

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET
FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Commande des systèmes électriques

THÈME

**Commande robuste par Modèle Interne Flou avec
Observateur de charge d'un Moteur Synchrone à
Aimants Permanents**

Préparé par :

Melle CHAHED Fatima
Melle KHODJA Soumia

Devant le Jury :

	Grade	Qualité
Mr. HASSAINE Said	MCA	Président
Mr. TOUMI Djilali	MCB	Examineur
Mr. LARBI M'hamed	MCA	Encadreur

Remerciements

Nos remerciements vont premièrement à Allah le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous donné durant toutes ces années d'études.

Nous remercions notre promoteur Mr. LARBI M'hamed, enseignant au sien du département de génie électrique de université de Tiaret d'avoir accepté de nous encadrer afin de réaliser notre mémoire de fin d'étude, pour ces précieux conseils, pour son sens de responsabilité .

Nous tenons à exprimer encore nos sincères remerciements à :

Monsieur HASSAINE Saïd , enseignant au sien du département de génie électrique d'université de Tiaret pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury.

Monsieur TOUMI Djilali enseignant au sien du département de génie électrique d'université de Tiaret pour avoir accepté de juger notre travail en qualité d'examineur.

Nous remercions chaleureusement tous les enseignants du département de génie électrique de l'université de Tiaret.

Nous tenons également à remercier tous nos collègues durant notre cursus universitaire.

Enfin à tous ce qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, veuillez bien trouver ici mes sincères remerciements.

Dédicaces

Nous dédions ce travail

*A nos parents avec toute notre gratitude pour toutes ces
années de sacrifices et d'encouragement*

A nos frères.

A nos sœurs.

A toute nos familles.

A tous nos amis

A tous ceux que nous aiment.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction générale	1
CHAPITRE I:Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et son alimentation	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
I.3 Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	8
I.4 Modélisation de la <i>MSAP</i>	8
I.4.1 Modélisation de la <i>MSAP</i> dans le repère statorique (<i>abc</i>).....	9
I.4.1.1 Equations électriques	9
I.4.1.2 Equations magnétiques	10
I.4.2 Modélisation de la <i>MSAP</i> dans le repère biphasé (<i>dq</i>).....	11
I.5 Modélisation de l'onduleur de tension	13
I.5.1 La technique de commande par <i>MLI</i> sinus-triangle.....	15
I.5.2 La technique de commande par <i>MLI</i> vectorielle.....	17
I.6 Simulation numérique du <i>MSAP</i> en boucle ouvert.....	21
I.6.1 Alimentation par le réseau.....	21
I.6.2 Alimentation par onduleur <i>MLI</i>	23
I.7 Conclusion	25
CHAPITRE II: Commande Vectorielle de la <i>MSAP</i>	
II.1 Introduction.....	26
II.2 Commande vectorielle de la <i>MSAP</i>	26
II.2.1 Découplage	27
II.2.2 Découplage par compensation	27
II.3 Structure global de la commande	29
II.3.1 Régulateur analogique et numérique	30
II.4 Résultats de simulation et interprétations	34
II.5 Conclusion	36
CHAPITRE III : Commande Robuste par Modèle Interne Flou	
III.1 Introduction	37
III.2 La structure de Commande par Modèle Interne	37
III.2.1 Propriétés générales des structures de <i>CMI</i>	38
III.2.2 Stabilité.....	39
III.2.3 Erreur statique nulle	40
III.3 Application de la structure de <i>CMI</i> pour la commande en vitesse de la <i>MSAP</i>	40
III.4 Résultats de simulation et interprétations	41

III.4.1 Essai en charge	41
III.4.2 Essai de l'inversion de sens de rotation.....	42
III.5 Observateur de charge.....	44
III.5.1 Principe de fonctionnement de l'observateur	44
III.6 Application de l'observateur de charge pour la commande en vitesse de la <i>MSAP</i>	44
III.7 Résultats de simulation et interprétations.....	47
III.8 Réglage par la logique floue	49
III.8.1 Principe de commande par logique floue.....	49
III.8.2 La commande par modèle interne flou.....	50
III.9 Application de la <i>CMIF</i> pour la commande en vitesse de la <i>MSAP</i>	50
III.10 Simulation et interprétation des résultats	52
III.11 Etude comparative entre les commandes <i>PI</i> et <i>CMI</i> et <i>CMIF</i>	52
III.12 Conclusion.....	54
Conclusion générale.....	55
Annexe	
Bibliographie	

LISTE DES FIGURES

Liste des figures

Figure I. 1: Les différents rotors à aimants permanents	4
Figure I. 2: Courbe de désaimantation	5
Figure I. 3: Choix des aimants en fonction de leurs propriétés	6
Figure I. 4: Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants	6
Figure I. 5: Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents	8
Figure I. 6: Représentation de la <i>MSAP</i> dans le repère statorique (<i>abc</i>)	9
Figure I. 7: Schéma équivalent de la <i>MSAP</i> dans le repère (<i>dq</i>)	11
Figure I. 8: Le modèle de la machine dans le repère de Park	13
Figure I. 9: Représentation d'un onduleur triphasé de tension	13
Figure I. 10 : Schéma de principe de <i>MLI</i> sinus_ triangulaire	16
Figure I. 11: Tension d'entrée et de sortie de l'onduleur à <i>MLI</i> sinus_ triangulaire	17
Figure I. 12: Représentation du polygone de commutation et le	18
Figure I. 13: Temps d'application par projection du vecteur	20
Figure I. 14: Application des Signaux d'amorçage	21
Figure I. 15: caractérisation de la vitesse, couple, flux et courants de la <i>MSAP</i> en boucle ouverte, alimentée par le réseau	22
Figure I. 16: caractérisation de la vitesse, couple, flux et courants de la <i>MSAP</i> en boucle ouverte, alimentée par onduleur de tension commandé par <i>MLI</i> sinus triangle puis <i>MLI</i> vectorielle	24
Figure II. 1: Représentation de l'orientation du flux rotorique dans une <i>MSAP</i>	26
Figure II. 2: Découplage par compensation	28
Figure II. 3: Commande découplée	29
Figure II. 4: Schéma global de la commande vectorielle de la <i>MSAP</i>	30
Figure II. 5: Boucle de régulation du courant i_d	31
Figure II. 6: Boucle de régulation de vitesse	32
Figure II. 7: Régulateur <i>PI</i> doté d'une structure anti-reset-windup	34
Figure II. 8 : Caractérisation de la vitesse, couple, des flux et des courants de la commande de la <i>MSAP</i> par régulateur <i>PI</i>	35
Figure III. 1: Structure de commande en boucle fermée classique	37
Figure III. 2 : La structure de commande avec l'introduction de modèle interne	38
Figure III. 3: structure de Commande par Modèle interne	39
Figure III. 4: Structure de l'asservissement de vitesse incluant une boucle <i>CMI</i>	40
Figure III. 5 : Caractérisation de la vitesse, couple, courants de la commande par modèle interne de la <i>MSAP</i>	42

Figure III. 6 : Caractérisation de la vitesse, courants de la commande <i>CMI</i> de la <i>MSAP</i> à l'essai d'inversion de sens de rotation.....	43
Figure III. 7 : Représentation schématique de l'observateur	44
Figure III. 8: Le schéma fonctionnel de l'observateur de charge de la <i>MSAP</i>	46
Figure III. 9: Domaine du placement des pôles dans le plan <i>p</i>	47
Figure III. 10 : Caractérisation de la vitesse de la commande de la <i>MSAP</i> par <i>CMI</i> avec observateur de charge.....	48
Figure III. 11 : Schéma synoptique d'un régulateur flou.....	50
Figure III. 12 : la structure <i>CMIF</i> pour la commande en vitesse de la <i>MSAP</i>	50
Figure III. 13 : Caractérisation de la vitesse de la commande de la <i>MSAP</i> par <i>CMIF</i>	52
Figure III. 14 : Résultats de simulation pour les trois commandes (<i>PI</i> , <i>CMI_{obs}</i> , <i>CMIF_{obs}</i>):.....	53

LISTE DES TABLEAUX

Liste des tableaux

Tableau I. 1: Calcul des vecteurs de tension	18
Tableau III. 1: Récapitulation des performances expérimentales de l'ensemble des réglages	48
Tableau III. 2 : matrice d'inférence à 3 ensembles	51
Tableau III. 3 : Récapitulation des performances expérimentales de l'ensemble des réglages	53

NOMENCLATURE

Abréviation

<i>MSAP</i>	Le Moteur Synchrone à Aimants Permanents
<i>PI</i>	Le correcteur classique à action Proportionnelle Intégrale
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>CMI</i>	Commande par Modèle Interne
<i>CMIF</i>	Commande par Modèle Interne Flou
<i>ARW</i>	Anti-Reset-Windup
Matlab	« MATrix LABoratory » logiciel de simulation numérique

Liste des symboles

B_r	L'induction rémanente
B_m	L'induction maximale
H_m	Le champ de l'induction maximale
H_{cb}	Le champ coercitif de l'induction
$(BH)_{\max}$	Le produit d'énergie volumique
μ_0	La perméabilité de l'air
Ω	La vitesse mécanique de la machine
Ω^*	La vitesse mécanique de référence
ω	Vitesse électrique
P	Le nombre de paire de pôles de la machine
$[V]_{abc}$	Les vecteurs tensions statorique
$[i]_{abc}$	Les vecteurs courants statorique
R_s	La résistance d'une phase statorique
$[L_s]$	La matrice inductance (propres et mutuelles statorique)
$[P(\theta)]$	Matrice de Park
V_d	Tension statorique direct suivant l'axe d
V_q	Tension statorique quadrature suivant l'axe q
L_d	L'inductance de l'axe d
L_q	L'inductance de l'axe q
φ_d	Flux suivant l'axe d
φ_q	Flux suivant de l'axe q
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Le Couple résistant
J	L'Inertie de la machine

f	Le Coefficient de frottement visqueux de la machine à vide
θ	La Position angulaire du rotor
φ_f	Le flux de l'aimant permanent
(dq)	Le Repère de Park
$(\alpha\beta)$	Le Repère de Clarke
(abc)	Le Repère triphasé
$C_i(p)$	Le régulateur de courant
$C_\omega(p)$	Le régulateur de vitesse
i_d et i_q	Les courants mesurés dans le repère de Park
i_d^* et i_q^*	Les courants référentiels dans le repère de Park
Kp_i	Le gain de l'action proportionnelle du régulateur des courants
Ki_i	Le gain de l'action intégrale du régulateur des courants
Kp_ω	Le gain de l'action proportionnelle du régulateur de vitesse
Ki_ω	Le gain de l'action intégrale du régulateur de vitesse
ω_n	La pulsation naturelle
ζ	Le taux d'amortissement
(l_1, l_2, l_3)	les facteurs de la matrice des gains (L) pour l'observateur de charge
ω^*	La vitesse de référence
ω	La vitesse réelle (mesurée)
E	tension d'entrée de l'onduleur
F	Fréquence du réseau
Ref	référence
p	opérateur de Laplace
T_m	est le temps de montée
D_d	le dépassement au démarrage
T_r	le temps de réponse
E_s	l'erreur statique
D_p	le dépassement à l'application de charge
T_p	le temps de réjection de la charge

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Dans ces trente dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels[1].

Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif[1].

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

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances[2].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée.

Cependant, cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type *PI* nécessite que les paramètres de la machine soient précis (les variations paramétriques internes et externes du système dues à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles, engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés). Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable[3].

Ce mémoire est organisé en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons les différents modèles des machines synchrones à aimants permanents (*MSAP*). Nous commençons par les transformations utilisées habituellement dans la modélisation des machines triphasées, puis nous donnons les modèles d'état non linéaire et linéaire de la *MSAP*. Ce chapitre se termine par une modélisation de l'alimentation de la machine.

Le deuxième chapitre est consacré à la conception d'une commande vectorielle classique reposant sur une régulation cascade des courants statorique et vitesse rotorique. La boucle interne du courant statorique et la boucle externe de la vitesse sont réalisées à l'aide de correcteurs de type Proportionnel Intégral. Les résultats obtenus servent de références pour évaluer les performances des autres stratégies de commande développées par la suite.

Dans le chapitre trois, afin de résoudre le problème de robustesse en termes de stabilité et de performance face aux variations de charge et aux variations paramétriques, des lois de Commande par Modèle Interne *CMI* et *CMIF* dans le but d'améliorer les performances de la machine.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et son alimentation

I.1 Introduction

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

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient [4],[5].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup d'avantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé[4],[6].

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique.

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statorique[7].

$$\text{On note : } \Omega = \frac{\omega}{P}$$

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

- Le rotor est une partie mobile, se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotorique). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable[8].

Le rotor possède différentes configurations, la Figure (I. 1) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles[9] :

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la Figure (I. 2 .a) Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial ;
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la Figure (I.1.b) ;
- Enfin la Figure (I.1.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

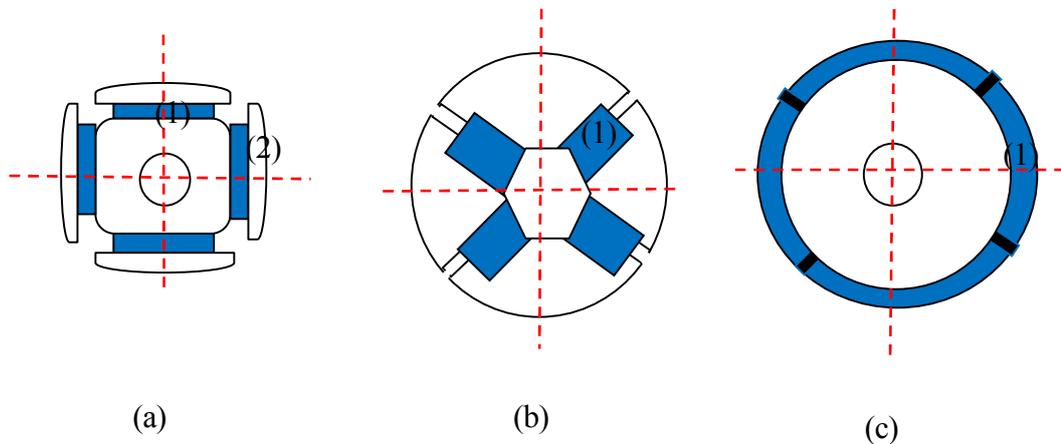


Figure I. 1: Les différents rotors à aimants permanents

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2) ;
- (b) aimants permanents (1) noyés ;
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor ;

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

Principalement, les aimants sont caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B - H Figure(I.2). Cette courbe est caractérisée par[10]:

- l'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé ;
- le champ coercitif de l'induction H_{cb} qui est le champ démagnétisant annulant ;
- l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable ;
- le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$.

les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$ [11],[12].

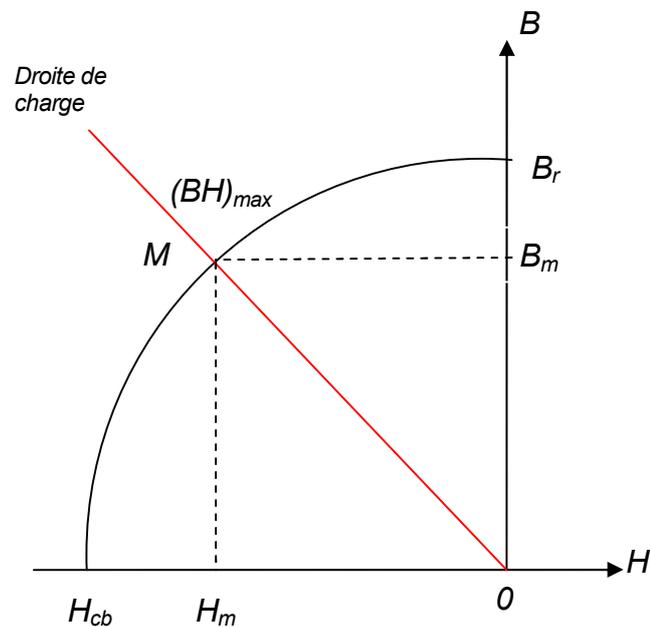


Figure I. 2: Courbe de désaimantation

On définit également l'aimantation H_{cj} , champ coercitif qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau et est représentative de la rigidité magnétique (Figure(I.3)).

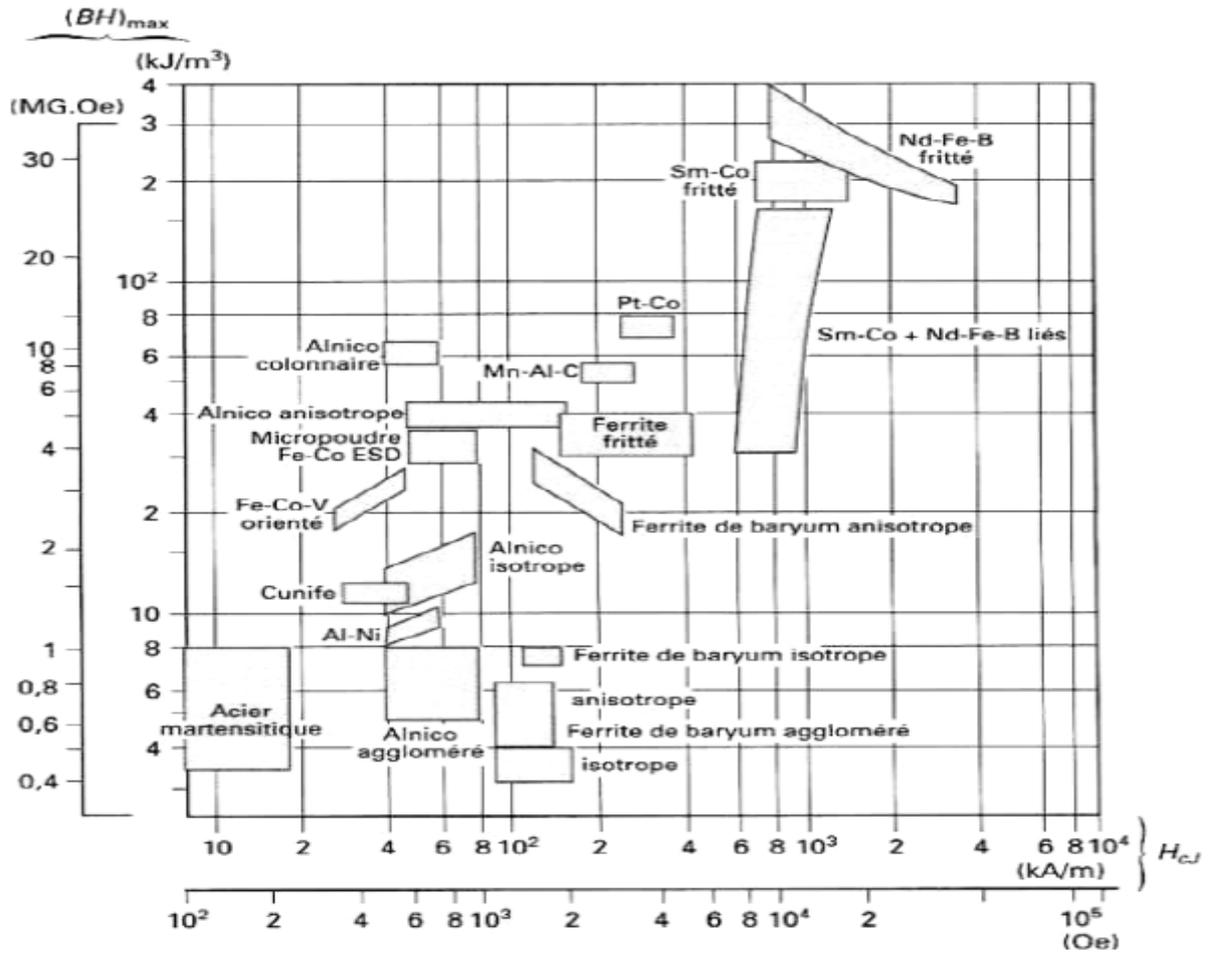


Figure I. 3: Choix des aimants en fonction de leurs propriétés

La Figure (I.4) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

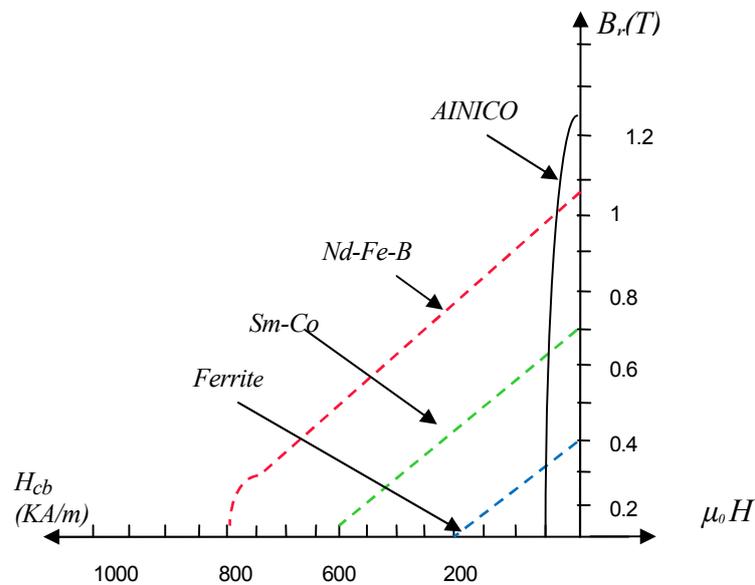


Figure I. 4: Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants

Les *AlNiCo* sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.

Pour les isotropes $B_r \approx 0.7 T$, H_{cj} de 50 à 80 A/m et $(BH)_{max}$ de 12 à 18 KJ/m³, le titane augmente la trempabilité, le niobium et la coercivité[13].

Les Ferrites sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Selon la composition et le mode de fabrication, on obtient les propriétés suivantes: B_r de 0.2 à 0.4 T, H_{cj} de 140 à 300 A/m et $(BH)_{max}$ de 10 à 40 KJ/m³. Malgré les performances modestes que possèdent ces aimants, ils se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée permettant de les utiliser dans les machines. En raison de la faible valeur d'aimantation rémanente, il faut cependant recourir à des structures complexes de machines, à concentration de flux, pour atteindre des couples massiques et volumiques élevés[13].

Les "Terres rares" tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. De plus, le cobalt est interdit dans le domaine automobile pour des raisons de normes environnementales.

Les Néodyme-Fer-Bore (*Nd-Fe-B*) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

Il faut souligner que les aimants permanents utilisés dans les machines électriques présentent une très grande rigidité magnétique (associée à une perméabilité magnétique dynamique proche de la perméabilité de l'air: μ_0) qui garantit une grande résistance à la désaimantation nécessaire pour les fonctionnements démagnétisants dans les machines[13].

Le servomoteur utilisé dans la présente étude est un moteur synchrone à aimants permanents de type terres rare (Samarium Cobalt).

I.3 Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents

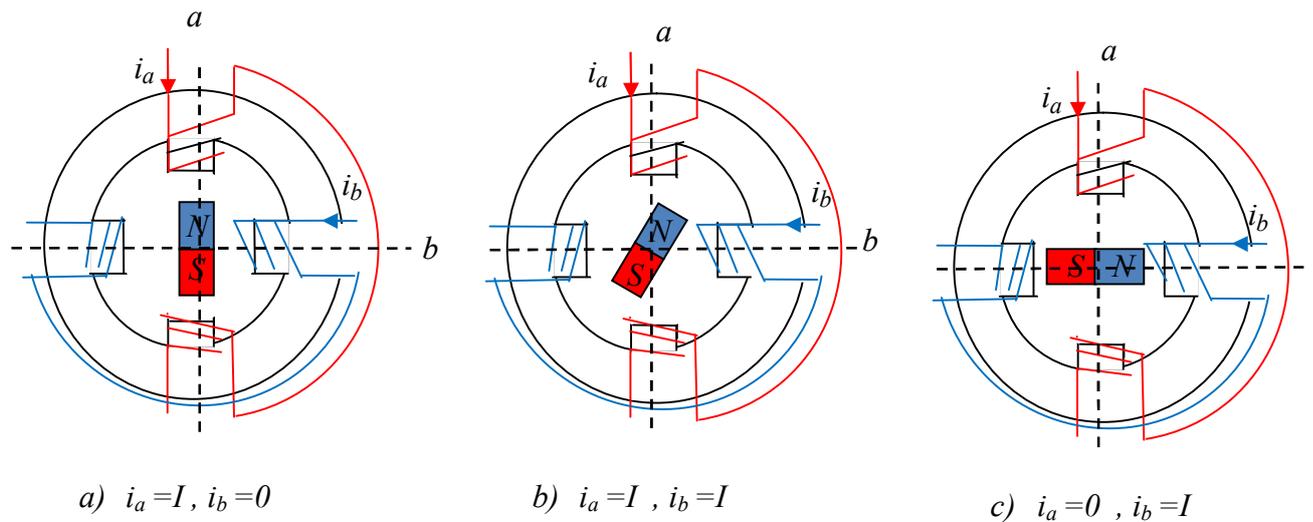


Figure I. 5:Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (I.5) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor.

On définit un ‘pas’ élémentaire θ comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. On obtient pour cette structure $\theta = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (I.5.a) à la Figure (I.5.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.5.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure[2] ,[14],[15].

I.4 Modélisation de la MSAP

La mise sous forme d’un modèle mathématique d’une MSAP est nécessaire pour l’étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine données dans la majorité des références sont [16] ,[17]:

- résistance des enroulements invariables avec la température ;
- effet de peau négligeable ;
- absence de la saturation dans le circuit magnétique ;
- machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées ;

- parfaite symétrie de construction ;
- répartition spatiale sinusoïdale, le long de l'entrefer, des forces magnétomotrices ;
- entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable ;
- pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) négligeables.

Ces hypothèses signifient que les comportements électrique et magnétique sont supposés linéaires.

I.4.1 Modélisation de la MSAP dans le repère statorique (abc)

La Figure (I.6) représente le diagramme des enroulements triphasés pour une machine synchrone à aimants permanents.

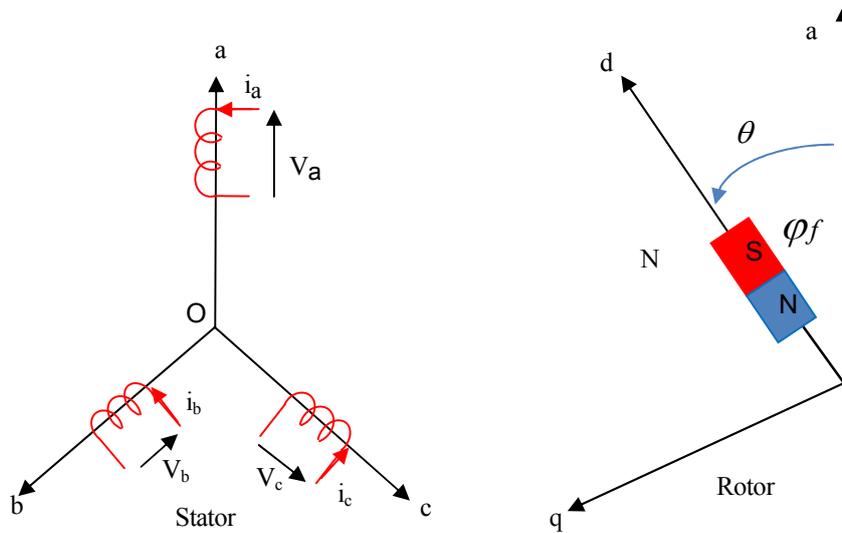


Figure I. 6: Représentation de la MSAP dans le repère statorique (abc)

I.4.1.1 Equations électriques

$$[V_s]_{abc} = [R_s][i_s]_{abc} + \frac{d}{dt} [\varphi_s]_{abc} \tag{I. 1}$$

Avec

$$[V_s]_{abc} = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T ; [\varphi_s]_{abc} = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T ; [i_s]_{abc} = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$$

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

R_s : Résistance des enroulements statorique

D'une manière détaillée l'équation (I. 1) devient :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\phi a} \\ \varphi_{\phi b} \\ \varphi_{\phi c} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 2})$$

I.4.1.2 Equations magnétiques

Les flux totaux sont exprimés par le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{\phi a} \\ \varphi_{\phi b} \\ \varphi_{\phi c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta) - \frac{2\pi}{3} \\ \cos(\theta) + \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 3})$$

Le système d'équations électriques représenté ainsi le modèle de connaissance partielle correspondant à la partie électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents.

Afin de concevoir le modèle complet, il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique caractérisant le modèle lent du système.

L'équation mécanique est définie par la relation suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{I. 4})$$

Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime par relation suivante:

$$C_{em} = P \varphi_f [-i_{sa} \sin(\theta) - i_{sb} \sin(\theta - 2\pi/3) - i_{sc} \sin(\theta + 2\pi/3)] \quad (\text{I. 5})$$

Dans les équations précédentes

L_s : Inductance cyclique statorique.

φ_f : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statorique.

$\theta = P \theta_m$: Position absolue du rotor en degré électrique.

θ_m : La position mécanique du rotor par rapport au stator.

$\Omega = \frac{\omega}{P}$: La vitesse de rotation de la machine.

ω : La pulsation des courants statorique.

J : L'inertie de la machine.

f : Le coefficient de frottement visqueux de la machine à vide.

C_r : Le couple résistant s'opposant au couple électromagnétique C_{em} .

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

I.4.2 Modélisation de la MSAP dans le repère biphasé (dq)

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

Le repère (dq) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant. Selon l'objectif de l'application.

La Figure (I.7) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère ($o a$) est fixe. Le repère (dq) tourne avec la vitesse de synchronisme ω .

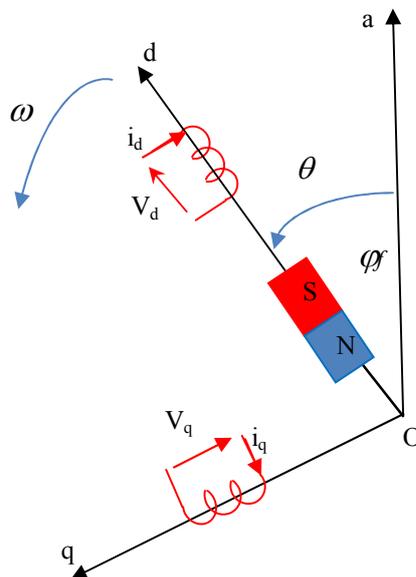


Figure I. 7: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (dq)

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (dq) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{I. 6})$$

Avec :

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

X: Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux).

$$[P(\theta)] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 7})$$

En reportant les transformations dans les expressions des flux et tensions, on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega\varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega\varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I. 8})$$

On fait le même passage pour les équations magnétiques nous obtenons:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_d i_{sd} + \varphi_f \\ \varphi_{sq} = L_q i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I. 9})$$

Où:

L_d est l'inductance de l'axe d ,

L_q est l'inductance de l'axe q ,

φ_f est le flux dû aux aimants permanents.

En remplaçant les expressions de φ_d et φ_q dans les équations (I.8), nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega L_d i_{sd} + \omega\varphi_f \end{cases} \quad (\text{I. 10})$$

On peut réécrire le modèle sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \frac{d}{dt} & -L_q \omega \\ L_d \omega & R_s + L_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_f \omega \end{bmatrix} \quad (\text{I. 11})$$

Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime comme suit :

$$C_{em} = P(\varphi_f \cdot i_q - \varphi_f \cdot i_d) \quad (\text{I. 12})$$

Soit en utilisant seulement les expressions des courants statorique:

$$C_{em} = P(\varphi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) i_d \cdot i_q) \quad (\text{I. 13})$$

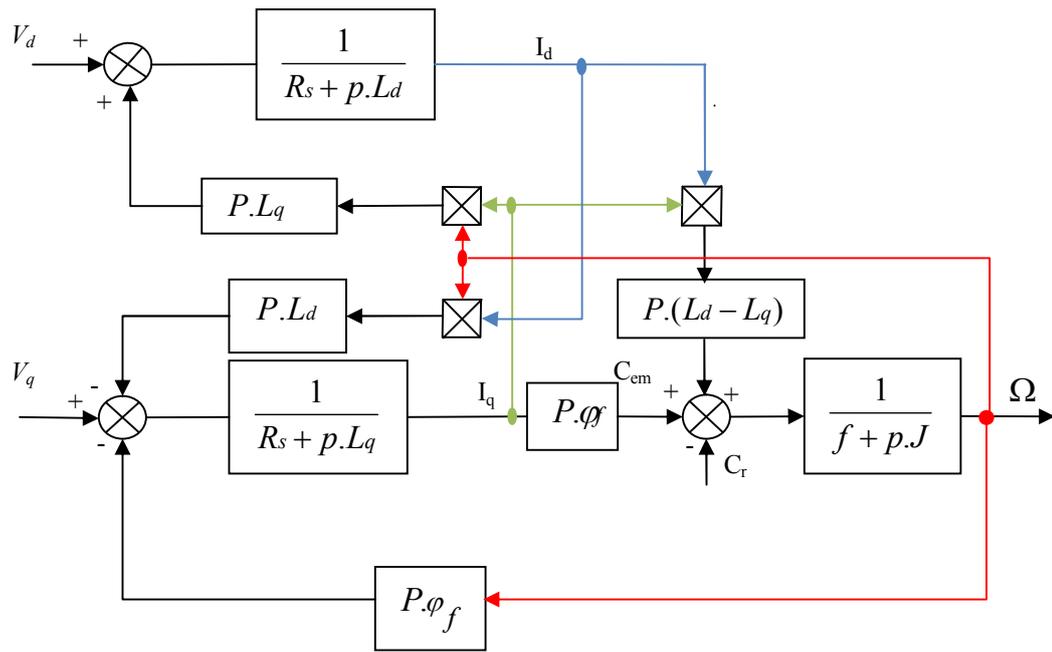


Figure I. 8: Le modèle de la machine dans le repère de Park

I.5 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne[18],[19], [20].

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

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

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

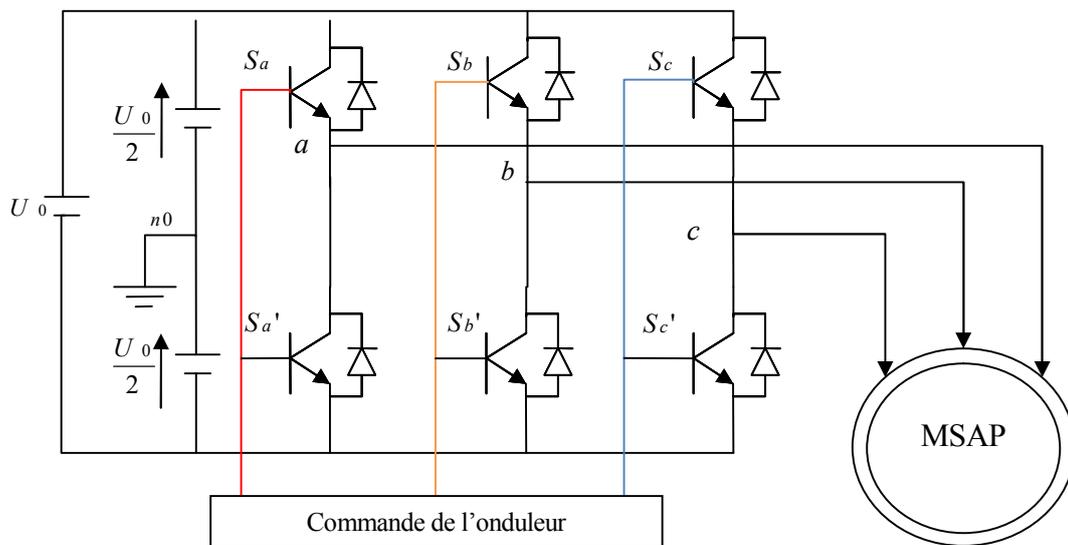


Figure I. 9: Représentation d'un onduleur triphasé de tension

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

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

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (\text{I. 14})$$

U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} , peuvent être considérées comme des tensions d'entrée de l'onduleur.

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

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (\text{I. 15})$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples de la machine et U_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice "o".

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

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{I. 16})$$

La substitution de (I.16) dans (I.15) aboutit à:

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{I. 17})$$

En remplaçant (I.17) dans (I.14), on obtient:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = \frac{2}{3}U_{co} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{ao} \end{cases} \quad (\text{I. 18})$$

Alors:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3}(2S_c - S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{I. 19})$$

Différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques $S_i (a, b, c)$.

Dans notre travail, on a appliqué deux techniques pour la commande de l'onduleur :

- La technique de commande par *MLI* sinus-triangle ;
- La technique de commande par *MLI* vectorielle.

I.5.1 La technique de commande par *MLI* sinus-triangle

La technique de la *MLI* naturelle (sinus-triangle) est réalisée par une comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension modulante aux instants d'échantillonnage. Ces instants étant définis de manière naturelle par la comparaison de ces deux ondes. Il n'existe pas de période d'échantillonnage bien définie, d'où le qualificatif d'échantillonnage naturel[21].

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

Si $U_{iref} \geq U_p$ $si = 1$ sinon $si = 0, i = a, b, c$

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} U_{aref} = V_m \sin(\omega t) \\ U_{bref} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_{cref} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I. 20})$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (I. 21)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f , ($m = f_p / f$) ;
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = V_m / V_{mp}$).

La Figure(I.10) représente le principe de la commande par MLI sinus-triangle.

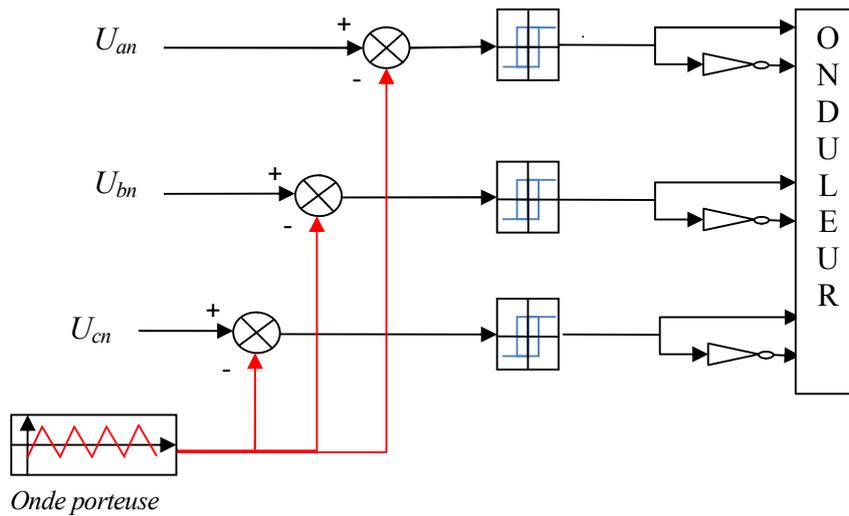


Figure I. 10 : Schéma de principe de MLI sinus_ triangulaire

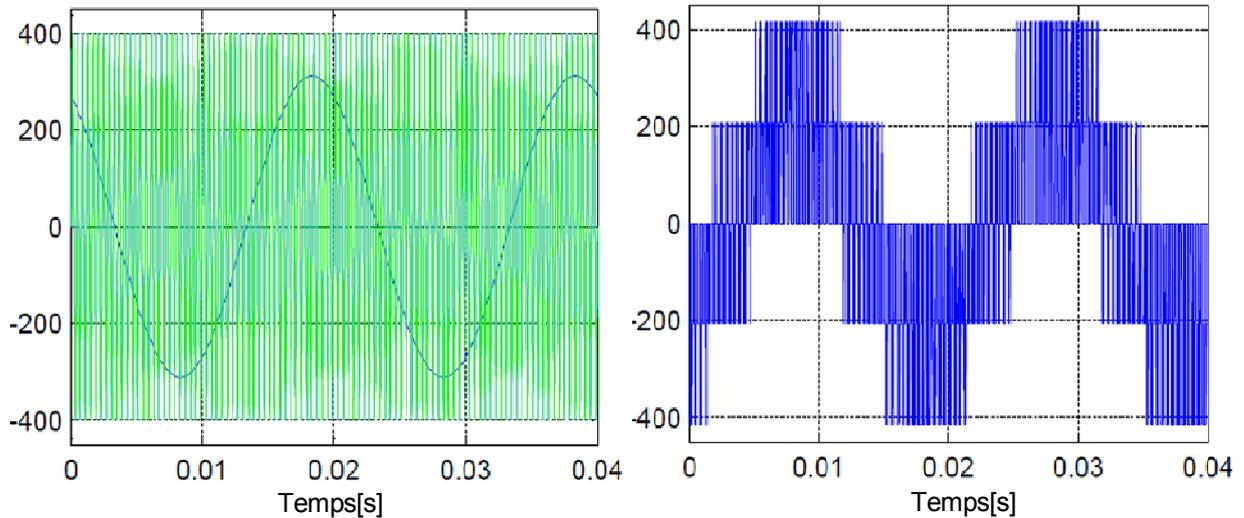


Figure I. 11: Tension d'entrée et de sortie de l'onduleur à *MLI* sinus_ triangulaire

I.5.2 La technique de commande par *MLI* vectorielle

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence.

Cette technique de *MLI* suit les principes suivants[22] :

- Le signal de référence est échantillonné à intervalle de temps régulier T_c (*MLI* régulier) ;
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T_c centrée sur la période (*MLI* symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage ;
- Tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux extrémités de la période (pour une *MLI* discontinue, l'état de l'un des interrupteurs de chaque demi- pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires[23].

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions $U_c = [U_{c\alpha} \ U_{c\beta}]$ correspondants comme indiqué par le Tableau (I.1).

Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans ce repère α, β et le secteur dans lequel il se trouve Figure (I.12). Celui-ci est limité par les deux vecteurs V_i et V_{i+1} définis dans le Tableau (I.1).

V_i	S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	U_{ca}	$U_{c\beta}$
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0
V_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
V_3	0	1	0	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
V_4	0	1	1	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	0
V_5	0	0	1	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{3}}$
V_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{3}}$
V_8	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau I. 1: Calcul des vecteurs de tension

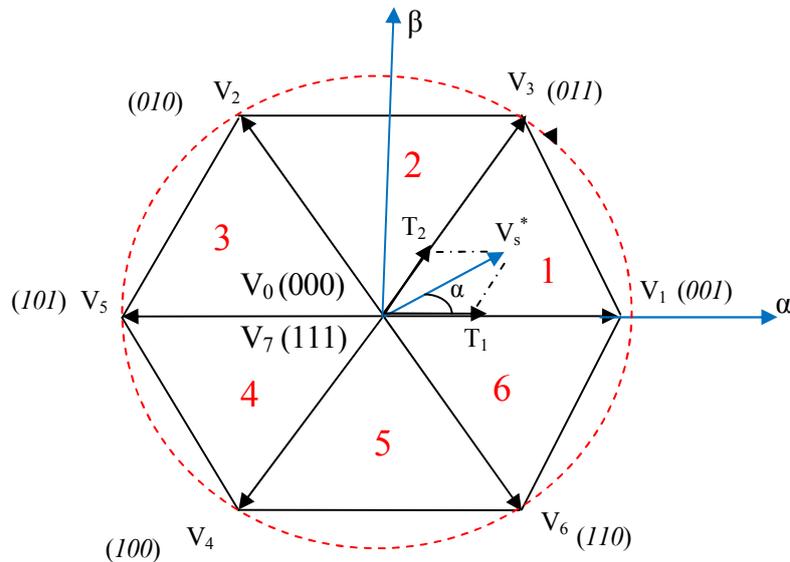


Figure I. 12: Représentation du polygone de commutation et le Vecteur de tension de référence

Puisque chaque interrupteur possède deux états (ouvert ou fermé), on aura donc $2^3=8$ combinaisons représentées par huit vecteurs, six vecteurs principaux (1 à 6) et deux vecteurs de roues libres (0 et 7), (voir Tableau (I.1)), Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre de 60° formant six sections. Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur. Par exemple, le vecteur V_1 est lié à la séquence (001) ce qui correspond à la situation où les interrupteurs T_a , T_b et T_c sont fermés.

On définit un vecteur V_s^* par la relation suivante :

$$V_s^* = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{I. 22})$$

Le passage du plan abc au plan $\alpha\beta$ est réalisé en utilisant la relation qui suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 23})$$

Le vecteur V_s^* est caractérisé par son amplitude $|V_s^*|$ et son angle α :

$$|V_s^*| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (\text{I. 24})$$

$$\text{Avec } \alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_{s\alpha}}{V_{s\beta}} \right)$$

Ce vecteur est généré en valeur moyenne par une application successive des séquences actives et des séquences de roue-libre.

À chaque rotation complète du vecteur V_s dans le plan de la Figure (I.12), les six secteurs sont balayés. Pour ne pas avoir de commutations indésirables, il est nécessaire de réarranger les séquences de sorte que pendant la transition d'un état à un autre, un seul bras de l'onduleur soit affecté à la fois. Pour montrer comment la modulation s'effectue, on fait appel à la Figure (1.13).

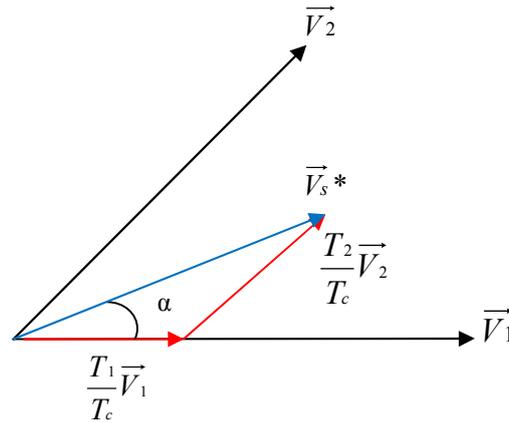


Figure I. 13: Temps d'application par projection du vecteur

Le vecteur V_s^* , se situe dans le secteur I entre le vecteur V_1 et V_2 , ce qui permet d'écrire:

$$\vec{T_c V_s^*} = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2 \tag{I. 25}$$

Où T_c représente la période de commutation, T_1 et T_2 sont les durées de modulation liées aux séquences correspondant aux vecteurs V_1 et V_2 . Elles sont exprimées par:

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3} T_c \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \alpha) \\ T_2 = \sqrt{3} T_c \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(\alpha) \\ T_0 = T_c (T_1 + T_2) \end{cases} \tag{I. 26}$$

T_0 : la durée d'application de la séquence de roue-libre.

En supposant qu'initialement, le vecteur V_s^* , coïncide avec le vecteur V_1 , deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur V_1 est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur V_2 est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur V_s^* s'éloigne du vecteur V_1 et on s'approche du vecteur V_3 , T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur V_s^* atteint le vecteur V_3 , T_1 sera nul et T_2 sera maximale.

Les expressions (I.26) sont valables uniquement lorsque le cercle formé par le vecteur V_s^* durant sa rotation, ne dépasse pas les droites de l'hexagone (voir Figure (I.12)). Toutefois, dans le cas contraire, on est en présence d'une sur-modulation.

L'application des signaux d'amorçage se fait de deux façons. Dans la première, l'application des séquences se fait dans l'ordre indiqué par la Figure (I.14.a). A l'intérieur d'une période de

commutation, on applique la première séquence durant le temps T_1 , la deuxième séquence durant le temps T_2 et la roue libre durant le temps T_0 . Cet ordre est maintenu durant la prochaine période.

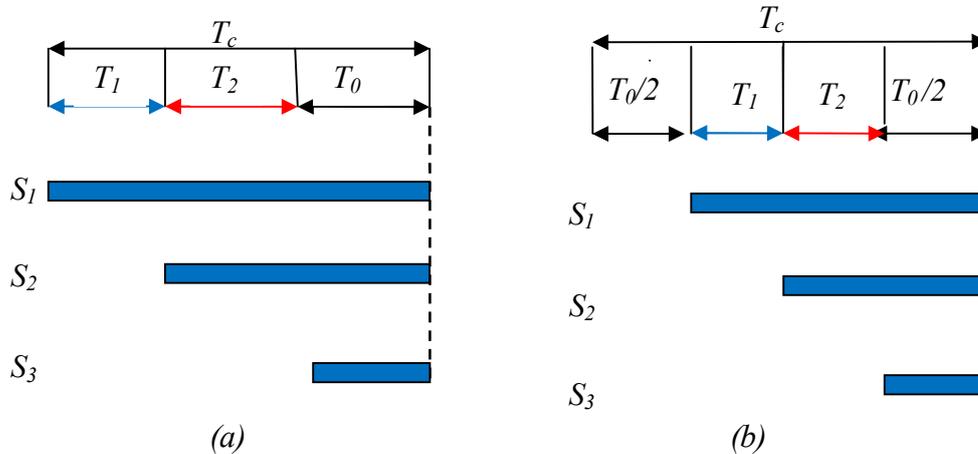


Figure I. 14: Application des Signaux d'amorçage

Dans la deuxième, on applique en premier la première séquence de roue libre durant la moitié du temps T_0 , ensuite la première et la deuxième séquence durant les temps T_1 et T_2 respectivement et finalement on applique la deuxième séquence de roue libre durant la moitié du temps T_0 , (voir figure (I.14.b)). L'avantage de la deuxième façon est le fait qu'à chaque période, on fait appel à deux séquences de roue libre. Cette procédure permet de diminuer les contraintes thermiques sur les interrupteurs pendant la roue libre en l'effectuant une fois avec les interrupteurs hauts (T_a , T_b et T_c) et une fois avec les interrupteurs bas (T'_a , T'_b , T'_c)

I.6 Simulation numérique du MSAP en boucle ouvert

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

I.6.1 Alimentation par le réseau

Les résultats montrés dans la Figure(I.15) représentent les caractéristiques dynamique et statique de la MSAP, sous une alimentation de tension $V=220\text{ V}$ et de fréquence 50 Hz l'essai se caractérise par un démarrage à vide puis une application d'un échelon de couple résistant de $Cr = 3\text{ N.m}$ correspondant à un couple nominal entre les instants $t=0.4\text{ s}$ et $t= 0.6\text{ s}$.

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint la valeur de 314 rad/sec . La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée.

- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro lorsque la machine est à vide.
- Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.

Ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différents variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

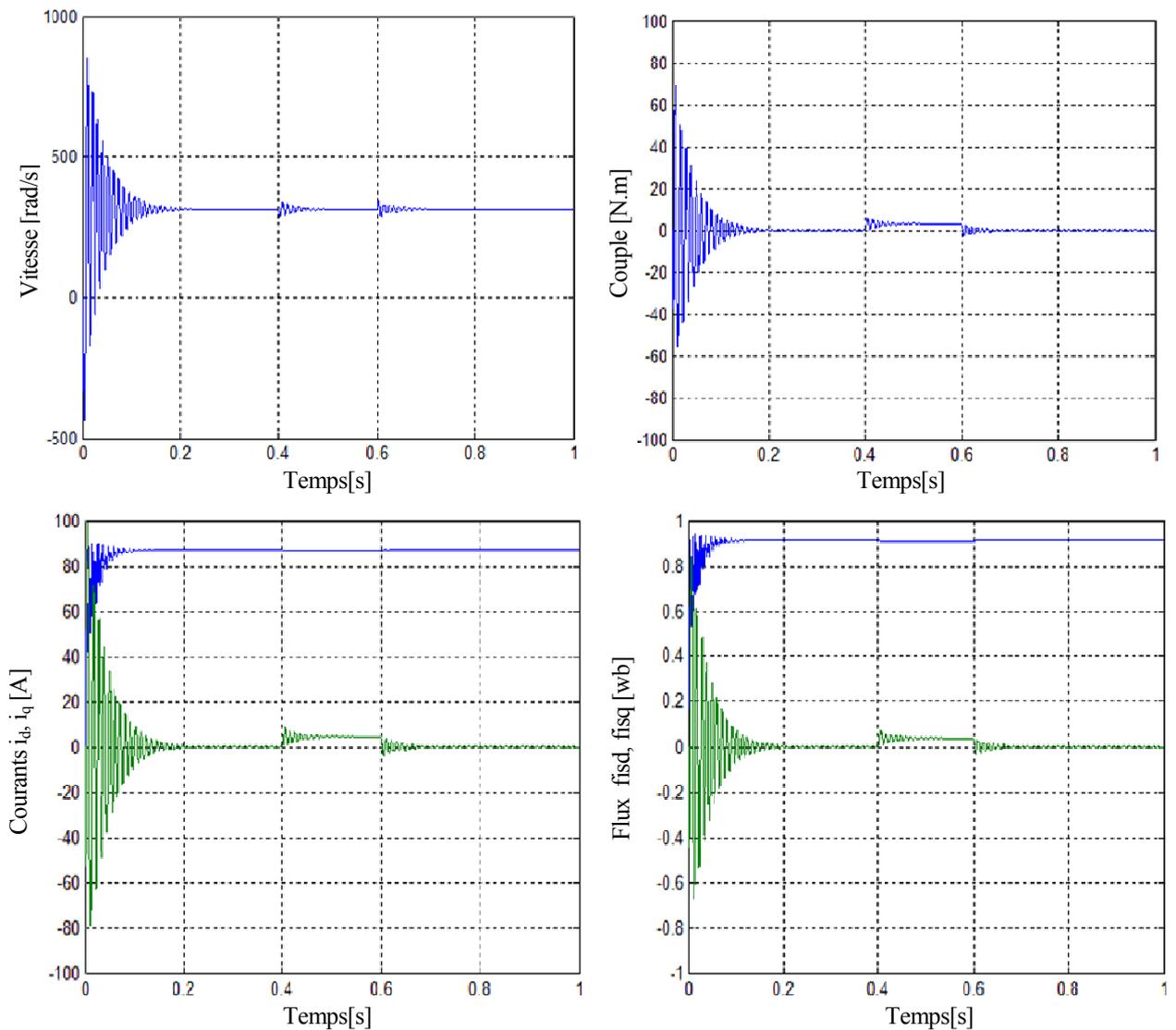


Figure I. 15: caractérisation de la vitesse, couple, flux et courants de la *MSAP* en boucle ouverte, alimentée par le réseau

I.6.2 Alimentation par onduleur *MLI*

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-*MSAP*, l'onduleur est commandé par :

MLI sinus-triangle puis *MLI* vectorielle.

- Si on compare ces résultats (*MSAP* alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (*MSAP* alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.
- La commande par *MLI* vectorielle permet de diminuer les ondulations du couple et du courant, d'obtenir un régime transitoire court.

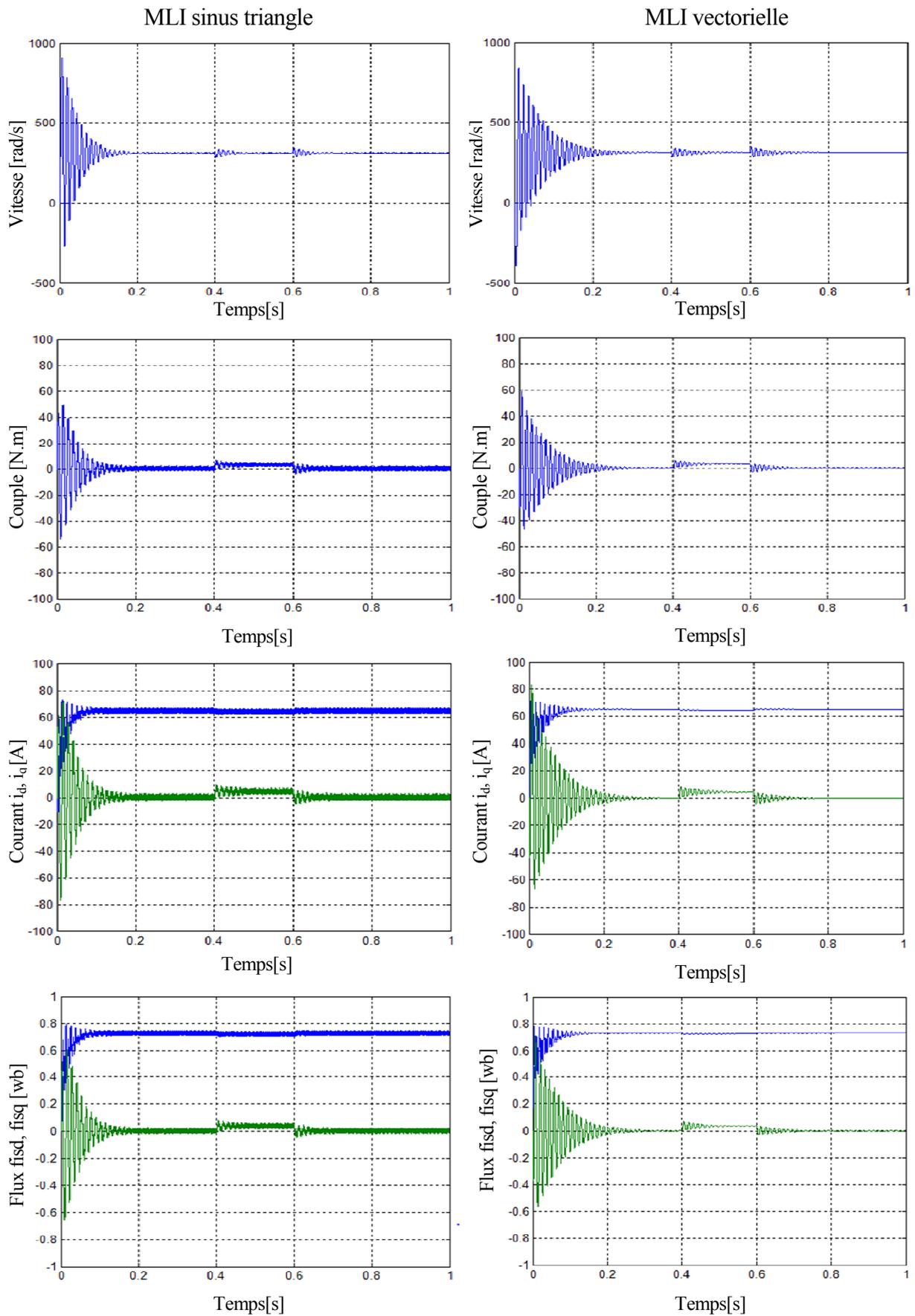


Figure I. 16: caractérisation de la vitesse, couple, flux et courants de la MSAP en boucle ouverte, alimentée par onduleur de tension commandé par *MLI* sinus triangle puis *MLI* vectorielle

I.7 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la structure de la machine synchrone à aimants permanents, le principe fonctionnement, ainsi que sa modélisation, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple.

En suite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par *MLI* sinus-triangle puis *MLI* vectorielle. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commande par les deux techniques.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bonnes surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

CHAPITRE II

Commande Vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel entre le flux et le couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue[24].

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

II.2 Commande vectorielle de la MSAP

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe *d* et axe *q*) [6].

Habituellement, la composante d'axe '*d*' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe '*q*' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple[25].

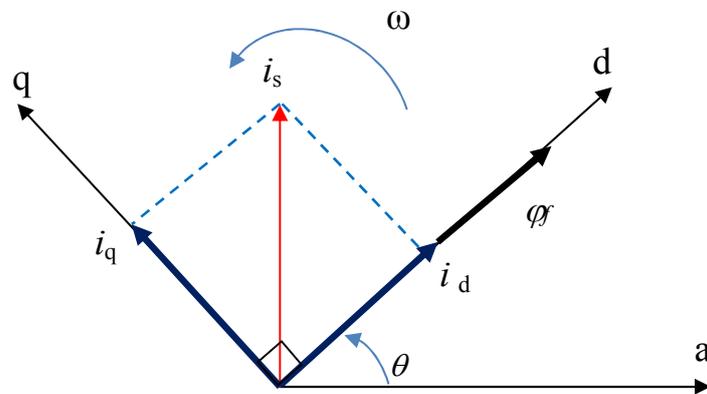


Figure II. 1: Représentation de l'orientation du flux rotorique dans une MSAP

La Figure (II.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe *d*, du référentiel (*dq*).

L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante i_d du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant i_d est dans la même direction que le flux rotorique

Le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation).

D'autre part, si le courant i_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant i_d doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant[26].

$$i_d = 0 \quad i_q = i_s \quad (\text{II. 1})$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = P\varphi_f i_q \quad (\text{II. 2})$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à i_q

$$C_{em} = Kt i_q \quad (\text{II. 3})$$

Avec

$$Kt = P\varphi_f \quad (\text{II. 4})$$

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

II.2.1 Découplage

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

$$\begin{cases} V_d = R i_d - L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega L_q i_q \\ V_q = R i_q - L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II. 5})$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants[27].

II.2.2 Découplage par compensation

La compensation donc, à pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs[27].

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d, e_q représentées dans la Figure(II.2) telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{II. 6})$$

$$\begin{cases} V_{d1} = Ri_d - L_d \frac{d}{dt} i_d \\ V_{q1} = Ri_q - L_q \frac{d}{dt} i_q \end{cases} \quad (\text{II. 7})$$

Ou :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q i_d \\ e_q = \omega(L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II. 8})$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que de V_{q1} , à partir de l'équation (II.7) les courants i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (\text{II. 9})$$

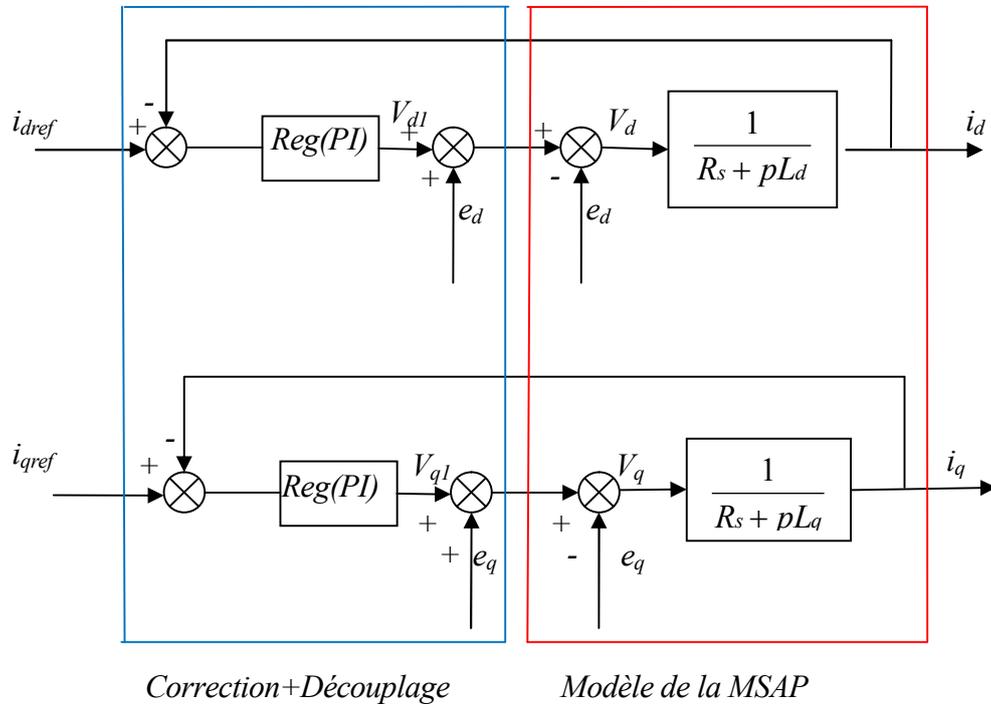


Figure II. 2: Découplage par compensation

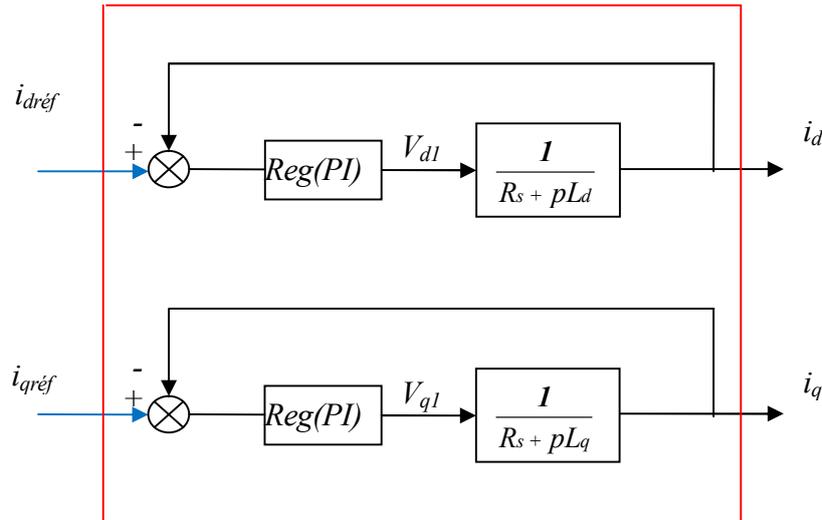


Figure II. 3: Commande découplée

II.3 Structure global de la commande

La Figure (II.4) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (dq) .

La référence du courant direct i_{dref} est nul et la sortie du régulateur de vitesse i_{qref} constitue la consigne de couple C_{em}^* . Les références des courants i_{dref} et i_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine i_d et i_q .

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

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant i_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant i_{dref} est imposé nul dans notre cas.

Les sorties de la régulation des courants i_d et i_q , après passage dans le repère (abc) , servent de références de tensions (V_a^*, V_b^*, V_c^*) pour la commande de l'onduleur à MLI .

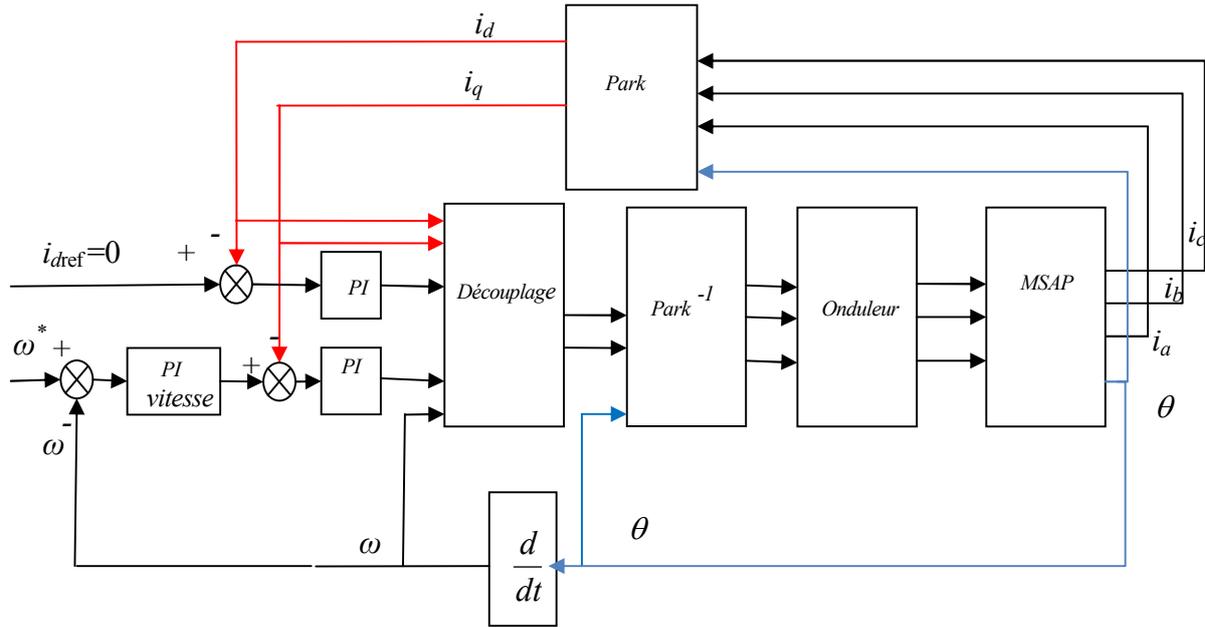


Figure II. 4: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

II.3.1 Régulateur analogique et numérique

Nous nous contenterons donc par la suite aux régulateurs classiques de type *PI* dans une structure par boucle imbriquée montrée sur la Figure(II.4). Dans ce cas, on peut distinguer deux modes ; le mode électrique (mode rapide : boucle interne) et le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Le fait de pouvoir séparer les modes électriques et mécaniques permet de décomposer un système d'ordre élevé en plusieurs sous systèmes d'ordre faible et donc avoir une boucle externe et une boucle interne (imbriquée) pour la synthèse des correcteurs aisée. Pour un fonctionnement correct, il faut respecter un écart entre les dynamiques des deux boucles. La dynamique de la boucle interne doit être sensiblement plus rapide que la dynamique de la boucle externe. La commande par boucle imbriquée est alors classiquement appliquée à la *MSAP*, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants i_d et i_q (et donc le couple) et la vitesse Ω .

Nous nous limiterons donc par la suite aux régulateurs *PI* suivants :

$$C_i(p) = \frac{Kp_{-i}}{p} \left(p + \frac{Ki_{-i}}{Kp_{-i}} \right) \quad (II. 10)$$

$$C_\omega(p) = \frac{Kp_{-\omega}}{p} \left(p + \frac{Ki_{-\omega}}{Kp_{-\omega}} \right)$$

Où $C_i(p)$ représente le régulateur de courant direct i_d (ou en quadrature i_q) et $C_\omega(p)$ est le régulateur de vitesse Ω

II.3.1.1 Commande des courants de Park par Régulateurs PI

Les paramètres des régulateurs sont choisis de telle manière que le zéro introduit par chacun d'eux soit compensé par la dynamique du courant.

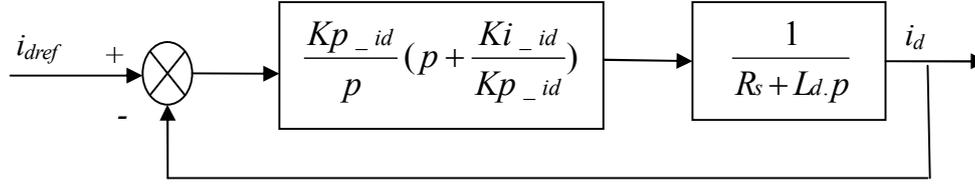


Figure II. 5: Boucle de régulation du courant i_d

La Fonction de Transfert (F.T.) en Boucle Fermée (B.F.)

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{\frac{Kp_id}{p} \left(p + \frac{Ki_id}{Kp_id} \right) \frac{1/Ld}{p + Rs/Ld}}{\frac{Kp_id}{p} \left(p + \frac{Ki_id}{Kp_id} \right) \frac{1/Ld}{p + Rs/Ld} + 1} \quad (\text{II. 11})$$

Et après calcul on aura

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{Kp_id / Ld}{p + Kp_id / Ld} \quad (\text{II. 12})$$

Par compensation on aura : $\frac{Ki_id}{Kp_id} = \frac{Rs}{Ld}$

La fonction de transfert (II.12) est une F.T. de 1^{er} ordre de constante de temps et de temps de réponse

$$\tau_{id_BF} = \frac{Ld}{Kp_id} \quad (\text{II. 13})$$

$$tr_{id_BF} \approx 3\tau_{id_BF} = \frac{3.Ld}{Kp_id}$$

On impose un temps de réponse généralement par rapport à celui du courant en boucle ouverte

$$\left(tr_{id_BO} \approx 3\tau_{id_BO} = \frac{3Ld}{Rs} \right) \quad (\text{II. 14})$$

$$tr_{id_BF} = tr_{id_BO} / h$$

h : coefficient supérieur à 1

Le coefficient du régulateur proportionnel

$$Kp_id = \frac{3Ld}{tr_{id_BF}} \quad (\text{II. 15})$$

Le coefficient du régulateur intégrateur :

$$Ki_{id} = \frac{R_s}{L_d} \cdot Kp_{id} \quad (II. 16)$$

De la même manière que le réglage de courant i_q , on impose :

$$triq_{BF} = trid_{BO} / h \quad \text{Avec} \left(triq_{BO} \approx 3\tau_{iq_{BO}} = \frac{3L_q}{R_s} \right)$$

On détermine :

$$Kp_{iq} = \frac{3L_q}{triq_{BF}} \quad (II. 17)$$

$$Ki_{iq} = \frac{R_s}{L_q} \cdot Kp_{iq}$$

II.3.1.2 Commande de vitesse par le régulateur PI

Le régulateur de vitesse permet la détermination du couple de référence afin de maintenir la vitesse constante. En insérant un régulateur *PI* dans la boucle de vitesse on obtient le schéma de la figure suivante :

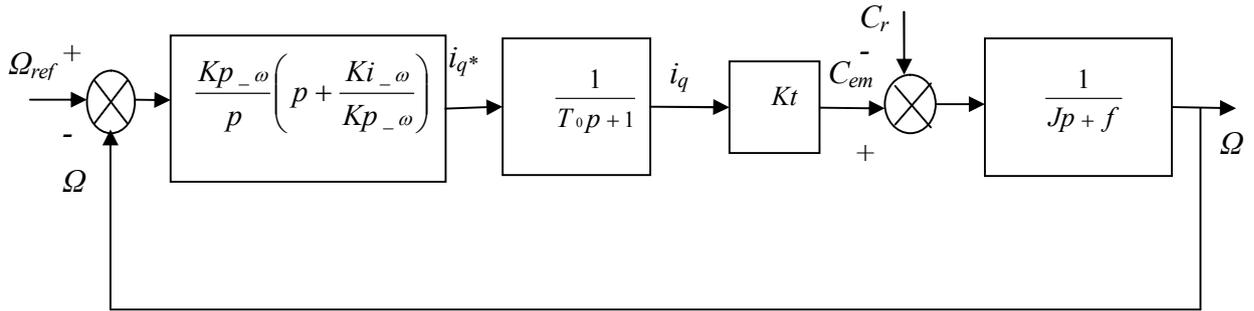


Figure II. 6: Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par

$$F(p)_{reg} = \frac{Kp_{\omega}}{p} \left(p + \frac{Ki_{\omega}}{Kp_{\omega}} \right) \quad (II. 18)$$

Compte tenu de la dynamique de la boucle interne (boucle de courant) qui est plus rapide que la boucle externe (boucle vitesse), le terme T_0 est négligeable ce qui réduit notre fonction de transfert en boucle ouverte à:

Avec ($Cr=0$)

$$F(p)_{BO} = \frac{Kp_{\omega}}{p} \left(p + \frac{Ki_{\omega}}{Kp_{\omega}} \right) \cdot \frac{Kt}{Jp + f} \quad (II. 19)$$

La fonction de transfert en boucle fermée:

$$\frac{\Omega(p)}{\Omega_{ref}(p)} = \frac{\frac{Kp_{-\omega}}{p} \left(p + \frac{Ki_{-\omega}}{Kp_{-\omega}} \right) \cdot Kt \cdot \left(\frac{1}{f + Jp} \right)}{\frac{Kp_{-\omega}}{p} \left(p + \frac{Ki_{-\omega}}{Kp_{-\omega}} \right) \cdot Kt \cdot \left(\frac{1}{f + Jp} \right) + 1} \quad (\text{II. 20})$$

$$\frac{\Omega(p)}{\Omega_{ref}(p)} = \frac{Kt(Kp_{-\omega} \cdot p + Ki_{-\omega})/J}{p^2 + \frac{f \cdot Kp_{-\omega}}{J} p + \frac{Ki_{-\omega} + Kt}{J}} \quad (\text{II. 21})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2 = 0 \quad (\text{II. 22})$$

Avec, ζ représente le coefficient d'amortissement et ω_n représente la pulsation naturelle.

Par identification des équations (II.21) et (II.22) on obtient :

On déduit $Kp_{-\omega}$ et $Ki_{-\omega}$:

$$\begin{aligned} Kp_{-\omega} &= \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot J - f}{Kt} \\ Ki_{-\omega} &= \frac{J \cdot \omega_n^2}{Kt} \end{aligned} \quad (\text{II. 23})$$

Avec $Kt = P \cdot \varphi$ P : nombre de paire de pôles

II.3.1.3 Saturation des courants et des tensions

La structure par boucle imbriquée cherche à réguler séparément chaque grandeur utile du système, ce qui permet également de la limiter. Les boucles du courant et de vitesse sur la Figure (II.4) comprennent des éléments limitant les sorties des régulateurs ; i.e. i_q^* , V_d^* , et V_q^* .

La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée. La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée. Le délai nécessaire pour réduire la composante intégrale excédentaire provoque un dépassement de la grandeur à régler, dont l'amplitude est proportionnelle à la période de saturation (problème de reset-windup)[28].

De nombreuses méthodes, dites mesures anti-reset-windup (*ARW*), ont été proposées pour la modélisation du circuit saturé et pour la correction de la composante intégrale. Nous utilisons ici une approche dynamique qui permet d'éviter les effets *ARW*. De plus, elle est applicable à la limitation exacte d'une structure par boucle imbriquée. L'idée de cette mesure *ARW* est montrée sur la figure suivante :

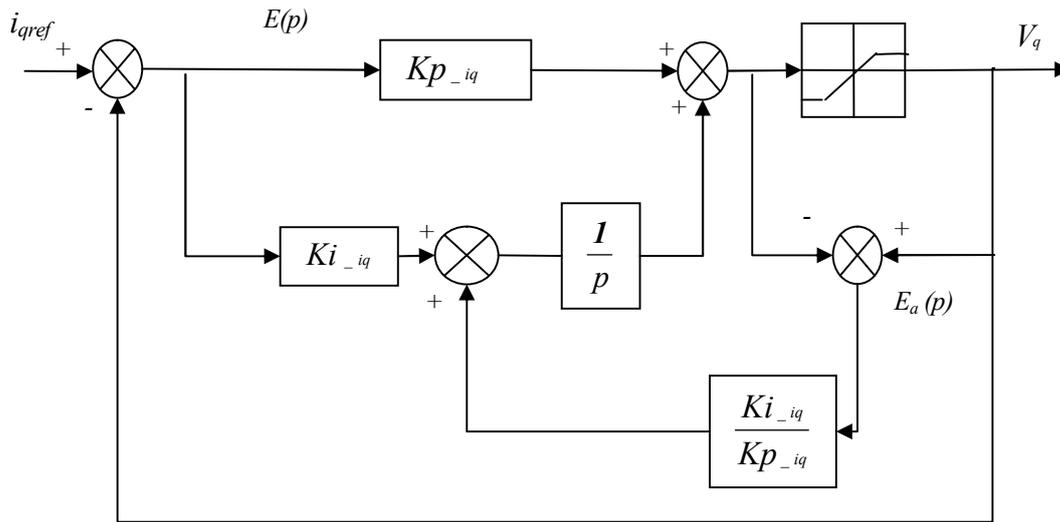


Figure II. 7: Régulateur PI doté d'une structure anti-reset-windup

II.4 Résultats de simulation et interprétations

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur PI de la $MSAP$. Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe.

La Figure (II.8) représente les résultats de simulation de l'essai en charge du $MSAP$, pour un échelon de consigne de 100 rad/s , et suivie d'une application de charge de $C_r=3 \text{ N.m}$ entre les instants $t=0.4\text{s}$ et $t=0.6\text{s}$. On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine $i_d=0$.
- Le courant i_q est l'image du couple.
- Le courant de phase est sinusoïdal pendant d'application de charge.

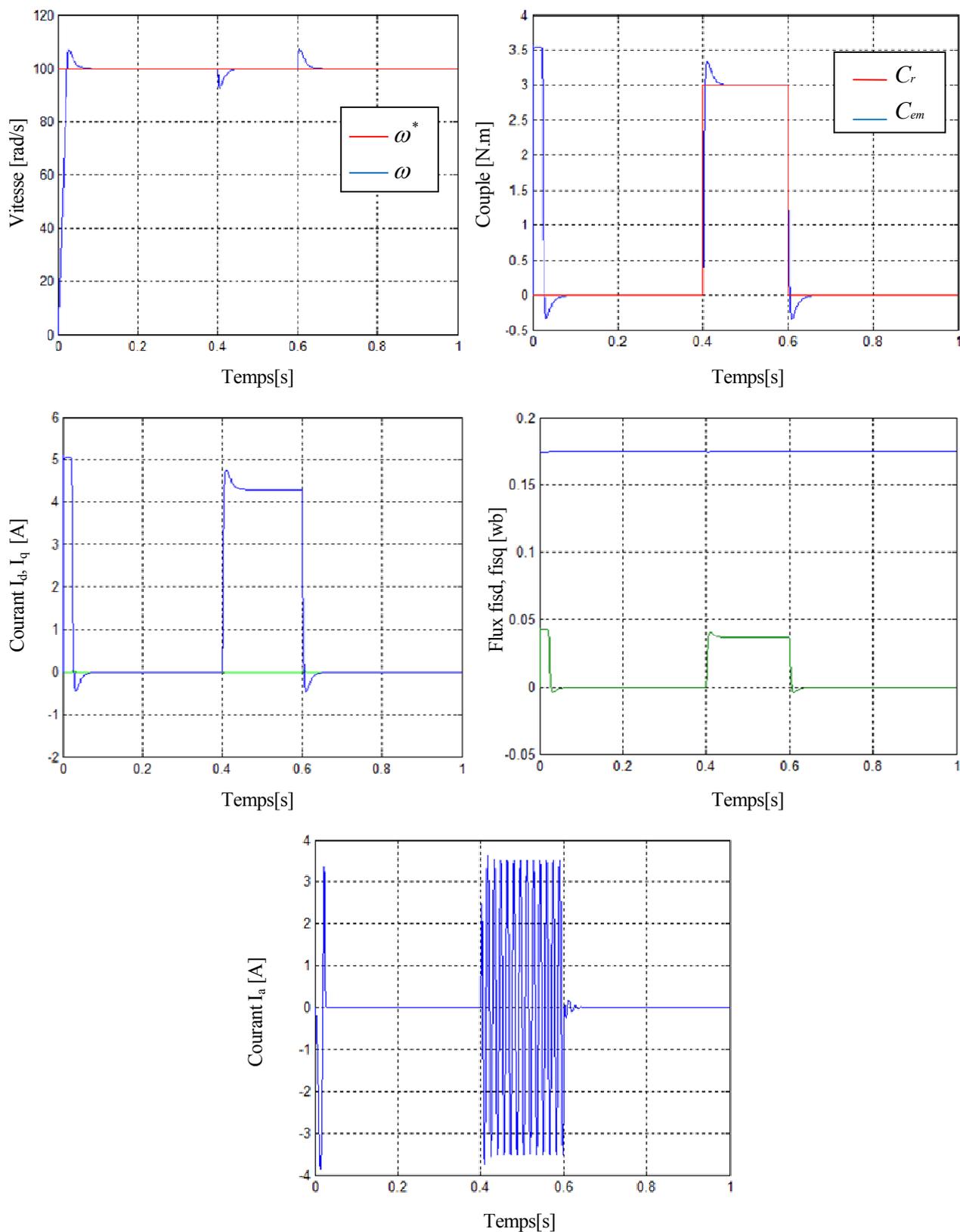


Figure II. 8 : Caractérisation de la vitesse, couple, flux et courants de la commande de la MSAP par régulateur PI

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la *MSAP*, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique (*PI*) permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage robuste.

La présentation des commandes plus robuste comme la Commande par Modèle Interne (*CMI*) et Commande par Modèle Interne Floue(*CMIF*) qui est le sujet du chapitre suivant.

CHAPITRE III

Commande Robuste par Modèle Interne

Flou

III.1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs *PI* classiques, donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations. Pour cela on utilise la commande par model interne et la commande par modèle interne Flou. Très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité vis-à-vis l'insensibilité a la variation des paramètres.

Ce chapitre présente la structure de Commande par Modèle Interne, elle est couramment exploitée pour ses performances en asservissement et en régulation. De plus la Commande par Modèle Interne Flou donne des bonnes performances de suivi et assure la stabilisation des paramètres.

III.2 La structure de Commande par Modèle Interne

La structure de commande en boucle fermée classique montrée par la figure suivante :

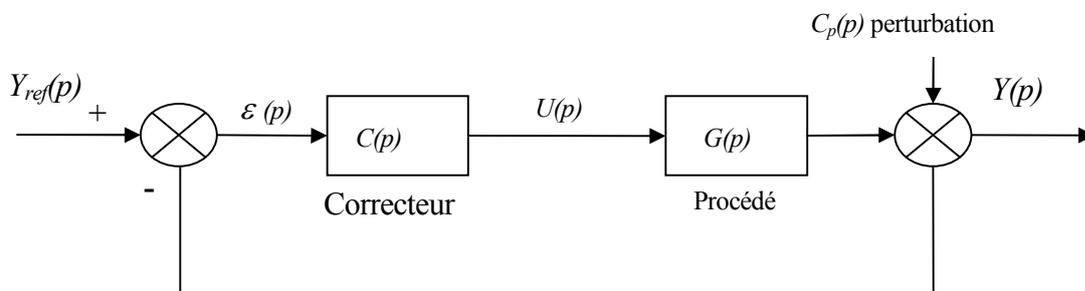


Figure III. 1: Structure de commande en boucle fermée classique

L'introduction de modèle interne dans la boucle classique illustrée par la Figure(III.2) :

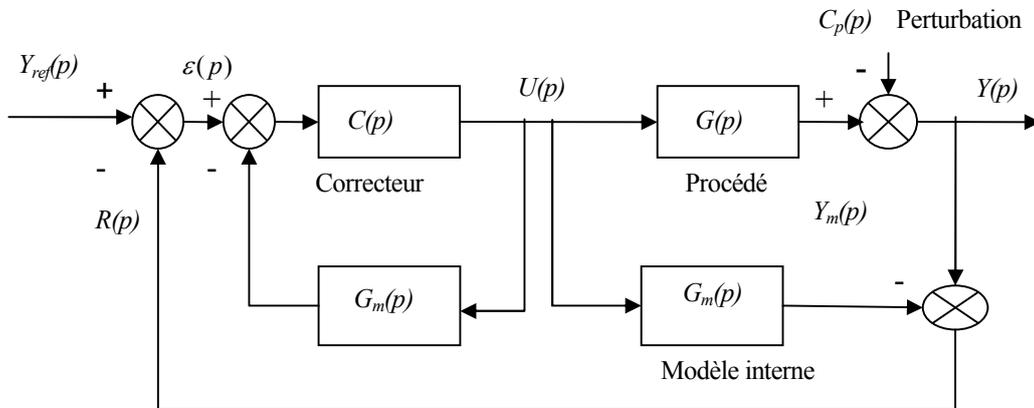


Figure III. 2 : La structure de commande classique avec l'introduction de modèle interne

D'après la Figure (III.1), on peut écrire l'équation de la commande $U(p)$ suivante :

$$U(p) = C(p) \cdot [Y_{ref}(p) - Y(p)] \quad (III. 1)$$

D'après la Figure (III.2), on peut écrire les équations suivantes :

$$U(p) = C(p) \cdot [\varepsilon(p) - G_m(p) \cdot U(p)] \quad (III. 2)$$

$$\varepsilon(p) = Y_{ref}(p) - R(p) \quad (III. 3)$$

$$R(p) = Y(p) - G_m(p) \cdot U(p) \quad (III. 4)$$

On remplace l'équation (III.4) dans l'équation (III.3) on trouve l'écart :

$$\varepsilon(p) = Y_{ref}(p) - Y(p) + G_m(p) \cdot U(p) \quad (III. 5)$$

On remplace l'équation (III.5) dans l'équation (III.2), la commande $U(p)$ prend la forme suivante :

$$U(p) = C(p) \cdot [Y_{ref}(p) - Y(p)] \quad (III. 6)$$

D'après les équations (III.1) et (III.6), On constate que les deux structures sont identiques.

III.2.1 Propriétés générales des structures de CMI

On assimile la boucle ($C(p)$, $G_m(p)$) à un correcteur de fonction de transfert $G_c(p)$, La structure CMI peut se schématiser comme l'indique la Figure (III.3).

$G_m(p)$ est la fonction de transfert du modèle, le procédé est représenté par la fonction de transfert $G(p)$ reliant sa sortie à la commande, $C_p(p)$ est une perturbation non mesurée et additive sur la sortie du procédé.

Dans la structure de *CMI*, la commande $U(p)$ issue du correcteur $G_c(p)$ est appliquée simultanément au procédé $G(p)$ et à son modèle $G_m(p)$, la *CMI* exploite alors cet écart de comportement pour corriger l'erreur sur la consigne[29].

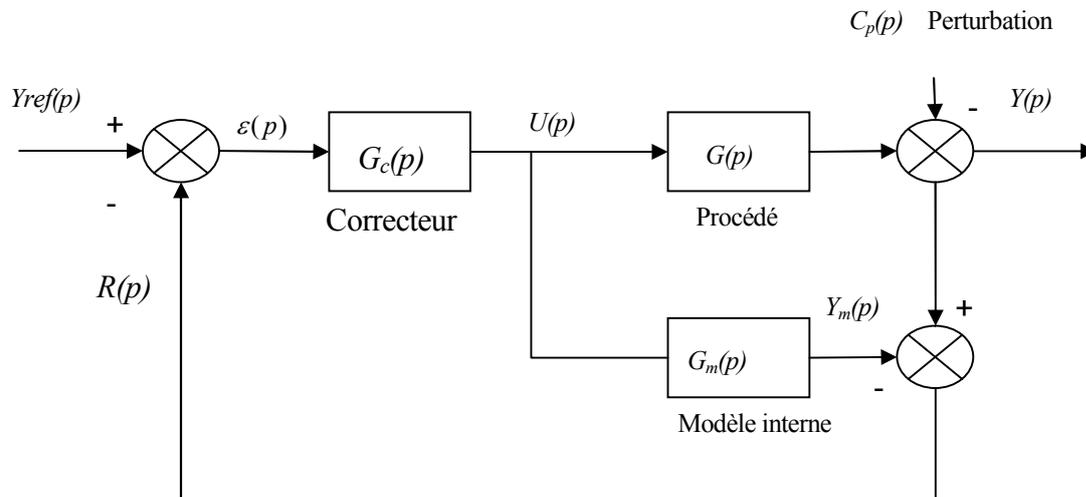


Figure III. 3: structure de Commande par Modèle interne

D'après la Figure (III.3), on peut écrire les équations suivantes:

$$Y(p) = G(p).U(p) + C_p(p) \quad (\text{III. 7})$$

$$R(p) = [(G(p) - G_m(p)).U(p)] - C_p(p) \quad (\text{III. 8})$$

$$U(p) = G_c(p).\varepsilon(p) = G_c(p).[Y_{ref}(p) - R(p)] \quad (\text{III. 9})$$

On remplace l'équation (III.8) dans l'équation (III.9), on trouve la commande $U(p)$:

$$U(p) = \frac{G_c(p).[Y_{ref}(p) - C_p(p)]}{1 + G_c(p).[G(p) - G_m(p)]} \quad (\text{III. 10})$$

On remplace (III.10) dans (III.7), la sortie prend la forme suivante:

$$Y(p) = C_p(p) + \frac{G(p).G_c(p).[Y_{ref}(p) - C_p(p)]}{1 + G_c(p).[G(p) - G_m(p)]} \quad (\text{III. 11})$$

III.2.2 Stabilité

Si nous supposons pour l'instant que le modèle interne est une parfaite représentation du procédé, alors le signal de retour est égal à l'influence de la perturbation il n'est donc pas affecté par l'action de la commande c'est-à-dire :

$$G(p) = G_m(p)$$

La commande $U(p)$ et la sortie $Y(p)$ deviennent :

$$U(p) = G_c.[Y_{ref}(p) - C_p(p)] \tag{III. 12}$$

$$Y(p) = C_p(p) + G(p).G_c(p).[Y_{ref}(p) - C_p(p)] \tag{III. 13}$$

Le système global est stable si et seulement si chacun de procédé $G(p)$ et de correcteur $G_c(p)$ est stable.

III.2.3 Erreur statique nulle

Pour assurer un suivi parfait de la consigne, le correcteur doit être égal à l'inverse du modèle

$$G_c(p) = G_m^{-1}(p)$$

En appliquant le théorème de la valeur finale à la relation (III.7) avec $x(s)$ égale à un échelon unitaire, on obtient:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} Y(t) = C_p(1) + \frac{G(1).G_m^{-1}(1).[1 - C_p(1)]}{1 + G_m^{-1}(1).[G(1) - G_m(1)]} \tag{III. 14}$$

L'erreur statique est donc nulle quelque soit la perturbation $C_p(p)$.

III.3 Application de la structure de CMI pour la commande en vitesse de la MSAP

La commande par modèle interne a pour but principal de définir une grandeur de commande complémentaire à celle définie par le contrôle classique, Cette commande consiste à présenter une variable est issue de la prise en compte de l'écart entre le modèle et le procédé.sa valeur est alors convertie en image du couple supplémentaire exigé pour compenser les perturbations et ajoutée à la commande calculée par le contrôleur *PI* [30].

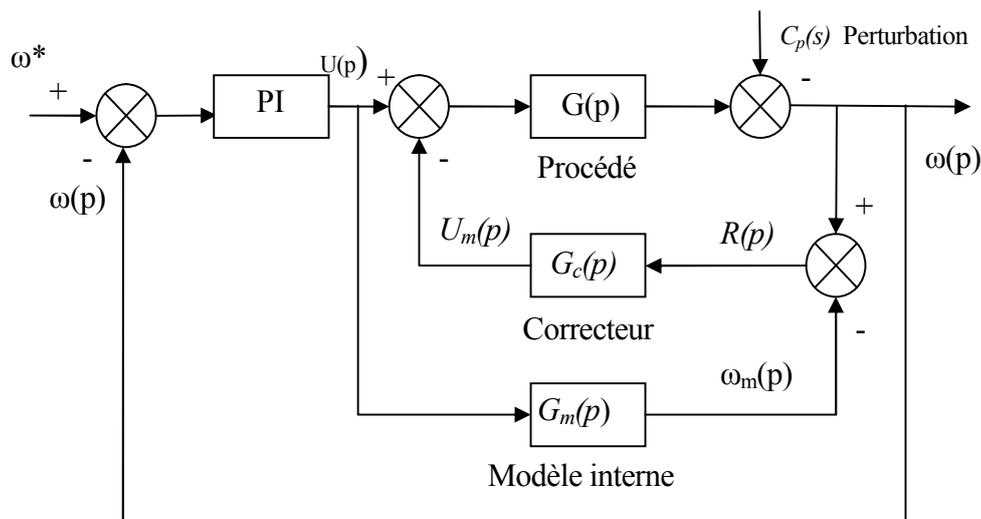


Figure III. 4: Structure de l'asservissement de vitesse incluant une boucle CMI

Si on néglige le temps de réponse des régulateurs de courant ainsi que les frottements dynamiques de la partie mécanique, on déduit que la fonction de transfert du modèle se réduit :

$$G_m(p) = \frac{P \cdot \varphi_f}{Jp} \quad (\text{III. 15})$$

Donc $G_m(p)$ se comporte comme un intégrateur.

Le correcteur peut être un régulateur *PI* de fonction de transfert :

$$G_c(p) = \frac{Kp_{-c}}{p} \left(p + \frac{Ki_{-c}}{Kp_{-c}} \right) \quad (\text{III. 16})$$

Ce choix présente des propriétés plus intéressantes en ce qui concerne sa robustesse vis-à-vis des perturbations (couple résistant) qui peut affecter la partie mécanique du système régulée.

III.4 Résultats de simulation et interprétations

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par modèle de la *MSAP*, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées.

III.4.1 Essai en charge

La Figure (III.5) représente les résultats de simulation de l'essai en charge du *MSAP*, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de $3N.m$ entre les instants $t=0.4s$ et $t=0.6s$. On remarque que :

- l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse petit. Après l'application de la charge, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse.
- Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- Un découplage réalisé avec succès par le maintien de i_d nul.
- Le courant i_q est l'image du couple.
- Le courant de phase est sinusoïdal pendant d'application de charge.

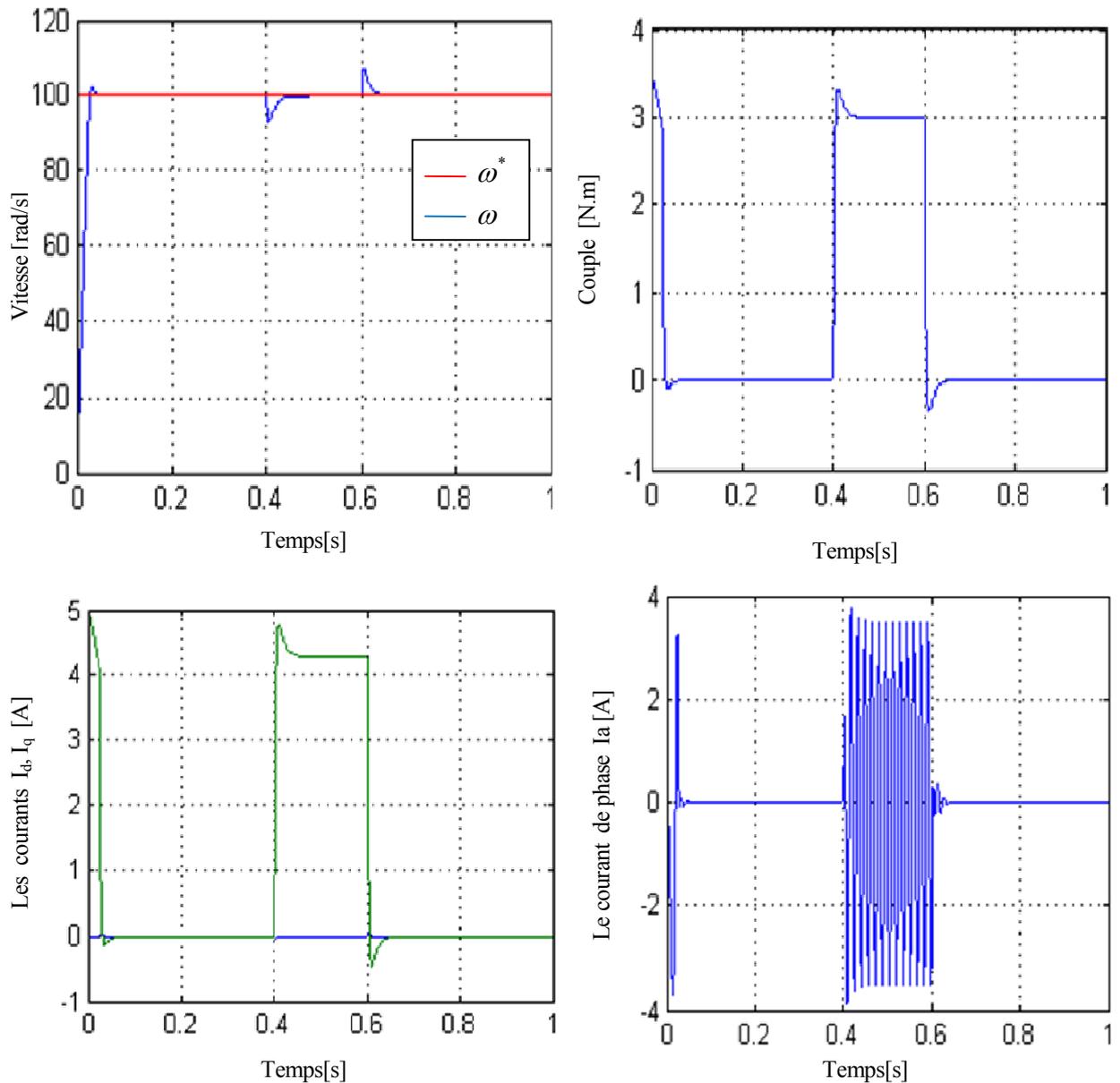


Figure III. 5 : Caractérisation de la vitesse, couple, courants de la Commande par Modèle Interne de la MSAP

III.4.2 Essai de l'inversion de sens de rotation

La Figure(III.6), nous avons inversé le sens de rotation de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=0.7s$. On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement, lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner la machine.

Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de -100 rad/s. donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

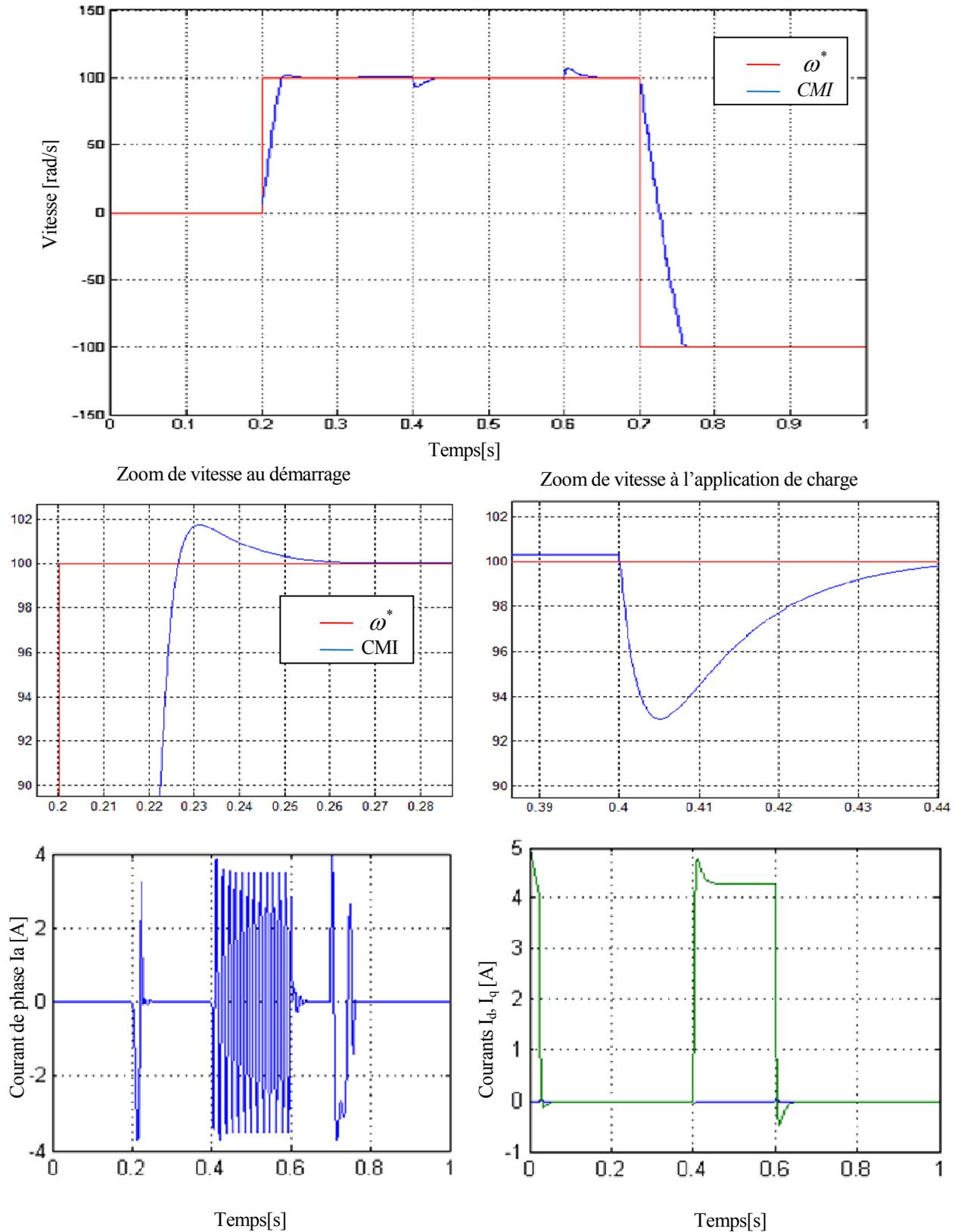


Figure III. 6 : Caractérisation de la vitesse, courants de la commande *CMI* de la *MSAP* à l'essai d'inversion de sens de rotation

III.5 Observateur de charge

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles[19].

III.5.1 Principe de fonctionnement de l'observateur

La structure de l'observateur est celle indiquée sur la Figure (III.7). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur et régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur[31].

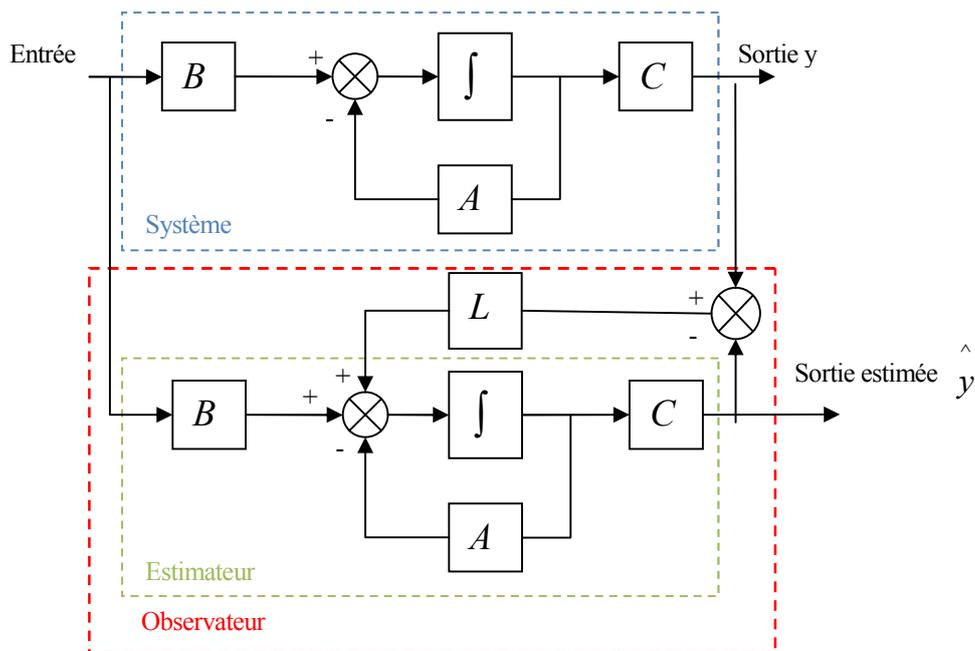


Figure III. 7 : Représentation schématique de l'observateur

III.6 Application de l'observateur de charge pour la commande en vitesse de la MSAP

Représentation d'états simplifiée de la MSAP s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (\text{III. 17})$$

Avec

$$x = [\theta \quad \omega \quad Cr]^T \quad (\text{III. 18})$$

$$u = iq$$

$$y = \theta$$

Et

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III. 19)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{P\varphi}{J} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C = [1 \quad 0 \quad 0]$$

L'observateur peut être décrit par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - \hat{C}_r) - \frac{f}{J}\hat{\omega} + l_1(\omega - \hat{\omega}) + l_2(\theta - \hat{\theta}) \\ \frac{d\hat{C}_r}{dt} = l_3(\theta - \hat{\theta}) \end{cases} \quad (III. 20)$$

Le schéma fonctionnel de l'observateur est donné par la figure (III.8). Les états estimés sont ajustés par la différence entre la position estimée $\hat{\theta}$ et la position calculée θ d'après les courants et les tensions dans le repère (dq) . La grandeur l_2 détermine l'accélération ou le ralentissement de l'évolution des grandeurs estimées vers les états réels. Un plus grand gain accélérera le processus et plus petit gain le ralentira. Le gain intégral l_3 peut réduire l'erreur statique en régime établi de l'observateur, L'équation dans l'espace d'état est :

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bu + L(x - \hat{x}) \quad (III. 21)$$

On prend $L = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ l_2 & l_1 & 0 \\ l_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

La dynamique de l'erreur de l'observateur est obtenue à partir du (III.17) et (III.21)

$$\dot{\hat{x}}(t) - \dot{x}(t) = ([A] - [L].[C]).(\hat{x}(t) - x(t)) \quad (III. 22)$$

Ou :

$$\frac{de}{dt} = (A-L).e \tag{III. 23}$$

Avec

$$e = x - \hat{x}$$

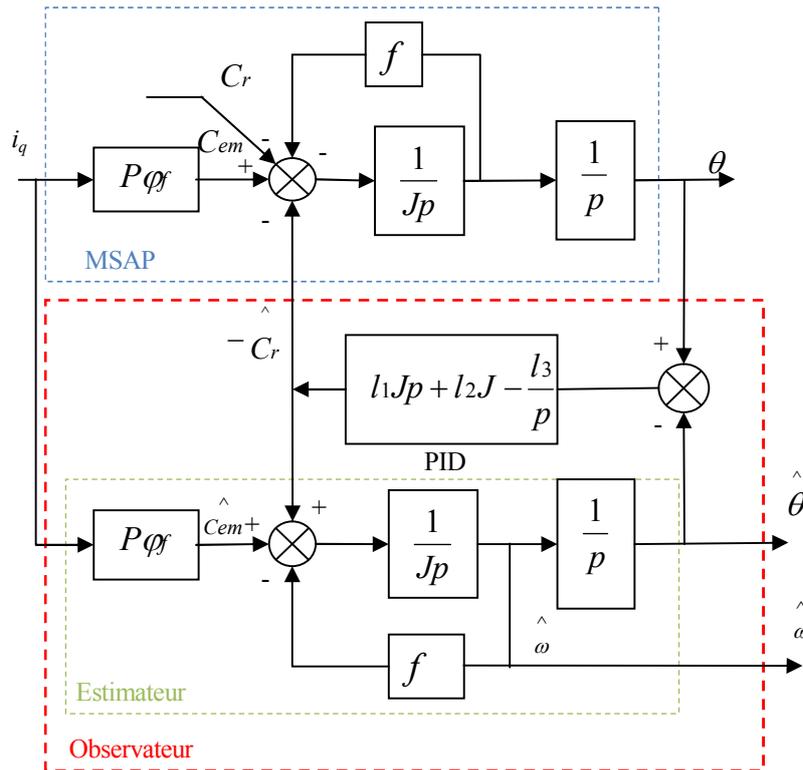


Figure III. 8: Le schéma fonctionnel de l'observateur de charge de la MSAP

Pour assurer la stabilité de l'observateur, il faut que l'erreur dynamique de l'équation (III.22) soit stable, par conséquent les valeurs propres de l'observateur doivent être placées dans le demi-plan complexe gauche.

Les valeurs propres de l'observateur représentent les pôles du système et qui sont données par l'équation suivante:

$$\det[(pI - (A - L))] = 0$$

$$p^3 + (l1 + \frac{f}{J})p^2 + l2p - \frac{l3}{J} = 0 \tag{III. 24}$$

L'équation caractéristique désiré est donnée par :

$$p^3 + 3\zeta\omega_n p^2 + \omega_n^2(1 + 2\zeta^2)p + \zeta\omega_n^3 = 0 \tag{III. 25}$$

Avec la résolution de l'équation (III.25) on trouve les pôles désiré :

$$\begin{aligned} p_{1,2} &= -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1} \\ p_3 &= -\zeta\omega_n = -\rho \end{aligned} \quad (\text{III. 26})$$

ω_n est la pulsation naturelle ; ζ est le taux d'amortissement.

Par identification entre les deux équations (III.24) et (III.25), On détermine les coefficients de l'observateur :

$$\begin{cases} l_1 = -(-p_1 + p_2 + p_3) - \frac{f}{J} \\ l_2 = p_1.p_2 + p_1.p_3 + p_2.p_3 + f.p_1.p_2.p_3 \\ l_3 = J.p_1.p_2.p_3 \end{cases} \quad (\text{III. 27})$$

La Figure (III.9) montre comment peut-on choisir les trois pôles à fin de garantir une bonne dynamique, on impose toujours deux pôles complexes conjugués $p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}$ et un pole réel de valeur $p_3 = -\zeta\omega_n$

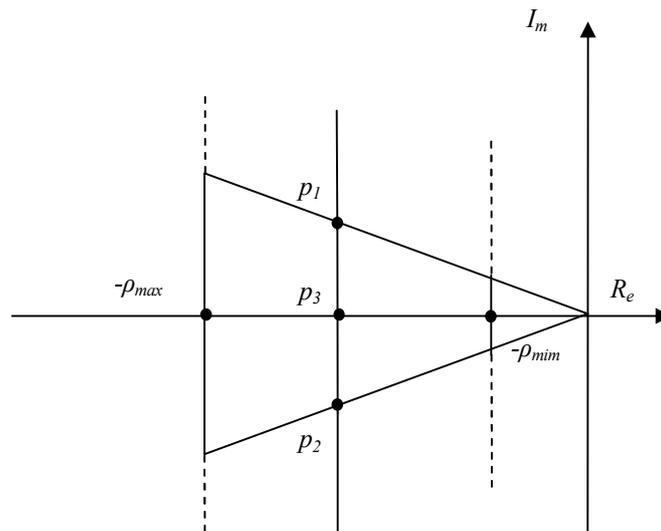


Figure III. 9: Domaine du placement des pôles dans le plan p

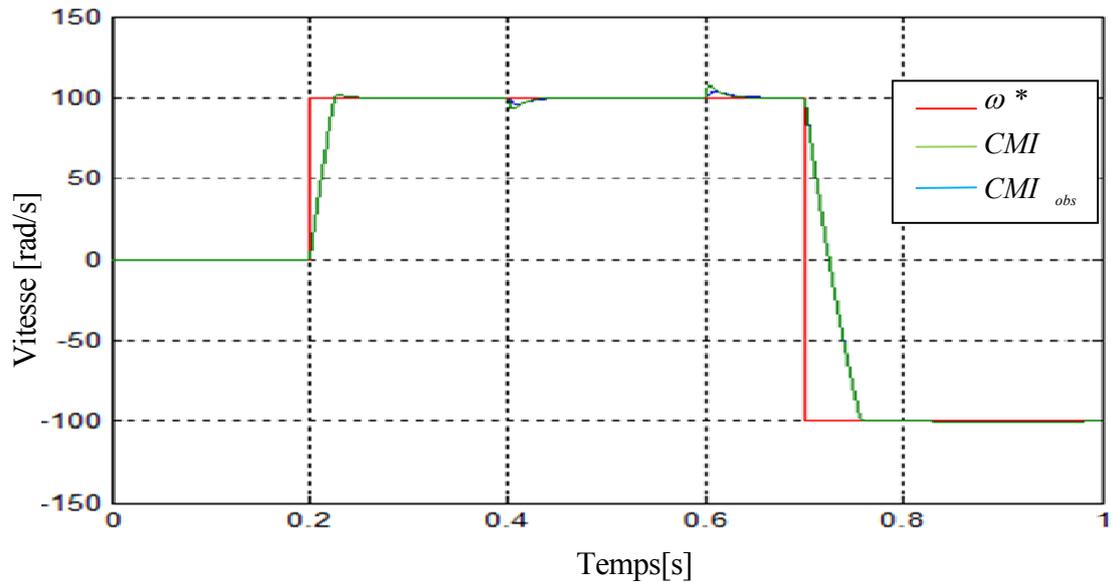
III.7 Résultats de simulation et interprétations

La figure (III.10) représente la vitesse de la *MSAP* dans le cas d'un démarrage pour un échelon de vitesse de 100 rad/s.

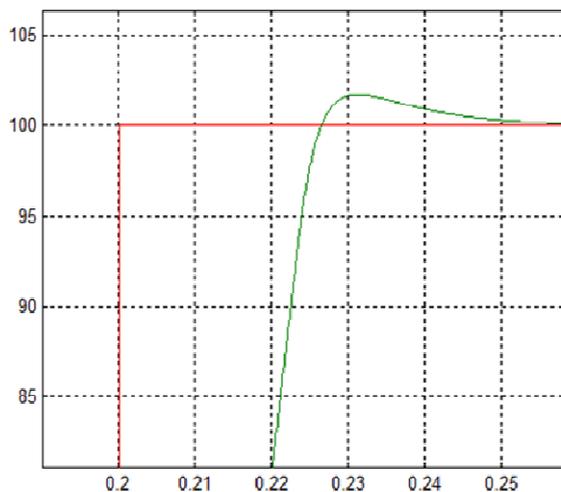
A l'instant $t=0.4s$, on applique un couple de charge de $3 N.m$, puis on l'annule à l'instant $t=0.6s$ la *CMI* associée à un observateur de charge permis l'obtention de bonnes performances dynamiques est surtout à la variation de charge.

Régulateur de vitesse	Régulateur de courant	$T_m(s)$	$D_d(\%)$	$T_r(s)$	$E_s(\%)$	$D_p(\%)$	$T_p(\%)$
<i>CMI</i>	<i>PI</i>	0.0205	1.73	0.026	0	7	0.04
<i>CMI_{obs}</i>	<i>PI</i>	0.0205	1.73	0.026	0	3.8	0.05

Tableau III. 1 : Récapitulation des performances expérimentales de l'ensemble des réglages



Zoom de vitesse au démarrage



Zoom de vitesse à l'application de charge

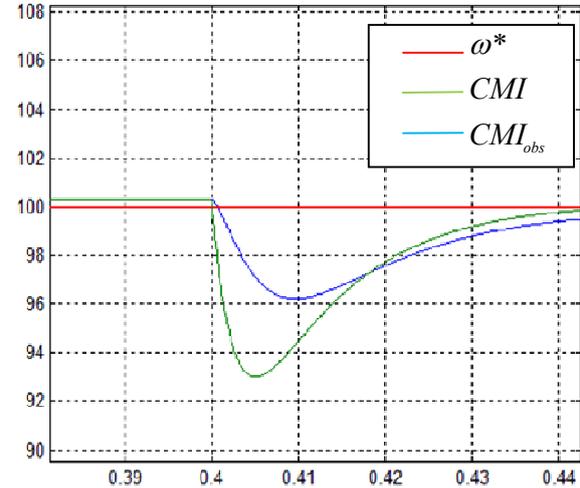


Figure III. 10 : Caractérisation de la vitesse de la commande de la *MSAP* par *CMI* avec observateur de charge

III.8 Réglage par la logique floue

Le domaine de contrôle par logique floue est devenu très important, grâce à ces capacités de traiter les informations incertaines, il a eu beaucoup de succès dans les applications industrielles, Nous pouvons citer quelques points intéressants de ce type de commande:

- adaptative face aux changements des paramètres du système et aux perturbations ;
- robuste face aux problèmes de capteurs (des données erronées et bruitées) ;
- possibilité de remplacer un grand nombre de contrôleurs conventionnels ;
- rapide par rapport aux autres techniques.

III.8.1 Principe de commande par logique floue

Le contrôle flou est l'étude, la mise au point, et l'expérimentation de systèmes basés sur des règles floues.

Le contrôleur flou reçoit en entrée une observation du système pour déduire une commande à appliquer en fonction d'une table de décision. Ce contrôleur flou proposé a deux entrées et une sortie. Il peut être présenté de différentes façons, mais en général, la présentation adoptée se divise en trois parties : la fuzzification, le système d'inférence floue et la defuzzification

- Fuzzification : On définit pour chaque entrée du système un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous. La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou.

- Inférence : A partir de la base de règles donnée par l'expert et des sous ensembles flous correspondants à la fuzzification des entrées, le mécanisme d'inférence calcule le sous ensemble flou Y relatif à la commande du système. La base de règles floues est constituée par une collection des règles linguistiques de la forme : SI (ε est P ET $d\varepsilon$ est Z) ALORS $U=P$
(ε et $d\varepsilon$) est le vecteur des variables des entrées, U est la commande, (P, Z) sont les ensembles flous.

- Defuzzification : La defuzzification a pour objectif de transformer le sous ensemble flou défini par le mécanisme d'inférence en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système[32].

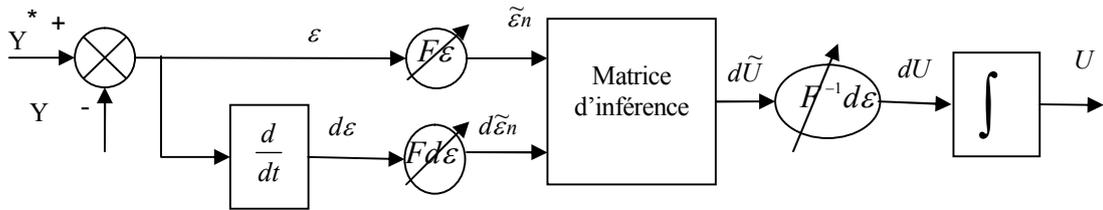


Figure III. 11 : Schéma synoptique d'un régulateur flou

III.8.2 La commande par modèle interne flou

L'association de la commande par modèle interne et commande par logique flou donne une nouvelle structure de commande notée par la commande par modèle interne flou (CMIF).

III.9 Application de la CMIF pour la commande en vitesse de la MSAP

On considère un ensemble des stratégies de contrôle reposant sur l'erreur entre une consigne prédéterminée de la vitesse et la sortie réelle du système qui est la vitesse de rotation de la machine d'une part et de la dérivé de cette erreur d'autre part.

Le principe de la CMIF appliquée au MSAP est illustré à la Figure(III.12).

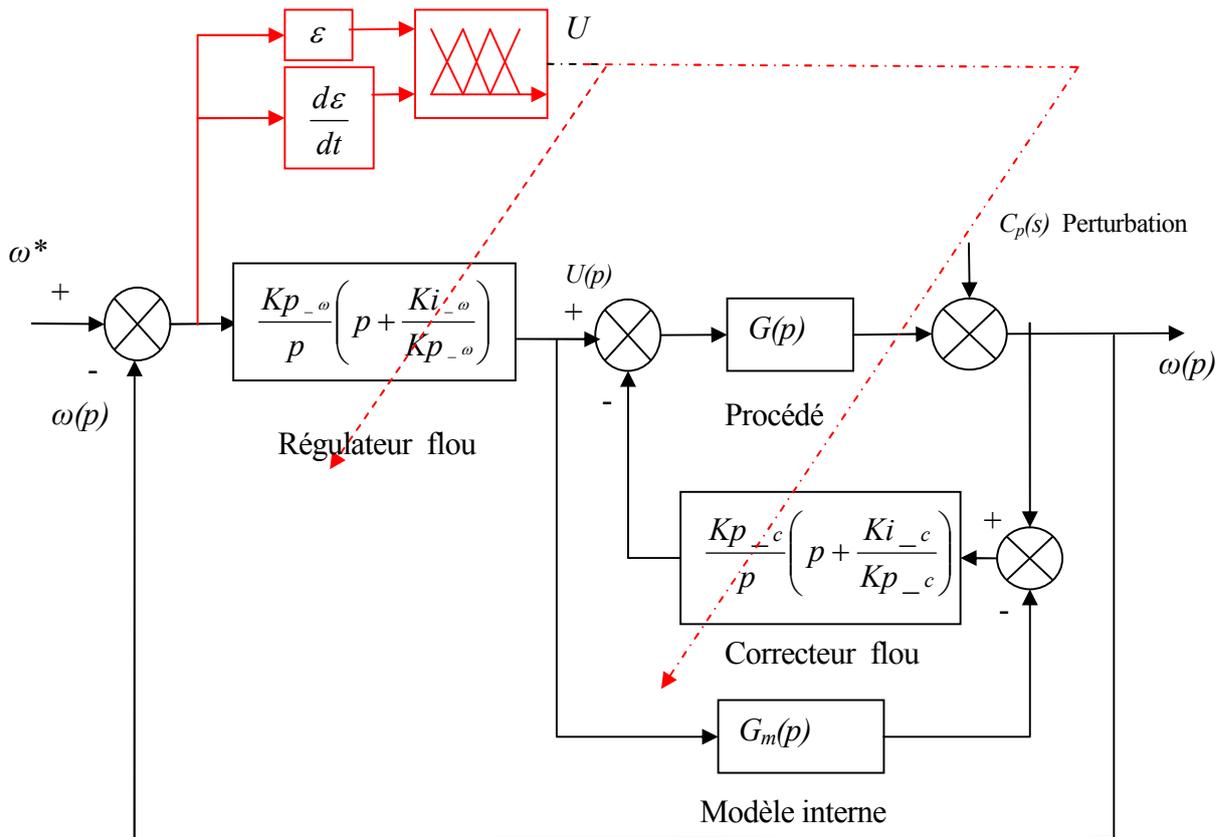


Figure III. 12 : la structure CMIF pour la commande en vitesse de la MSAP

Le régulateur flou admet pour chaque variable les trois ensembles flous N (Négatif), Z (Zéro) et P (Positif), la matrice d'inférence utilisée (à 3 ensembles) est décrite par le tableau suivant :

U		$d\varepsilon$		
		N	Z	P
ε	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableau III. 2 : matrice d'inférence à 3 ensembles

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :

SI (ε est N ET $d\varepsilon$ est N) ALORS $U=N$

OU

SI (ε est N ET $d\varepsilon$ est Z) ALORS $U=N$

OU

SI (ε est N ET $d\varepsilon$ est P) ALORS $U=Z$

OU

SI (ε est Z ET $d\varepsilon$ est N) ALORS $U=N$

OU

SI (ε est Z ET $d\varepsilon$ est Z) ALORS $U=Z$

OU

SI (ε est Z ET $d\varepsilon$ est P) ALORS $U=P$

OU

SI (ε est P ET $d\varepsilon$ est N) ALORS $U=Z$

OU

SI (ε est P ET $d\varepsilon$ est Z) ALORS $U=P$

OU

SI (ε est P ET $d\varepsilon$ est P) ALORS $U=P$

III.10 Simulation et interprétation des résultats

La Figure (III.13) représente la vitesse de la *MSAP* dans le cas d'un démarrage pour un échelon de vitesse de 100 rad/s.

A l'instant $t=0.4s$, on applique un couple de charge de 3 *N.m*, puis on l'annule à l'instant $t=0.6s$. La vitesse garde toujours sa forme, la commande par *CMIF* sont misent en évidence par un dépassement nul au démarrage et une erreur statique nulle au régime permanent avec très court temps de réjection de la charge.

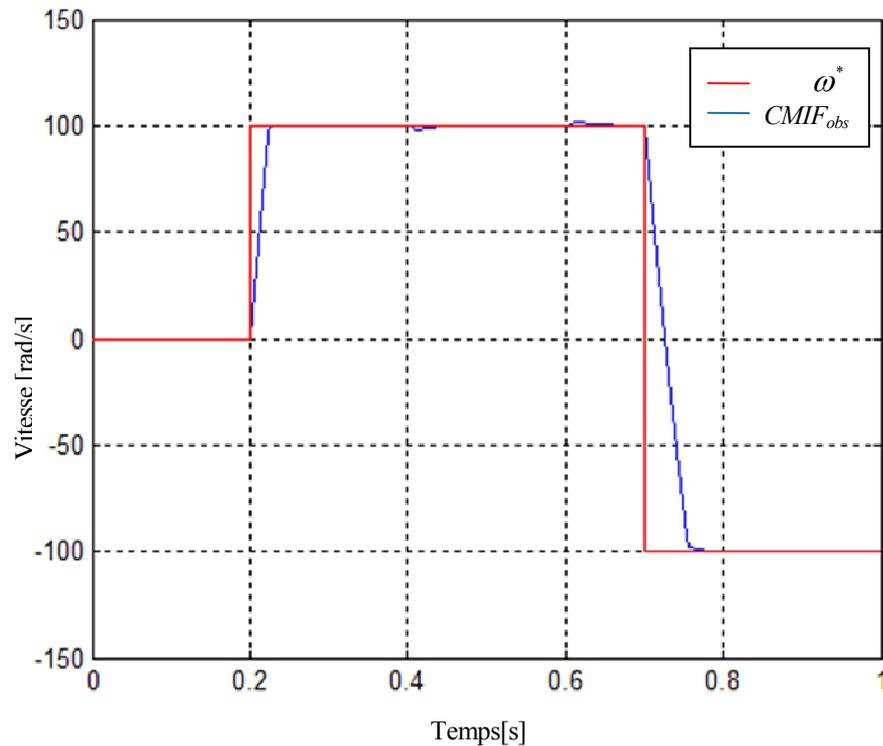


Figure III. 13 : Caractérisation de la vitesse de la commande de la *MSAP* par $CMIF_{obs}$

III.11 Etude comparative entre les commandes *PI* et CMI_{obs} et $CMIF_{obs}$

Dans la Figure(III.14) nous présentons les résultats de simulation la vitesse de la *MSAP*, Avec une étude comparative obtenue pour les différents commandes étudiés précédemment (*PI*, CMI_{obs} , $CMIF_{obs}$).

Régulateur de vitesse	Régulateur de courant	$T_m(s)$	$D_d(\%)$	$T_r(s)$	$E_s(\%)$	$D_p(\%)$	$T_p(\%)$
PI	PI	0.0195	7	0.0330	0	7.38	0.05
CMI_{obs}	PI	0.0205	1.73	0.026	0	3.8	0.05
$CMIF_{obs}$	PI	0.0200	0	0.023	0	1.7	0.07

Tableau III. 3 : Récapitulation des performances expérimentales de l'ensemble des réglages

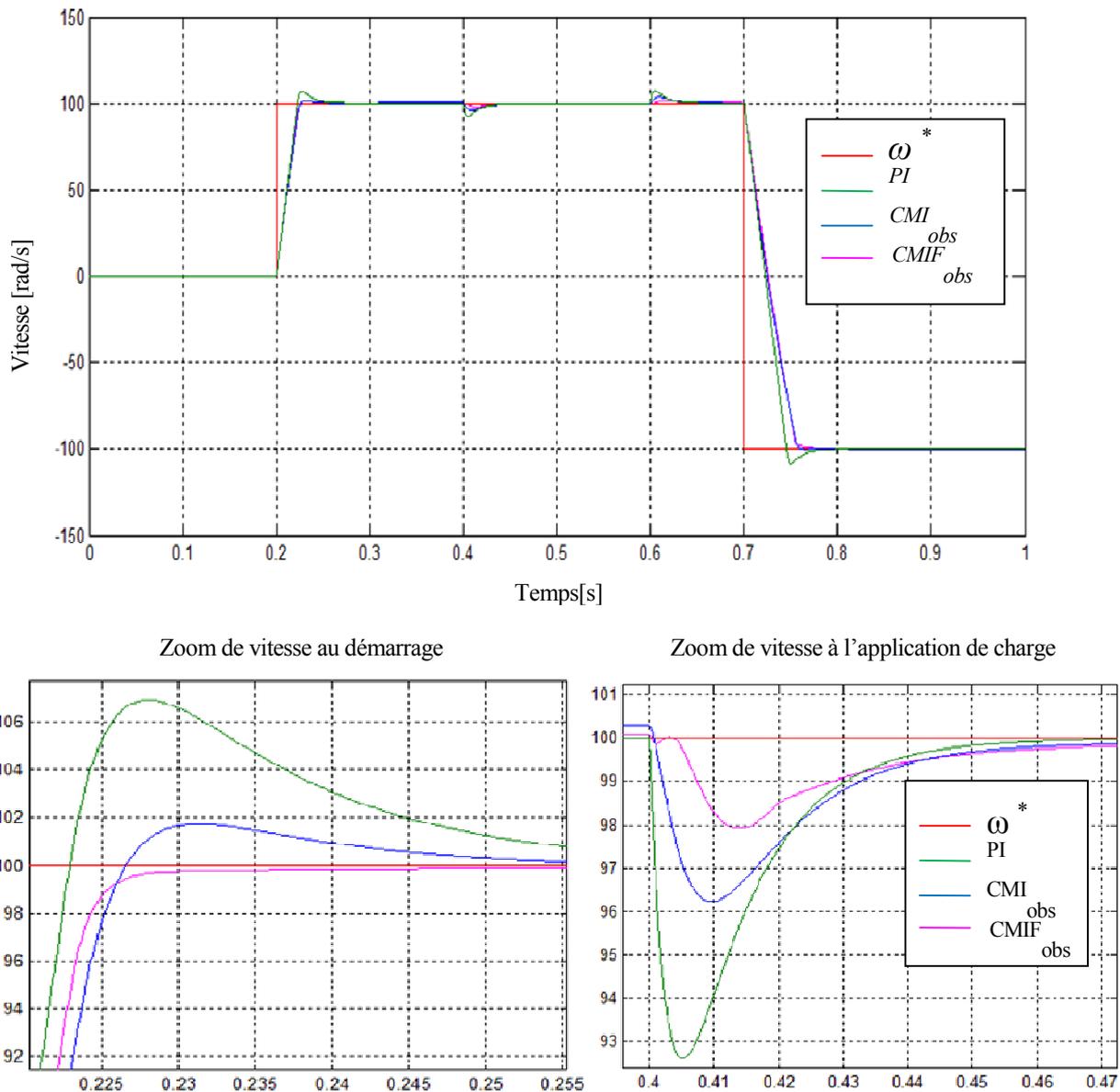


Figure III. 14 : Résultats de simulation pour les trois commandes (PI , CMI_{obs} , $CMIF_{obs}$):

Vitesses de référence et mesurée

III.12 Conclusion

Dans cette partie de notre travail, nous intéressent sur la Commande par Modèle Interne (*CMI*), Cette structure de commande à montrée des bons résultats en termes de rapidité de la réponse indicielle et le suivi de consigne malgré la présence d'un petit dépassement au régime transitoire.

la *CMI* associe à un observateur de charge permis l'obtention de très bonnes performances dynamiques est surtout au rejet de l'application de charge.

Afin de remédier le problème de robustesse, un changement de la structure de commande est utilisée ,ce changement conduit à la naissance d'une stratégie de commande qu'on a appelé Commande à Modèle interne Flou (*CMIF*), cette méthode donne d'excellents performances de suivi et assure la stabilisation des paramètres avec l'élimination quasi totale de l'erreur statique et de dépassement ainsi qu'une réjection efficace du couple résistant appliqué au moteur.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur les lois de commande par Modèle Interne *CMI* et commande par Modèle Interne Flou *CMIF* pour le réglage de la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en passant par les hypothèses simplificatrices, malgré ces hypothèses introduites, le modèle de la *MSAP* est très complexe (couplé, non linéaire). La difficulté majeure, rencontrée dans cet actionneur, réside dans le fait que le couple électromagnétique et le flux sont des variables fortement couplées. L'utilisation de la transformation de Park, a permis d'obtenir un modèle plus simplifié.

En suite nous avons donné les résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un réseau de tension alternative en boucle ouverte et les résultats de simulation du comportement dynamique de l'association *MSAP*-onduleur.

Dans le deuxième chapitre, le principe de la commande vectorielle retenue pour la *MSAP* a été appliqué au modèle obtenu. L'utilisation de la stratégie à courant i_d nul a permis de commander le couple électromagnétique par le courant. Cette technique permet d'avoir un modèle semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

La commande vectorielle de la *MSAP* alimentée par un onduleur de tension, en utilisant des régulateurs *PI* classiques donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres.

Dans le dernier chapitre, on a essayé de résoudre le problème de robustesse en termes de stabilité et de performance face aux variations de charge, les lois de Commande par Modèle Interne *CMI* avec et sans observateur, ainsi que la *CMIF* ont été développée dans le but d'améliorer les performances statiques de la machine.

ANNEXE

1. Caractéristique de l'alimentation de la MSAP

	grandeurs	Symbole	Valeurs	Unité
Réseau d'alimentation	Tension	V	220	volt
	Fréquence	F	50	Hz
Onduleur	Tension d'entrée	E	100	volt

2. Caractéristique de machine synchrone MSAP utilisée

	Symboles	unités	Valeurs numériques
Resistance statorique	R_s	Ω	2.875
Inductance de park suivant l'axe direct	L_d	H	$8.5 \cdot 10^{-3}$
Inductance de park suivant l'axe en quadrature	L_q	H	$8.5 \cdot 10^{-3}$
Nombre de paire de pôles	P	/	4
Flux total des aimants	φ_f	Wb	0.175
Coefficient de frottement visqueux	f	N.m.s/rad	0
Moment d'inertie des masses tournantes	J	Kg.m ²	$8 \cdot 10^{-4}$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. kaddouri, “Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une Machine synchrone à aimants permanents”, Thèse Philosophie Doctoral (Ph.D), Université LAVAL QUEBEC, 2000.
- [2] N. Bounasla, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif, 2015.
- [3] A. Nait Seghir, « Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, Ecole nationale supérieure polytechnique, 2007.
- [4] B. Amel, « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2009.
- [5] C. Noureddine, « Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », Thèse de Magister, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2011.
- [6] K. Nabti, « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [7] O. Mouad et S. Bendaoud, Machine synchrone/asynchrone. Thèse d'Ingéniorat, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2010.
- [8] G. Guy et C. Guy, « Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande », Ed. Eyrolles, 2000.
- [9] S. ALLANO, « Petits moteurs électriques », Tech. Ing. Génie Électr., vol. 7, n° D3720, p. D3720–1, 1995.
- [10] L. Gasc, « Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile [博士学位论文] », Thèse de Doctorat, Toulouse Inst. Natl. Polytech. Toulouse, 2004.
- [11] G. Sturtzer et E. Smigiel, Modélisation et commande des moteurs triphasés: commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP. Ellipses, 2000.
- [12] S. Guy et S. Eddie, « Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés », Ellipses Ed. Mark. SA, 2000.
- [13] B. Multon, « Application des aimants aux machines électriques », Thèse de Doctorat, Ecole normale supérieure de Rennes, 2010.
- [14] F. Khatounian, « Contribution à la modélisation, l'identification et à la commande d'une interface haptique à un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimants

- permanents », Thèse de doctorat, École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, décembre 2006.
- [15] R. Delpoux, « Contribution à l'identification, l'estimation et la commande de Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) » Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2012.
- [16] N. Bernard, « Machine synchrone: de la boucle ouverte à l'autopilotage », *Rev. 3EI*, vol. 30, p. 24–39, 2002.
- [17] N. Choug, « Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.
- [18] D. Zhou, J. Zhao, et Y. Liu, « Predictive torque control scheme for three-phase four-switch inverter-fed induction motor drives with DC-link voltages offset suppression », *Power Electron. IEEE Trans. On*, vol. 30, n° 6, p. 3309–3318, 2015.
- [19] S. Carrière, « Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone », Thèse de Doctorat, Université de TOULOUSE, 2010.
- [20] F. Morel, « Commandes directes appliquées à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphasé », Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2007.
- [21] M. BARDADI BENDAHA, « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel », Thèse de Magister, University of sciences and technology on Oran, 2015.
- [22] N. RAHOUA, « Commande Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Synchrone Triphasée Alimentée par un Onduleur de Tension », Thèse de Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2004.
- [23] H. Khan, « Optimised space vector modulation for variable speed drives » Thèse de Doctorat, Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 2012.
- [24] R. Sadouni, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile », Thèse de Magister, UDL Sidi Bel Abbes Algér, 2010.
- [25] A. R. BOUDJEMA, « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP », Thèse de Master, Université Mohamed Khider Biskra, 2015.
- [26] H. Amrous, « Commandes adaptatives d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Magister, Ecole nationale supérieure polytechnique, 2009.

- [27] F. Benchabane et A. H. Benakcha, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Thèse de Magistère. Université de Mohammed Khider Biskra Algér, 2005.
- [28] H. AID et W. AINA, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents »Thèse de Master, Université de Tlemcen, 2014.
- [29] R. Boukezzoula, « Commande floue d'une classe de systèmes non linéaires: application au problème de suivi de trajectoire », Thèse de Doctorat, Université de SAVOIE ,2000.
- [30] M. Larbi, S.Hassaine, B.Mazari « Commande par Modèle Interne avec Observateur d'une machine Synchrone à Aimants Permanents» ACTA Electrotechnica, Medamira Science Publisher, Volume 50, Number 2, 2009, pp 137-145.
- [31] M. Sebba, A. Chaker, Y. Meslem, et S. Hassaine, « Commande en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'état de Luenberger », in 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing, 2007
- [32]A. Massoum, « Contribution à la Commande Singulièrement Perturbée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents: Commande à Structure Variable (CSV), Commande Neuro-Floue », Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes, vol. 28, p. 36–81, 2007.

ملخص

يقدم هذا البحث دراسة نمذجة وتحكم في محرك متزامن ذو مغنطة دائمة، حيث قمنا باستعمال تقنية التحكم الشعاعي، يستعمل في هذه التقنية الضابط التقليدي الذي يتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لترددات وتغيرات متغيرات الالة، من اجل التحكم الجيد قمنا بتطبيق تقنية ضبط قوية مثل التحكم النظام الداخلي الضبابي مرفق بمراقب.

الكلمات المفتاحية:

محرك متزامن ذو مغنطة دائمة، التحكم الشعاعي، التحكم النظام الداخلي، التحكم النظام الداخلي الضبابي المراقب.

Résumé

Ce mémoire présente une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents (*MSAP*), On a étudié la technique de la commande vectorielle de la *MSAP*, cette commande utilisant des régulateurs *PI* classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué la technique de réglage robuste à savoir : la commande par Modèle Interne Flou avec observateur.

Mots clés :

Moteur synchrone à aimants permanents(*MSAP*), commande vectorielle
Commande *CMI*, la commande *CMIF*, observateur de charge.