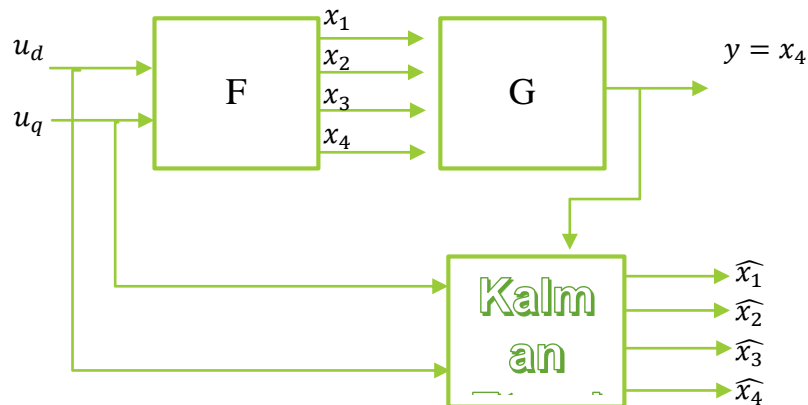


FIGURE IV 8 FILTRE DE KALMAN APPLIQUE A LA MSAP PAR MESURE DE LA COUPLE DE CHARGE ($X_4=C_r$)

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 - h \frac{R_s}{L_s} & ph\omega_r & phi_q & 0 \\ -h p\omega_r & 1 - h \frac{R_s}{L_s} & -\frac{hp}{L_s} (\varphi_{sf} + L_s i_d) & 0 \\ 0 & p h \frac{3\varphi_{sf}}{2J} & 1 - h \frac{f}{J} & -\frac{h}{J} \\ 0 & 0 & h & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.30)$$

$$G(k) = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \quad (IV.31)$$

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

4) vecteur d'état $x(k)$ composé des courants " i_d et i_q ", la vitesse de rotation " ω_r ", la position du rotor " θ " et le couple de charge " C_r "

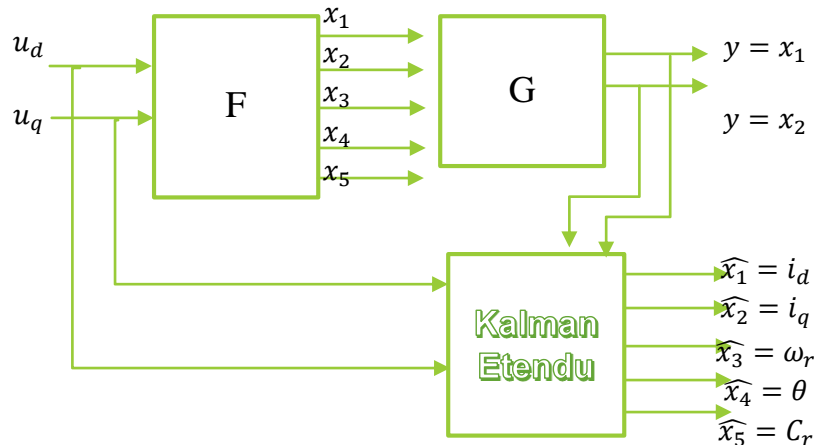


FIGURE IV 9 FILTRE DE KALMAN APPLIQUE A LA MSAP PAR MESURE LES COURANTS($X_1=I_D$ ET $X_2=I_Q$).

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 - h \frac{R_s}{L_s} & ph\omega_r & phi i_q & 0 & 0 \\ -h p\omega_r & 1 - h \frac{R_s}{L_s} & -\frac{hp}{L_s}(\varphi_{sf} + L_s i_d) & 0 & 0 \\ 0 & p h \frac{3\varphi_{sf}}{2J} & 1 - h \frac{f}{J} & 0 & -\frac{h}{J} \\ 0 & 0 & h & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV.32)$$

$$G(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.33)$$

V-5-2. CHOIX DES MATRICES DE COVARIANCE Q ET R

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une trop forte valeur de Q peut cependant

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

créer une instabilité de l'observateur. La matrice \mathbf{R} règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure

$$(IV.15) \quad \rightarrow \quad Q_W = E\{W(k) W(k)^T\} \quad \text{et} \quad R_V = E\{V(k) V(k)^T\}$$

IV.6 RESULTATS DE SIMULATION

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à des tests de simulation.

IV.6.1 Démarrage à vide avec introduction d'un couple de charge

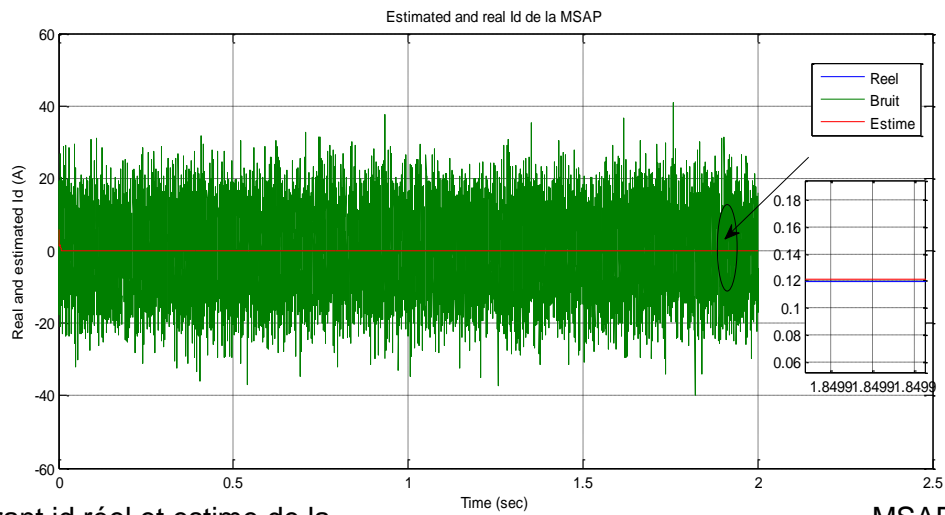
Ces figures illustrent les performances de l'estimateur d'état de la MSAP. Le moteur démarre à vide, puis à instant on le charge avec un couple résistant.

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

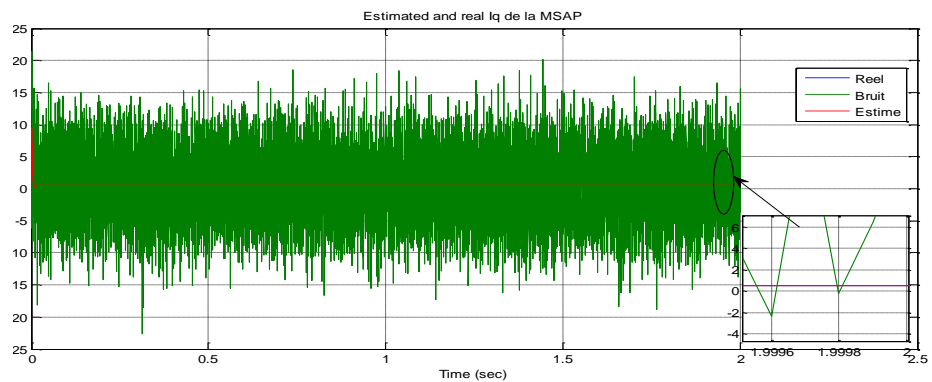
1).Résulta du premier état :

$$V_d = -0.4v$$

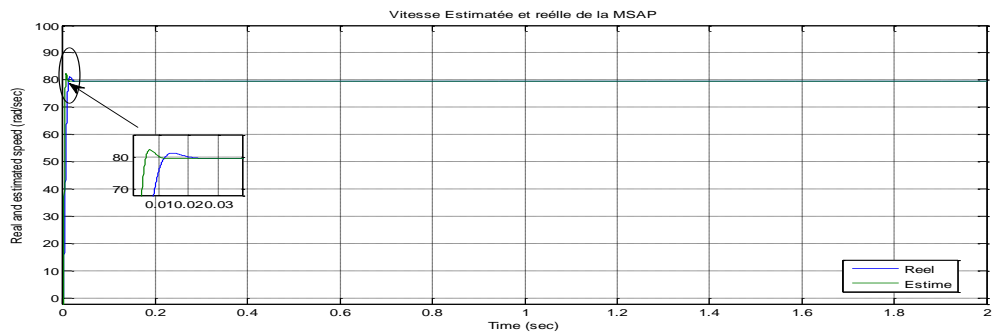
$$V_d = 53v$$



a). Courant id réel et estime de la MSAP



b). Courant iq réel et estime de la MSAP

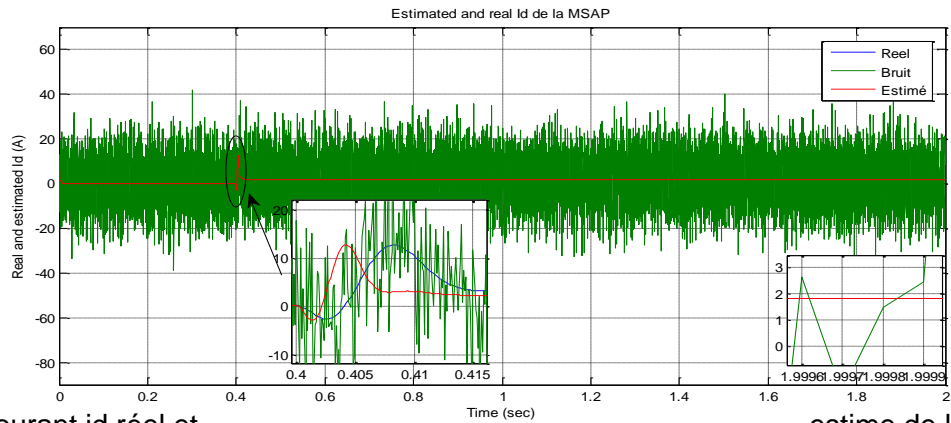


c). Vitesse réel et estime de la MSAP

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

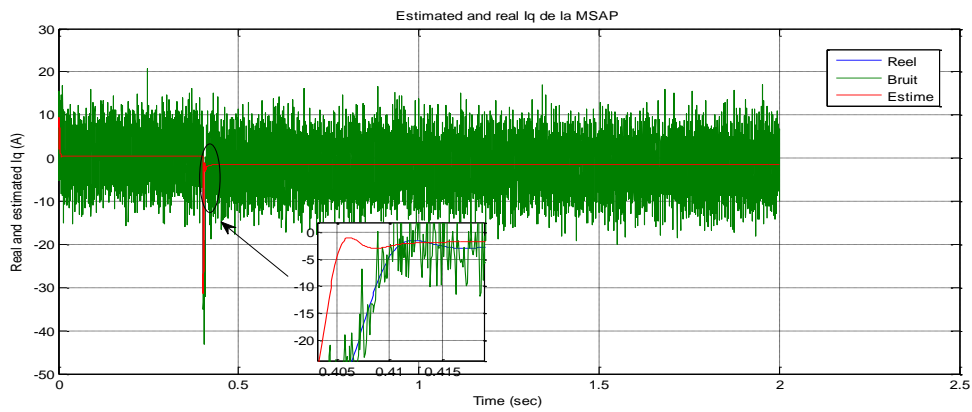
$$V_d = -0.4 - 0.2 * \text{stepfun}(t, 0.4)$$

$$V_d = 53 + 225 * \text{stepfun}(t, 0.4)$$

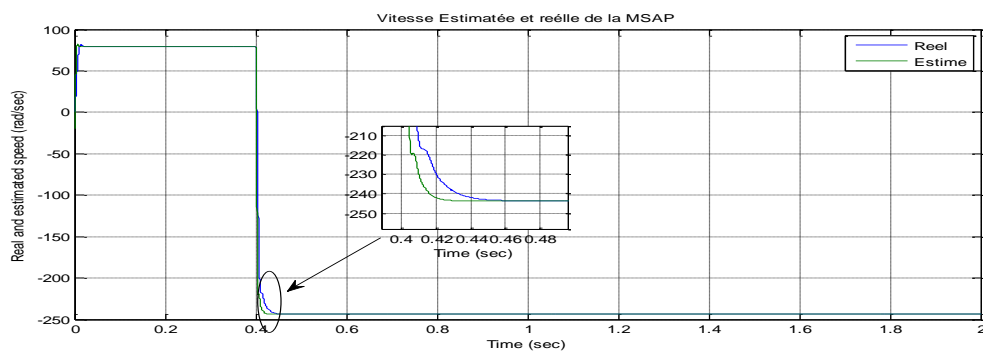


a). Courant id réel et

estime de la MSAP



b). Courant iq réel et estime de la MSAP

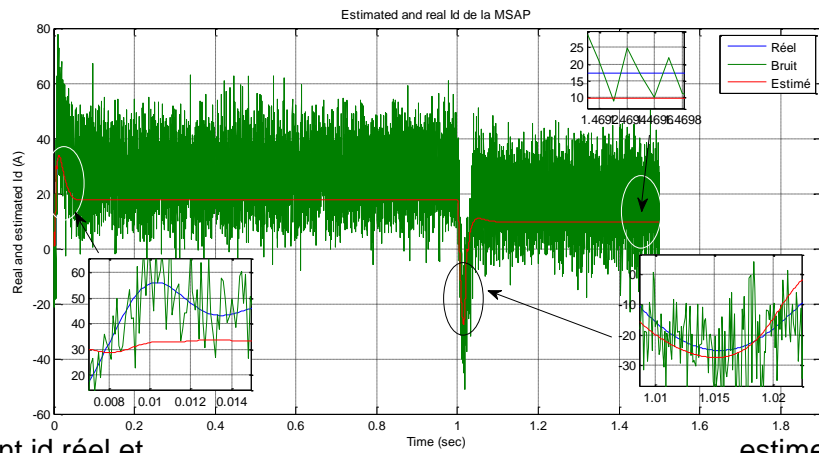


c). Vitesse réel et estime de la MSAP

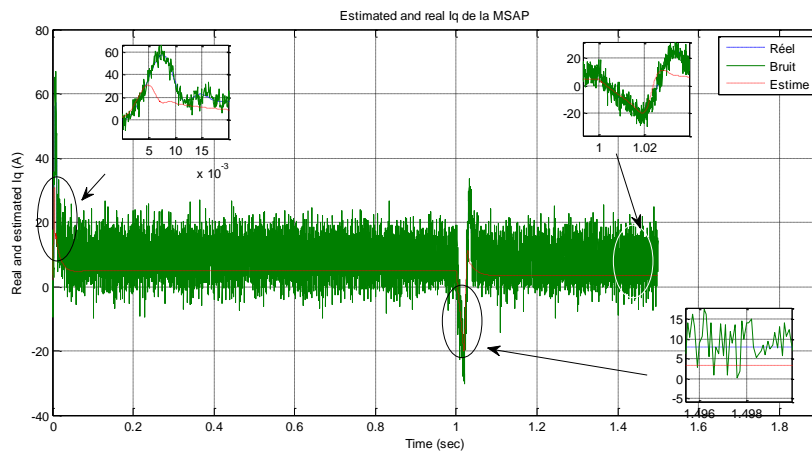
FIGURE IV 10 LES RESULTATS DE SIMULATION DE LES COURANTS ID IQ A VIDE

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

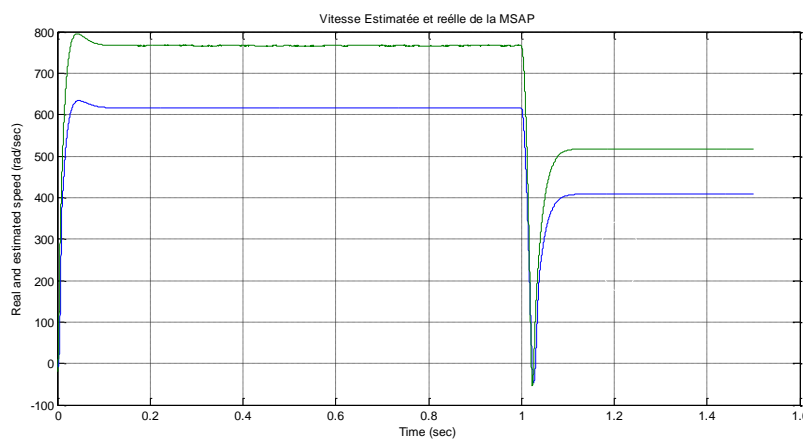
En charge $C_r = 5 \text{ Nm}$



a). Courant i_d réel et estimation de la MSAP



b). Courant i_q réel et estimation de la MSAP

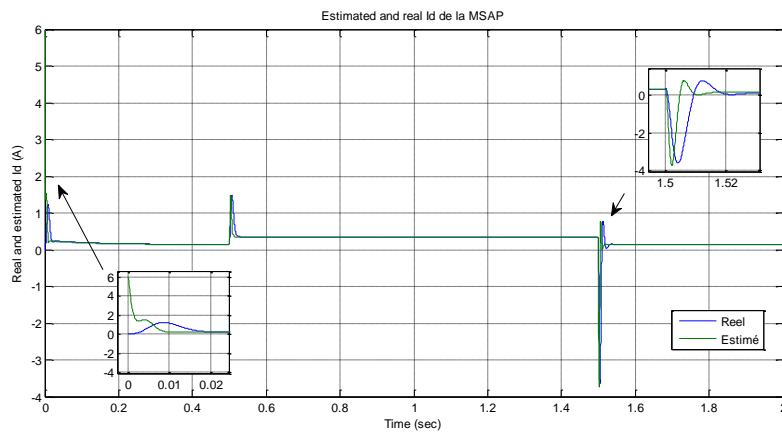


c). Vitesse réel et estimation de la MSAP

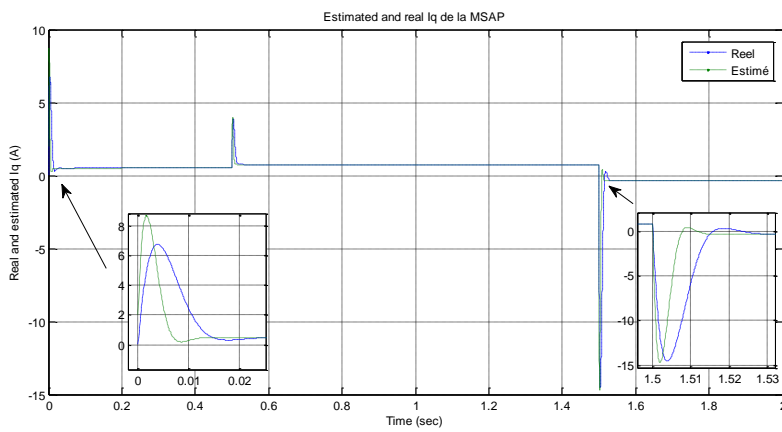
FIGURE IV 11 LES RESULTATS DE SIMULATION DE LES COURANTS i_d i_q EN CHARGE
2).Résulta du deuxième état :

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

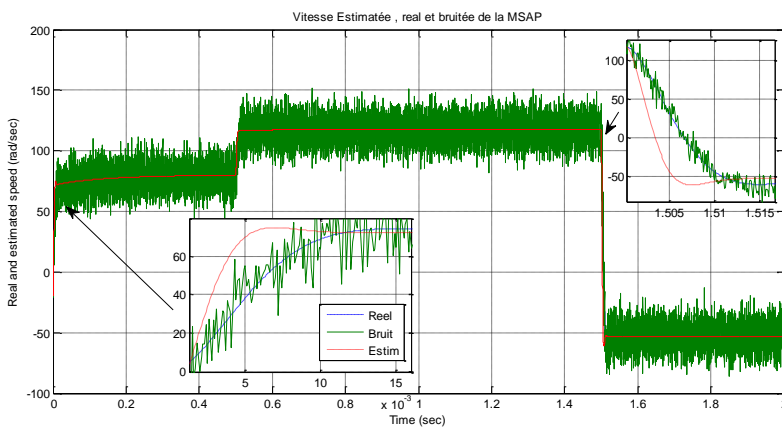
A vide $C_r=0$



a). Courant id réel et estime de la MSAP



b). Courant iq réel et estime de la MSAP



c). Vitesse réel et estime de la MSAP

FIGURE IV 12 LES RESULTATS DE SIMULATION DE VITESSE BRUIE

CHAPITRE IV ESTIMATION DE LA MSAP PAR FILTRE DE KALMAN

On remarque que les résultats de simulations donnés sur la figure IV.10 et IV.12 montrent l'importance de l'estimation des paramètres.

IV.7 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a montré le rôle qui joue l'estimateur ou le filtre de Kalman étendu dans le domaine de la commande automatique des entraînements électriques. Ce que nous avons obtenu comme résultats avec notre modeste expérience sur l'exploitation de ces algorithmes qui traitent des signaux purement aléatoires avec un bagage de la théorie des processus stochastiques (bruits, densité de probabilité, probabilité, covariance et corrélation). et que l'estimation suit les résultats.

Donc le filtre de Kalman étendu est efficace malgré sa limite.

CONCLUSION GENERALE

GENERALE

CONCLUSION GENERAL

Le filtre de Kalman est donc un ensemble d'équations très efficace pour obtenir la solution optimale d'un problème dont on n'a qu'une connaissance partielle. Son efficacité vient de son adaptabilité suivant le nombre de capteurs traités, la qualité des informations recueillies ou la modélisation du système qui peut être linéaire ou non, grâce au filtre étendu.

En effet, comme le filtre de Kalman simple, le filtre étendu nous permet d'obtenir une estimation de variance minimale à partir d'observations qui ne sont pas exactes. Par contre, c'est une méthode approximative qui n'arrive pas toujours à converger car la précision du modèle dépend en grande partie des valeurs de l'état initial que l'on choisit de façon plus ou moins empirique.

Comme c'est le cas avec Le moteur synchrone à aimants permanents que sa structure non linéaire rend sa commande plus complexe, ce qui nous a conduits à utiliser des modèles de commande non linéaires susceptibles de fournir de bonnes performances.

Bibliographie

- [1] N. Khalil, *Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone*, UNIVERSITE MENTOURI CONSTANTINE , 2010.
- [2] L. H. Bernard Multon, *Problème de la motorisation d'un véhicule électrique*, France, 1994.
- [3] S. Karimen, C. Hakima et L. Sara, *Modélisation d'une centrale éolienne*, 2010.
- [4] M. K. Khedidja, *Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents*, Oran, 2012.
- [5] A. KHLAIEF, *Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines synchrone à Aimants Permanents (MSAP)*, Marseille, 2012.
- [6] N. P. S. C. Pradeep K, " A Comparative Study of a Luenberger Observer and Adaptive Observer-Based Variable Structure Speed Control System Using a Self-Controlled Synchronous Motor," *IEEE transactions on industrial electronics.*, pp. Vol. 31, No. 2, Pp. 1.
- [7] M. A. Amine, *Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents*, SIDI BEL-ABBES, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES, 2011.
- [8] F. ABDELMALEK, *Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Méthodes de L'intelligence Artificielle*, 2011.

ANNEXES

Paramètres de la MSAP.

Résistance statorique $R_s = 4.55 \Omega$

Inductance statorique $L_s = 0.0116 \text{ mH}$

Flux nominal $\varphi_{sf} = 0.317 \text{ Wb}$

Nombre de pair de pôles $p = 2$

Inertie du moteur $J = 6.36 \cdot 10^{-4} \text{ Kg.m}^2$

Frottement visqueux $f = 6.11 \cdot 10^{-3} \text{ Nm/sf}$