

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

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUEES
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 sans Capteur Mécanique fondée
sur les Observateurs d'Etat d'un Moteur
Synchrone à Aimants Permanents**

Préparé par :

Mr. GHERABI Zakaria ;

Mr. DOUDAR Khireddine.

Devant le Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
Mr. TOUMI DJILALI	MCB	Président
Mr. SAID HASSAINE	MCA	Examinateur
Mr. LARBI M'HAMED	MCA	Encadreur
Mr. BERKANI ABDERAHMAN	MAA	Invité

PROMOTION 2015 /2016

Remerciements

À l'issue de cette fin d'étude, nous adressons nos sincères remerciements
premièrement à « Allah » tout puissant qui nous a donné la santé, la patience.

Nous remercions sincèrement Monsieur TOUMI DJILALI, pour le grand
honneur d'avoir accepté de présider le jury de soutenance.

Ensuite, on tient à adresser nos plus vifs remerciements à notre promoteur
Mr. LARBI M'HAMED, pour nous avoir encadré, suivi et encouragé.

Nos vifs remerciements vont également à Monsieur HASSAINE SAID, d'avoir
accepté d'examiner notre travail et d'être membre du jury de soutenance.

Nous sincères remerciements à Mr. BERKANI ABDERAHMAN, pour la
participation au jury en tant qu'examineur et puis en tant
que membre dans le jury.

On remercie également, tous les membres du jury de bien vouloir juger ce
travail. Ainsi que tous nos enseignants du département de GE.

On n'exclue pas de ces remerciements toutes les personnes qui ont aidé de
près ou de loin dans la réalisation de cette PFE.

Enfin, on remercie tout particulièrement nos parents, pour leur soutien
inconditionnel tout au long de nos longues années d'études.

On veut également remercier nos familles et nos amis pour leur soutien moral.

Les discussions, les remarques et les commentaires de nos collègues ont été
sources d'idées et ont contribué au développement et à
l'amélioration de cette étude.



Dédicace

Je dédie ce travail :

*A mon cher père qui n'a jamais cessé de
m'aider et me conseiller.*

*A ma chère mère qui m'a toujours
encouragé poursuivre mes études.*

A mes frères.

A ma sœur Ilhem.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A mon encadreur qui m'a beaucoup aidé.

Zakaria



Dédicace

Je dédie ce travail :

*A mon cher père qui n'a jamais cessé de
m'aider et me conseiller.*

*A ma chère mère qui m'a toujours
encouragé poursuivre mes études.*

A mes frères.

A ma sœur Khadidja.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A mon encadreur qui m'a beaucoup aidé.

Khiredine



Abréviations

<i>MSAP</i>	: Machine Synchrone à Aiment Permanent ;
<i>MCC</i>	: Machine à Courant Continu ;
<i>MLI</i>	: Modulation de Largeur d'Impulsion ;
<i>DSP</i>	: Digital Signal Processus ;
f.é.m	: La force électromotrice ;
<i>PI</i>	: Proportionnelle-Intégral ;
<i>IP</i>	: Intégral- Proportionnelle ;
<i>FOC</i>	: Commande Vectorielle à Flux Orienté ;
<i>CSV</i>	: Commande à Structure Variable ;
<i>SSV</i>	: Système à Structure Variable ;
<i>RMG</i>	: Mode Glissant ;
<i>MRAS</i>	: Système Adaptatif avec Modèle de Référence;
<i>OMG</i>	: Observateur à Mode Glissant.

Notions

B_r	: L'induction rémanent ;
B_m	: L'induction maximale ;
H_m	: Le champ de l'induction maximale ;
H_{cb}	: Le champ coercitif ;
$(BH)_{max}$: Le produit d'énergie volumique ;
μ_0	: La perméabilité de l'air ;
Ω	: La vitesse de rotation de la machine ;
ω	: La pulsation des courants statorique ;
θ	: La position angulaire mécanique définie sur l'arbre (position de rotor) ;
P	: Le nombre de paire de pôles de la machine ;
$[S_{abc}]$: Les enroulements statoriques ;
$[V_{sabc}]$: Le vecteur des tensions statoriques ;
$[i_{sabc}]$: Le vecteur des courants statoriques ;
$V_{sa}, V_{s\beta}$: Les Tensions statorique sur l'axe α et l'axe β ;
$i_{sa}, i_{s\beta}$: Les Courants statorique sur l'axe α et l'axe β ;

R_s	: La matrice des résistances statoriques ;
ϕ_{sabc}	: Le vecteur de flux produit par les phases statoriques ;
L_s	: L'inductance cyclique statorique ;
M_s	: L'inductance Mutuelle entre les enroulements statorique
ϕ_f	: Le Flux de l'aimant permanent;
C_{em}	: Le Couple électromagnétique ;
C_r	: Le Couple résistant s'opposant au couple électromagnétique ;
P_a	: La puissance absorbé par la machine ;
J	: Le moment d'inertie de la machine;
(d, q)	: Le repère de Park ;
(α , β)	: Le repère de Clarke ;
(a, b et c)	: Le repère triphasé ;
$P(\theta)$: La matrice de Park ;
L_{sd}	: L'inductance de l'axe direct ;
L_{sq}	: L'inductance de l'axe quadrature ;
i_{sd} et i_{sq}	: Les courants mesurés dans le repère de Park ;
i_{sd}^* et i_{sq}^*	: Les courants référentiels dans le repère de Park ;
v_{sd} et v_{sq}	: Les tension statoriques dans le repère de Park ;
τ_d , τ_q	: Les constantes de temps respectivement d'axes (d, q) ;
[X]	: Le vecteur d'état ;
$[\hat{X}]$: L'estimation de X ;
[Y]	: Le Vecteur de sortie ;
$[\hat{Y}]$: L'estimation de Y ;
[U]	: Le Vecteur de sortie ;
[A]	: La matrice d'évolution ;
[B]	: La matrice de commande ;
[C]	: La matrice de sortie ;
V_{dc}	: La tension d'alimentation du bus continu de l'onduleur ;

V_s^*	: Le vecteur de référence ;
α	: L'angle du vecteur de référence ;
$ V_s^* $: Le module du vecteur de référence ;
T_z	: La période d'échantillonnage ;
ω_n	: La pulsation Natural ;
ξ	: Le coefficient d'amortissement ;
K_{pisd}, K_{pisq}	: Les coefficients de l'action proportionnelle du régulateur <i>PI</i> respectivement du courant i_{sd} et du courant i_{sq} ;
K_{iisd}, K_{iisq}	: Les coefficients de l'action proportionnelle du régulateur <i>PI</i> respectivement du courant i_{sd} et du courant i_{sq} ;
U_{eq}	: La commande équivalent ;
U_n	: La commande discontinu ;
$S(\Omega)$: La surface de glissement de la vitesse ;
$S(i_{sd})$: La surface de glissement de courant i_{sd} ;
$S(i_{sq})$: La surface de glissement de courant i_{sq} ;
$K_\Omega, K_{isd}, K_{isq}$: Les paramètres de la commande par mode glissent ;
$V(x)$: La fonction de Lyapunov ;
$[\varepsilon]$: La déférence entre le modèle de référence et le modèle ajustable ;
$[W]$: Le bloc de contre réaction, qui constitué l'entré des bloc linéaire ;
$K_{i\hat{\omega}}, K_{p\hat{\omega}}$: Les gains des régulateurs <i>PI</i> pour corriger l'erreur entre la vitesse réelle et selle estimé.
$Dd (\%)$: Est le dépassement au démarrage ;
$Tr (s)$: Est le temps de réponse ;
$Tm (s)$: Est le temps de montée ;
$Es (\%)$: Est l'erreur statique ;
$Dp (\%)$: Est le dépassement à l'application de charge ;
$Tp (s)$: Est le temps de réjection de la charge.

Introduction Générale

La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur occupe encore une place favorisée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôle (découplage naturel entre le flux et le couple). Cependant, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grandes puissances ou vitesses élevées, ni en milieu corrosifs ou explosifs [1].

Face à ces limitations, et grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, les machines à courant alternatif peuvent remplacer les machines à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable. En revanche, le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception des machines synchrones à aimants permanents (*MSAP*), dans le monde des actionneurs électriques a joué un rôle crucial dans l'évolution des systèmes électriques en leur ouvrant de nouvelles opportunités grâce à leur fonctionnement dans une ambiance déflagrante [2]–[4].

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable ...etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continue ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de Park et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents [5], [6].

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 nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire. Cette commande permettant un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée vue les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications [3], [7].

La commande à structure variable (*CSV*) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (*Chattering*) [7].

La commande sans capteurs de vitesse et de position est devenue un axe de recherche et de développement intensif. Les chercheurs veulent éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces derniers dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. Elle peut aussi dégrader les performances de la régulation. Pour ces raisons, la suppression de ces capteurs est indispensable [1], [8].

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la technique de commande sans capteur de vitesse associée à la commande vectorielle en utilisant des observateurs d'état appliquées au moteur synchrone à aimants permanents à pôles lisses (*MSAP*). Ce travail se présente en quatre chapitres, selon l'ordre suivant :

Le premier chapitre concerne, dans une première partie, la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI*.

Le deuxième chapitre sera basé sur le développement de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension, suivi du dimensionnement de certains régulateurs classiques tel que : le *PI*, *IP*. Les résultats de simulation seront présentés à la fin du chapitre.

Le troisième chapitre est une étude de la commande à structure variable qui, par sa nature, est une commande non linéaire. On y présente les principes théoriques de cette commande et la conception de ses régulateurs. Finalement, Une étude comparative entre cette dernière et la commande *IP* est accomplie à travers des simulations numériques appliquées à la machine.

Le quatrième chapitre présentera quelques techniques de commande sans capteur de vitesse. Tel que l'observateur à modèle référence (*MRAS*), l'observateur à modes glissants sera conçu, afin d'estimer l'état de la machine. Cela permettra, en plus de l'amélioration de la robustesse de la commande par orientation du flux rotorique (*FOC*) de la *MSAP*, d'éliminer le capteur de vitesse.

En fin le travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives d'avenir.

Chapitre I
Modélisation de la *MSAP*
et de son Alimentation

Tables des matières

Chapitre I : modélisation de la MSAP et de son alimentation

I.1. Introduction.....	1
I.2. Structure de la Machine Synchrone à Aimants Permanents.....	1
I.2.1. Les aimants permanents.....	2
I.2.1.1. Caractéristiques générales des aimants permanents.....	3
I.2.1.2. Les différents types d'aimants permanents.....	4
I.3. Modélisation de la MSAP.....	5
I.3.1. Modélisation de la MSAP dans le repère triphasé.....	5
I.3.2. Equations mécaniques de la MSAP.....	6
I.3.3. Modélisation de la MSAP dans le repère biphasé.....	7
I.3.3.1. Transformation de Park.....	7
I.3.3.2. Transformation de Clarke.....	8
I.3.3.3. Application des transformations triphasés/biphasés au MSAP.....	9
I.4. Alimentation de la machine.....	10
I.4.1. Modèle de l'onduleur de tension.....	11
I.4.2. Onduleur de Tension à MLI.....	13
I.4.2.1. Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) Sinus-Triangle.....	13
I.4.2.2. Modulation de largeur d'impulsion (MLI) Vectorielle.....	14
I.4.2.2.1. Détermination des secteurs.....	16
I.4.2.2.2. Détermination des durées de modulation T_1, T_2 et T_0.....	16
I.4.2.2.3. Détermination des temps de commutation pour chaque transistor.....	17
I.5. Résultats de simulations et interprétations en boucle ouverte.....	19
I.6. Conclusion.....	21
I.7. Références.....	21

Liste des figures

Figure I. 1 : Les différents rotors à aimants permanents.	2
Figure I. 2 : Cycle d'hystérésis.	3
Figure I. 3 : Courbe de désaimantation.....	3
Figure I. 4 : Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants.....	4
Figure I. 5 : Représentation idéale d'une machine synchrone à aimants permanents.	5
Figure I. 6 : les différents couples qui agissent sur le rotor.....	6
Figure I. 7 : Schéma de principe de l'association redresseur-onduleur.	11
Figure I. 8 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.....	11
Figure I. 9 : Tension d'entrée et de sortie de l'onduleur.....	14
Figure I. 10 : Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α,β)	15
Figure I. 11 : Temps d'application par projection du vecteur.	16
Figure I. 12 : Application des Signaux de commande des interrupteurs.	17
Figure I. 13 : comportement dynamique du <i>MSAP</i> alimenté par réseau.....	19
Figure I. 14 : Comportement dynamique du <i>MSAP</i> alimenté par onduleur.....	20

Liste des tableaux

Tableau I. 1 : Identification du secteur.	16
Tableau I. 2 : Temps de conduction de chaque convertisseur statique pour tous les secteurs...	18

I.1.Introduction

Classiquement, les servomoteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart des équipements industriels (robots et machines-outils). Cependant, leur principal défaut est la présence du collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certaines applications. Ainsi, l'emploi des moteurs électriques à courant alternatif a permis d'écarter cet inconvénient et de faire profiter de leurs avantages tels que la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement [3]. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents (*MSAP*) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir l'absence de perte au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante pour une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique [9].

Dans ce but, on consacre donc ce premier chapitre à la présentation des différents types d'aimant ainsi que les principales structures des machines synchrones à aimant permanent et leur domaine d'application. Cependant, la description du modèle mathématique adopté pour l'analyse du comportement électrique de la machine synchrone à aimants permanents (*MSAP*) [10]. Ensuite, les équations mécaniques des parties tournantes du moteur sont présentées. On présente le modèle triphasé ainsi que le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformations de Clarke et de Park). Finalement, nous traitons l'association convertisseur machine où on présente un modèle général associant la machine synchrone à son alimentation [3], [2].

I.2. Structure de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19^{ème} siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants.

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à terres rares (ferrites, alNico, samarium cobalt, néodyme fer bore ...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages : induction de saturation élevé, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée [11].

Dans la machine synchrone à aimants permanents (*MSAP*), l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique [3].

Les moteurs synchrones sont classés en plusieurs types d'après l'arrangement des aimants dans le rotor [3], [12]:

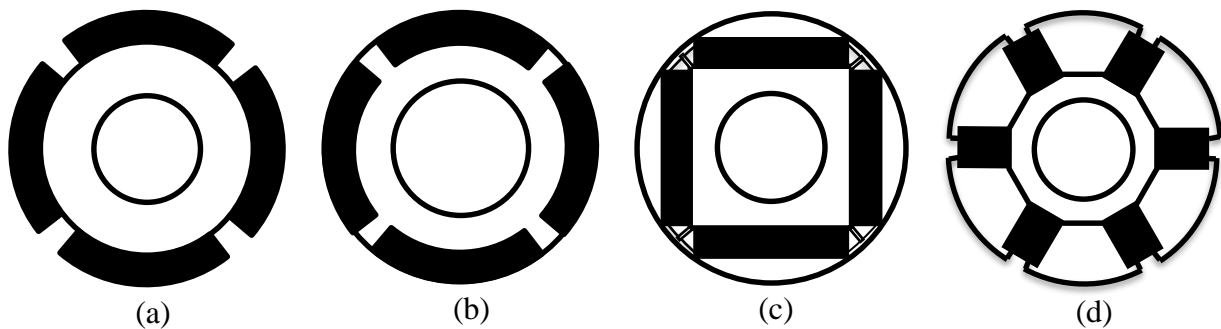


Figure I. 1: Les différents rotors à aimants permanents.

La figure précédente montre les grandes familles de structure d'implantation, à aimants surfaciques ou enterrés :

- ✓ Le rotor (a) à aimants surfaciques collés peut nécessiter une frette amagnétique de maintien pour les hautes vitesses de rotation, ceci engendre un surcoût et une augmentation de l'entrefer magnétique. La machine qui comporte des aimants surfaciques sur le rotor est modélisée comme une machine à pôles lisses, et la répartition convenable des aimants peut générer à notre machine une induction sinusoïdale ;
- ✓ Le rotor (b) est une évolution du précédent qui permet l'apparition d'un couple réactif grâce au matériau magnétique en surface entre les aimants ;
- ✓ Les rotors (c) à aimantation radiale, et (d) à aimantation tangentielle, présentent des aimants internes avec pièces polaires, ces deux solutions utilisent un couple réactif supplémentaire, ce qui améliore le couple massique de la machine.

I.2.1. Les aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.2) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [13], [14]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

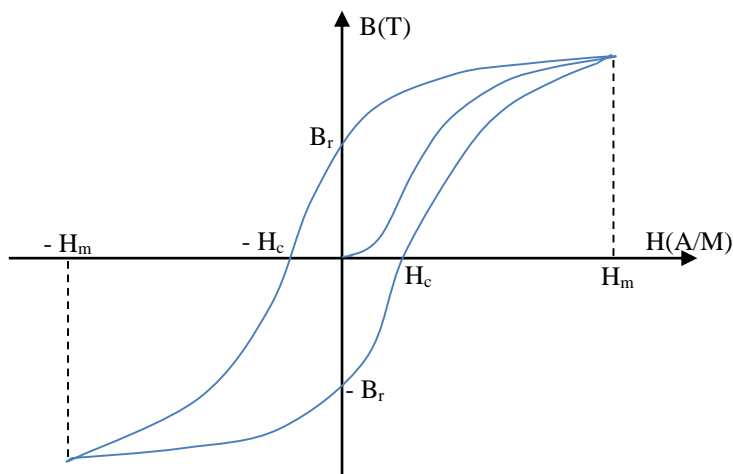


Figure I. 2 : Cycle d'hystérésis.

I.2.1.1. Caractéristiques générales des aimants permanents

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. Ces paramètres sont [6], [15] :

- ✓ L'induction rémanente B_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer ;
- ✓ 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 ;
- ✓ Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$;
- ✓ Le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$: valeur énergétique de l'aimant par unité de volume. En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

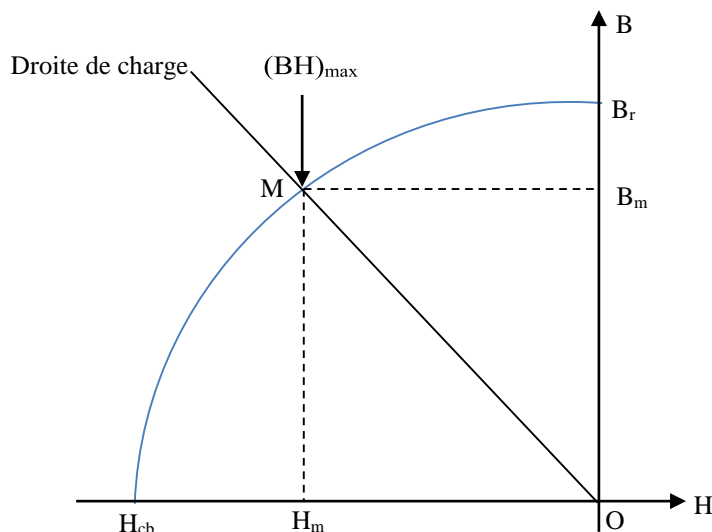


Figure I. 3 : Courbe de désaimantation.

I.2.1.2. Les différents types d'aimants permanents

La figure (I.4) donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [3], [6], [16].

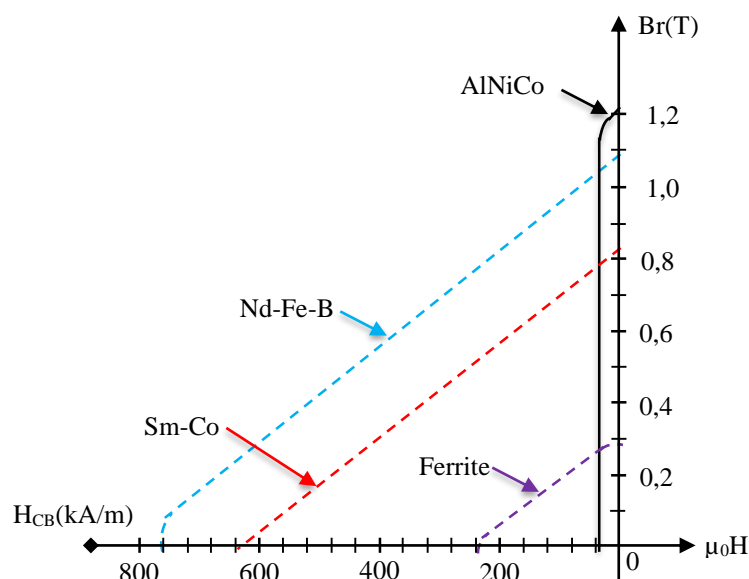


Figure I. 4 : Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants.

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_{c_j} 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.

Les Ferrites : aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.

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 .

Le choix de l'aimant est effectué en fonction de caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable.

I.3. Modélisation de la MSAP

Le comportement électrique et dynamique des machines électriques ne peut être étudié que s'il est défini par un modèle mathématique. Pour obtenir ce modèle les hypothèses simplificatrices suivantes sont prises en compte [1], [16]:

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale ;
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé ;
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé ;
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées ;
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés ;
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

I.3.1. Modélisation de la MSAP dans le repère triphasé

La figure (I.5) représente le diagramme des enroulements triphasés pour une machine synchrone à aimants permanents.

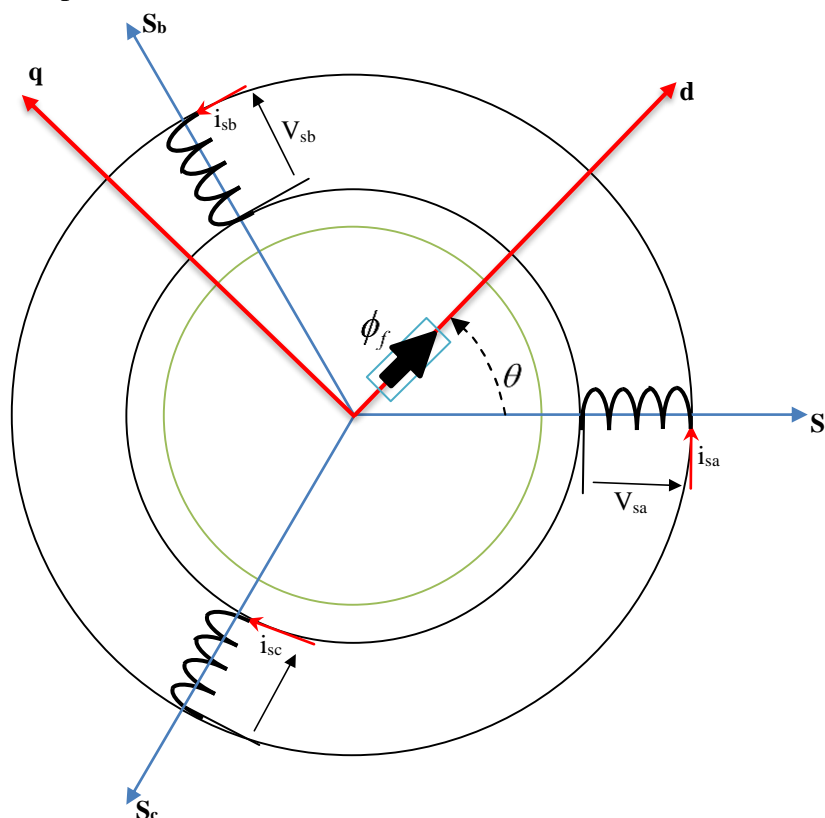


Figure I. 5 : Représentation idéale d'une machine synchrone à aimants permanents.

En considérant les conditions simplificatrices citées ci-dessus, le modèle triphasé des tensions et flux s'exprime par [3], [15]:

$$[V_{sabc}] = [R][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (\text{I.1})$$

Tel que :

$[V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$: Est le vecteur des tensions statoriques ;

$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$: Est le vecteur des courants statoriques ;

$[R] = R_s [I]$: Est la matrice des résistances statoriques ;

$[\phi_{sabc}] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$: Est le vecteur de flux produit par les phases statoriques.

Le système matriciel (I.1) peut être développé de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Les équations du flux sont :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \cos(P\theta) \\ \cos(P\theta - 2\Pi/3) \\ \cos(P\theta + 2\Pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

L_s : Inductance cyclique statorique ;

M_s : Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques ;

ϕ_f : Flux de l'aimant permanent.

I.3.2. Equations mécaniques de la MSAP

Nous notons que les seules pièces mobiles dans une MSAP sont le rotor et les roulements du rotor. Ainsi, la robustesse et la fiabilité d'une MSAP sont une conséquence directe de sa structure non compliquée. La modélisation de la partie tournante de la machine s'articule sur l'emploi de la deuxième loi de Newton.

$$\text{On aura donc : } J \frac{d}{dt} \Omega + F\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{I.4})$$

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

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

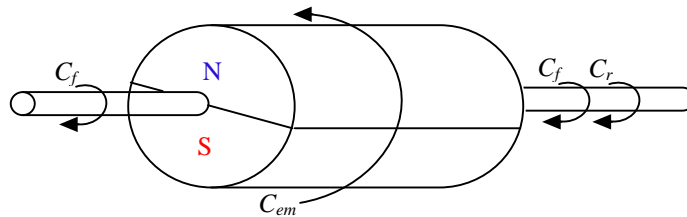


Figure I. 6 : les différents couples qui agissent sur le rotor.

Dans les équations précédentes :

Ω : La vitesse de rotation de la machine ;

θ : La position angulaire mécanique définie sur l'arbre ;

ω : La pulsation des courants statoriques ;

J : Le moment d'inertie de la machine ;

F : Le coefficient de frottement visqueux de la machine à vide ;

p : Le nombre de paires de pôles de la machine ;

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

La puissance absorbée par la MSAP est donnée par l'équation suivante :

$$P_a = \Omega C_{em} \quad (I.6)$$

P_a : La puissance absorbée par la MSAP en (W).

I.3.3. Modélisation de la MSAP dans le repère biphasé

Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de Park et qui permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements (S_a , S_b et S_c). Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b et c) à une représentation dans un repère cartésien d'axes (d, q), comme nous le montre la figure (I.5) [4].

Pour exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère, nous allons appliquer la transformation orthogonale au stator et au rotor, en nous basant sur les hypothèses simplificatrices. La transformation de Park utilisée, conserve l'expression de la puissance instantanée, dans les deux repères.

I.3.3.1. Transformation de Park

La transformation de Park est une transformation qui nous permet le passage du repère triphasé vers biphasé tout en considérant en termes de flux, du courant et de la tension ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle. Cette transformation est donnée par la matrice suivante :

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

Cette transformation nous permet de trouver les équations désirées dans le repère de Park des grandeurs tel que le courant, le flux et la tension.

L'inverse de cette transformation est possible dans le but de retourner du repère Park vers le repère triphasé. La matrice correspondante est donnée comme suit :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\Pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\Pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

I.3.3.2. Transformation de Clarke

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle θ , la transformation de Park ainsi particularisée porte le nom de transformation de Clarke et les axes "abc" sont habituellement désignés " $\alpha\beta$ ".

La transformation se fait comme suit :

$$[x_{\alpha\beta}] = [C][x_{abc}] \quad (\text{I.9})$$

Avec, la matrice de passage directe [C] :

$$[C] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Et la matrice de passage inverse $[C]^{-1}$:

$$[C]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Le passage des axes " $\alpha\beta$ " au axes "dq" s'effectue tout simplement au moyen de la matrice de rotation [R] de sorte que :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Et celle de rotation inverse est :

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

I.3.3.3. Application des transformations triphasés/biphasés au MSAP

Le passage du système triphasé au système (dq) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de Park, ou bien par l'intermédiaire de la transformation de Clarke, les deux méthodes nous amènent à trouver les équations des tensions et les équations des flux.

Les expressions des tensions deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega\phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega\phi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Les expressions des flux deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \phi_f \\ \phi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

En remplaçant l'expression (I.15) dans (I.14) on obtiendra par la suite :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_{sq} i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_{sd} i_{sd} + \omega\phi_f \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

L'expression de la puissance absorbée par la machine tout en négligeant la composante homopolaire s'écrit comme suit :

$$P_a = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \quad (\text{I.17})$$

En remplaçant chaque grandeur par son expression dans (I.17) on aura alors :

$$P_a = \left(R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega\phi_{sq} \right) i_{sd} + \left(R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega\phi_{sd} \right) i_{sq} \quad (\text{I.18})$$

L'expression de la puissance électromagnétique :

$$P_{em} = \omega(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{I.19})$$

Le couple développé par la MSAP s'exprime dans le repère de Park est :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (\text{I.20})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega}{P} \quad (\text{I.21})$$

Cela signifie que l'expression du couple s'écrira sous forme :

$$C_{em} = P(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{I.22})$$

En remplaçant les flux par leur expression on trouve :

$$C_{em} = P[(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq} + \phi_f i_{sq}] \quad (I.23)$$

On peut déduire des équations (I.4), (I.16) et (I.23) la forme finale des équations du *MSAP* dans le référentiel (*d-q*) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}}i_{sd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}}\omega i_{sq} \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}}\omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_{sq}}i_{sq} - \frac{\phi_f}{L_{sq}}\omega \\ \frac{P^2}{J}((L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq} + \phi_f i_{sq}) - \frac{F}{J}\omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Et la machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses on a : $L_{sd}=L_{sq}=L_s$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s}i_{sd} + \omega i_{sq} \\ -\omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_s}i_{sq} - \frac{\phi_f}{L_s}\omega \\ \frac{P^2}{J}\phi_f i_{sq} - \frac{F}{J}\omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Les variables électriques des modèles (I.24) et (I.25) sont décrites dans un repère tournant lié au rotor. Dans le cas d'une modélisation dans le repère fixe α - β , toutes les équations s'écrivent en fonction des nouvelles variables électriques ($i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$) et des nouvelles entrées ($V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$). Pour une *MSAP* à rotor lisse, le modèle d'état non linéaire prend la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s}i_{s\alpha} + \frac{\phi_f}{L_s}\omega \sin\theta \\ -\frac{R_s}{L_s}i_{s\beta} - \frac{\phi_f}{L_s}\omega \cos\theta \\ \frac{P^2}{J}\phi_f (i_{s\beta} \cos\theta - i_{s\alpha} \sin\theta) - \frac{F}{J}\omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

I.4. Alimentation de la machine

Après avoir présenté le modèle de la machine, cette partie du présent chapitre est consacrée pour l'étude du système d'entraînement complet, où la machine est associée à deux convertisseurs en cascade, le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes antiparallèles et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé.

La figure suivante illustre le schéma de principe de cette association.

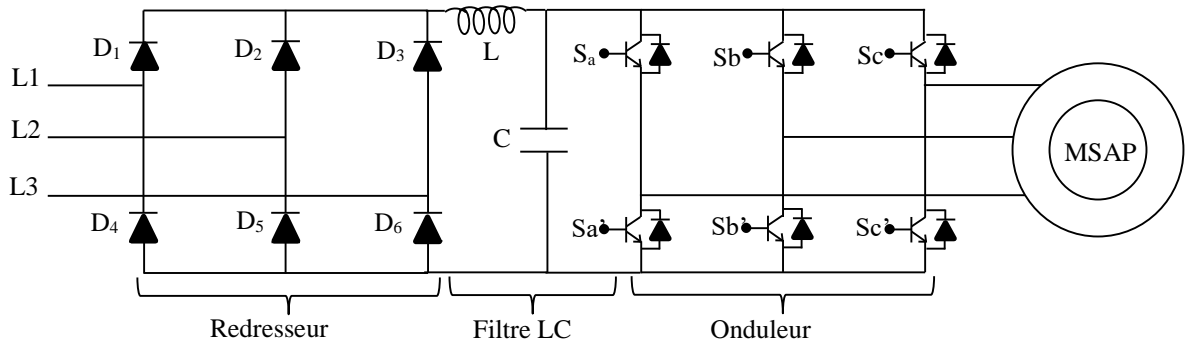


Figure I. 7 : Schéma de principe de l'association redresseur-onduleur.

D'après la figure (I.7), on considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on a besoin de trois signaux logiques (S_1 , S_2 et S_3) pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur.

Toutefois, dans la pratique il faut prévoir un délai entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source U_0 . Lorsque le signal logique est à 1, l'un des interrupteurs T_i est fermé, Par contre, s'il est à 0 c'est l'un des interrupteurs T_i' qui est fermé [3], [2].

I.4.1. Modèle de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension montré dans la figure (I.8), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté 0.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [17]:

- ✓ 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.

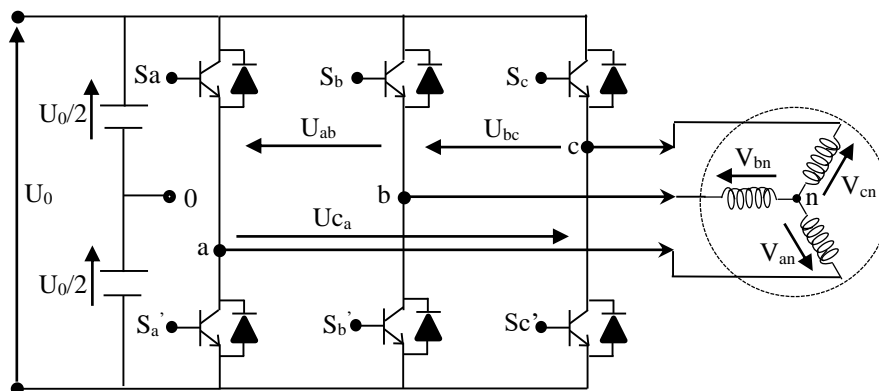


Figure I. 8 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Pour les tensions composées, on obtiendra :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

U_{ao} , U_{bo} et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur.

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

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

U_{an} , U_{bn} et U_{cn} sont les tensions simples de la machine.

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 on aura :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{I.29})$$

La substitution de (I.28) dans (I.29) on aboutira à :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{I.30})$$

En remplaçant (I.30) dans (I.28), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = \frac{2}{3}U_{co} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3}(2S_c - S_b - S_a) \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

On peut écrire l'équation (I.32) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_o}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

1.4.2. Onduleur de Tension à MLI

Plusieurs types de *MLI* se présentent pratiquement, dont on peut citer [18], [7]:

- ✓ Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire ;
- ✓ Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale ;
- ✓ Les modulations postcalculées appelées encore *MLI* régulières symétriques ou *MLI* vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

1.4.2.1. Modulation de Largeur d'Impulsion (*MLI*) Sinus-Triangle

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux [9], [19]:

- ✓ Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence ;
- ✓ Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'interrupteur de l'onduleur triphasé $Ki=1,2,3$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa.

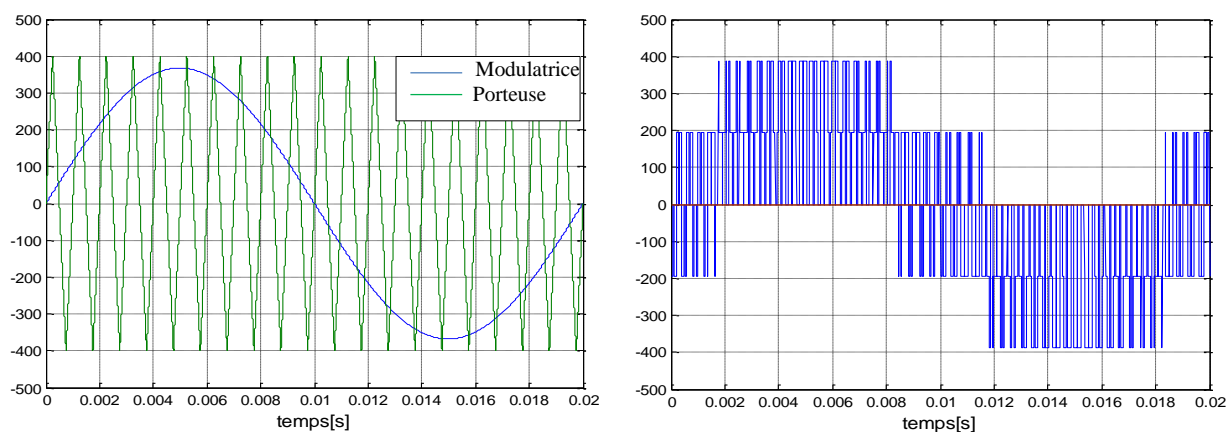


Figure I. 9 : Tension d'entrée et de sortie de l'onduleur.

I.4.2.2. Modulation de largeur d'impulsion (MLI) Vectorielle

Le principe de *MLI* vectorielle, consiste à projeter le vecteur V_s^* de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutations désirées correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur [4], [20].

Si nous notons T_i et T_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_z de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_z .

Un vecteur tension désiré V_s^* est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_z par un vecteur tension moyen V_{smoy} ; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls $V_0(000)$ et $V_7(111)$.

L'objectif de la stratégie *MLI* vectorielle est d'approximer le vecteur tension désiré V_s^* en utilisant les huit vecteurs fournis par l'onduleur.

Dans le but d'implanter l'algorithme de la modulation vectorielle, les étapes suivantes doivent être suivies [3], [4]:

Première étape : détermination du secteur où se trouve le vecteur tension de référence défini par ses composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

Deuxième étape : Détermination de T_1 , T_2 et T_0 ; temps d'application de chaque vecteur adjacent au secteur calculé.

Troisième étape : Calcul des rapports cycliques de chaque transistor constituant l'onduleur.

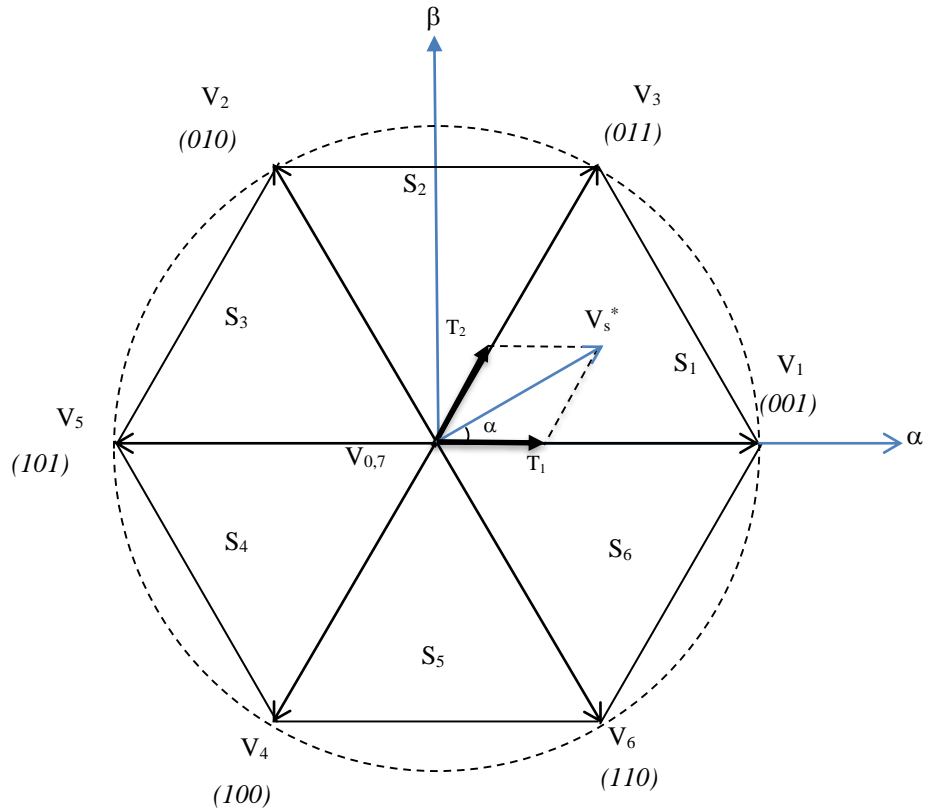


Figure I. 10 : Représentation des vecteurs de tension dans le repère (α, β) .

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

$$V_s^* = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{I.34})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

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

$$|V_s^*| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (\text{I.36})$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_{s\alpha}}{V_{s\beta}} \right) \quad (\text{I.37})$$

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

I.4.2.2.1. Détermination des secteurs

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 60° formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

Ainsi, la détermination de la position du vecteur V_s est réalisée à l'aide de tableau suivant :

α	$0 \leq \alpha \leq 60$	$60 \leq \alpha \leq 120$	$120 \leq \alpha \leq 180$	$180 \leq \alpha \leq 240$	$240 \leq \alpha \leq 300$	$300 \leq \alpha \leq 360$
Secteur	1	2	3	4	5	6

Tableau I. 1 : Identification du secteur.

I.4.2.2.2. Détermination des durées de modulation T_1 , T_2 et T_0

À chaque rotation complète du vecteur V_s^* dans le plan de la Figure (I.10), 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 [1], [3], [4].

Pour montrer comment la modulation s'effectue, on fait appel à la Figure (I.11) :

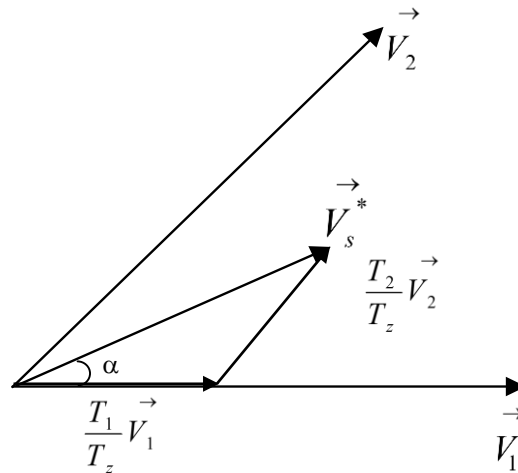


Figure I. 11 : Temps d'application par projection du vecteur.

Le vecteur V_s^* , se situe dans le secteur 1 entre le vecteur V_1 et V_2 , ce qui permet d'écrire :

$$T_z \vec{V}_s^* = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2 \quad (\text{I.38})$$

Où T_z 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 .

La projection des vecteurs V_s^* , V_1 et V_2 dans le référentiel $(\alpha\beta)$ permet d'écrire :

$$\begin{cases} T_z V_s^* \cos(\alpha) = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} + T_2 \frac{1}{3} V_{dc} \\ T_z V_s^* \sin(\alpha) = T_2 \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

Nous rappelons que V_{dc} désigne la tension du bus continu de l'onduleur et $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$.

Le système (I.39) permet de déterminer les durées T_1 et T_2 , ainsi, elles seront exprimées par :

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \alpha) \\ T_2 = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(\alpha) \\ T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

T_0 étant la durée d'application du vecteur nul (V_0 ou V_7).

Pour les six secteurs, les durées de modulation sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} T_1 = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \alpha + \frac{n-1}{3} 180^\circ) \\ \quad = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(\frac{n}{3} 180^\circ - \alpha) \\ T_2 = \sqrt{3} T_z \frac{V_s^*}{V_{dc}} \sin(\alpha - \frac{n-1}{3} 180^\circ) \\ T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

n : indique le numéro du secteur où se trouve le vecteur de référence.

1.4.2.2.3. Détermination des temps de commutation pour chaque transistor

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.12.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 [4].

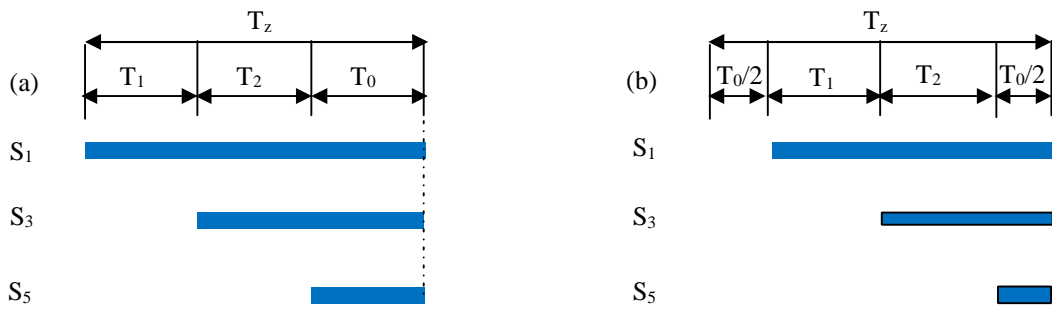


Figure I. 12 : Application des Signaux de commande des interrupteurs.

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.12.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 (S_1 , S_3 et S_5) et une fois avec les interrupteurs bas (S_2 , S_4 et S_6) [4].

En effet, en se basant sur la Figure (I.12), on peut résumer, voir tableau (I.2), les temps de conduction de chaque convertisseur statique et ceci pour tous les secteurs. Ceci permettra, bien évidemment, d'implanter l'approche *MLI* vectorielle dans l'environnement Simulink [4].

N° du secteur	Interrupteurs hauts (S_1 , S_3 et S_5)	Interrupteurs bas (S_2 , S_4 et S_6)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_0/2$ $S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_0/2$ $S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_0/2$ $S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_2 = T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$

Tableau I. 2 : Temps de conduction de chaque convertisseur statique pour tous les secteurs.

I.5. Résultats de simulations et interprétations en boucle ouverte

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimant permanents triphasée de 1.1 Kw. L'algorithme d'intégration ainsi utilisé est celui d'ode4 (Rung-kutta) avec un pas d'échantillonnage de 10^{-4} s. Les paramètres de la machine utilisée sont d'écrit dans annexe.

Etant classique, la première application du modèle de la *MSAP* est sa mise en œuvre dans la simulation numérique d'un démarrage direct sur un réseau triphasé équilibré de fréquence fixe. Dans la deuxième application, Nous avons simulé L'association convertisseur machine (*Onduleur-MSAP*), L'onduleur est commandé par : 1-*MLI* sinus-triangulaire, 2-*MLI* vectorielle.

L'essai se caractérise par un démarrage à vide suivi d'une augmentation de la charge de 5Nm à l'instant $t=0.06$ s puis s'annule à l'instant $t=0.14$ s.

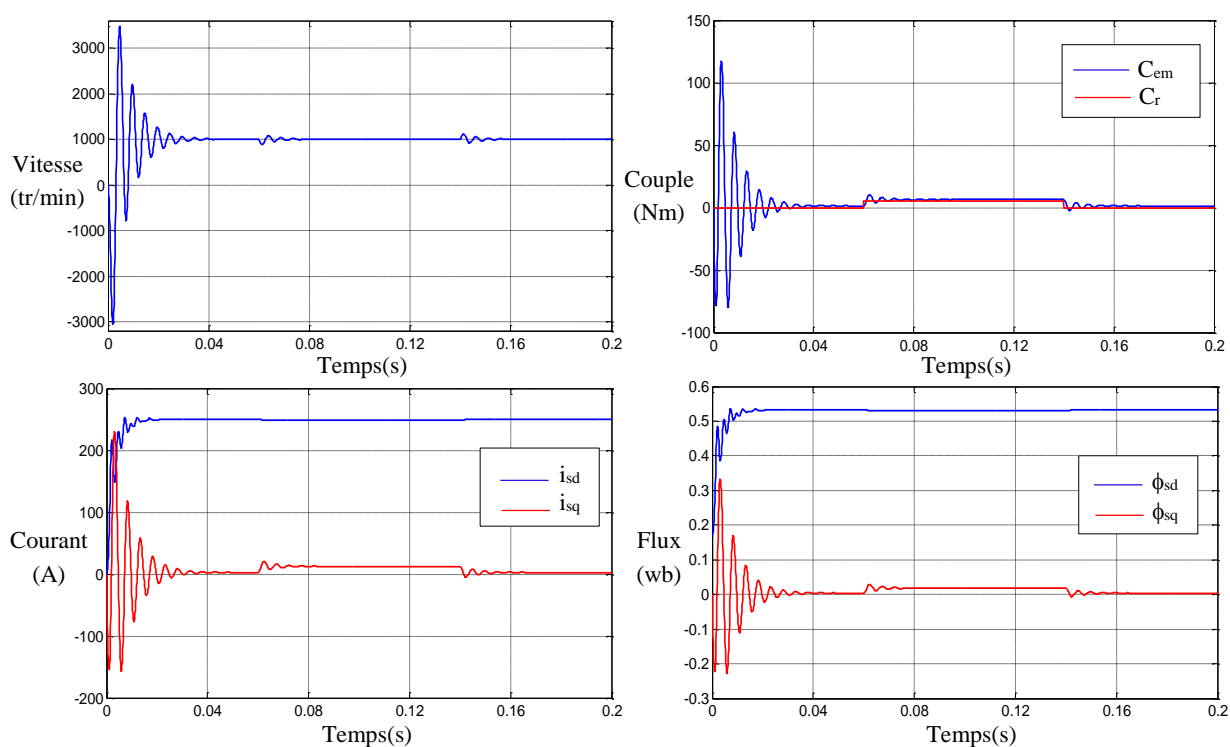


Figure I. 13 : comportement dynamique du *MSAP* alimenté par réseau.

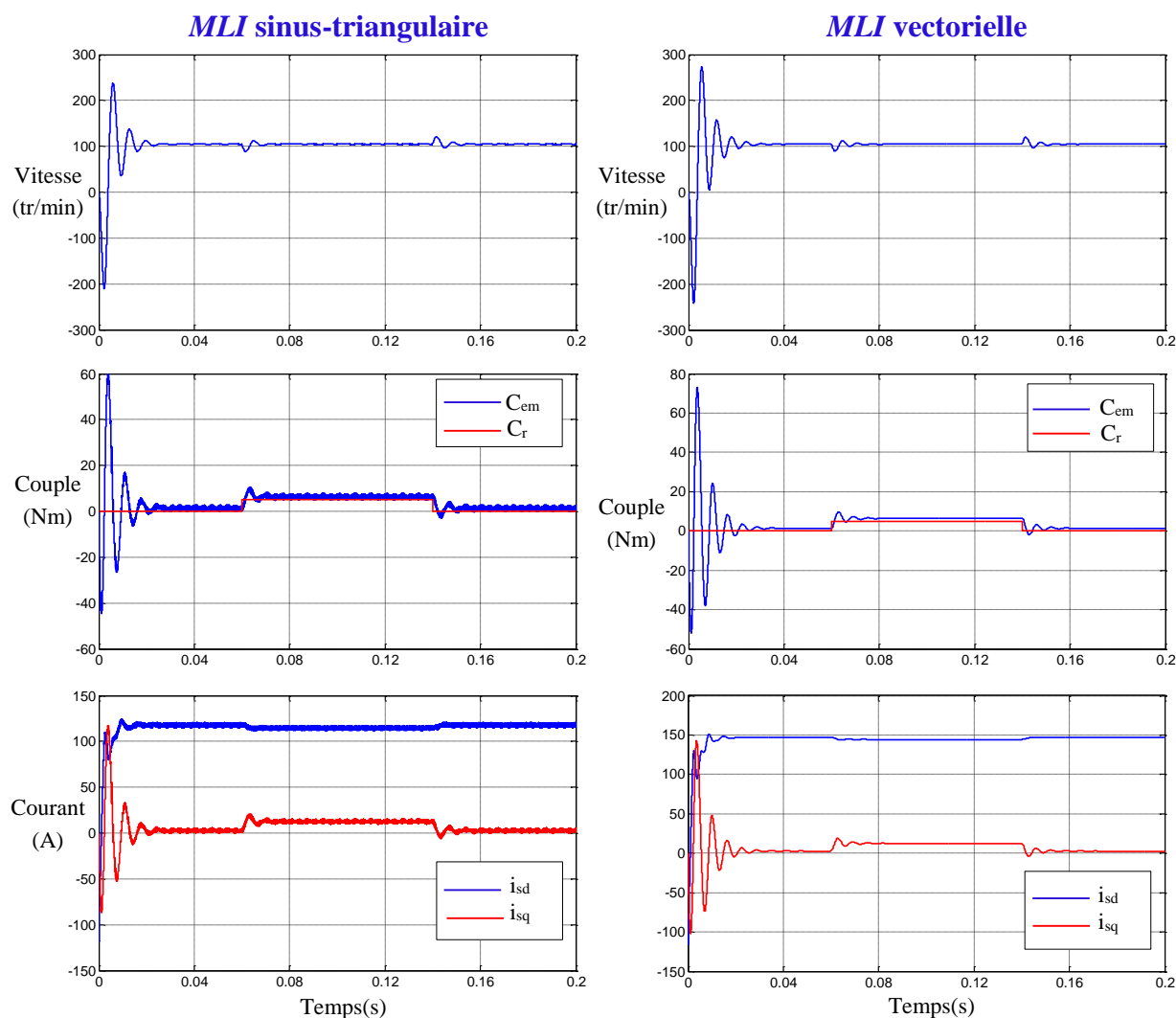


Figure I. 14 : Comportement dynamique du MSAP alimenté par onduleur.

Les résultats de simulation donnés par les figures (I.13, I.14), représente la réponse des variables fondamentales de la MSAP à savoir la vitesse (Ω), le couple (C_{em}) et les courants direct et quadrature (i_{sd} , i_{sq}).

La vitesse de rotation de la machine se stabilisent à leurs valeurs nominales 1000 (tr/min) après un temps assez court ($t=0.03s$).

L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des oscillations qui sert à entrainer l'inertie de la machine pendant le régime transitoire, une fois le régime permanent atteint, le couple revient à zéro.

Lors de l'application de la charge, la machine développe un couple électromagnétique pour compenser cette sollicitation qui explique l'augmentation de couple dans cette plage.

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus au paravent (MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des harmoniques qui affectent le fonctionnement

de la machine dans le cas où l'onduleur est commandé par la technique *MLI* sinus-triangulaire qui est la plus utilisée. Par contre, la technique *MLI* vectorielle reste la plus favorable car elle assure de faibles harmoniques et une réponse très rapide. Pour cela on applique cette technique dans les chapitres suivants.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites.

Cette modélisation montre un fort couplage entre les deux composantes du courant et le couple. Il est donc nécessaire de trouver un moyen pour rendre leur contrôle indépendant.

Ensuite nous avons modélisé le convertisseur statique et sa commande. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la *MSAP* alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commandé par les deux techniques *MLI* (sinus-triangulaire et vectorielle).

Et d'après les résultats de simulation, les réponses sont 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 élevées on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

I.7. Références

- [1] A. Khlaief, "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)," Aix-Marseille Université, 2012.
- [2] 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.
- [3] M. LARBI, "Contribution à la commande sans capteur des machines synchrones à aimants permanents," Thèse Doctorat, Université des Sciences et de Technologie d'ORAN, 2012.
- [4] Said HASSAINE, "Application des nouvelles techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents."
- [5] M. Ezzat, "Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents," Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2011.
- [6] L. Gasg, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande," Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique de TOULOUSE, 2004.

- [7] Hemmami, M, “Commande sans capteur de vitesse d’un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l’utilisation de la commande directe du couple et d’un observateur de vitesse à mode glissant,” Thèse de magistère, Université Mohamed Khider, Biskra, 2013.
- [8] FERROUDJ ABDELMALEK, “Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Méthodes de L’intelligence Artificielle,” Mémoire de Magister, UNIVERSITE DE BATNA, 2011.
- [9] D. Lahouel, “Commande Non Linéaire Adaptative D’une Machine Synchrone à Aimants Permanents,” Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [10] S. HASSAINE, “Application des nouvelles techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents,” Thèse Doctorat, Université des Sciences et de Technologie d’ORAN, 2008.
- [11] L. Litim, “Contrôle Direct du Couple d’une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique,” Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [12] S. Allano, *Petits moteurs électriques*. Techniques de l’ingénieur, traité Génie électrique, réf D3720, juin 1995.
- [13] BOUKAIS Boussad, “contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM),” Thèse de doctorat, Université MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU, 2012.
- [14] BARDADI, M, “Identification des paramètres d’une machine synchrone à aimant permanent en vue d’une intégration dans des simulateurs en temps réel,” Thèse de magistère, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran, 2015.
- [15] Lateb, R, “Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d’espace et de temps application à la propulsion marine par POD,” Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France, 2006.
- [16] B. Nahid, “Mobarakeh, ‘Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : Méthodes, convergence, robustesse, Identification ‘en ligne’ des paramètres’,” Institut National Polytechnique de LORRAINE, 2001.
- [17] A. Nait Seghir, “Contribution a la commande adaptative et neuronale d’une machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El- Harrach, 2007.
- [18] A. Ameer, “Commande sans capteur de vitesse par DTC d’une machine synchrone à aimants permanents dotée d’un observateur d’ordre complet à modes glissants,” Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [19] L. Benalia, “Commande en tension des moteurs à induction double alimentés,” Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [20] 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,” École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, 2006.

Chapitre II
Commande Vectorielle
de la *MSAP*

Table des matières

Chapitre II : Commande Vectorielle de la *MSAP*

II.1. Introduction	23
II.2. La Commande Vectorielle	23
II.2.1. Principe	24
II.2.2. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	25
II.2.3. Commande vectorielle directe par compensation	26
II.2.3.1. Technique de découplage.....	26
II.2.3.1.1. Découplage par compensation.....	26
II.2.4. Contrôle des courants de Park par des Régulateurs <i>PI</i>.....	27
II.2.4.1. Contrôle du courant « i_{sd} ».....	28
II.2.4.2. Contrôle du courant « i_{sq} ».....	29
II.2.5. Synthèse de la boucle de vitesse	30
II.2.5.1. Contrôle de vitesse par le régulateur <i>PI</i>.....	30
II.2.5.2. Contrôle de vitesse par le régulateur <i>IP</i>.....	31
II.3. Résultats de simulation et interprétation	32
II.4. Conclusion.....	34
II.5. Références.....	35

Liste des figures

Figure II. 1 : Différentes catégories de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique.	23
Figure II. 2 : Principe de la commande vectorielle.	24
Figure II. 3 : Modèle du <i>MSAP</i> commandé par flux orienté à i_{sd} nul.....	25
Figure II. 4 : Schéma du régulateur des courants avec découplage par compensation.....	26
Figure II. 5 : Schéma global de la commande vectorielle de la <i>MSAP</i>	27
Figure II. 6 : Régulateur <i>PI</i> doté d'une structure anti-windup.	28
Figure II. 7 : Boucle de contrôle de courant i_{sd} par le régulateur <i>PI</i>	28
Figure II. 8 : Boucle de contrôle de courant i_{sq} par le régulateur <i>PI</i>	29
Figure II. 9 : Boucle de régulation de la vitesse par <i>PI</i>	30
Figure II. 10 : Boucle de régulation de la vitesse par <i>IP</i>	31
Figure II. 11 : Résultat de simulation –Régulation des courants par <i>PI</i>	32
Figure II. 12 : Résultat de simulation –asservissement de vitesse par <i>PI</i> et <i>IP</i>	33

Liste des tableaux

Tableau II. 1 : Paramètres des régulateurs de (vitesse – courant).	33
Tableau II. 2 : Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages.....	34

II.1. Introduction

La commande des moteurs à courant alternatif est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles. Grâce aux développements des semi-conducteurs de puissance, les moteurs synchrones à aimants permanents (*MSAP*) sont capables de concurrencer les moteurs à courant continu dans la variation de vitesse, car la commutation est réalisée électriquement et à l'extérieur du moteur [1].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes Performances dynamiques. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances [2].

En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rendre sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [3]. Cette technique est connue sous le nom de la commande vectorielle.

Après avoir étudié la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (*MSAP*) et suite à sa simulation, nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle de la *MSAP* alimentée par un onduleur de tension. La stratégie de commande de l'onduleur est contrôlée par la technique *MLI* vectorielle, L'asservissement de vitesse est réalisé par le régulateur *IP* associé au contrôle des courants par des régulateurs de type *PI*. La simulation est réalisée grâce au logiciel MATLAB/Simulink.

II.2. La Commande Vectorielle

La figure suivante résume d'une façon schématique les cas traités de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique.

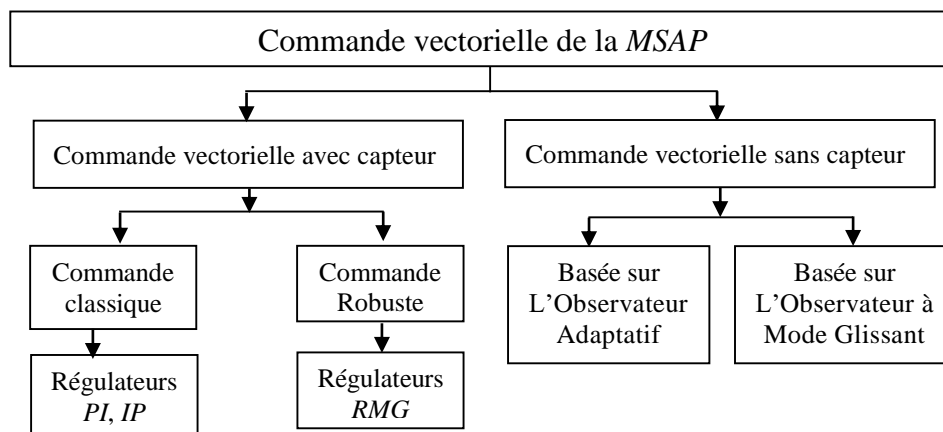


Figure II. 1 : Différentes catégories de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique.

II.2.1. Principe

En analysant le système d'équations (I.23) l'équation du couple, nous pouvons relever que le modèle est non linéaire et il est couplé. En effet, le couple électromagnétique dépend à la fois des grandeurs i_{sd} et i_{sq} .

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [4], [5].

Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines à aimants permanents, la commande par flux orienté est une expression qui apparait de nos jours dans la littérature traitent les techniques de contrôle des moteurs électriques, cette stratégie consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine a courant continu [4].

Puisque le principal flux de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique, le courant direct i_{sd} nul et le courant statorique réduire à la seule composante i_{sq} : ($i_s=i_{sq}$) qui donne un couple maximal contrôlé par une seule composante du courant (i_{sq}) et de réguler la vitesse par le courant traverse i_{sq} via la tension V_{sq} . Ceci vérifie le principe de la machine à courant continu [2].

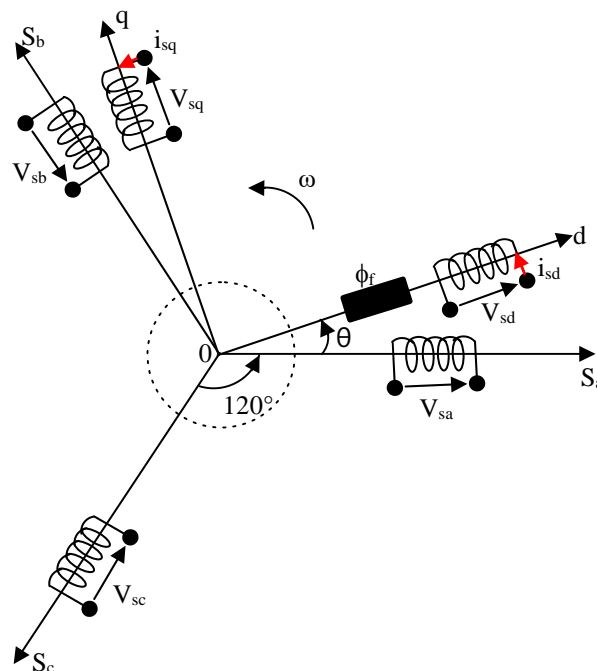


Figure II. 2 : Principe de la commande vectorielle.

Pour $i_{sd}=0$, le système d'équations de la MSAP se réduit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = -\omega L_{sq} i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega \phi_f \\ c_{em} = P \phi_f i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes (d,q) Lorsque le courant est i_{sd} nul ,le modèle de la MSAP est réduit au modèle équivalent à la machine à courant continu à excitation séparée comme le montre la figure (II.3) [6]:

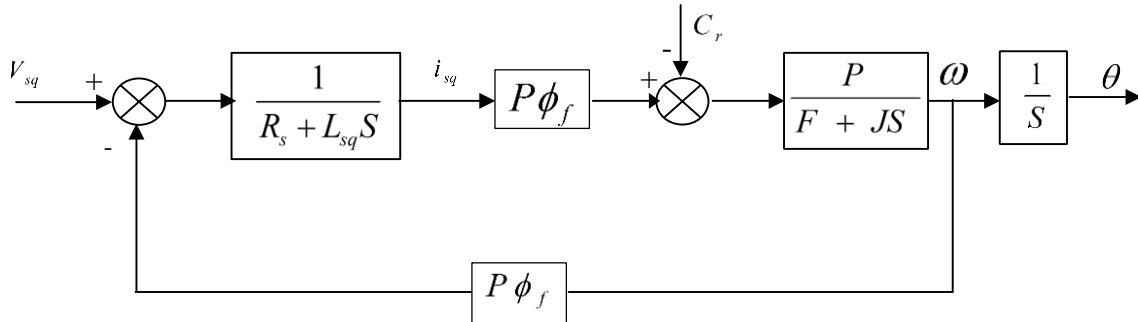


Figure II. 3 : Modèle du MSAP commandé par flux orienté à i_{sd} nul.

II.2.2. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

La commande vectorielle a les avantages suivants [7]:

- ✓ Elle est basée sur le modèle transitoire ;
- ✓ Elle est précise et rapide ;
- ✓ Il y a un contrôle du couple à l'arrêt ;
- ✓ Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

Elle a également certains inconvénients :

- ✓ Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.) ;
- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques ;
- ✓ Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction ;
- ✓ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé ;
- ✓ La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

II.2.3. Commande vectorielle directe par compensation

II.2.3.1. Technique de découplage

Il existé plusieurs techniques de découplage et parmi elles, on a :

- ✓ Découplage par compensation ;
- ✓ Commande vectorielle indirecte (*FOC*) ;
- ✓ Découplages par régulateur.

Dans notre travail, on s'est basé seulement sur le découplage par compensation.

II.2.3.1.1. Découplage par compensation

Nous rappelons les équations (I.11) de tensions après transformation de Park :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} - \omega L_{sq} i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega L_{sd} i_{sd} + \omega \phi_f \end{cases}$$

On constate qu'il y a un couplage entre les deux tensions pour le contrôle des courants (i_{sd} , i_{sq}). Pour avoir des performances meilleures, il est préférable de compenser ces f.é.m. de perturbations par injection de leurs valeurs reconstituées à la sortie des régulateurs de courant comme le montre la figure (II.4) [8].

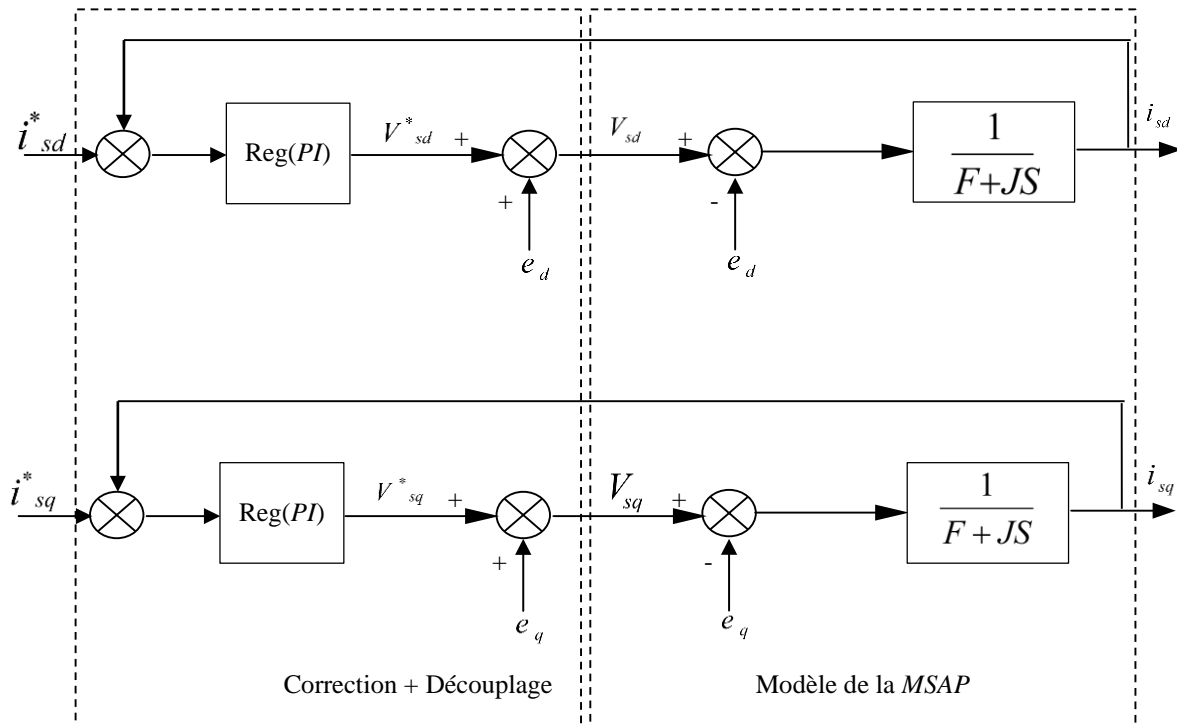


Figure II. 4 : Schéma du régulateur des courants avec découplage par compensation.

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd}^* + e_d \\ V_{sq} = V_{sq}^* + e_q \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec e_d et e_q les expressions de compensation qui sont données comme suit :

$$\begin{cases} e_d = -\omega L_{sq} i_{sq} \\ e_q = \omega L_{sd} i_{sd} + \omega \phi_f \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Dans le schéma bloc de la figure (II.5), figurent les principaux constituants de la commande vectorielle, à savoir la boucle de régulation de vitesse, les boucles internes des courants i_{sd} et i_{sq} .

Ce schéma permet un découplage par compensation entre les axes d et q, ce découplage peut s'effectuer à partir des courants mesurés i_{sd} et i_{sq} .

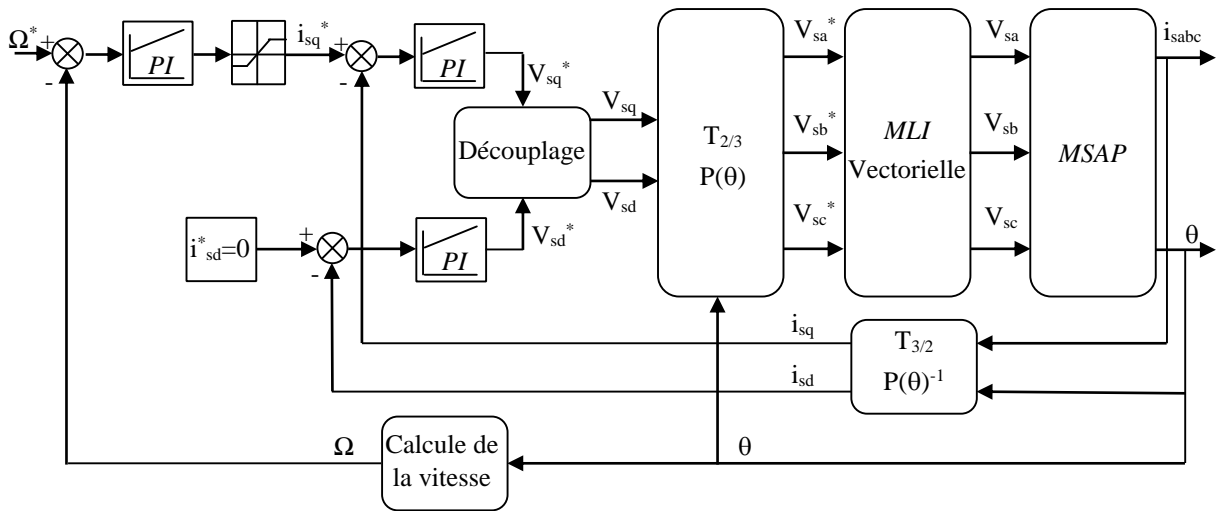


Figure II. 5 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

II.2.4. Contrôle des courants de Park par des Régulateurs PI

Le rôle des boucles de courant est la commande du couple disponible sur l'arbre du moteur. Pour les boucles de courant, on utilise un régulateur (PI) : une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité de la dynamique du système et une action intégrale qui permet d'éliminer l'écart entre la grandeur de consigne et celle que l'on désire asservir [9].

La fonction de transferts du régulateur PI est de la forme :

$$G(s) = \frac{K_p}{S} \left(S + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{II.4})$$

K_p : le gain de l'action proportionnelle du correcteur des courant ;

K_i : le gain de l'action intégrale.

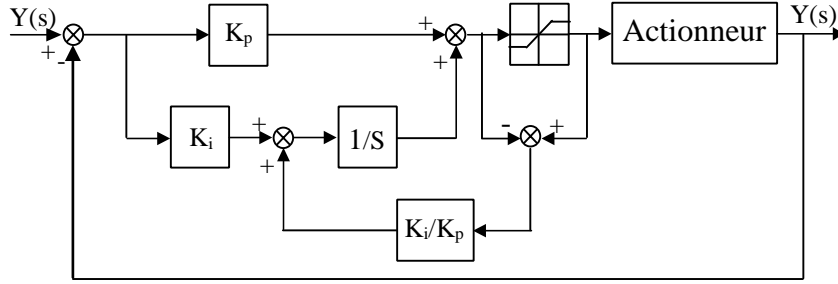


Figure II. 6 : Régulateur PI doté d'une structure anti-windup.

II.2.4.1. Contrôle du courant « i_{sd} »

Le schéma représentant le modèle du régulateur PI est donné par la figure (II.7).

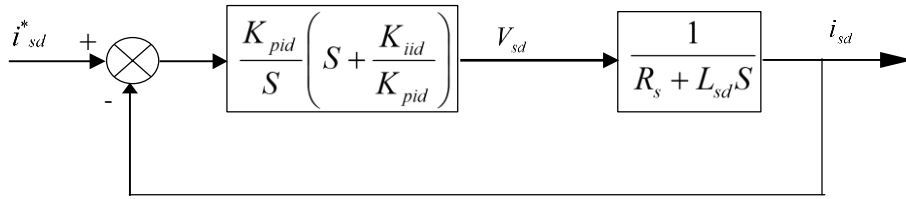


Figure II. 7 : Boucle de contrôle de courant i_{sd} par le régulateur PI.

En boucle fermé :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{\frac{K_{pid}}{S} \left(S + \frac{K_{iid}}{K_{pid}} \right) \frac{1/L_{sd}}{S + R_s/L_{sd}}}{\frac{K_{pid}}{S} \left(S + \frac{K_{iid}}{K_{pid}} \right) \frac{1/L_{sd}}{S + R_s/L_{sd}} + 1} \tag{II.5}$$

Par compensation on aura :

$$\frac{K_{iid}}{K_{pid}} = \frac{R_s}{L_{sd}} \tag{II.6}$$

Et après calcul on aura :

$$\frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = \frac{K_{pid} / L_{sd}}{S + K_{pid} / L_{sd}} \tag{II.7}$$

C'est une fonction de transfert de 1^{ère} ordre de constante de temps :

$$\tau_{id_BO} = \frac{L_{sd}}{R_s} \tag{II.8}$$

$$\tau_{id_BF} = \frac{\tau_{id_bo}}{h} \tag{II.9}$$

τ_{id_BF} et τ_{id_BO} étant des constantes du temps respectivement en boucle fermé et boucle ouvert et h étant nombre entier supérieur à 1.

Donc :

$$\tau_{id_BF} = \frac{L_{sd}}{K_{pid}} \quad (\text{II.10})$$

II.2.4.2. Contrôle du courant « i_{sq} »

De même manière, on détermine les coefficients du régulateur du courant i_{sq} . Le schéma représentant le modèle du régulateur PI est donné par la figure (II.8).

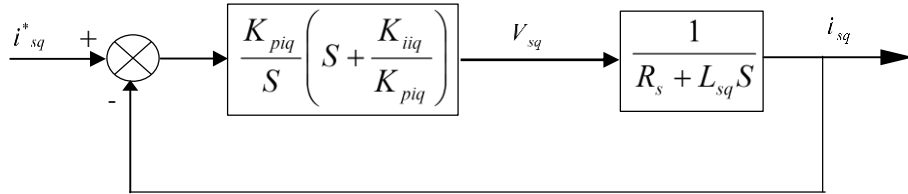


Figure II. 8 : Boucle de contrôle de courant i_{sq} par le régulateur PI .

En boucle fermé :

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{\frac{K_{piq}}{S} \left(S + \frac{K_{iiq}}{K_{piq}} \right) \frac{1/L_{sq}}{S + R_s/L_{sq}}}{\frac{K_{piq}}{S} \left(S + \frac{K_{iiq}}{K_{piq}} \right) \frac{1/L_{sq}}{S + R_s/L_{sq}} + 1} \quad (\text{II.11})$$

Par compensation on aura :

$$\frac{K_{iid}}{K_{pid}} = \frac{R_s}{L_{sd}} \quad (\text{II.12})$$

Et après calcul on aura :

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{K_{piq} / L_{sq}}{S + K_{piq} / L_{sq}} \quad (\text{II.13})$$

C'est une fonction de transfert de 1^{ère} ordre de constante de temps :

$$\tau_{iq_BO} = \frac{L_{sq}}{R_s} \quad (\text{II.14})$$

$$\tau_{iq_BF} = \frac{\tau_{iq_bo}}{h} \quad (\text{II.15})$$

Donc :

$$\tau_{iq_BF} = \frac{L_{sq}}{K_{piq}} \quad (\text{II.16})$$

II.2.5. Synthèse de la boucle de vitesse

Dans un schéma de régulation en cascade, il est impératif que les boucles internes soient plus rapides que les boucles externes. Cette condition permet de trouver explicitement les paramètres adéquats des correcteurs. Par conséquent, de bonnes performances dynamiques du système peuvent être atteintes.

Pour une MSAP, il est tout à fait clair que le couple est contrôlé par action sur le courant i_{sq} . Par conséquent, la sortie du correcteur de la boucle externe fournit la référence qui sera imposée pour la boucle interne de courant d'axe q [10].

II.2.5.1. Contrôle de vitesse par le régulateur PI

Le schéma de réglage de vitesse est présenté par la figure suivante :

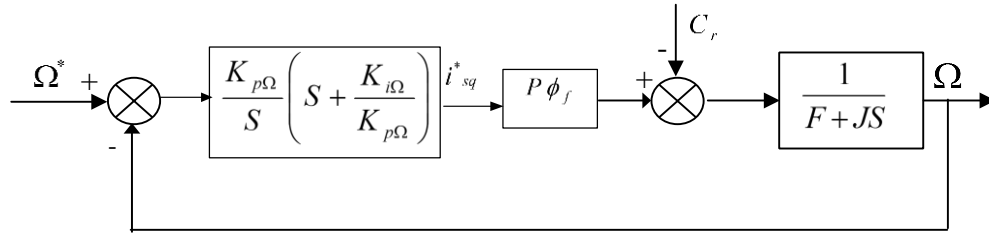


Figure II. 9 : Boucle de régulation de la vitesse par PI.

La fonction de transfert du système en boucle ouverte pour $C_r=0$ est donnée par :

$$G_{BO}(\Omega) = \frac{K_{p\Omega}}{S} \left(S + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) p\phi_f \frac{1}{F + JS} \quad (\text{II.17})$$

En boucle fermée nous aurons :

$$G_{BF}(\Omega) = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{S} \left(S + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) p\phi_f \frac{1}{F + JS}}{\frac{K_{p\Omega}}{S} \left(S + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) p\phi_f \frac{1}{F + JS} + 1} \quad (\text{II.18})$$

$$G_{BF}(\Omega) = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{K_{p\Omega} P\Phi_f S + P\Phi_f K_{i\Omega}}{JS^2 + (K_{p\Omega} P\Phi_f + F)S + P\Phi_f K_{i\Omega}} \quad (\text{II.19})$$

Par identification au système du deuxième ordre on aura :

$$G_{BF}(\Omega) = \frac{\frac{K_{p\Omega} P\Phi_f S + P\Phi_f K_{i\Omega}}{J}}{S^2 + \frac{(K_{p\Omega} P\Phi_f + F)S}{J} + \frac{P\Phi_f K_{i\Omega}}{J}} = \frac{w_n^2}{S^2 + 2\xi w_n S + w_n^2} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{2\xi w_n J - F}{P\Phi_f} \\ K_{i\Omega} = \frac{J w_n^2}{P\Phi_f} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

On choisit alors le coefficient d'amortissement ζ et w_n pour déduire $K_{i\Omega}$ et $K_{p\Omega}$.

II.2.5.2. Contrôle de vitesse par le régulateur IP

Le correcteur Intégral proportionnel *IP* est essentiellement différent du correcteur *PI* par le fait qu'il ne présente pas de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée, ainsi sa sortie ne représentera pas de discontinuité lors de l'application d'une consigne de type échelon. Le schéma bloc de la régulation de courant incluant le correcteur *IP* est illustré par la figure suivante :

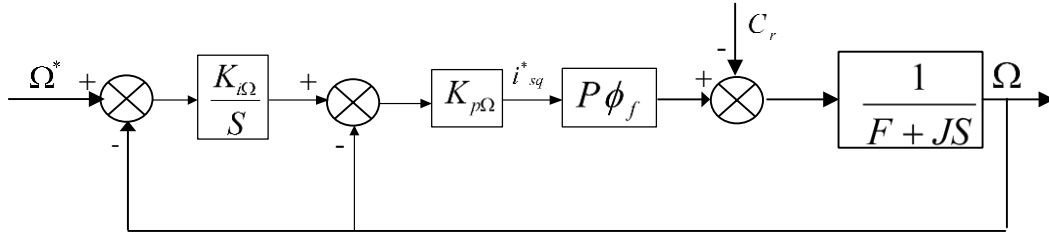


Figure II. 10 : Boucle de régulation de la vitesse par *IP*.

La fonction de transfert du système en boucle fermée de la partie proportionnelle $G_{pBF}(\Omega)$ est donnée par :

$$G_{pBF}(\Omega) = \frac{K_{p\Omega} P\Phi_f}{K_{p\Omega} P\Phi_f + JS + F} \quad (\text{II.22})$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée $G_{BF}(\Omega)$ est donnée par :

$$G_{BF}(\Omega) = \frac{K_{p\Omega} K_{i\Omega} P\Phi_f}{S(K_{p\Omega} P\Phi_f + JS + F) + K_{p\Omega} K_{i\Omega} P\Phi_f} \quad (\text{II.23})$$

Et par identification nous obtenons :

$$G_{BF}(\Omega) = \frac{\frac{K_{p\Omega} K_{i\Omega} P\Phi_f}{J}}{S^2 + \frac{(K_{p\Omega} P\Phi_f + F)S}{J} + \frac{K_{p\Omega} K_{i\Omega} P\Phi_f}{J}} = \frac{w_n^2}{S^2 + 2\xi w_n S + w_n^2} \quad (\text{II.24})$$

En imposant le coefficient d'amortissement ζ et la pulsation w_n alors on peut calculer les gains du régulateur comme suit :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{2\xi w_n J - F}{P\Phi_f} \\ K_{i\Omega} = \frac{Jw_n^2}{K_{p\Omega} P\Phi_f} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.3. Résultats de simulation et interprétation

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée à une MSAP, nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble Onduleur-Machine à l'aide de logiciel MATLAB/Simulink en utilisant la méthode de calcul Ode4 (runga-kutta) avec un pas d'échantillonnage de 10^{-4} s.

Cette simulation utilise les modèles de la machine et de l'onduleur élaborés dans le chapitre précédent. Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont donnés en annexe.

L'onduleur de tension est commandé par MLI vectorielle. La structure de commande adoptée est celle de la (Figure II. 5). Les paramètres des régulateurs de vitesse et des courants sont choisis de manière à avoir des réponses rapides, un petit dépassement tout en assurant la stabilité du système.

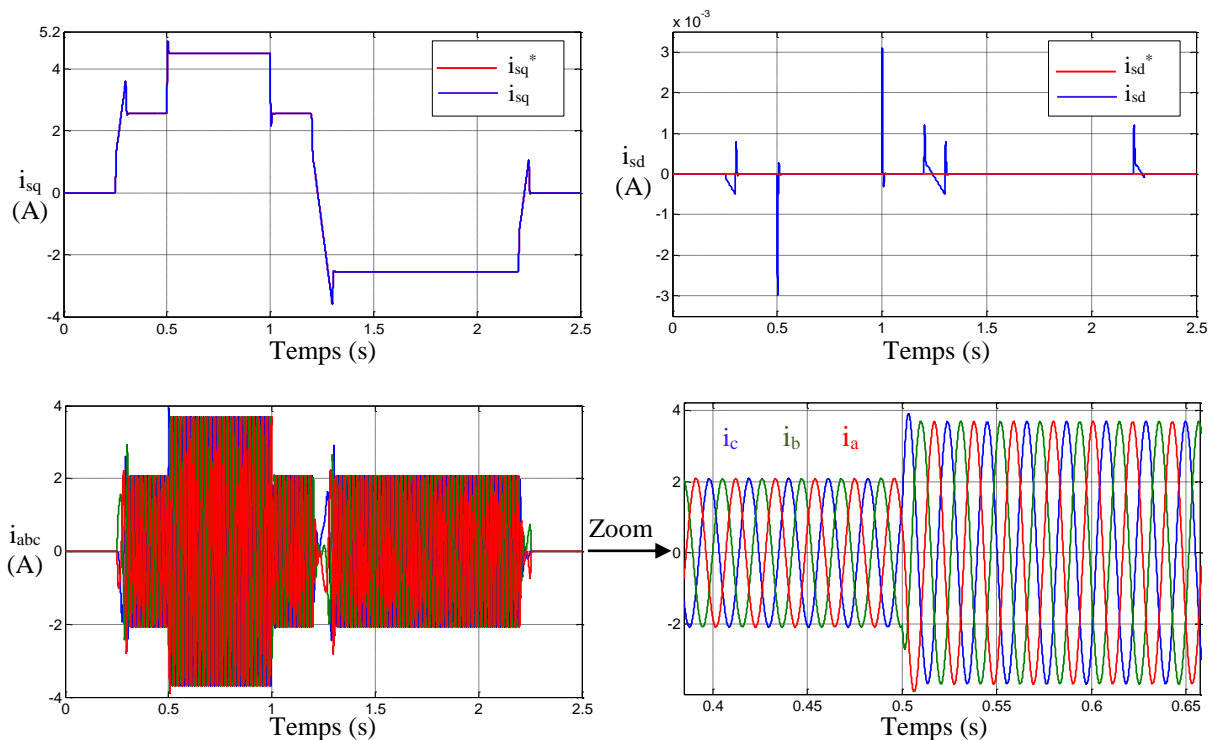


Figure II. 11 : Résultat de simulation –Régulation des courants par PI.

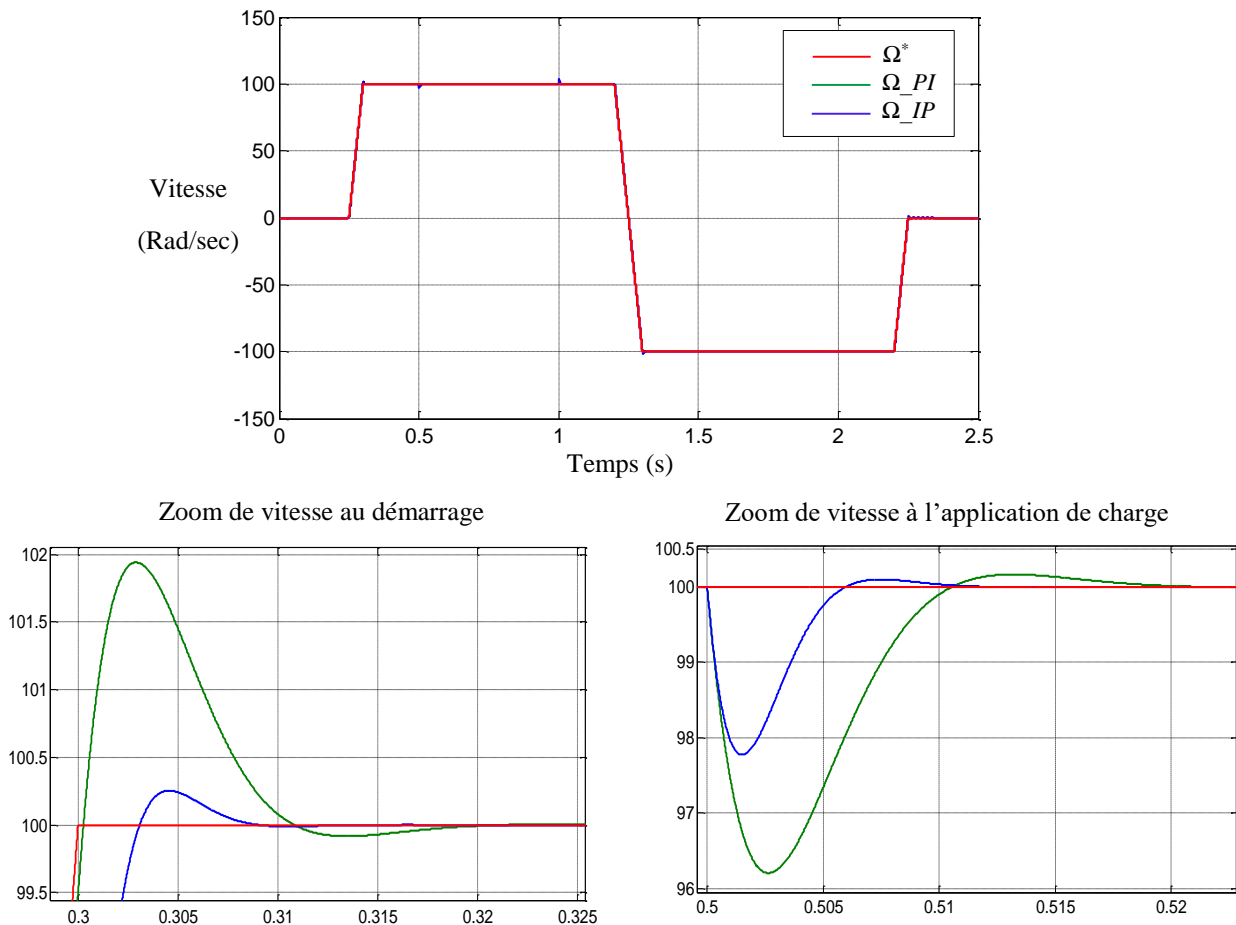


Figure II. 12 : Résultat de simulation –asservissement de vitesse par *PI* et *IP*.

La Figure (II.12), montre le comportement de la MSAP pour une consigne de vitesse $\Omega^* = (0, 100, -100, 0)$ rad/s, on remarque que l’allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, avec un temps de réponse court. Le démarrage est suivi d’une perturbation du couple de charge ($C_r = 1\text{Nm}$) entre les instants ($t = 0.5\text{s}$ et $t = 1\text{s}$) puis une inversion du sens de rotation est effectuée à l’instant ($t = 1.2\text{s}$), les simulations du réglage de vitesse par des régulateurs classiques (*IP* et *PI*) montrent des transitoires rapide et bien stables (voir les tableaux II.1, II.2).

D’après la figure (II.11) on peut constater que les courant de phases (i_a, i_b, i_c) sont sinusoïdaux et les deux composantes du courants statoriques ($i_{sd}=0, i_{sq}$) montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle, le contrôle du couple (image de i_q) est satisfaisant pour les paramètres sont décrit dans l’Annexe.

Régulateur de vitesse	<i>IP</i>	$K_{p\Omega} = 0.3945$	$K_{i\Omega} = 387.82$	$\zeta = 0.707$	$\omega_n = 510 \text{ rad/s}$
	<i>PI</i>	$K_{p\Omega} = 0.3155$	$K_{i\Omega} = 98.8824$	$\zeta = 0.707$	$\omega_n = 410 \text{ rad/s}$
Régulateur de courant	<i>PI</i>	$K_{pid} = 16.7$	$K_{piq} = 16.7$	$K_{iid} = 1923.4$	$K_{iiq} = 1923.4$

Tableau II. 1 : Paramètres des régulateurs de (vitesse – courant).

Régulateur de vitesse	Régulateur de courant	Dd (%)	Tr (s)	Tm (s)	Es (%)	Dp (%)	Tp (s)
IP	PI	0,253	0.053	0.04	0	2.23	0.013
PI	PI	1.941	0.050	0.04	0	3,80	0,020

Tableau II. 2 : Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages.

Avec :

Dd (%) : Est le dépassement au démarrage ;

Tr (s) : Est le temps de réponse ;

Tm (s) : Est le temps de montée ;

Es (%) : Est l'erreur statique ;

Dp (%) : Est le dépassement à l'application de charge ;

Tp (s) : Est le temps de réjection de la charge.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension donne des performances et de robustesse remarquable, caractérisées par des faibles temps de réponse, un rejet de perturbation rapide, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement, mais pouvant être sensible aux variations de la charge.

C'est pour cette raison que l'implantation d'autres régulateurs plus robuste est devenu une nécessité pour l'amélioration des performances et la robustesse de cette commande.

La présentation des régulateurs plus robuste comme la Commande par Mode glissant feront l'objet du chapitre suivant.

II.5. Références

- [1] A. Nait Seghir, “Contribution a la commande adaptative et neuronale d’une machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [2] A. Zgorski, “Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses : Application à un actionneur électromécanique pour aileron,” Lyon, INSA, 2013.
- [3] MASSOUM Ahmed, “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 de Djilali Liabes , SBA , Algérie., 2007.
- [4] F. Benchabane, “Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du Chattering,” Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [5] Hemmami, M, “Commande sans capteur de vitesse d’un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l’utilisation de la commande directe du couple et d’un observateur de vitesse à mode glissant,” Thèse de magistère, Université Mohamed Khider, Biskra, 2013.
- [6] M. LARBI, “Contribution à la commande sans capteur des machines synchrones à aimants permanents,” Thèse Doctorat, Université des Sciences et de Technologie d’ORAN, 2012.
- [7] H. AID and W. AINA, “Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents,” memoire de master, université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2013.
- [8] A. Khlaief, “Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP),” Aix-Marseille Université, 2012.
- [9] M. Larbi, S. Hassaine, and B. Mazari, “Contribution au Contrôle par Modèle de Référence (RMC) d’une Machine Synchrone à Aimants Permanents,” in *4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP*, 2007.
- [10] S. HASSAINE, “Application des nouvelles techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents,” Thèse Doctorat, Université des Sciences et de Technologie d’ORAN, 2008.

Chapitre III
Commande par Mode Glissant
de la *MSAP*

Tables des matières

Chapitre III : Commande par mode glissant de la *MSAP*

III.1. Introduction	36
III.2. Systèmes à Structures Variables	36
III.3. Conception de la commande par mode de glissement	37
III.3.1. Choix de la surface de glissement	38
III.3.2. Conditions d'existence de la convergence	38
III.3.2.1. Fonction directe de commutation	39
III.3.2.2. Fonction de <i>Lyapunov</i>	39
III.3.3. Détermination de la loi de commande	39
III.3.3.1. La commande équivalente	39
III.3.3.2. La commande discontinue de base	40
III.4. Application de la commande par mode de glissement à la <i>MSAP</i>	41
<i>III.4.1. Stratégie de réglage par mode de glissement</i>	42
III.4.1.1. Commande de la vitesse	42
III.4.1.2. Commande du courant direct (i_{sd})	43
III.4.1.3. Commande du courant direct (i_{sq})	43
III.5. Résultats de simulation et interprétation	44
III.6. Etude comparative	44
III.7. Conclusion	46
III.8. Références	46

Liste des figures

Figure III. 1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	37
Figure III. 2 : Représentation de la fonction « sign ».	41
Figure III. 3 : Illustration du phénomène de broutement (Chattering).....	41
Figure III. 4 : Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.	42
Figure III. 5 : Résultats de simulation : Vitesses de référence et mesurée.	44
Figure III. 6 : Résultats de simulation de Vitesses pour les deux commandes (PI, MG).	45

Liste des tableaux

Tableau III. 1 : Paramètres des régulateurs de (vitesse – courant).....	45
Tableau III. 2 : Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages.....	45

III.1. Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant des régulateurs classiques tel que le *PI*, *IP*, 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 sont strictes [1].

On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Pour cela on utilise le réglage par mode de glissement. C'est un cas particulier de la commande à structure variable (*CSV*) [2], [3], et très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes [4].

Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode de glissement et le choix de la surface. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur la *MSAP*.

III.2. Systèmes à Structures Variables

Un système à structure variable (*SSV*) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement, Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structure variable peut avoir des nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées [5].

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement [6].

Dans la littérature de l'automatique, il a été convenu que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quel que soit l'ordre du système à régler. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure (III.1) [1], [7]:

- ✓ **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini.

- ✓ **Le mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- ✓ **Le mode de régime permanent (MRP)** : il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

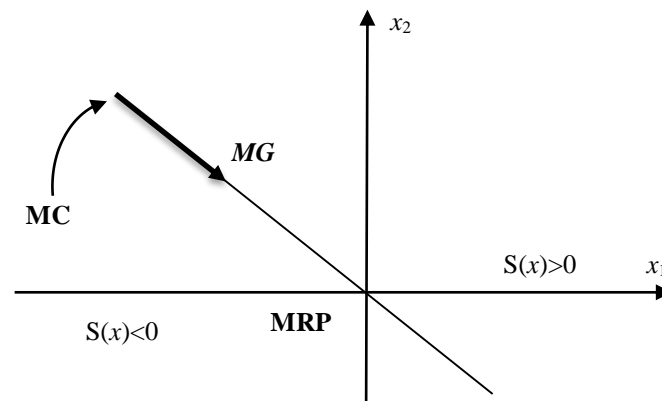


Figure III. 1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.3. Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes à modèle imprécis, dû soit à un problème d'identification soit à un problème de modélisation. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence [5].

Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties. Une première continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence [4].

Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle.

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales [8], [9]:

- ✓ Choix des surfaces ;
- ✓ L'établissement des conditions d'existence et de convergence ;
- ✓ Détermination de loi de commande.

III.3.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [4]:

$$\frac{d}{dt}x(t) = f(x,t) + B(x,t)U(t) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$x(t)$ vecteur d'état, $U(t)$ vecteur d'entrée, et $f(x,t)$ et $B(x,t)$ des fonctions non linéaires.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre à l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable à sa valeur de consigne [4], [5], [10].

L'équation est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Où :

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler $e(x) = x_{\text{ref}} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Pour $r=1$: $S(x) = e(x)$;

Pour $r=2$: $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$;

Pour $r=3$: $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart.

III.3.2. Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [10].

III.3.2.1. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, proposée par *Emilyanov* et *Utkin*.

Elle est sous la forme :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, Puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de la surface de commutation. La condition (III.3) est équivalente à exiger que la dérivée de $S(x)$ doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation [4], [5].

III.3.2.2. Fonction de *Lyapunov*

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de *Lyapunov* définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le problème consiste, alors, à trouver une fonction de *Lyapunov* et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de système [1], [3].

$$V(x) > 0 \text{ et } \dot{V}(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

En déduisant la fonction de *Lyapunov* et sa dérivée par :

$$\begin{cases} V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \\ \dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction de *Lyapunov* décroît, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative, ceci est vérifié si :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.6})$$

III.3.3. Détermination de la loi de commande

III.3.3.1. La commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1).

Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit [1]:

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (III.7)$$

L'utilisons de l'équation (III.1) et (III.7) permet obtenir la commande équivalente U_{eq} :
Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + B(x, t)(U_{eq} + U_n)] \quad (III.8)$$

En mode de glissement et en régime permanent, La surface $S(x)$ est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles.

$$\dot{S}(x) = 0 = \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)U_{eq} \quad (III.9)$$

D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right) \quad (III.10)$$

Tant que le régime glissant est assuré [condition (III.6) vérifiée], le système décrit par l'équation (III.1) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui [1], [9].

III.3.3.2. La commande discontinue de base

L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$. Celle-ci est attractive si seulement si $S(x) \dot{S}(x) < 0$ Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe [4].

Durant le mode de convergence, on remplace le terme U_{eq} par sa valeur donnée par (III.10) dans l'équation (III.8). Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] \quad (III.11)$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x) \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] < 0 \quad (III.12)$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais (Figure III.2). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) = K \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (\text{III.12})$$

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

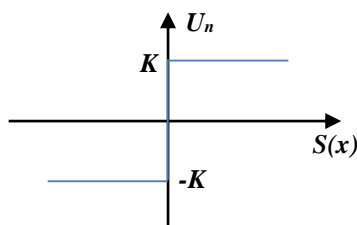


Figure III. 2 : Représentation de la fonction « sign ».

Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de *Chattering*), ou même détériorer l'organe de commande [6].

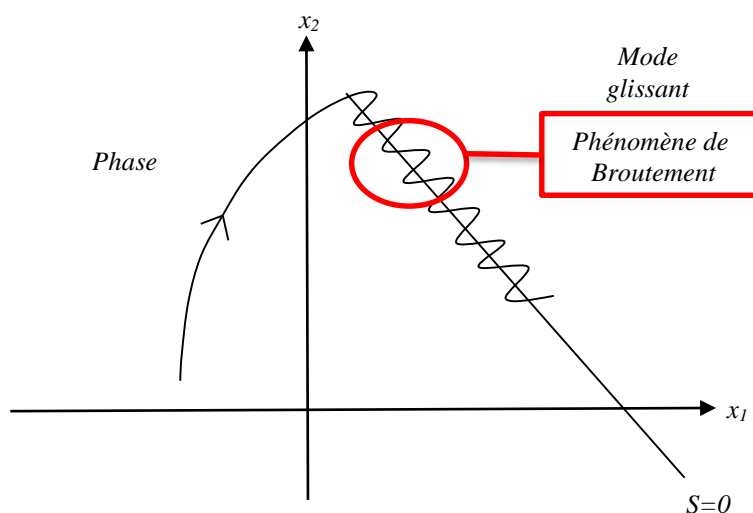


Figure III. 3 : Illustration du phénomène de broutement (Chattering).

III.4. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée, par des résultats de simulation.

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique (équation (I.24)) représentant la dynamique de la machine.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega i_{sq} \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \frac{\phi_f}{L_{sq}} \omega \\ \frac{P^2}{J} ((L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + \phi_f i_{sq}) - \frac{F}{J} \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$$

III.4.1. Stratégie de réglage par mode de glissement

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade. La boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

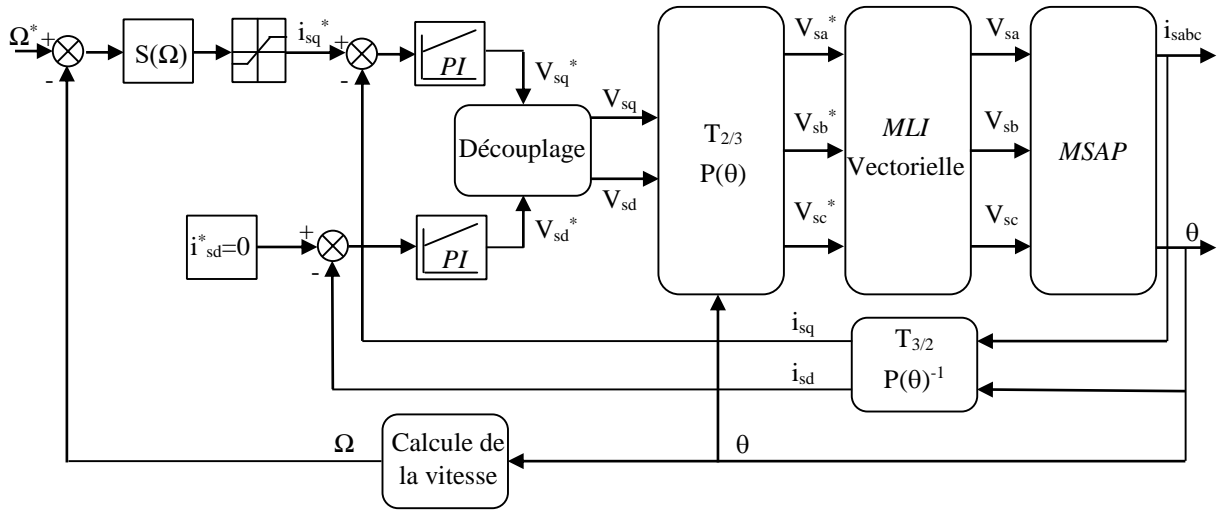


Figure III. 4 : Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.

III.4.1.1. Commande de la vitesse

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \tag{III.13}$$

Durant le régime permanent, la surface $S(\Omega)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$S(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{sqeq} = \frac{F\Omega + C_r}{P[\phi_f - (L_{sd} - L_{sq})i_{sd}]} \quad \text{et} \quad i_{sqn} = 0 \tag{III.14}$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov (équation (III.6)), tel que :

$$i_{sqn} = K_{\Omega} \text{sign}(S(\Omega)) \tag{III.14}$$

Ainsi, la commande i_{sqref} représente la somme des grandeurs i_{sqeq} et i_{sqn} :

$$\mathbf{i}_{sqref} = \mathbf{i}_{sqeq} + \mathbf{i}_{sqn} \quad (III.16)$$

III.4.1.2. Commande du courant direct (isd)

La surface de glissement La surface de glissement est la suivante :

$$S(i_{sd}) = i_{sdref} - i_{sd} \quad (III.17)$$

La dérivée de cette surface est donnée par l'expression :

$$\dot{S}(i_{sd}) = \frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} - \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega i_{sq} - \frac{1}{L_{sd}} V_{sd} \quad (III.18)$$

Durant le régime permanent, la surface $S(i_{sd})$ devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$V_{sdeq} = R_s i_{sd} - L_{sq} \omega i_{sq} \quad \text{et} \quad V_{sdn} = 0 \quad (III.19)$$

Où V_{sdeq} et V_{sdn} sont les deux composantes de la tension de commande V_{sd} .

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov (équation (III.6)), tel que :

$$V_{sdn} = K_{isd} \text{sign}(S(i_{sd})) \quad (III.20)$$

Ainsi, la commande V_{sdref} représente la somme des grandeurs V_{sdeq} et V_{sdn} :

$$v_{sdref} = v_{sdeq} + v_{sdn} \quad (III.21)$$

III.4.1.3. Commande du courant direct (isq)

La surface de glissement La surface de glissement est la suivante :

$$S(i_{sq}) = i_{sqref} - i_{sq} \quad (III.22)$$

La dérivée de cette surface est donnée par l'expression :

$$\dot{S}(i_{sq}) = \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} + \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega i_{sd} + \frac{\phi_f}{L_{sq}} \omega - \frac{1}{L_{sq}} V_{sq} \quad (III.23)$$

Durant le régime permanent, la surface $S(i_{sq})$ devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$V_{sqeq} = R_s i_{sq} + L_{sd} \omega i_{sd} + \phi_f \omega \quad \text{et} \quad V_{sqn} = 0 \quad (III.24)$$

Où V_{sqeq} et V_{sqn} sont les deux composantes de la tension de commande V_{sq} .

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov (équation (III.6)), tel que :

$$V_{sqn} = K_{isq} \text{sign}(S(i_{sq})) \quad (III.25)$$

Ainsi, la commande V_{sqref} représente la somme des grandeurs V_{sqeq} et V_{sqn}

$$V_{sqref} = V_{sqeq} + V_{sqn} \quad (III.26)$$

On note que les gains des régulateurs (K_{isd} , K_{Ω} et K_{isq}) sont positifs afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

III.5. Résultats de simulation et interprétation

Les résultats d'un démarrage suivi par une perturbation du couple de charge ($C_r = 1\text{Nm}$) (entre $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1\text{s}$) puis une inversion de sens de rotation (à $t = 1.2\text{s}$) sont présentés sur la figure (III.5). La référence de vitesse est fixée par $\Omega^* = (0, 100, -100, 0)$ rad/s.

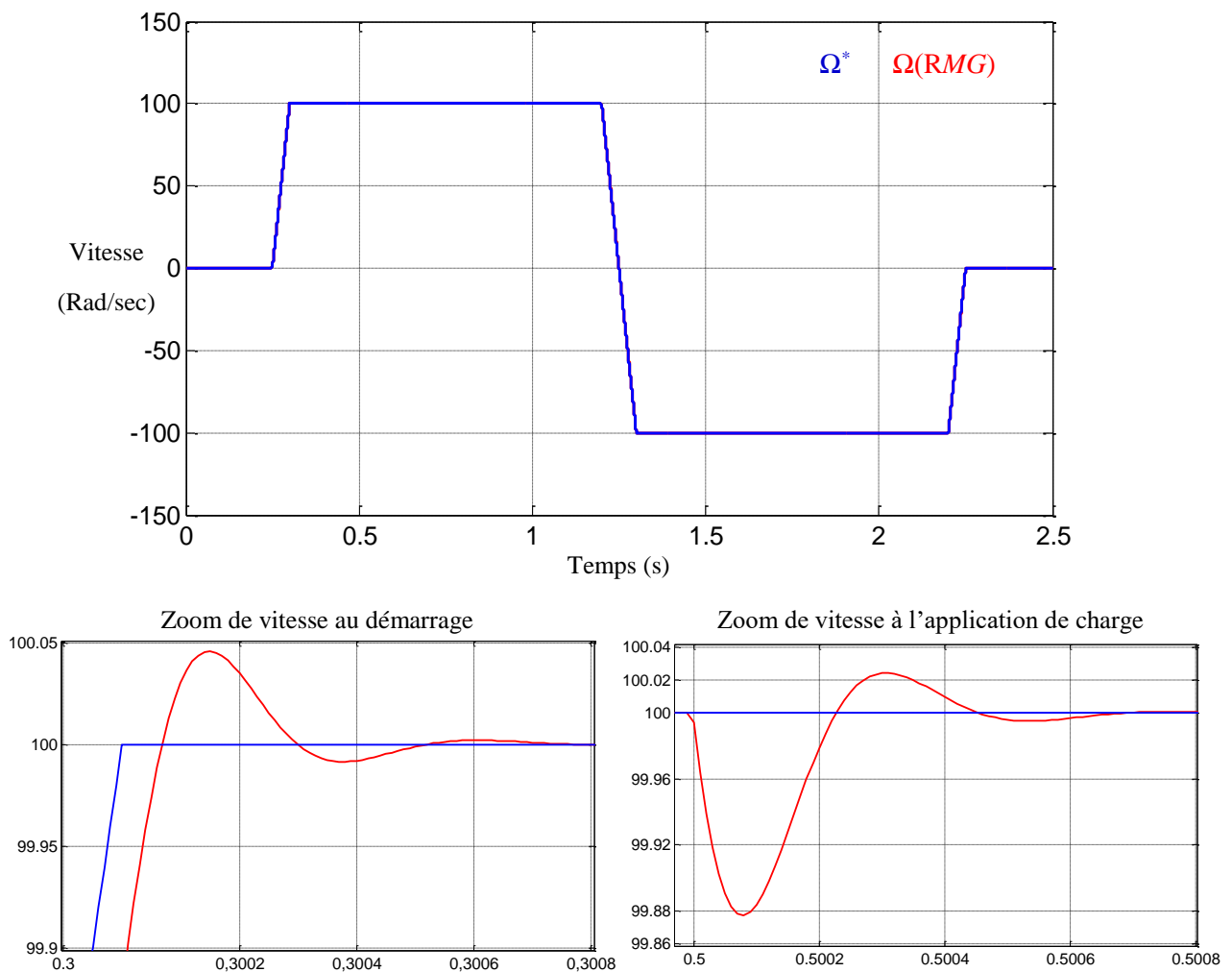


Figure III. 5 : Résultats de simulation : Vitesses de référence et mesurée.

III.6. Etude comparative

Dans la figure (III.6), nous présentons les résultats de simulation avec une étude comparative obtenue avec la commande vectorielle pour les différents régulateurs étudiés précédemment (IP , RMG). Le modèle de la $MSAP$ utilisé pour les simulations est celui donné par (I.24), dont les paramètres sont décrits en annexe.

La référence de vitesse est fixée par $\Omega^* = (0, 100, -100, 0)$ rad/s, les simulations montrent des transitoires bien stables pour les différents régulateurs, comme on peut remarquer que la commande par mode glissant présente un temps de réponse très court et une erreur statique nulle au régime permanent avec très court temps de réjection de la charge par rapport aux autre commande,

Les tableaux suivants résument les différents réglages obtenus selon l'axe q de la machine.

Régulateur de vitesse	<i>IP</i>	$K_{p\Omega} = 0.3945$	$K_{i\Omega} = 387.84$	$\zeta = 0.7$	$\omega_n = 510$ rad/s
	<i>RMG</i>	$K_{\Omega} = 10$	/	/	/
Régulateur de courant		$K_{pid} = 16.7$	$K_{piq} = 16.7$	$K_{iid} = 1923.4$	$K_{iiq} = 1923.4$

Tableau III. 1 : Paramètres des régulateurs de (vitesse – courant).

Régulateur de vitesse	Régulateur de courant	<i>Dd</i> (%)	<i>Tr</i> (s)	<i>Tm</i> (s)	<i>Es</i> (%)	<i>Dp</i> (%)	<i>Tp</i> (s)
<i>IP</i>	<i>PI</i>	0,253	0.053	0.040	0	2,23	0,013
<i>RMG</i>	<i>PI</i>	0,044	0.050	0.040	0	0,22	0,0007

Tableau III. 2 : Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages.

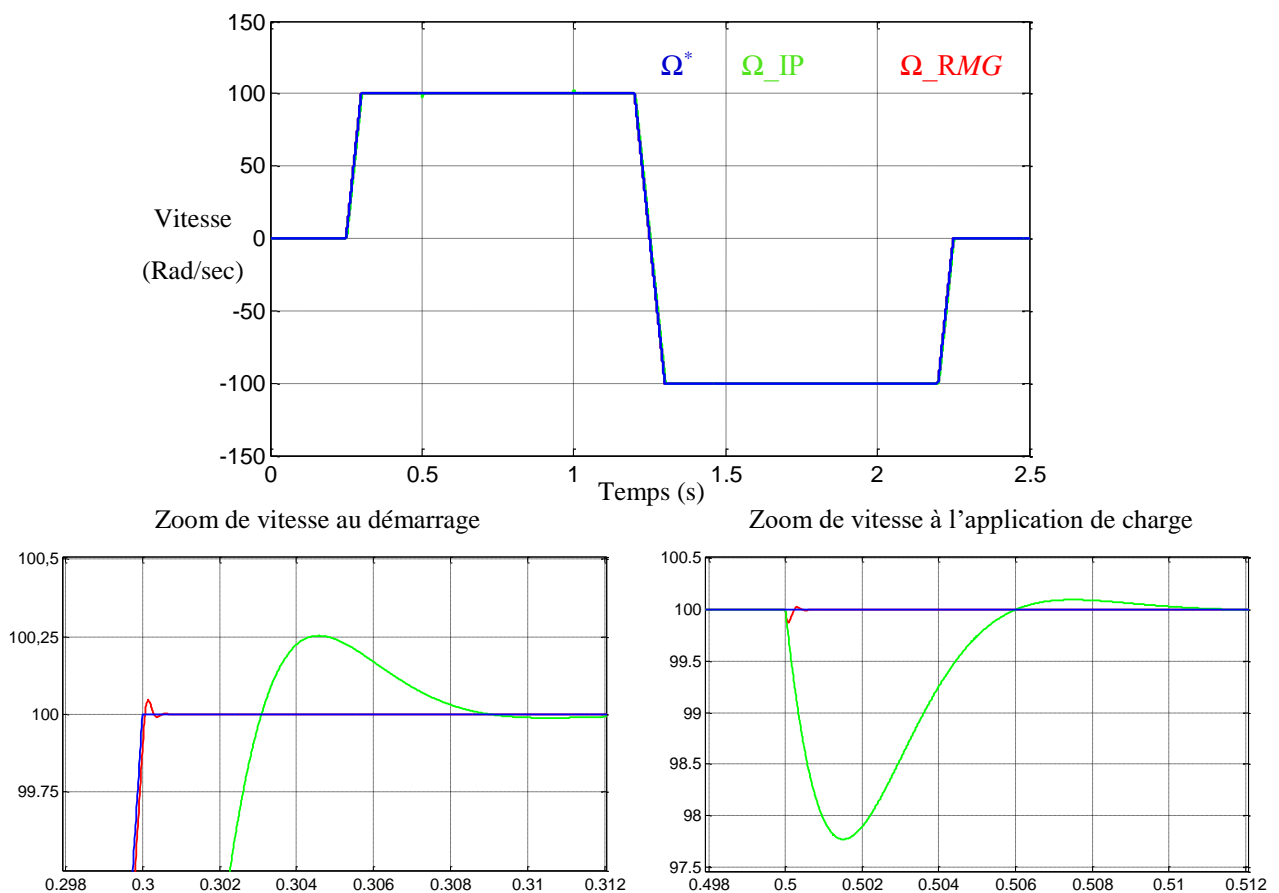


Figure III. 6 : Résultats de simulation de Vitesses pour les deux commandes (*IP*, *RMG*).

III.7. Conclusion

Ce chapitre nous permet de réaliser une étude comparative entre la *CSV* et la commande *IP* pour l'asservissement en vitesse ou en position de la *MSAP*.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que de bonnes performances sont obtenues avec la *CSV*. En effet, en comparant avec la commande *IP*, la *CSV* est plus rapide et plus robuste dans les différents modes de fonctionnement du moteur (à vide, en charge, inversion de la vitesse).

Les techniques de commande *CSV* et *IP* nécessitent la connaissance des grandeurs d'état et de sortie. Ces grandeurs peuvent être obtenues en utilisant des capteurs mécaniques présentant plusieurs inconvénients tel que l'encombrement, la génération du bruit....

Le chapitre suivant est consacré à l'estimation des grandeurs vitesse et position en utilisant la technique de la *MRAS* (Système Adaptatif avec Modèle de Référence) afin d'élaborer une commande vectorielle robuste.

III.8. Références

- [1] F. BENCHABANE, A. MENACER, A. BENAKCHA, D. TAIBI, and K. YAHIA, "Etude comparative entre la commande vectorielle avec régulateurs *PI* et à mode glissant pour l'asservissement de la vitesse ou de la position d'un moteur synchrone à aimants permanents," 2014.
- [2] MASSOUM Ahmed, "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 de Djilali Liabes, SBA, Algérie., 2007.
- [3] Hemmami, M, "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (*MSAP*) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant," Thèse de magistère, Université Mohamed Khider, Biskra, 2013.
- [4] A. Boumediene, "Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension," Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [5] S, E. Rezgui, "Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel, Application à la machine asynchrone : Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques, SVPWM, Mode Glissant, *MRAS*," Thèse de magistère, Université de Constantine, 2009.
- [6] R. Sadouni, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile," Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.

- [7] A. Saibi, “Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d’une Machine Synchrones à Double Etoile,” Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El- Harrach, 2006.
- [8] A. Kechich, B. Mazari, and I. K. Bousserhane, “Application of Nonlinear Sliding-Mode Control to Permanent Magnet Synchronous Machine,” *International Journal of Applied Engineering Research*, ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 (2007), pp. 125–138.
- [9] A. Aoufi, “Utilisation d’observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d’une machine asynchrone à cage,” Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.
- [10] H. M. Ilyes, “Commande sans capteur de vitesse d’un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l’utilisation de la commande directe du couple et d’un observateur de vitesse à mode glissant,” 2013.

Chapitre IV
Commande sans Capteur
Mécanique de la *MSAP*

Tables des matières

Chapitre IV : Commande sans Capteur mécanique de la MSAP

IV.1. Introduction.....	48
IV.2. Concepts d'estimateur et d'observateur	49
IV.2.1. Estimateurs.....	49
IV.2.2. Observateurs	49
IV.3. Méthode de commande sans capteur mécanique.....	50
IV.3.1. Système adaptatif utilisant un modèle de référence	50
IV.4. Estimation en régime dynamique de la vitesse de la MSAP	51
IV.4.1. Estimation de la vitesse par la technique MRAS	51
IV.4.1.1. Principe de la technique MRAS	51
IV.4.1.2. Equations de l'observateur MRAS	52
IV.4.1.3. Etude de stabilité de l'observateur MRAS	55
IV.4.2. Observateur à modes glissants (OMG).....	57
IV.4.2.1. Synthèse d'un Observateur à Mode Glissant.....	57
IV.4.2.2. Etude de stabilité de l'Observateur Mode Glissant.....	59
IV.4.3. Résultats de Simulation et interprétations	61
IV.5. Conclusion	63
IV.6. Références.....	64

Liste des figures

Figure IV. 1 : Schéma bloc d'un observateur d'état.....	50
Figure IV. 2 : Structure <i>MRAS</i> pour l'estimation de la vitesse.....	52
Figure IV. 3 : Schéma équivalent de la <i>MRAS</i> sous la forme d'un système bouclé.	54
Figure IV. 4 :schéma bloc du <i>MRAS</i> pour l'estimation de la vitesse.....	56
Figure IV. 5 : Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique par la méthode <i>MARS</i>	57
Figure IV. 6 : Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique d'une <i>MSAP</i> associé à un Observateur à Mode Glissant.	61
Figure IV. 7 : Commande vectorielle sans capteur mécanique de Vitesses (Ω^* , Ω^{\wedge}_{MRAS} , Ω^{\wedge}_{OMG}) - asservissement de vitesse par <i>RMG</i>	62
Figure IV. 8 : erreur de la vitesse.	62
Figure IV. 9 : Résultat de simulation –Régulation des courants par <i>PI</i>	63

Liste des tableaux

Tableau IV. 1 : Paramètres de régulation pour les deux observateur (<i>MRAS</i> , <i>OMG</i>).	61
Tableau IV. 2 : Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages sans capteur mécanique.	62

IV.1. Introduction

Les différentes applications industrielles des variateurs synchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent, leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées [1], ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leur commande. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques (courants, tension) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques captés [2], [3].

De plus, ils manifestent une sensibilité aux interférences extérieures et exigent une maintenance très coûteuse. D'un autre côté, certaines grandeurs internes d'une machine ne sont pas mesurables directement (flux, couple résistant). Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient l'un des critères les plus importants dans de nombreuses applications. On s'intéresse surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne. On essaie donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul utilisés pour reconstituer la vitesse de la machine. Avec les progrès des calculateurs numériques il y a tendance à remplacer ces capteurs par des observateurs qui transforment les signaux de courants et de tensions en information concernant d'autres variables du moteur telle que la vitesse [1].

Dans la littérature, plusieurs techniques de mesure indirectes de la vitesse et de la position du rotor sont développées, basées sur les principales méthodes suivantes :

- ✓ Estimation en régime dynamique basée sur la tension induite [4], [5];
- ✓ Estimation de la position en régime dynamique à l'aide du filtre de Kalman étendu [2], [6];
- ✓ Estimation en régime dynamique basée sur les observateurs adaptatifs [6];
- ✓ Estimation en régime dynamique basée sur l'injection d'une tension à haute fréquence.

Ce chapitre est destiné à étudier et comparer le fonctionnement des deux méthodes pour l'estimation de la vitesse de rotation des moteurs synchrones à pôles lisse dans un système de commande à flux orienté. La première est un Système Adaptatif avec Modèle de Référence (*MRAS*) basée sur le modèle dynamique de la *MSAP* à pôles lisse, formulé dans un repère lié au rotor. En utilisant les mesures des courants et des tensions statoriques. Les courants statoriques mesurés dans le repère d, q sont comparés avec ceux d'un modèle adaptatif. Enfin, l'erreur issue de cette différence permet de générer la vitesse du rotor qui est utilisée pour ajuster le modèle adaptatif.

La deuxième méthode, Une des classes les plus connues des observateurs non linéaires robustes est celle des Observateurs à Modes Glissants (*OMG*). Est une structure qui permet d'estimer l'état du système à partir des tensions et des courant dans le repère (α, β) .

Dans ce chapitre, nous commençons, tout d'abord par une présentation générale de deux observateur (*MRAS*, *OMG*). Ensuite, nous allons présentera les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique en utilisant les deux méthodes citées précédemment dans le cas de la machine synchrone à pôles lisse.

IV.2. Concepts d'estimateur et d'observateur

IV.2.1. Estimateurs

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours du fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur la figure (IV.1) [3], [7].

Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur. Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur au travers d'une matrice de gain de correction L , c'est ce qu'on entend par observateur.

IV.2.2. Observateurs

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, à l'aide de la matrice gain L pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur Figure (IV.1) [7]–[9].

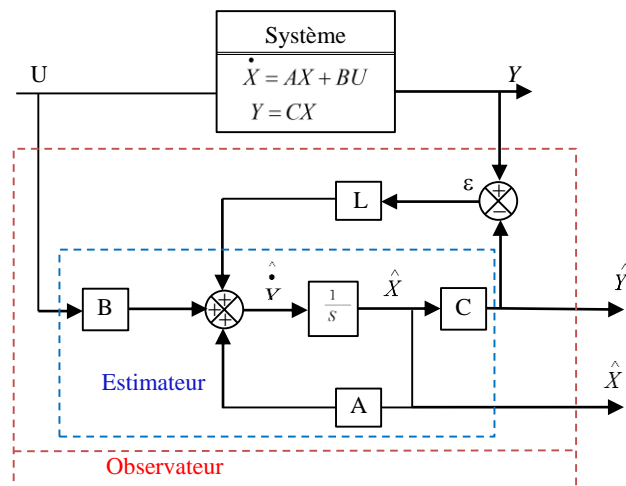


Figure IV. 1 : Schéma bloc d'un observateur d'état.

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure précédant, représentent respectivement [3]:

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

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

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A \hat{X} + BU + K \epsilon \\ \hat{Y} = C \hat{X} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :

$$\epsilon = Y - \hat{Y}$$

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (IV.1) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite.

IV.3. Méthode de commande sans capteur mécanique

Il existe plusieurs méthodes de commande sans capteurs [1], [4], [6], [10], [11]. Dans notre travail, on s'est basé seulement sur le Système Adaptatif avec Modèle de Référence (*MRAS*).

IV.3.1. Système adaptatif utilisant un modèle de référence

Le Système Adaptatif avec Modèle de Référence (*MRAS*) est une technique utilisée pour l'estimation des variables d'état de la machine. Les sorties du modèle de référence sont comparées avec celles d'un modèle adaptatif (ajustable), avec un mécanisme d'adaptation. Le traitement de l'erreur issue de cette comparaison permet de générer la vitesse de rotation qui est utilisée pour ajuster le modèle adaptatif. Le *MRAS* a été initialement introduite pour la machine asynchrone par C. Schauder en 1989 [3], [12].

Dans ce travail, on s'intéresse à l'observateur à modèle de référence (*MRAS*) à cause de sa robustesse (invariance contre la variation paramétrique) et sa simplicité.

IV.4. Estimation en régime dynamique de la vitesse de la *MSAP*

Ces dernières années, plusieurs travaux de recherche ont été consacrés à la commande sans capteur mécanique des *MSAP*. En effet, il est plus intéressant d'utiliser la commande vectorielle sans capteur mécanique à cause des avantages économiques, surtout pour les moteurs de petites puissances, puisqu'on s'affranchit du capteur et on améliore la sûreté de fonctionnement. Pour ce faire, les méthodes utilisées pour le fonctionnement sans capteur de vitesse de la *MSAP* sont basées sur les modèles d'états dans le repère d'axe (d, q et α, β).

IV.4.1. Estimation de la vitesse par la technique *MRAS*

IV.4.1.1. Principe de la technique *MRAS*

On implémente cette technique, en utilisant deux modèles indépendants. Le premier est le modèle de référence, il est utilisé pour la détermination de deux composantes du courants statoriques suivant l'axe direct et en quadrature (dans le référentiel de Park) à partir de la mesure directe des courants dans le référentiel statorique. Le deuxième est le modèle ajustable, il est utilisé pour l'estimation de deux composantes des courants statoriques à partir de la mesure directe des courants et tensions statoriques [12], [13].

En annulant l'écart entre les courants statoriques du modèle de référence et du modèle ajustable, nous pouvons estimer la vitesse rotorique en régime dynamique. Cet écart est utilisé par le mécanisme adaptatif pour générer la valeur estimée et de la faire converger vers la valeur de référence[13].

Un mécanisme d'adaptation, généralement un régulateur *PI*, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. La structure de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode *MRAS* est donnée par la figure suivante [1]:

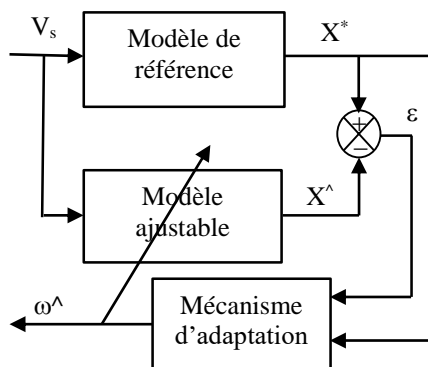


Figure IV. 2 : Structure MRAS pour l'estimation de la vitesse.

Pour estimer la vitesse rotorique par la technique MRAS, il est nécessaire de choisir un référentiel lié au rotor. Cette transformation fait appel à la position du rotor que l'on estime par la méthode adaptative du modèle de référence. Pour avoir une commande sans capteur dans un référentiel lié au stator, il est indispensable d'utiliser la transformation de Clark qui utilise les repères d'axes (d, q) [14].

IV.4.1.2. Equations de l'observateur MRAS

En se basant sur le modèle dynamique de la machine synchrone à aimants permanent, dans un repère lié au rotor (d, q), nous développons deux estimateurs de courants statoriques dans ce repère, en utilisant les mesures des courants et des tensions statoriques [14].

Après transformation et arrangement des équations en faisant les manipulations et les transformations nécessaires, on aboutit au modèle d'état de la MSAP exprimé dans le repère lié au rotor [12], [15]:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU + C \\ Y = IX \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

$$X = [i_{sd} \quad i_{sq}]^T ; U = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \omega \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\omega \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & -\frac{1}{\tau_q} \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix} ; C = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega \frac{\phi_f}{L_{sq}} \end{bmatrix} ; I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \omega \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\omega \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & -\frac{1}{\tau_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega \frac{\phi_f}{L_{sq}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.3})$$

Où, $\tau_d = L_{sd}/R_s$ et $\tau_q = L_{sq}/R_s$ sont respectivement les constantes de temps d'axe d, q.

On construit maintenant deux estimateurs de courants statoriques à partir de la mesure des tensions et des courants statoriques. Le premier est construit à partir du système (IV.3) et le deuxième à partir du système (IV.5) tels que :

$$\begin{cases} \hat{i}_{sd} = i_\alpha \cos(\hat{\theta}) + i_\beta \sin(\hat{\theta}) \\ \hat{i}_{sq} = -i_\alpha \sin(\hat{\theta}) + i_\beta \cos(\hat{\theta}) \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

On remarque que le système de calcul des courants statoriques à partir des courants mesurés ne dépend pas de la vitesse de rotation: d'où il est retenu comme modèle de référence [16]. Dans le système (IV.2) les estimateurs des courants statoriques à partir des équations statoriques dépendent de la résistance statorique R_s et la vitesse de rotation, on le considère comme un modèle ajustable [17].

Le système (IV.3) peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{sd} \\ \dot{\hat{i}}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \hat{\omega} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\hat{\omega} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & -\frac{1}{\tau_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\hat{\omega} \frac{\phi_f}{L_{sq}} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.5})$$

Sachant que les deux modèles (de référence et ajustable) utilisent les mêmes entrées (tensions statoriques), on définit alors les écarts des courants statoriques dans un repère lié au rotor, comme ci-dessous :

$$\begin{cases} \varepsilon_d = i_{sd} - \hat{i}_{sd} \\ \varepsilon_q = i_{sq} - \hat{i}_{sq} \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_d = -\frac{R_s}{L_{sd}} \varepsilon_d + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega i_{sq} - \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \hat{\omega} \hat{i}_{sq} \\ \dot{\varepsilon}_q = -\frac{R_s}{L_{sq}} \varepsilon_q - \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega i_{sd} + \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \hat{\omega} \hat{i}_{sq} + \frac{\phi_f}{L_{sq}} \hat{\omega} - \frac{\phi_f}{L_{sq}} \omega \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

En ajoutant et en soustrayant le terme $\frac{L_{sq}}{L_{sd}} \hat{\omega} \hat{i}_{sq}$ dans le système (IV.7), on obtient finalement :

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_d = -\frac{R_s}{L_{sd}} \varepsilon_d + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \hat{\omega} \varepsilon_q + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} (\omega - \hat{\omega}) \hat{i}_{sq} \\ \dot{\varepsilon}_q = -\frac{R_s}{L_{sq}} \varepsilon_q - \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \hat{\omega} \varepsilon_d - \frac{\phi_f}{L_{sq}} (\omega - \hat{\omega}) - \frac{L_{sd}}{L_{sq}} (\omega - \hat{\omega}) \hat{i}_{sd} \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

En écriture matricielle, les écarts des courants statoriques deviennent :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_d \\ \dot{\varepsilon}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \hat{\omega} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\hat{\omega} \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & -\frac{1}{\tau_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{\phi_f}{L_{sq}} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \quad (IV.9)$$

Finalement nous pouvons écrire l'erreur d'estimation sous la forme d'équation d'état comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon} \\ \varepsilon \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \varepsilon \\ \varepsilon \end{bmatrix} + [W] \quad (IV.10)$$

Avec :

$[\varepsilon]$: la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable ;

$[W]$: le bloc de contre réaction, qui constitue l'entrée du bloc linéaire.

Les équations (IV.9) et (IV.10) constituent un système en contre réaction non linéaire représenté par la figure (IV.3). En effet, ce système peut être schématisé par un bloc linéaire décrit par la matrice de transfert $H(S) = (S[I] - [A])^{-1}$ et une partie non linéaire d'entrée $\varepsilon(t)$ et de sortie $W(\varepsilon, t)$ [12], [15].

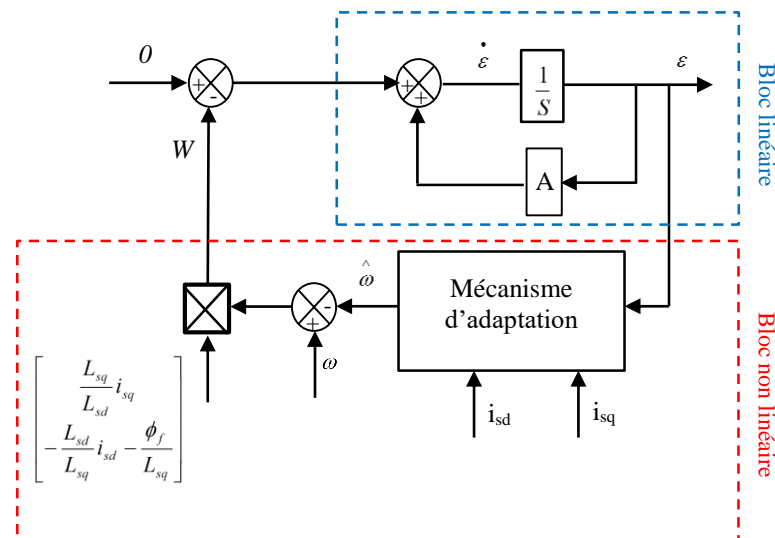


Figure IV. 3 : Schéma équivalent de la MRAS sous la forme d'un système bouclé.

La condition nécessaire et suffisante pour que le système de contre réaction soit hyperstable est que $H(S)$ soit une matrice réelle strictement positive ou par équivalence que tous les pôles des éléments de cette matrice soient à parties réelles négatives.

Après avoir montré que la matrice de transfert $H(S)$ est définie positive, nous présenterons dans la section suivante l'étude de stabilité de l'observateur MRAS [12].

IV.4.1.3. Etude de stabilité de l'observateur MRAS

Pour résoudre le problème de stabilité dans notre système, nous allons utiliser la théorie de l'hyperstabilité introduite par Popov's au début des années soixante-dix. Pour être considéré comme hyperstable, le bloc de contre réaction doit satisfaire l'inégalité de Popov's [12], [13], [16].

$$\int_0^{t_1} [\varepsilon]^T [W] dt \geq -\gamma^2 \text{ pour } t_1 \geq 0 \quad (\text{IV.11})$$

Avec γ est une constante positive.

L'estimation de la vitesse de rotation est donnée par :

$$\hat{\omega} = \left(A_1 + \frac{A_2}{S} \right) \quad (\text{IV.12})$$

où A_1, A_2 sont des fonctions non linéaires de $\varepsilon_d, \varepsilon_q$.

En utilisant l'expression de $[W]$ et $[\varepsilon]$, l'équation (IV.11) est équivalente à :

$$\int_0^{t_1} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} - \frac{\phi_f}{L_{sq}} \end{bmatrix} (\omega - \hat{\omega}) dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{IV.13})$$

Où :

$$\int_0^{t_1} \left[-\frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \varepsilon_d - \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} + \frac{\phi_f}{L_{sq}} \right) \varepsilon_q \right] (\omega - \hat{\omega}) dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{IV.14})$$

En utilisant l'équation (IV.12), le critère de Popov's pour le système actuel devient :

$$\int_0^{t_1} \left[-\frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \varepsilon_d - \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} + \frac{\phi_f}{L_{sq}} \right) \varepsilon_q \right] \left(\omega - \left(A_1 + \frac{A_2}{S} \right) \right) dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{IV.15})$$

Et en appliquant l'inégalité suivante :

$$\int_0^{t_1} K [pf(t)] f(t) dt \geq -\frac{1}{2} K f(0)^2, K > 0 \quad (\text{IV.16})$$

En comparant les équations (IV.15) et (IV.16) et à partir de la structure générale du mécanisme d'adaptation, l'estimation de la vitesse de rotation $\hat{\omega}$ est en fonction de l'erreur ε . Dans le but d'améliorer la réponse de l'algorithme d'adaptation, nous allons utiliser un régulateur *PI* afin d'estimer la vitesse rotorique.

Les expressions de A_1 et A_2 s'expriment comme suit :

$$A_1 = K_{p\hat{\omega}} \left[-\frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \varepsilon_d - \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} + \frac{\phi_f}{L_{sq}} \right) \varepsilon_q \right]$$

$$A_2 = K_{i\hat{\omega}} \left[-\frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \varepsilon_d - \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} + \frac{\phi_f}{L_{sq}} \right) \varepsilon_q \right]$$
(IV.17)

Avec $K_{p\hat{\omega}}$ et $K_{i\hat{\omega}}$ qui sont les gains du régulateur *PI*. Le choix des valeurs de ces gains a été déterminé afin d'obtenir une stabilité globale du système.

L'estimation de la vitesse de rotation donnée par l'équation (IV.12) sous la forme suivante :

$$\hat{\omega} = \left(K_{p\hat{\omega}} + \frac{K_{i\hat{\omega}}}{S} \right) \left[-\frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} \varepsilon_d - \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} + \frac{\phi_f}{L_{sq}} \right) \varepsilon_q \right]$$
(IV.18)

Enfin, la position électrique estimée du rotor est obtenue en intégrant la vitesse estimée du rotor.

$$\hat{\theta} = \frac{1}{S} \hat{\omega}$$
(IV.19)

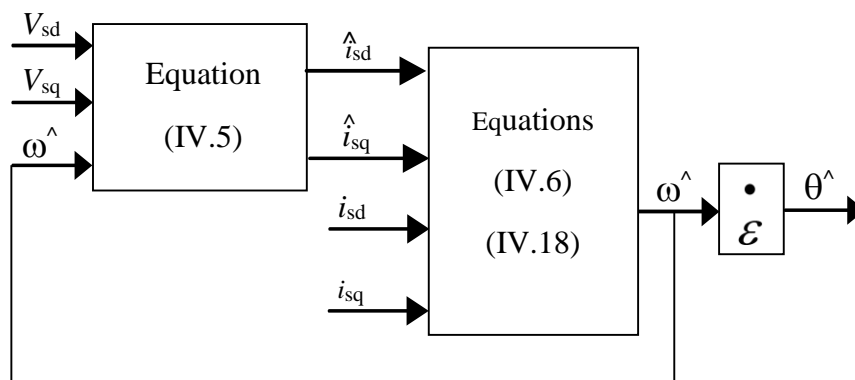


Figure IV. 4 :schéma bloc du *MRAS* pour l'estimation de la vitesse.

Le *MRAS* peut être introduit dans une boucle de commande au sein du contrôle vectoriel de la *MSAP*, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma ci-dessous illustre une structure générale d'une commande vectorielle sans capteur mécanique de la *MSAP* par la méthode *MRAS*.

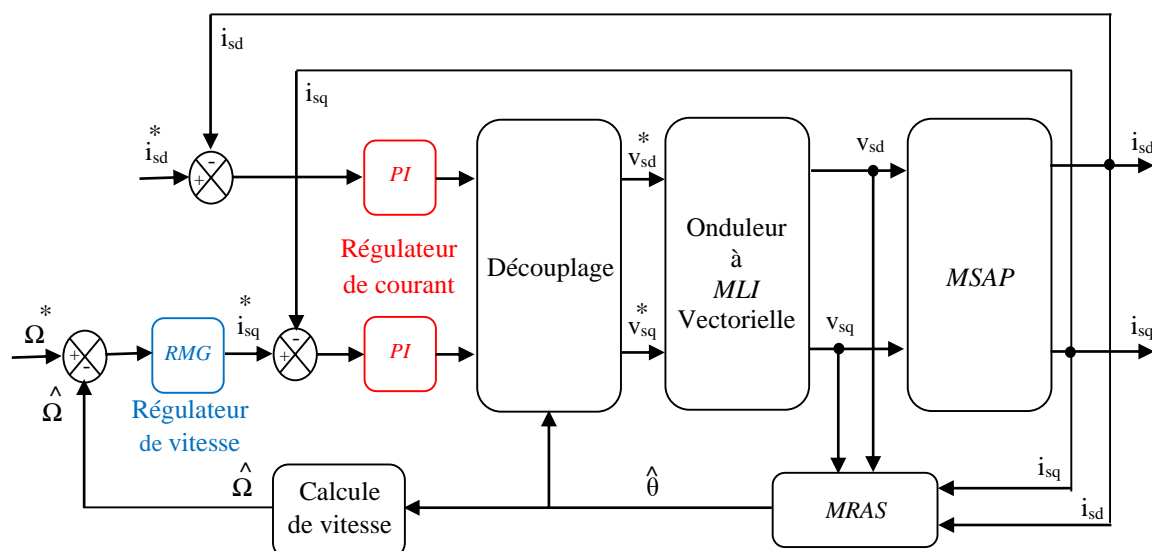


Figure IV. 5 : Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique par la méthode MRAS.

IV.4.2. Observateur à modes glissants (OMG)

Une des classes les plus connues des observateurs non linéaires robustes est celle des observateurs à modes glissants. Un observateur à modes glissants est un observateur dont le terme correcteur est une fonction "sign" discontinue. Ce type d'observateur est basé sur la théorie des systèmes à structure variable. Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre (n) à évoluer en temps fini sur une variable S , dite surface de glissement. L'attractivité et l'invariance de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement. Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles de l'erreur d'observation de $\varepsilon = X - \hat{X}$. l'état On impose l'évolution de ces dynamiques sur une variété sur laquelle l'erreur d'estimation de la $\varepsilon = Y - \hat{Y}$, sortie est nulle. Les dynamiques sur cette variété sont stabilisées, ou assignées, de manière à borner ou annuler le reste de l'erreur d'estimation [3], [18].

IV.4.2.1. Synthèse d'un Observateur à Mode Glissant

Cet observateur est basé sur le modèle complet de la MSAP. Le modèle (I.24) est utilisé pour la commande. En utilisant la transformation de Concordia, le modèle de la MSAP dans le repère (α, β) est donné par les équations suivantes [18], [19]:

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} - \frac{e_\alpha}{L_s} + \frac{V_{s\alpha}}{L_s} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{e_\beta}{L_s} + \frac{V_{s\beta}}{L_s} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Où e_α et e_β sont les forces électromotrices :

$$e_\alpha = -\phi_f P\Omega \sin(\theta) \quad e_\beta = \phi_f P\Omega \cos(\theta) \quad (\text{IV.21})$$

Le couple électromagnétique C_{em} est alors écrit dans un repère fixe (α, β) :

$$C_{em} = P\phi_f (i_{s\beta} \cos(\theta) - i_{s\alpha} \sin(\theta)) \quad (\text{IV.22})$$

Dans le cas d'une régulation de la position θ du rotor, il faut prendre celle-ci comme une nouvelle variable d'état et donc le nouveau modèle d'état s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{\phi_f}{L_s} P\Omega \sin(\theta) + \frac{V_{s\alpha}}{L_s} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{\phi_f}{L_s} P\Omega \cos(\theta) + \frac{V_{s\beta}}{L_s} \\ \dot{\Omega} = \frac{C_{em} - C_r - F\Omega}{J} \\ \dot{\theta} = \Omega \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Alors le modèle de l'observateur peut être exprimé sous la forme suivante [20], [21]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{s\alpha} + \frac{P\phi_f}{L_s} \hat{\Omega} \sin(\hat{\theta}) + \frac{V_{s\alpha}}{L_s} + K_1 \text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{s\beta} - \frac{P\phi_f}{L_s} \hat{\Omega} \cos(\hat{\theta}) + \frac{V_{s\beta}}{L_s} + K_1 \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\Omega}} = \frac{\hat{C}_{em} - C_r - F\hat{\Omega}}{J} + K_2 (\text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) + \text{sign}(\bar{i}_{s\beta})) \\ \dot{\hat{\theta}} = \hat{\Omega} \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

$$\text{Ou } \bar{i}_{s\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \quad \bar{i}_{s\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \quad (\text{IV.25})$$

K_1 et K_2 sont les gains de l'observateur.

IV.4.2.2. Etude de stabilité de l'Observateur Mode Glissant

Les dynamiques des erreurs d'estimation, obtenues par la différence entre l'équation (IV.23) et l'équation (IV.24), sont :

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_{s\alpha} + \frac{P\phi_f}{L_s}\left(\Omega \sin(\theta) - \hat{\Omega} \sin(\hat{\theta})\right) - K_1 \text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) \\ \dot{\bar{i}}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s}\bar{i}_{s\beta} - \frac{P\phi_f}{L_s}\left(\Omega \cos(\theta) - \hat{\Omega} \cos(\hat{\theta})\right) - K_1 \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) \\ \dot{\bar{\Omega}} = \frac{\bar{C}_{em} - F\bar{\Omega}}{J} - K_2 \left(\text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) + \text{sign}(\bar{i}_{s\beta})\right) \\ \dot{\bar{\theta}} = \bar{\Omega} \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

$$\text{Où : } \bar{\Omega} = \Omega - \hat{\Omega}, \quad \bar{\theta} = \theta - \hat{\theta}, \quad \bar{C}_{em} = C_{em} - \hat{C}_{em} \quad (\text{IV.27})$$

Pour étudier la convergence en temps fini de notre observateur, on considère la fonction suivante de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2} \left(\bar{i}_{s\alpha}^2 + \bar{i}_{s\beta}^2 + \bar{\Omega}^2 + \bar{\theta}^2 \right) \quad (\text{IV.28})$$

L'observateur (des courants, de la vitesse et de la position) est stable si l'équation (III.6) est vérifiée :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \bar{i}_{s\alpha} \dot{\bar{i}}_{s\alpha} + \bar{i}_{s\beta} \dot{\bar{i}}_{s\beta} + \bar{\Omega} \dot{\bar{\Omega}} + \bar{\theta} \dot{\bar{\theta}} \\ &= -\frac{R_s}{L_s} \bar{i}_{s\alpha}^2 + \frac{P\phi_f}{L_s} \bar{i}_{s\alpha} \left(\Omega \sin(\theta) - \hat{\Omega} \sin(\hat{\theta}) \right) - K_1 |\bar{i}_{s\alpha}| \\ &\quad - \frac{R_s}{L_s} \bar{i}_{s\beta}^2 - \frac{P\phi_f}{L_s} \bar{i}_{s\beta} \left(\Omega \cos(\theta) - \hat{\Omega} \cos(\hat{\theta}) \right) - K_1 |\bar{i}_{s\beta}| \\ &\quad + \frac{\bar{C}_{em} \bar{\Omega} - F \bar{\Omega}^2}{J} - K_2 \bar{\Omega} \left(\text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) + \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) \right) + \bar{\theta} \bar{\Omega} \end{aligned} \quad (\text{IV.29})$$

Avec :

$$\begin{aligned} |\bar{i}_{s\alpha}| &= \bar{i}_{s\alpha} \text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) \\ |\bar{i}_{s\beta}| &= \bar{i}_{s\beta} \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) \end{aligned} \quad (\text{IV.30})$$

On pose [3], [18], [21]:

$$\left| \Omega \sin(\theta) - \hat{\Omega} \sin(\hat{\theta}) \right| < 2\Omega_{\max} \quad (\text{IV.31})$$

$$\left| \overline{i_{s\alpha}} \right| = \left| \overline{i_{s\beta}} \right| < 2i_{\max} \quad (\text{IV.32})$$

D'où :

$$\left| \overline{i_{s\alpha}} \left(\Omega \sin(\theta) - \hat{\Omega} \sin(\hat{\theta}) \right) \right| < 4i_{\max} \Omega_{\max} \quad (\text{IV.33})$$

$$\left| \overline{i_{s\beta}} \left(\Omega \cos(\theta) - \hat{\Omega} \cos(\hat{\theta}) \right) \right| < 4i_{\max} \Omega_{\max} \quad (\text{IV.34})$$

$$\left| \overline{\Omega} \left[\left(i_{s\beta} \cos(\theta) - i_{s\alpha} \sin(\theta \hat{\theta}) \right) - \left(\hat{i}_{s\beta} \cos(\hat{\theta}) - \hat{i}_{s\alpha} \sin(\hat{\theta}) \right) \right] \right| < 8i_{\max} \Omega_{\max} \quad (\text{IV.35})$$

Pour :

$$-\frac{R_s}{L_s} \overline{i_{s\alpha}}^2 < 0 \quad (\text{IV.36})$$

$$\frac{P\phi_f}{L_s} \overline{i_{s\beta}}^2 < 0 \quad (\text{IV.37})$$

$$\frac{F}{J} \overline{\Omega}^2 < 0 \quad (\text{IV.38})$$

Les gains de l'observateur qui assurent la convergence de l'observateur pour $t > 0$ sont donnés par :

$$K_1 > \left| \frac{P\phi_f}{L_s} 4\Omega_{\max} \right| \quad (\text{IV.39})$$

$$K_2 > |2i_{\max} + \theta_{\max}| \quad (\text{IV.40})$$

L'OMG peut être introduit dans une boucle de commande au sein du contrôle vectoriel de la MSAP, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma ci-dessous illustre une structure générale d'une commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP associé à un observateur à mode glissant.

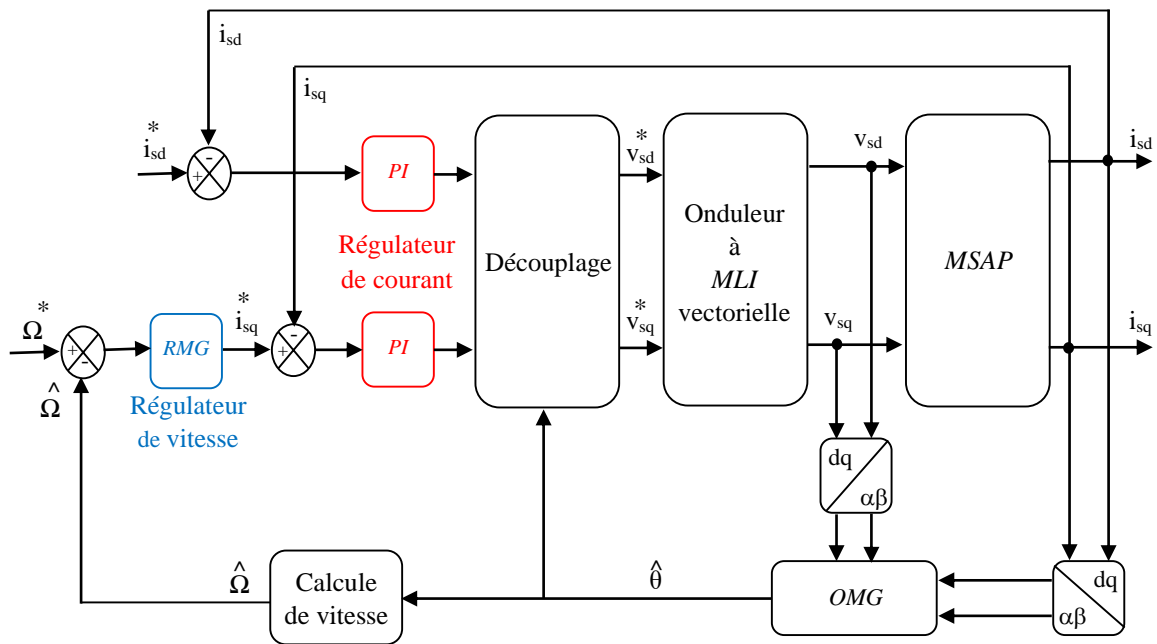


Figure IV. 6 : Schéma bloc de la commande sans capteur mécanique d'une MSAP associée à un Observateur à Mode Glissant.

IV.4.3. Résultats de Simulation et interprétations

La simulation en boucle fermée signifie qu'on remplace le capteur de vitesse par son estimateur algorithmique dans la boucle de régulation de vitesse. Les schémas de principe de simulation sont donnés par les figures (IV.5, IV.6). Dans le but de tester les performances et la robustesse de la commande vectorielle sans capteur de vitesse par les deux méthodes (*MRAS*, *OMG*), quelques simulations numériques ont été effectuées :

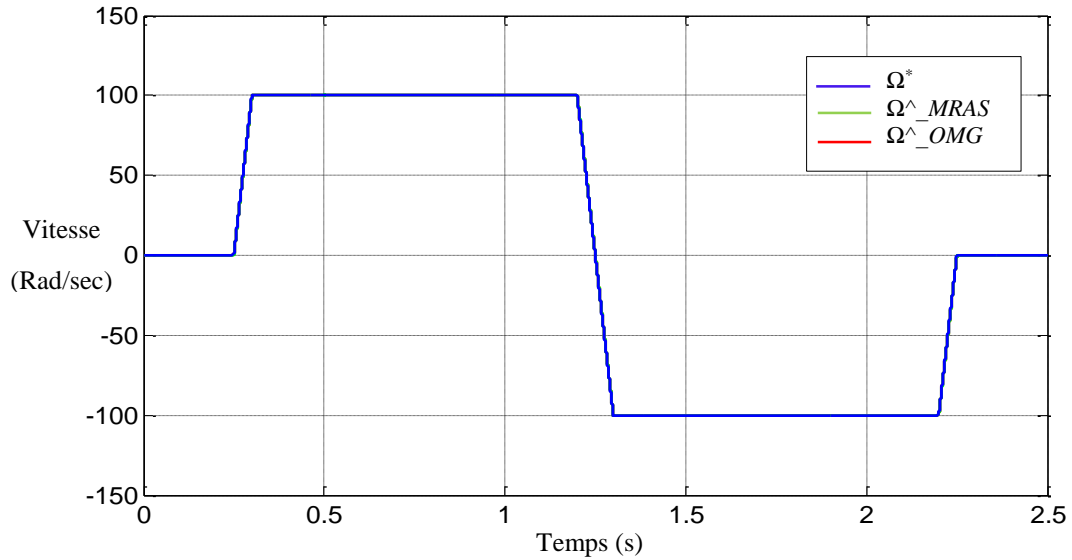
- ✓ Application d'une référence de vitesse de 100 (rad/s), application et annulation d'un couple de charge de ($C_r = 2\text{Nm}$) aux instants ($t = 0.5\text{s}$ et $t = 1\text{s}$), avec une inversion de sens de rotation est effectuée à l'instant ($t = 1.2\text{s}$).
- ✓ Les simulations sont effectuées pour les paramètres nominaux de la machine (voir l'annexe)
- ✓ Les paramètres des régulateurs de vitesse et de courant sont situés dans le tableau (III.1).

Observateur <i>MRAS</i>	Observateur à mode glissant
$K_{p\hat{\omega}} = 0.75$	$K_1 = 1000$
$K_{i\hat{\omega}} = 10000$	$K_2 = 1.2$

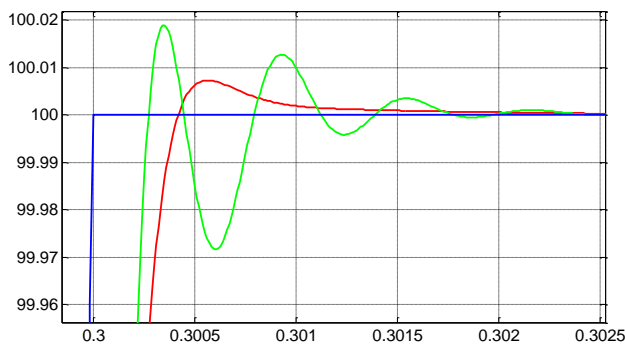
Tableau IV. 1 : Paramètres de régulation pour les deux observateur (*MRAS*, *OMG*).

L'observateur	Dd (%)	Tr (s)	Tm (s)	Es (%)	Dp (%)	Tp (s)
<i>MRAS</i>	0.018	0.05003	0.0401	0	0.45	0,002
<i>OMG</i>	0.007	0.05004	0.0401	0	0,34	0,0012

Tableau IV. 2 : Récapitulation des performances de l'ensemble des réglages sans capteur mécanique.



Zoom de vitesse au démarrage



Zoom de vitesse à l'application de charge

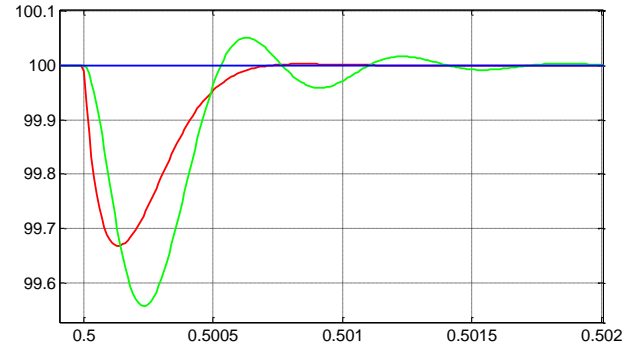


Figure IV. 7 : Commande vectorielle sans capteur mécanique de Vitesses (Ω^* , Ω^{\wedge}_{MRAS} , Ω^{\wedge}_{OMG}) - asservissement de vitesse par RMG.

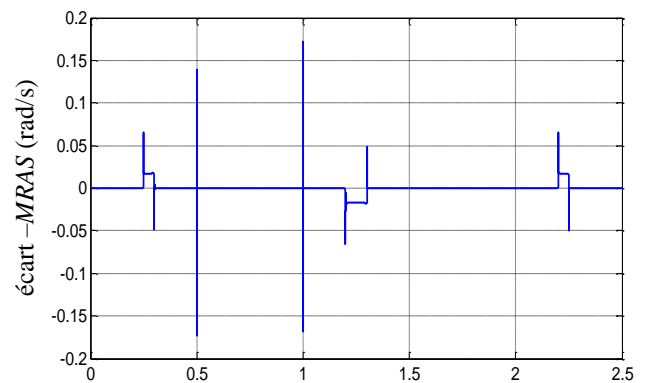
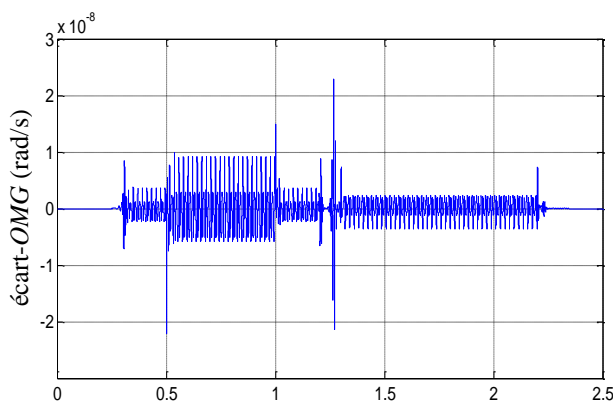


Figure IV. 8 : erreur de la vitesse.

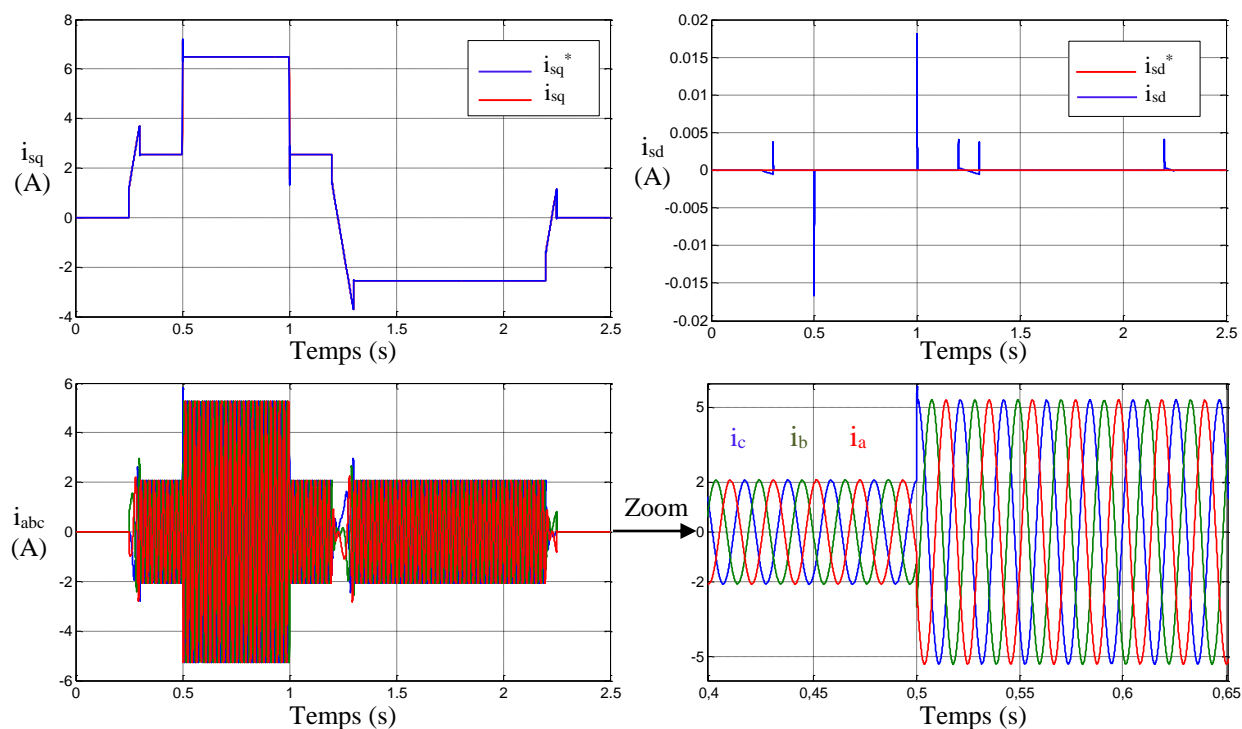


Figure IV. 9 : Résultat de simulation –Régulation des courants par *PI*.

Les résultats de la simulation obtenus montrent clairement l'efficacité et la robustesse de deux observateurs appliqués à la machine synchrone à aimants permanents à rotor lisse pour estimer sa vitesse de rotation. La figure (IV.9) montre que les composantes statoriques de l'axe (d, q) des courants estimés ne dépassent pas leurs valeurs réelles en régime permanent. Elle montre que le flux rotorique est bien orienté selon l'axe d. En effet, les résultats de simulations montrent que les grandeurs estimées par les observateurs *MRAS* et *OMG* convergent vers celles mesurées pendant tout le cycle de fonctionnement.

IV.5. Conclusion

La commande sans capteur mécanique de vitesse est en pleine évolution, elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que : fragilité, coût, bruit et encombrement.

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine synchrone à aimants. Deux observateurs différents pour estimer la vitesse rotorique en utilisant les courants et les tensions statoriques ont été présentés. L'observateur *MRAS* et l'observateur *OMG*. En effet, nous avons implémenté une loi d'adaptation de la vitesse en se basant sur une fonction de Popov's pour la stabilité de l'observateur *MRAS*. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances dynamiques élevées des algorithmes proposés.

IV.6. Références

- [1] M. DURSUN, Ali Fuat BOZ, Murat KALE, and Murat KARABACAK, “Sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor with hybrid speed controller using model reference adaptive system,” *Journal of Advanced Technology Sciences*, vol. 3, no. 1, 24–37, 2014.
- [2] Chbeb A, “Estimation de la position initiale pour la commande vectorielle sans capteur mécanique des moteurs synchrones à aimants,” Thèse de l’Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis, 2010.
- [3] Hemmami, M, “Commande sans capteur de vitesse d’un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l’utilisation de la commande directe du couple et d’un observateur de vitesse à mode glissant,” Thèse de magistère, Université Mohamed Khider, Biskra, 2013.
- [4] Liu J, Nondahl T A, Schmidt P B, M. Royak S, and Harbaugh, “Rotor position estimation for synchronous machines based on equivalent EMF,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 3, pp. 1310–1318, Jun. 2011.
- [5] Genduso F, Miceli R, Rando C, and Galluzzo G R, “Back EMF sensorless- control algorithm for high-dynamic performance PMSM,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 2092–2100, Jun. 2010.
- [6] Chbeb A, Jemli M, Boussak M, Khlaief A, and Gossa M, “Sensorless speed control of permanent magnet synchronous motor drive using extended Kalman filter with initial rotor position estimation,” *Journal of Electrical Systems (JES)*, vol. 5, issue 2, pp. 1–19, Jun. 2009.
- [7] F. Bouchafaa, “Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d’une MSAP,” Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [8] M. LARBI, “Contribution à la commande sans capteur des machines synchrones à aimants permanents,” Thèse Doctorat, Université des Sciences et de Technologie d’ORAN, 2012.
- [9] M. Sebba, A. Chaker, Y. Meslem, and 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.
- [10] Z. Jabbour, S. Moreau, A. Riwan, J. Van Rhijn, and G. Champenois, “Estimation de la vitesse d’une MSAP par observateur et Filtre de Kalman pour une interface haptique,” *Une*, vol. 9, p. 10.
- [11] A. Aoufi, “Utilisation d’observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d’une machine asynchrone à cage,” Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.

- [12] A. Khlaief, “Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP),” Aix-Marseille Université, 2012.
- [13] H. M. Kojabadi and M. Ghribi, “MRAS-based adaptive speed estimator in PMSM drives,” in *Advanced Motion Control, 2006. 9th IEEE International Workshop on*, 2006, pp. 569–572.
- [14] Abdulhasan Altaey, Halis Altun, and Osman Bilgin, “A Review on Sensorless Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor IPMSM,” *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK’2015, Denizli*, 12 Eylül 2015.
- [15] A. Khlaief, M. Boussak, and M. Gossa, “A Sensorless Initial Rotor Position Estimation Scheme for a Vector Controlled IPMSM Drive,” *International Journal of Science and Technic of Automatic Control & computer engineering, IJ-STA*, vol. 6, no. 1, pp. 1706–1723, Jun. 2012.
- [16] G. Shahgholian, M. H. Rezaei, A. Etesami, and M. R. Yousefi, “Simulation of speed sensor less control of PMSM based on DTC method with MRAS,” in *IPEC, 2010 Conference Proceedings*, 2010, pp. 40–45.
- [17] Arafa S.Mohamed, Mohamed S. Zaky, Ashraf S. Zein El Din, and Hussain A. Yasin, “Comparative Study of Sensorless Control Methods of PMSM Drives,” *Innovative Systems Design and Engineering*, vol. 2, no. 5, 2011.
- [18] M. Ezzat, “Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 2011.
- [19] Zhang zheng, Narisha, and Wang xudong, “Position Sensorless Control of PMSM Based on a Sliding Mode Observer,” *Proceedings of the 2nd International Conference on Intelligent Systems and Image Processing*, 2014.
- [20] K. Hongryel and L. Jangmyung, “A High-Speed Sliding Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 4069–4077, 2011.
- [21] M. Ezzat, J. Leon, N. Gonzalez, and A. Glumineau, “Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor by using Sliding Mode Observer,” *2010 11th International Workshop on Variable Structure Systems Mexico City*, Jun. 2010.

Conclusion Générale

Conclusion générale

La machine synchrone à aimants permanents est très présente dans les applications industrielles, en raison de sa faible inertie, son rendement, sa robustesse et sa puissance massique élevée.

Le travail présenté dans cette étude a porté sur la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents. Ces travaux ont eu pour but de synthétiser des observateurs qui estiment les grandeurs mécaniques non mesurables (vitesse, position) en utilisant exclusivement des grandeurs électriques mesurées (courants statorique, tensions statoriques).

En ce qui concerne l'élaboration des lois de commande et d'analyser leurs performances par simulation numérique, un modèle d'état de la *MSAP*, en vue de sa commande, est établi. Ce modèle est dégagé en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices classiques. À partir donc du modèle de Park (d, q) adopté, il a été possible d'étudier plusieurs structures de régulation et d'appliquer des algorithmes de commande robustes en premier lieu et d'introduire des commandes sans capteur en deuxième lieu, dans le but d'améliorer les performances d'asservissement, puis dévaluer leurs efficacités par simulation sous *Matlab/Simulink*.

Nous avons d'abord présenté et étudié la structure la commande classique de la *MSAP* basée sur des régulateurs *PI* et *IP*. Les résultats de simulation de l'entraînement sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle : la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques de la machine. En effet, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient stables.

Ce problème est surmonté, à travers l'utilisation des régulateurs à mode glissant au sein de la commande vectorielle, Les résultats obtenus sont satisfaisants. En effet, le système est rapide, la charge n'a pas d'influence sur le comportement du moteur et l'inversion du sens de rotation se fait en suivant précisément la consigne. Les résultats obtenus avec les *RMG* sont comparés avec ceux obtenus avec les régulateurs de type *IP*. Quelles que soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses avec les *RMG* sont plus rapides et plus robustes vis-à-vis des variations des charges.

Conclusion générale

Le dernier volet de cette étude apporte une contribution à la mise en œuvre de la commande sans capteur mécanique de la *MSAP*. Dans cette optique, le premier algorithme est basé sur l'observateur avec model de référence et le deuxième algorithme est basé sur l'observateur à mode glissant. Grâce à ces observateurs, on a pu obtenir une commande performante, fiable et robuste, et fonctionnelle, et même de se débarrasser du capteur mécanique. Les résultats de simulation montrent que les observateurs utilisés ont de bonnes performances.

Enfin, on a proposé quelques perspectives pour l'avenir :

- ✓ L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés ;
 - ✓ L'amélioration des performances de lois de commande sans capteur ;
 - ✓ Implanter aux algorithmes de la commande tolérante au défaut du capteur mécanique ;
 - ✓ L'utilisation des techniques d'intelligences artificielles telles que les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques.
-

Annexes

A.1. Paramètres du MSAP

Le tableau suivant résumé les spécifications des paramètres électriques et mécaniques du moteur synchrone à aimant permanent :

Symbole	Description	Valeurs	Unités
P_a	Puissance du moteur	1.1	Kw
V_n	Tension nominale	260	V
I_n	Courant nominale	6	A
C_n	Couple nominale	5	Nm
Ω_n	Vitesse nominale	1000	t _r /min
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	1.67	Ω
L_{sd}	Inductance synchrone direct	1.45	mH
L_{sq}	Inductance synchrone quadrature	1.45	mH
P	Nombre de paire de pôle	3	-----
ϕ_f	Flux d'excitation des aimants permanents	0.17	Wb
J	Moment d'inertie du moteur	3.10^{-4}	Kg.m ²
F	Coefficient de frottement visqueux	0.013	Nm/rad/s

Tableau A. 1 : Paramètres du MSAP.

ملخص

العمل المقدم في هذه الدراسة يتعلق في المقام الأول الى تحسين التحكم الشعاعي مع او بدون لاقط سرعة في المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم. الهدف من التحكم الشعاعي باستعمال لاقط ميكانيكي هو إيجاد حل لمشكلة المتانة من حيث الاستقرار والأداء للتغيرات في الحمل، وجها لوجه مع الشوك في تغيرات خصائص المحرك، لحل هذه المشكلة اخترنا طريقة التحكم بواسطة النظام الانزلاقي. اما فيما يخص التكلفة والحجم، التحكم الشعاعي بدون لاقط تم باستراتيجيتين؛ أولهما التقدير في الوضع الديناميكي الذي يستند على المراقبين في الاقتباس، وثانيهما الاقتباس باستعمال مراقب ذو النمط الانزلاقي. هاتين الاستراتيجيتين ترتبطان بالتحكم الشعاعي وباستعمال التقنية الخطية، النتائج المحصل عليها تثبت فعالية هاتين الاستراتيجيتين في التحكم الشعاعي باستعمال لاقط سرعة في المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم خاصة فيما المتانة من حيث الاستقرار والأداء.

الكلمات المفتاحية: المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، التحكم الشعاعي، التحكم بدون لاقط ميكانيكي، التقدير في الوضع الديناميكي الذي يستند على المراقبين في الاقتباس، الاقتباس باستعمال مراقب ذو النمط الانزلاقي.

Résumé

Les travaux présentés dans cette étude portent essentiellement sur l'amélioration de la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (*MSAP*) sinusoïdales à rotor lisse.

L'objectif de la commande avec capteur est de résoudre le problème de robustesse en termes de stabilité et de performances face aux variations de charge et vis-à-vis des incertitudes paramétriques. Une loi de commande robuste (par Mode glissant *RMG*) a été développée. Pour un intérêt de coût et volume, la commande sans capteur est introduite avec deux stratégies ; l'estimation en régime dynamique basée sur les observateurs adaptatifs avec model de référence (*MRAS*), et l'application des observateurs à mode glissant (*OMG*). Les deux techniques d'observation de la vitesse sont associées à une commande par orientation du flux rotorique avec la technique *MLI* vectorielle. Les résultats obtenus montrent l'efficacité des techniques mises en œuvre pour la commande vectorielle sans capteur mécanique du *MSAP* à pôle lisse en termes de robustesse, stabilité, précision et rapidité.

Mots-clés

Machine Synchrones à Aimants Permanents (*MSAP*), Commande Vectorielle, *MLI* Vectorielle, Commande sans Capteur, Système Adaptatif avec Modèle de Référence (*MRAS*), observateur à Mode Glissant (*OMG*).

Abstract

Presented works in this study focus on the improvement of vector control with both sensor and sensorless of Permanent Magnet Synchronous Motor (*PMSM*) sinusoidal smooth rotor.

The control sensor objective is to solve the robustness problem in terms of stability and performance meet load variations and parametric variations motor. One robust control law (Sliding Mode Control *SMC*) are developed. For a cost and volume problems, sensorless control is introduced with two controls strategies; estimating with Model Reference Adaptatif System (*MRAS*), and application of Sliding Mode Control. The *MRAS* technique as well as the Sliding Mode Observer *SMO* is associated to a vector control scheme based on the field oriented strategy with Space Vector Pulse Width Modulation (*SVPWM*). The results show the effectiveness of the implemented proposed sensorless vector control techniques of the Smooth pole *PMSM* drive in terms of robustness, stability, accuracy and time response.

Keywords

Permanent Magnet Synchronous Motor (*PMSM*), Vector Field Oriented Control, Space Vector Pulse Width Modulation (*SVPWM*), Sensorless Control, Model Référence Adaptive System (*MRAS*), Sliding Mode Observer (*SMO*).