

LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
MCC	Machine à courant continu
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MLIST	Modulation par largeur d'impulsion sinus-triangulaire
DC	Direct Current
AC	Alternative Current
PI	Correcteur Proportionnel intégrale
P.I.D	Action Proportionnel intégrale dérivée
f.é.m.	Force électromotrice
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée
τ	Constante du temps électrique
[U]	Vecteur d'entrée (La commande)
[V]	Vecteur de sortie (La mesure)
V_a, V_b, V_c	Tensions des phases statorique (V)
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statorique (A)
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a,b,c respectivement (H)
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Les flux des phases statorique H
R_s	Résistance statorique (Ω)
V_s	Tension instantanés des phases statorique (V)
i_s	Courant instantanés des phases statorique (A)
Φ_{sf}	Flux statorique (Wb)
L_{ss}	Inductance statorique (H)
$[L_{ss}]$	Matrice inductance stator H
$[Msf]$	Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator
θ	Angle entre le stator et le rotor (rad)

C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur (N.m)
C_r	Couple résistant (N.m)
C_f	Couple de frottement (N.m)
J	Moment d'inertie du moteur $Kg.m^2$
f	Coefficient de frottement visqueux N.m.s/rad
L_d, L_q	Inductance du stator selon les axes d,q (H)
V_d, V_q	Tensions statorique du repère de Park (V)
i_d, i_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q
Φ_d, Φ_q	Flux des axes d et q Wb
$[P(\theta)]$	Matrice de passage direct de Park
$[P(\theta)^{-1}]$	Matrice de passage inverse de Park
$[C]$	Matrice de passage (a, b, c) au (a,b)
$[C]^{-1}$	Matrice de passage (a,b) au (a, b, c)
W	Pulsation de fréquence rotorique rad/s
Wr	Vitesse de rotation de la machine rad/s
P	Nombre de paires de pôles
V_α, V_β	Tension statorique sur l'axe α, β
U_a, U_b, U_c	Tension statorique phase a, b , ou c (V)
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tension de sortie de l'onduleur (V)
E	Tension d'entrée de l'onduleur
m	L'indice de modulation
f_p	Fréquence de la porteuse Hz
f_r	Fréquence de la référence Hz
r	Le taux de modulation
V_p	Tension de la porteuse V
V_r	Tension de la référence V
e_d, e_q	Composantes de la force électromotrice de compensation
K_p, K_i	Actions proportionnelle et intégrale
T_{ds}	Constante de temps électrique relative à l'axe d

T_{qs}	Constante de temps électrique relative à l'axe
$\varepsilon(x)$	L'écart entre la valeur estimée et l'état réel
t	Temps (s)

SOMMAIRE

DÉDICACES	i
REMERCIEMENT	iii
LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES	iv
SOMMAIRE	vii
LISTE DES FIGURES	x
INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre I: Modélisation de la MSAP et de son Alimentation	
I.1. Introduction	4
I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	4
1.2.1. Avantages de la MSAP.....	6
1.2.2. Inconvénients de la MSAP	6
I.3. Domaines d'application	6
I.4. Différents types de machine synchrone à aimants permanents	7
I.5. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	8
I.5.1 Mise en équation de la MSAP en triphasé	9
I.6. Transformation triphasé – diphasé.....	11
I.6.1. Principe de la transformation du Park	11
I.6.2. Principe de la transformation de Concordia	12
I.6.3.Choix du Référentiel	13
I.7. Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park	14
I.7.1.Équations électriques	14
I.7.2.Équations magnétiques.....	14
I.7.3 Expression du couple électromagnétique	15
I.7.4.Équations du mouvement	16
I.7.5. Mise sous forme d'équation	16
I.8. Principe de L'autopilotage des Machines Synchro...nes	17
I.9. Modélisation de l'alimentation de la MSAP a vitesse variable	17
I.9.1. Introduction	17
I.9.2. Système d'alimentation de la MSAP	18
I.9.2.1. Modélisations du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	18
I.9.2.2. Modélisation du filtre	19
I.9.3. Onduleur de tension triphasé.....	20

I.9.3.1. Modélisation de l'onduleur de tension	20
I.9.3.2. Onduleur de Tension à MLI	22
I.9.3.2.1. Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle.....	23
I.10. Résultats de simulation	25
I.10.1. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur	25
I.10.2. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur	27
I.11. Conclusion	28
CHAPITRE II : Commande vectorielle de la MSAP	
II.1. Introduction	30
II.2. Principe de la commande vectorielle	30
II.3. Commande vectorielle de la (MSAP).....	32
II.4. Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension	32
II.5. Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP	34
II.6. Découplage par compensation.....	35
II.7. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	38
II.7.1. Avantages de la commande vectorielle	38
II.7.2. Inconvénients de la commande vectorielle	38
II. 8. La Régulation	38
II.8.1. Conception des Régulateurs.....	38
II.8.1.1. Action Proportionnelle (K_p)	39
II.8.1.2. Action Intégrale (K_i)	39
II.8.2. Calcul des Régulateurs.....	39
II.8.2.1. Régulateur des Courants	39
II.8.2.2. Calcul du Régulateur de vitesse	42
II.9. Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle et piloté par un onduleur de tension à deux niveaux (MLIST)	44
II.10. Conclusion	53
Chapitre III : Commande vectorielle sans capteur mécanique	
III.1. Introduction	55
III.2. Capteur ou observateur : que choisir ?	55
III.3. Principe Des Observateurs	56
III.4. Classification des observateurs	57
III.5. L'observateur de Kalman	58
III.5.1. Le filtre de Kalman	58

III.5.2. Présentation du FKE	59
III.6. L'observateur de Luenberger	59
III.6.1. L'observateur de Luenberger linéaire	60
III.6.2. L'observateur de Luenberger étendu.....	60
III.7. L'observateur par mode glissant	62
III.8. Etude d'observabilité.....	64
III.8.1. Quelques notions sur l'observabilité	64
III.8.1.1. Observabilité des systèmes linéaire	64
III.8.1.2. Observabilité des systèmes non linéaire.....	65
III.8.2. Observabilité du MSAP	65
III.8.2.1. Observabilité avec mesure de la vitesse et de la position.....	66
III.8.2.2. Observabilité sans mesure de la vitesse et de la position	67
III.9. Application à l'observation de la vitesse et de la position du MSAP	71
III.9.1. L'observateur par mode glissant basé sur le modèle (d,q).....	71
III.10. Résultat de simulation	76
III.11. Conclusion.....	79
CONCLUSION GENERALE	81
BIBLIOGRAPHIE	82
ANNEXE	
ANNEXE A	87
ANNEXE B	88
ANNEXE C	90

Liste des figures

Figure I.1 : Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents.....	5
Figure I.2 : Différents types de rotors d'une MSAP	5
Figure I.3 : Moteur à rotor intérieur	7
Figure I.4 : Moteur à rotor extérieur	7
Figure I.5 : Moteur à entre fer axial	8
Figure I.6 : Représentation d'une MSAP dans le repère triphasé	9
Figure I.7 : Les différents couples qui agissent sur le rotor	11
Figure I.8 : Schéma équivalent d'une MSAP dans le repère (d,q)	14
Figure I.9 : Schéma Simulink du modèle de la MSAP dans le repère de Park	16
Figure I.10 : Schéma de Principe d'autopilotage d'une Machine Synchrone	17
Figure I.11 : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension	18
Figure I.12 : Redresseur triphasé double alternance à diodes	18
Figure I.13 : Représentation de la tension de sortie du redresseur.....	19
Figure I.14 : Représentation d'un filtre passe- bas.....	19
Figure I.15 : Schéma de l'onduleur triphasé	21
Figure I.16 : Principe de la commande MLIST	24
Figure I.17 : Schéma équivalent de l'onduleur à MLI	24
Figure II.1 : Diagramme de phase de la MSAP dans (d,q) lié au champ tournant.....	31
Figure II.2 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux	33
Figure II.3 : Principe de la commande vectorielle	35
Figure II.4 : Modèle de la MSAP quand id est nul	35
Figure II.5: Description des couplages	36
Figure II.6 : Découplage par compensation	37
Figure II.7 : Commande découpée	37
Figure II.8: Représentation de la commande par PI.....	39
Figure II.9 : commande des courants en deux boucles indépendantes.....	40
Figure II.10 : Boucle de régulation de vitesse.....	43
Figure III.1 : Schéma bloc d'un observateur d'état.....	56
Figure III.2 : La Structure globale du FKE	59
Figure III.3 : Schéma d'un observateur linéaire.....	60
Figure III.4 : Schéma fonctionnel d'un observateur mode glissant	63

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Durant ces dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques.

Historiquement, le moteur à courant continu (MCC), la solution la plus répandue pour les entraînements à vitesse et à position variables nécessitant des performances statique et dynamique élevés, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit. mais la présence d'une commutation mécanique sous forme de système balais – collecteurs limite la puissance et la vitesse maximale a toujours été un grand inconvénient de ce type de machine.

C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'éviter cet inconvénient. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatif qui permet de supprimer les contacts glissants. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP).

Les machines synchrones à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor. C'est grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaire. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux induit est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'éviter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative [1].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des

hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations .Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances.

La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celui des entraînements à courant continu, cette structure de commande nécessite une information précise sur la position du rotor. Cette information qui assure l'autopilotage de la machine provient habituellement d'un capteur mécanique (de la position et/ou de la vitesse) placé sur l'arbre de la machine. Les inconvénients rencontrés lors de l'utilisation de ce capteur mécanique sont multiples. Cette utilisation augmente le volume et le coût global du système. De plus, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui est particulièrement difficile pour des machines de petite taille.

Tenant compte de toutes ces limites que présentent le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique, plusieurs travaux ont été consacrés au fonctionnement de la machine sans capteur mécanique. La commande sans capteur de vitesse est une technique de commande qui connaît un développement important ces dernières années notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle telles que, les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques, ...etc.

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 un observateur à mode glissant (*OMG*) appliquée au moteur synchrone à aimants permanents(*MSAP*). Notre étude est partagée en trois chapitres, selon l'ordre suivant:

- Dans le premier chapitre nous présenterons, dans une première partie la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (*MSAP*) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI*.
- Le second chapitre présente la commande vectorielle de la *MSAP* par orientation du flux rotorique à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type *PI*.
- Au troisième chapitre, on présentera quelques techniques de commande sans capteur de vitesse basé sur un observateur mode glissant, qui va nous permettre d'éviter l'utilisation des capteurs mécaniques.

Enfin on conclut sur une perspective basée sur les résultats obtenus.

Chapitre I

Modélisation de la MSAP et de son Alimentation

I.1 Introduction

Depuis longtemps, l'utilisation des moteurs à courant continu (MCC) dans l'industrie offrant le principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur parmi d'autres qui limitant de plus en plus son utilisation [2].

la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement.

C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient.

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup davantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [3].

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer.

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [4].

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux induit balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.e.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone.

La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface.



Figure I.1 : Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents [5]

- L'aimant permanent peut être placé en trois différentes positions :

La première possibilité Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial est montrée à la figure (I.2.a).

Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure (I.2.b).

Enfin la figure (I.2.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale. A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_q sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas.

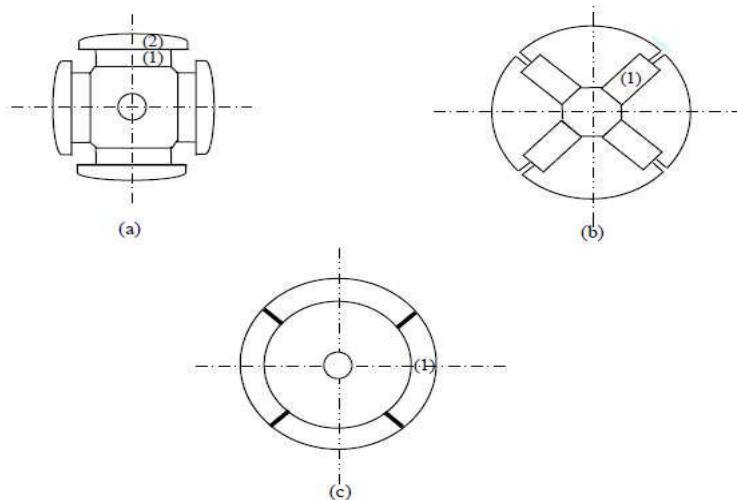


Figure I.2 : Différents types de rotors d'une MSAP.

(a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).

(b) aimants permanents (1) noyés.

(c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

1.2.1 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [40][41][6][42][43][44]

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballaït, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Supporter des surcharges et un bon comportement en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

1.2.2 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

I.3 Domaines d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) [6], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [7] :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins,
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.4 Différents types de machines à aimants permanents

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable [8].

Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

a. Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La figure (I.3) montre un exemple de moteur à rotor intérieur.

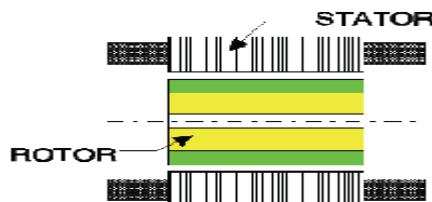


Figure I.3 : Moteur à rotor intérieur [8]

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

b. Moteur à rotor extérieur

La figure (I.4) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.



Figure I.4 : Moteur à rotor extérieur

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

c. Moteurs à entre fer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure (I.5) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

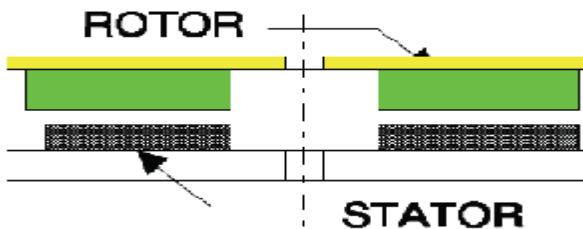


Figure I.5 : Moteur à entre fer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault. Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réluctant à faible vitesse.

I.5. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [12] : Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références, sont [9] :

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

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

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

I.5.1 Mise en équation de la MSAP en triphasé

a. Les équations électriques

La figure (I.6) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

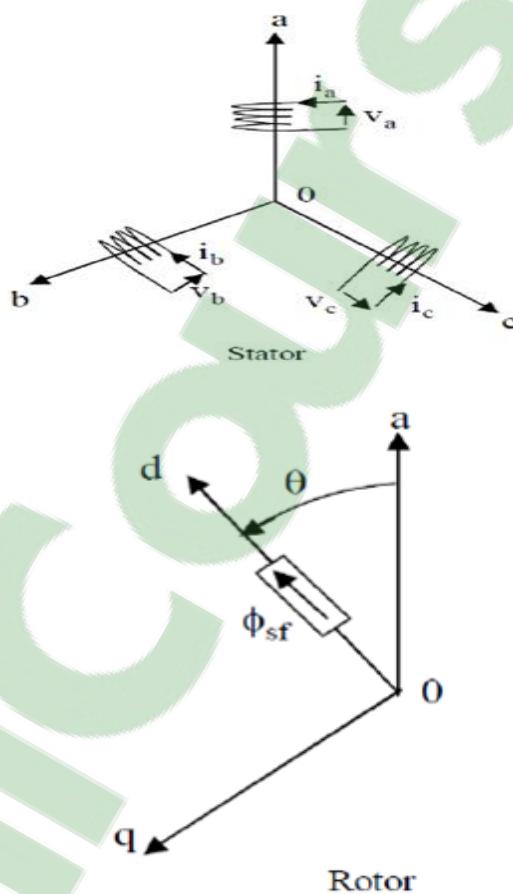


Figure I.6 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé

- **Du stator :**

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Avec :

R_s : La résistance des phases statorique,

$[V_a \ V_b \ V_c]^t$: Vecteur tensions des phases statoriques.

$[i_a \ i_b \ i_c]^t$: Vecteur courants des phases statoriques.

$[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^t$: Vecteur flux des phases statoriques.

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

R_s : Résistance par phase statorique.

b. Equations magnétiques

- Flux statorique:

$$[\phi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [M_{sf}][i_f] \quad (\text{I.2})$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée d'ordre 3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans et les termes variables dépendent de θ , que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$. Posons :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{I.3})$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Et

$$[L_{s2}(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Avec :

$[M_{s0}]$: Inductance mutuelle entre deux phases statorique.

$[L_{s0}]$: Inductance propre d'une phase statorique.

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

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \text{ et } [M_{sf}] = [M_{sf}]^t \quad (I.6)$$

$[M_{sf}]$: La matrice d'inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

c. Les équations mécaniques

Les seules pièces mobiles d'une (MSAP) sont le rotor et son roulement, et la robustesse et la fiabilité de cette machine est une conséquence directe de sa structure peu compliquée. A cet effet, l'application de la deuxième loi de newton dans cette approche définit aisément. La dernière équation mécanique du modèle de système d'équations fondamentales de la MSAP comme suite :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.7)$$

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.8)$$

$$C_f = f\Omega \quad (I.9)$$

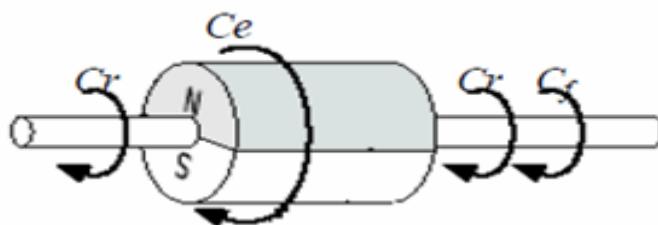


Figure I.7 : Les différents couples qui agissent sur le rotor

J : Et le moment d'inertie du moteur ;

f : C'est le coefficient de frottement visqueux ;

C_e : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur ;

C_r : C'est le couple résistant, ou de charge ;

I.6. Transformation triphasé – diphasé [10]

I.6.1 Principe de la transformation de Park

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de park, qui rapporte les équations électriques et toriques à un système cartésien d'axes, dq .

Dans le repère classique il y a trois axes (*as*, *bs*, *cs*) orientés suivant les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Habituellement, l'axe *as* est considéré comme référence pour les transformations ultérieures. Quant au rotor, on a toujours un seul axe (*F* correspondant à la direction de l'aimantation) pour la machine synchrones à aimants permanents θ donne la position du rotor par rapport au stator.

Les trois enroulements du stator peuvent être remplacés par deux enroulements fictifs à $\pi/2$ dans l'espace et alimentés par des courants à $\pi/2$ dans le temps. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les axes *d* et *q*, où dans le cas de la MSAP (figure I.8) l'axe *d* est orienté suivant le rotor (suivant la direction de l'aimantation).

Pour passer du système triphasé, *abc*, au système biphasé, *dq*, (réciproquement) il faut utiliser les transformations suivantes [11] [12]:

$$[V_{abc}] = [P(\theta)] [V_{dqd}] \quad (I.10)$$

$$[V_{dqd}] = [P(\theta)]^{-1} [V_{abc}] \quad (I.11)$$

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ sont les matrices de passage directe et inverse, qui sont données par:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Le système *dq* sera utilisé dans la commande vectorielle des machines électriques. Dans le Système *dq*, les grandeurs électriques sont de type continues, ce qui donne la possibilité de faire une commande similaire à la commande des machines à courant continu.

I.6.2 Principe de la transformation de Concordia

Si on pose $\theta=0$ dans les équations (I.12.13), les matrices de Park deviennent les matrices de Concordia :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

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

Les transformations de Concordia sont utilisées pour faire le passage entre le système triphasé, abc , et un système fictif, $\alpha\beta$. Ils seront utilisés dans le contrôle direct du couple DTC-direct torque control), on obtient les transformations de Concordia:

$$[V_{abc}] = [C][V_{\alpha\beta\theta}] \quad (I.16)$$

$$[V_{\alpha\beta\theta}] = [C]^{-1}[V_{abc}] \quad (I.17)$$

I.6.3.Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes de la machine synchrones à aimants permanents, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d,q) [13] :

I.6.3.a. Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au stator, dans ce cas la phase $a\theta$ et d coïncident. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courants alternatif.

I.6.3.b. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r . l'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I.6.3.c. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. Ce référentiel est généralement utilisé

dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

I.7.Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équation, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor [14].

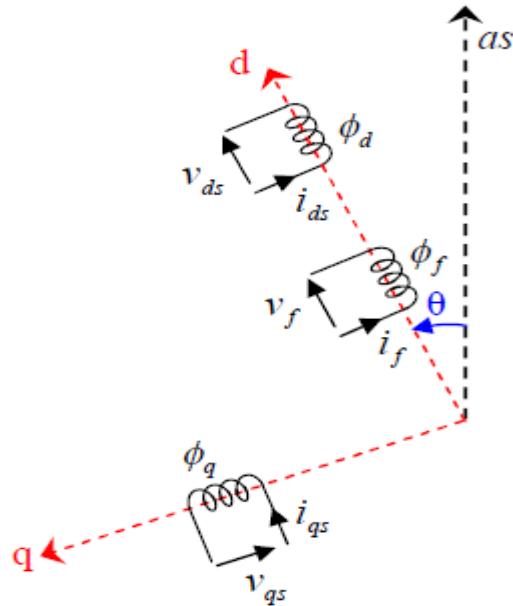


Figure I.8 : Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

I.7.1.Equations électriques

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \phi_d - p\omega_r \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \phi_q + p\omega_r \phi_d \end{cases} \quad (I.18)$$

I.7.2.Equations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes:

Sur l'axe d [15] [16]:

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_{sf} \quad (I.19)$$

ϕ_d : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor:

Sur l'axe q :

$$\phi_q = L_q i_q \quad (I.20)$$

Le modèle de la (MSAP) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - p\omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + p\omega_r (L_d i_d + \phi_{sf}) \end{cases} \quad (I.21)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p\omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{d}{dt} i_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - p\omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{1}{L_q} \phi_{sf} p\omega_r + \frac{V_q}{L_q} \end{cases} \quad (I.22)$$

I.7.3 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromécanique C_{em} est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les *FMMs* dans l'entrefer généré par les courants statoriques. Il est démontré par [10] [17]:

Selon park l'expression de la puissance transmise est la suivante:

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (I.23)$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura:

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_d^2 + i_q^2) + (i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt}) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \right] \quad (I.24)$$

- $\frac{3}{2} [R_s (i_d^2 + i_q^2)]$: représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} [i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt}]$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2} \left[\frac{d\phi}{dt} (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \right]$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P\Omega = P\omega_r = \omega \text{ et } P_e = C_e \Omega \quad (I.25)$$

Avec :

ω : La pulsation électrique.

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

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

$$C_e = \frac{3}{2} P [\phi_d i_q - \phi_q i_d] \quad (I.26)$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \phi_{sf}] \quad (I.27)$$

Si le rotor est lisse ($L_d = L_q$), cette équation se simplifie en:

$$C_e = \frac{3}{2} P i_q \phi_{sf} \quad (I.28)$$

I.7.4. Equations du mouvement

La dynamique de la machine est donnée par l'équation du mouvement suivante:

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.29)$$

I.7.5. Mise sous forme d'équation

Le modèle de notre système est donné comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} i_d + p \frac{L_q}{L_d} i_q \omega_r \\ \frac{-R_s}{L_q} i_q - p \frac{L_d}{L_q} i_d \omega_r - p \frac{\phi_{sf}}{L_q} \omega_r \\ \frac{3}{2} \frac{P}{J} (\phi_{sf} i_q - (L_q - L_d) i_d i_q) - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

A partir de (I.21), et (I.27), (I.29) le modèle de la MSAP dans le repère de Park peut être schématisé sous forme schéma bloc Simulink suivant :

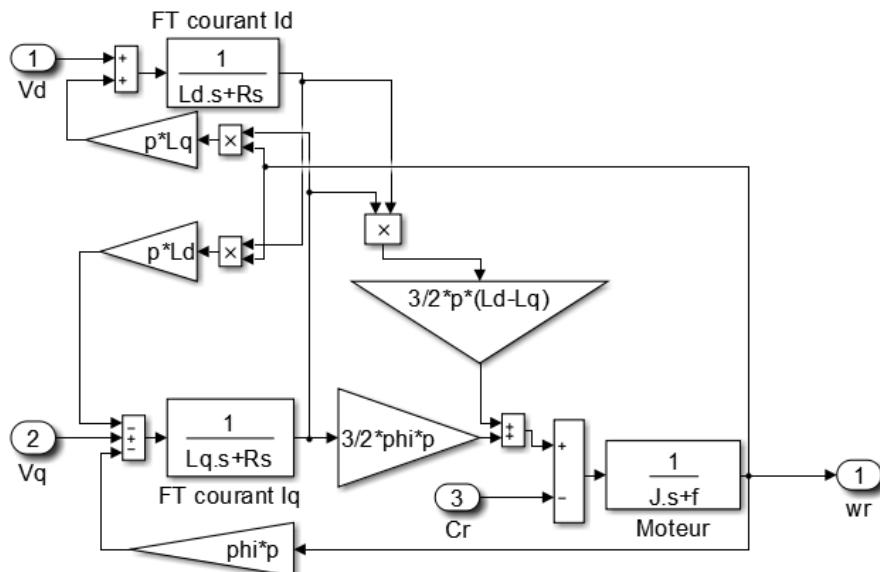


Figure I.9 : Schéma Simulink du modèle de la MSAP dans le repère de Park.

I.8 Principe de l'autopilotage des machines synchrones

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les f.é.m. de celle-ci et les courants statoriques.

Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine. Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor .Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine.

Avec l'utilisation de ce principe, plusieurs variantes existent, dans les quelles le type de la machine et du convertisseur sont pris en compte [18].

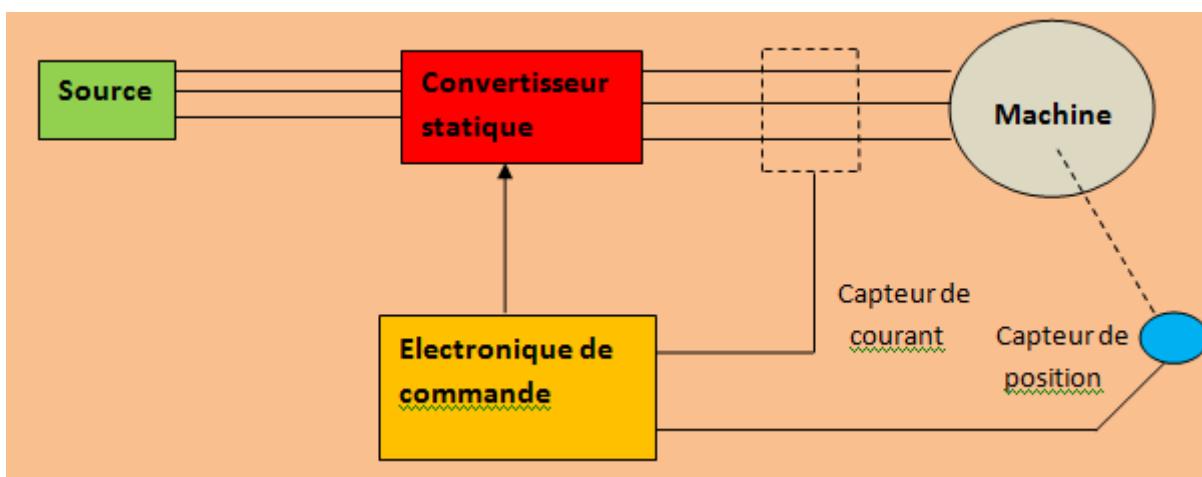


Figure I.10 : Schéma de Principe d'autopilotage d'une Machine Synchrone

I.9 Modélisation de l'alimentation de la MSAP à vitesse variable

I.9.1 Introduction

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d' entraînement complet où la machine synchrone à aimant permanent est associée à deux convertisseurs en cascade.

Le convertisseur coté machine est constitué d'un onduleur de tension triphasé, et le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre.

La figure (I.11) illustre le schéma de principe de cette association [6] [19].

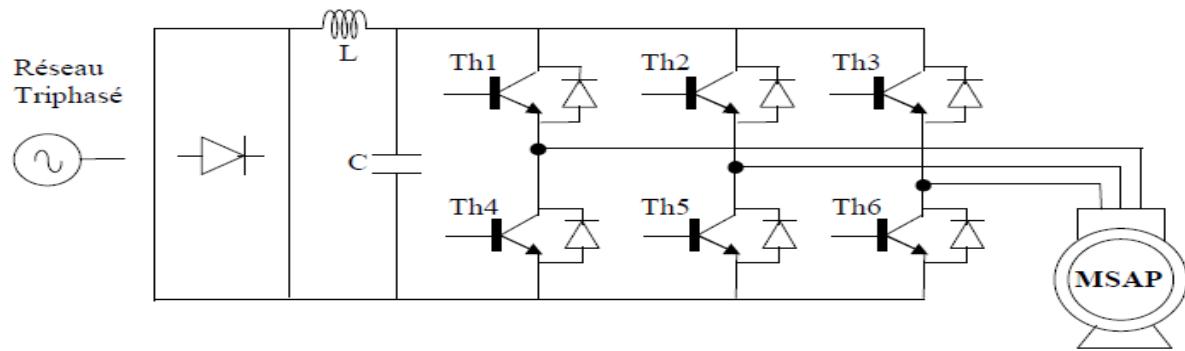


Figure I.11 : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

I.9.2 Système d'alimentation de la MSAP

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable [20], comme sont représentées dans le schéma de principe par la Figure (I.11).

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [20]:

- Une large plage de variation de vitesse.
- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faibles.

I.9.2.1 Modélisations du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur << alternatif /continu>>. Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, il est représenté par la (Figure I.12).

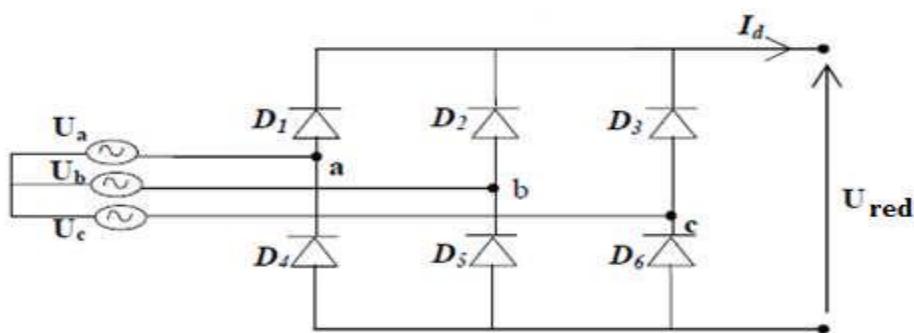


Figure I.12 : Redresseur triphasé double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes (D_1 , D_2 et D_3) à cathode commune assurant l'aller du

courant $i_d(t)$ et trois diodes (D_4 , D_5 et D_6) à anode commune assurant le retour du courant $i_d(t)$. Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension:

$$\begin{cases} U_a(t) = v_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = v_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.31)$$

Si on néglige l'effet de l'empietement, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par:

$$U_{red}(t) = \max(U_a(t), U_b(t), U_c(t)) - \min(U_a(t), U_b(t), U_c(t)) \quad (I.32)$$

Cette tension est représentée par la Figure (I.13).

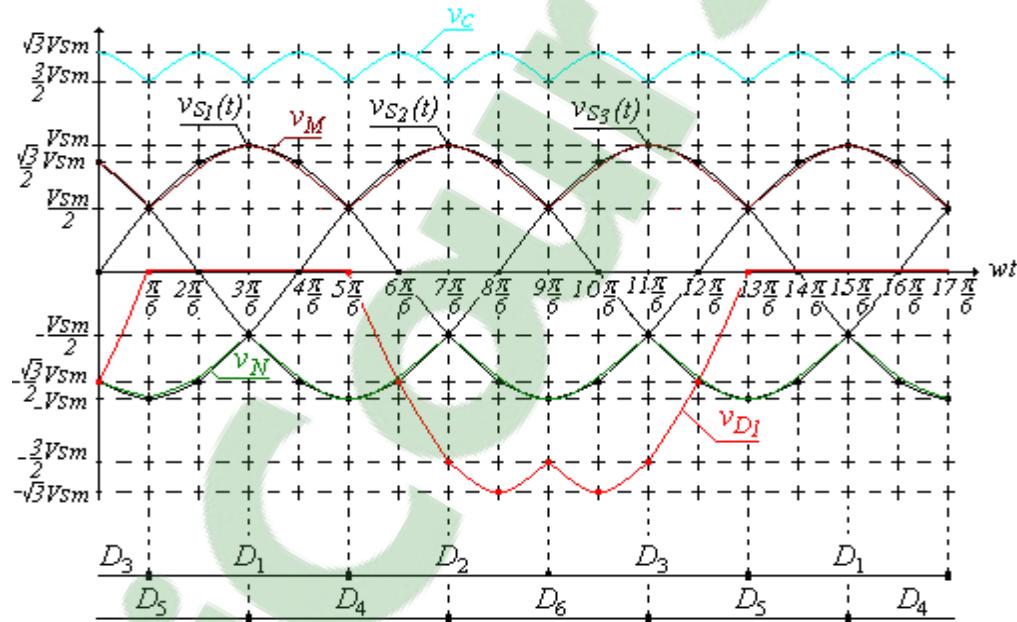


Figure I.13 : Représentation de la tension de sortie du redresseur

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage. La tension d'alimentation $U(t)$ dc de l'onduleur associé à la MSAP est générée par une cascade composée d'un redresseur et d'un filtre passe-bas schématisée par la (Figure I.14).

I.9.2.2 Modélisation du filtre

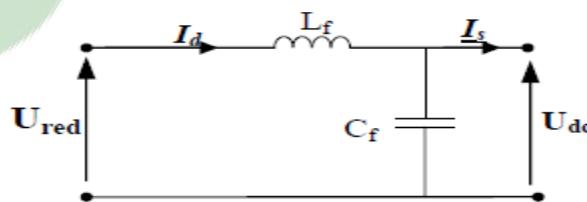


Figure I.14 : Représentation d'un filtre passe- bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{d}{dt} i_d(t) + U_{dc}(t) \\ \frac{d}{dt} U_{dc}(t) = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i_s(t)) \end{cases} \quad (I.33)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(P) = \frac{U_{dc}(P)}{U_{red}(P)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f P})^2} \quad (I.34)$$

Le rôle de la capacité C_f est d'assurer le caractère de la source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir de l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.

Le rôle de l'inductance L_f est de lisser le courant I_d à travers la source de tension.

La fréquence de coupure égale à : [21], [22]

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (I.35)$$

I.9.3 Onduleur de tension triphasé [23]

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de la vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en anti-parallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la machine une fois les interrupteurs sont ouverts [24].

I.9.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Dans l'étude de l'ensemble commande onduleur machine charge, nous nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux: c'est-à dire résistance nulle à l'état passant,

résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur machine.

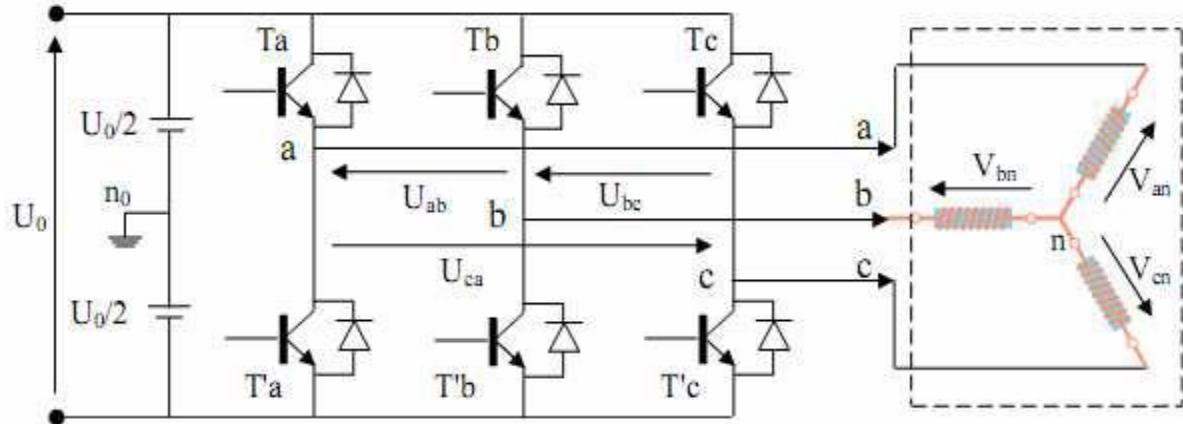


Figure I.15 : Schéma de l'onduleur triphasé

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure(I.15) : on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de f.e.m égale à $U/2$ 0 connectés entre eux par un point noté n_0 .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} , l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques (Si les transistors supposée être des interrupteurs idéaux), on a:

Si $S_i=1$ Alors T_i est passant et T'_i est ouvert

Si $S_i = 0$ Alors T_i est ouvert et T'_i est passant

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (I.36)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right)(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right)(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right)(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (I.37)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (I.38)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \left(\frac{1}{3}\right)[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (I.39)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits Si (i=a,b,c) on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2}$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (I.40)$$

En remplaçant (I.40) dans (I.39), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (I.41)$$

En remplaçant (I.40) dans (I.41), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

I.9.3.2 Onduleur de Tension à MLI

Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer: [6]

Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.

Les modulations pré calculées 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 post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI Vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée.

I.9.3.2.1 Modulation de Largeur d’Impulsion 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 :

- 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'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [7]

* Caractéristique de la MLI [21].

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{I.43})$$

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{I.44})$$

Avec :

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

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

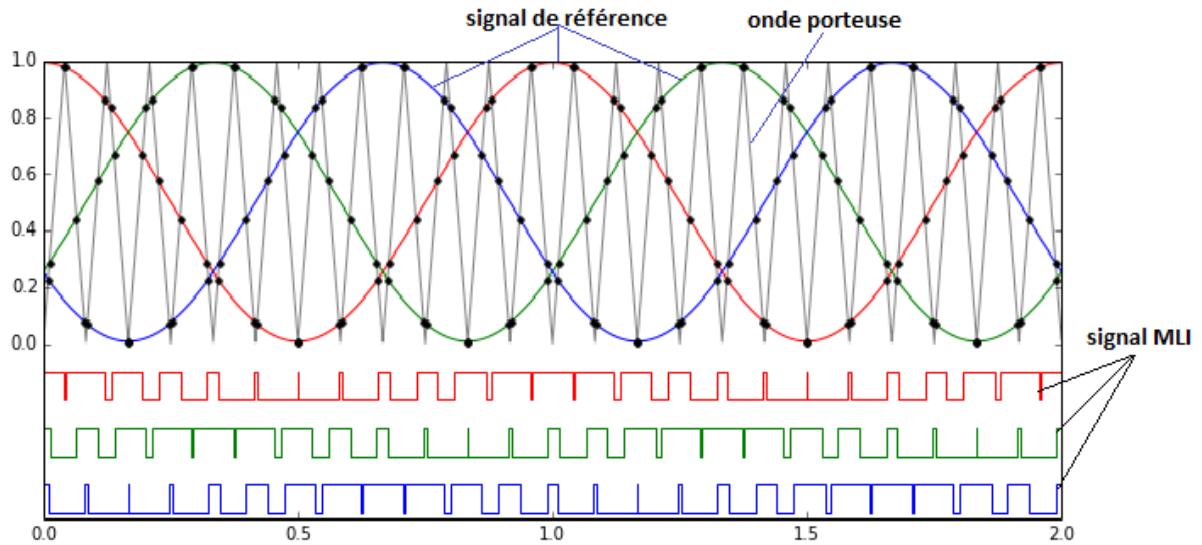


Figure I.16 : Principe de la commande MLI

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.e.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point commun (0).

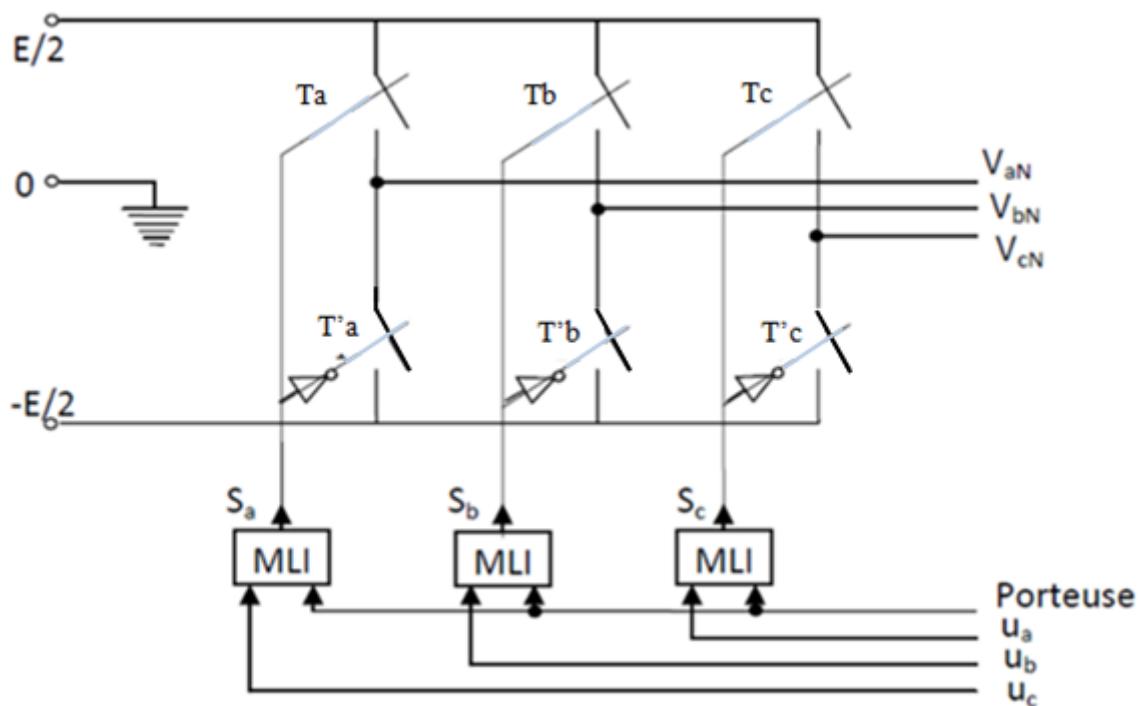
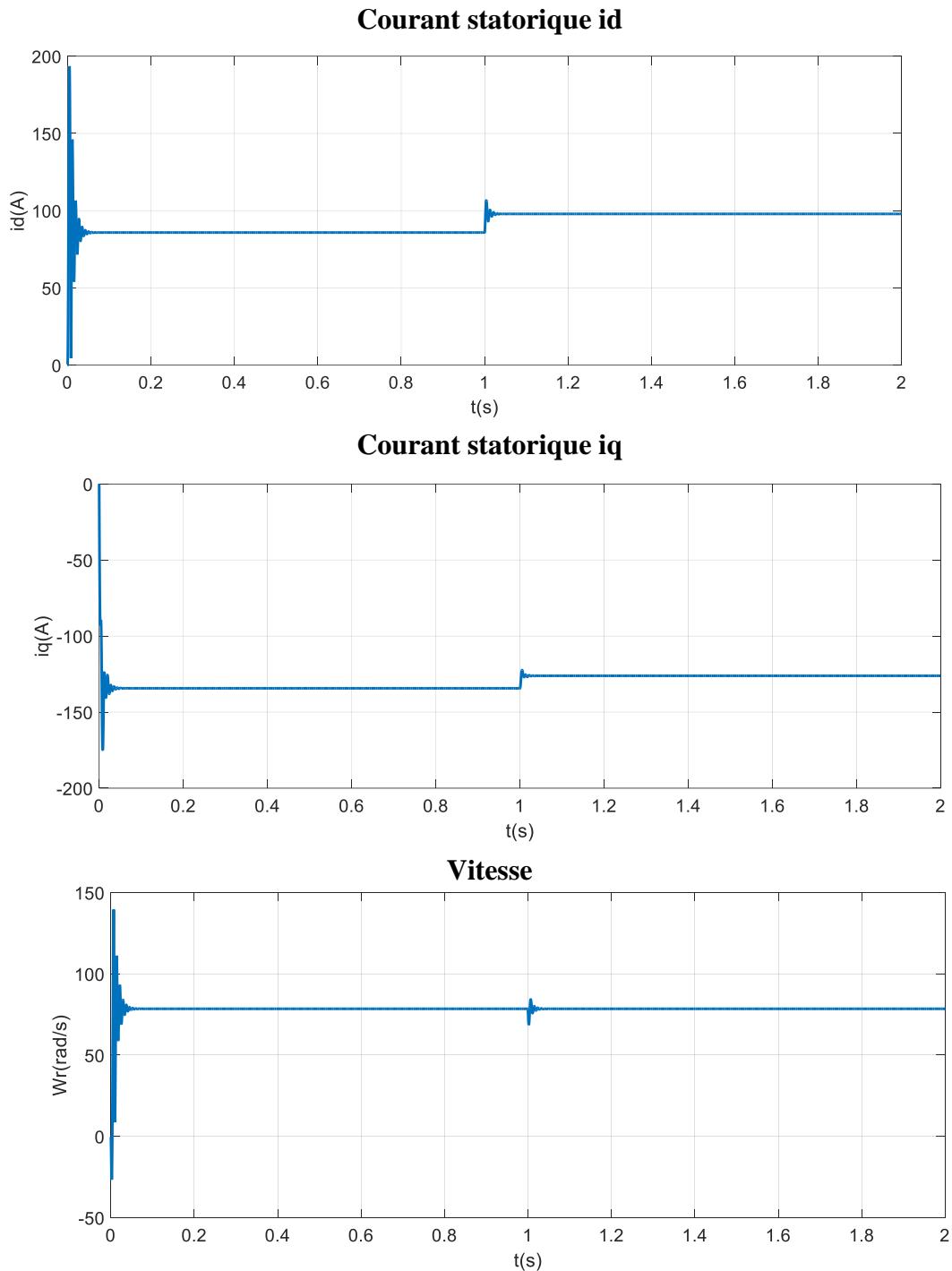


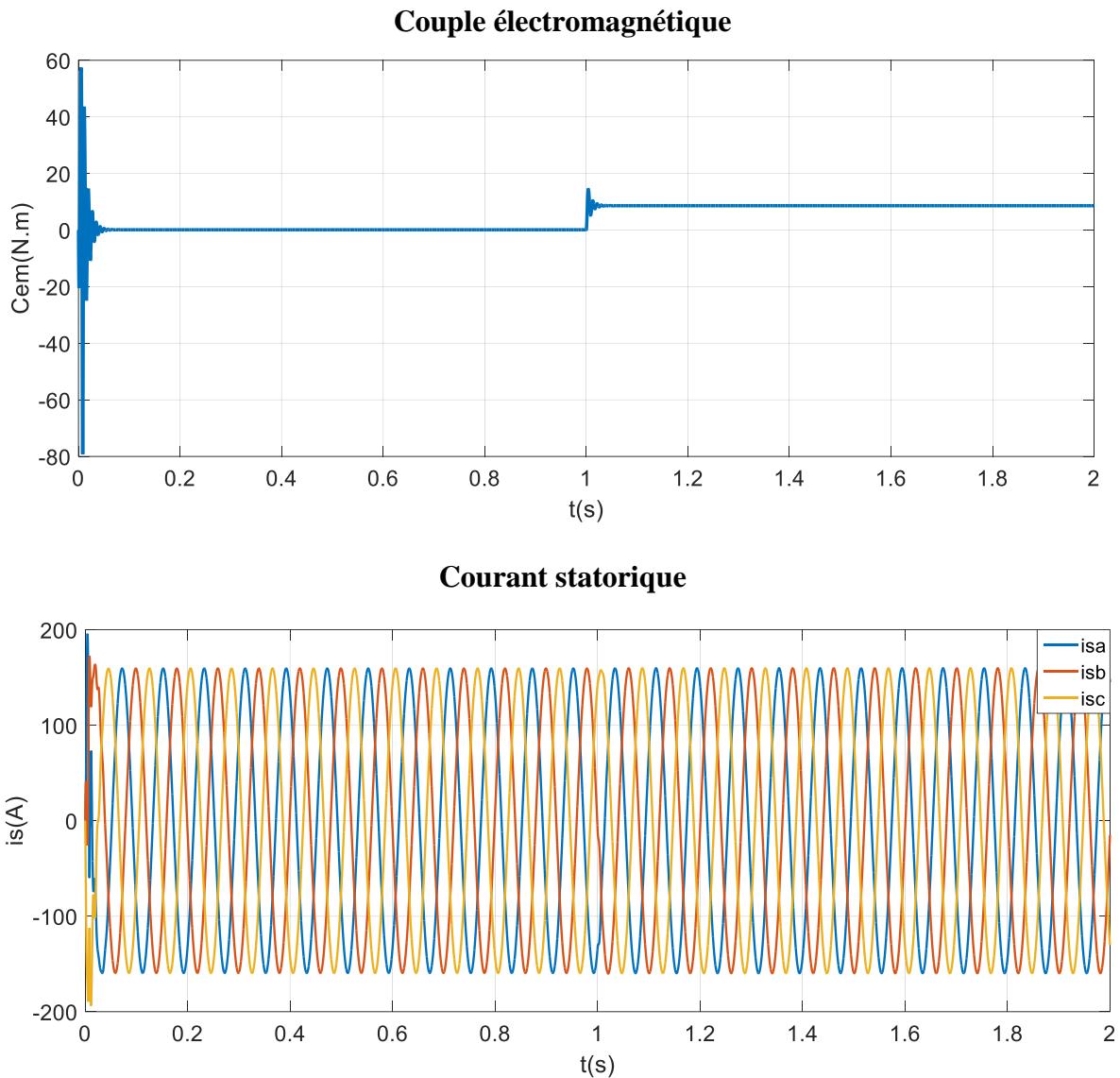
Figure I.17 : Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

I.10 Résultats de simulation

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine synchrone à aimant permanent, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard, et puis à travers l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion (MLI) qui sera considéré par la suite.

I.10.1 Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur





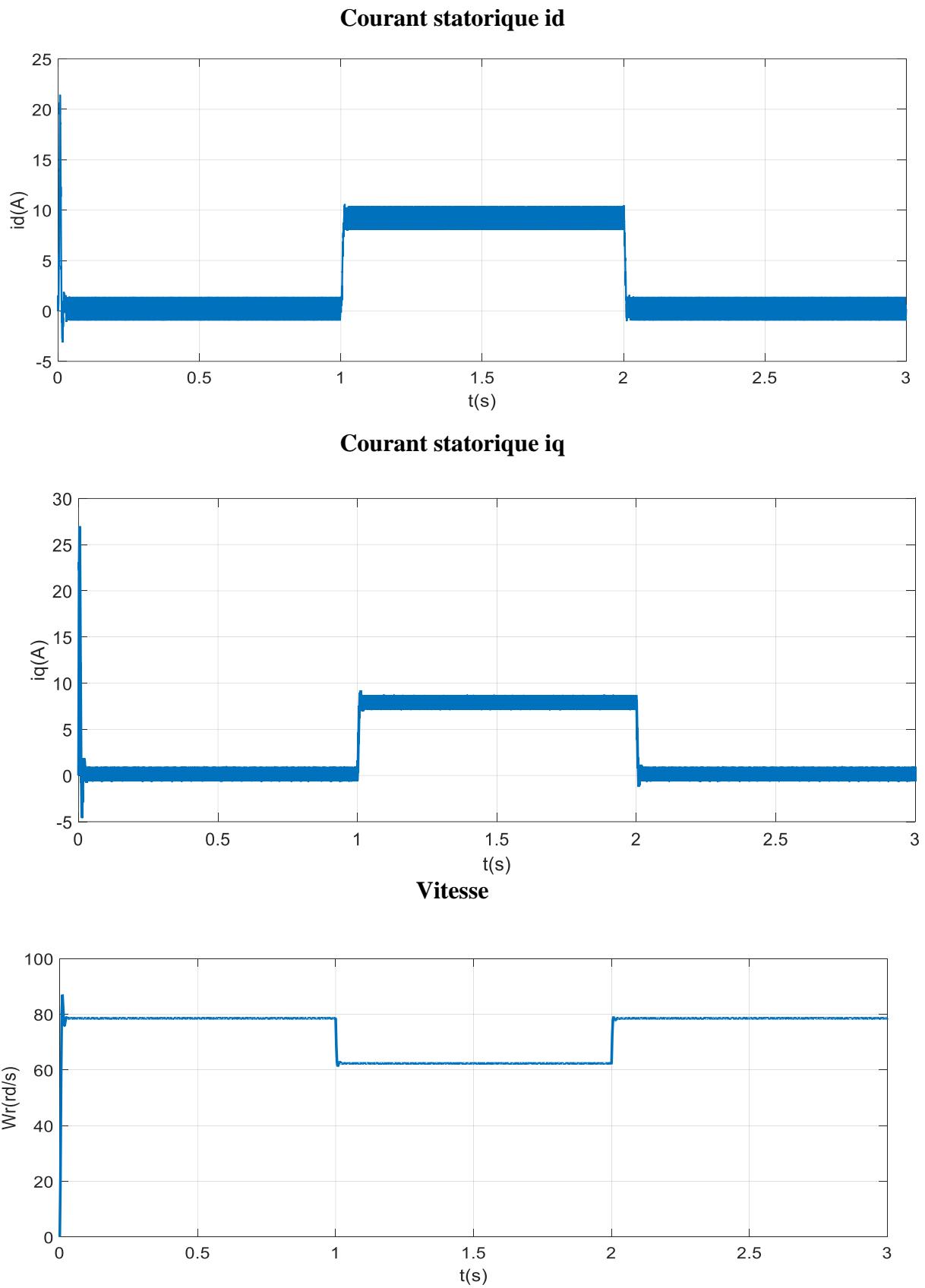
✓ Discutions des résultats

La vitesse atteint très rapidement le régime permanent avec un dépassement, puis en reste constante et égale à la vitesse de synchronisme jusqu'à l'application du $Cr = 0.5\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$ lors de la présence de la perturbation de charge on constate que la vitesse reste constante, c'est une propriété de la machine synchrone puisque celle-ci fonctionne toujours à la vitesse de synchronisme.

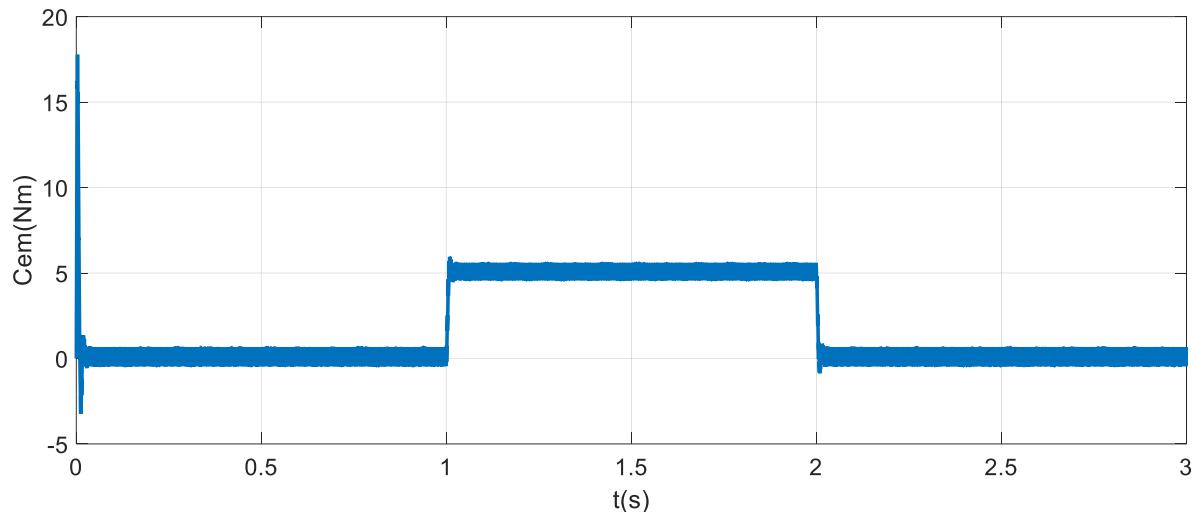
On remarque également que le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de la charge.

Ces résultats montrent la très faible inertie du MSAP, une très bonne maîtrise du couple et un fonctionnement avec une vitesse stable au synchronisme même en présence de charge.

I.10.2 Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur



Couple électromagnétique



✓ Discutions des résultats

La vitesse est démine lorsqu'on applique une charge

De la même manière que précédemment le couple est bien maîtrisé lors de l'application de la charge 5 N.m à $t=1$ s et puis si en décharger en $t=2$ s se stabilise à la valeur désirée.

Toutefois on remarque une dynamique un peu plus lente du démarrage avec l'onduleur.

II.10 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MSAP dans le repère de *Park* a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des *MLI* les plus connues.

Le chapitre suivant a pour objectif l'étude d'une stratégie de pilotage théorique de la machine synchrone à aimants permanents qui est la commande vectorielle en boucle fermée.



CHAPITRE II

Commande vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction

Par le découplage entre la production du couple électromagnétique et la magnétisation en flux la machine à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable. En 1971, BLASCKE a proposé une méthode de commande par champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courants continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation [25].

Pour réaliser le contrôle, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le courant générant le couple. Ainsi, nous obtenons un modèle découplés de la machine du flux et du couple électromagnétique sont de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, on obtient des performances considérables puisque le couple dépend uniquement du courant i_q , relatives à la réponse du système en régime dynamique semblable à celle des machines à courant continu.

II.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant I_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant i_q via la tension V_q .

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.

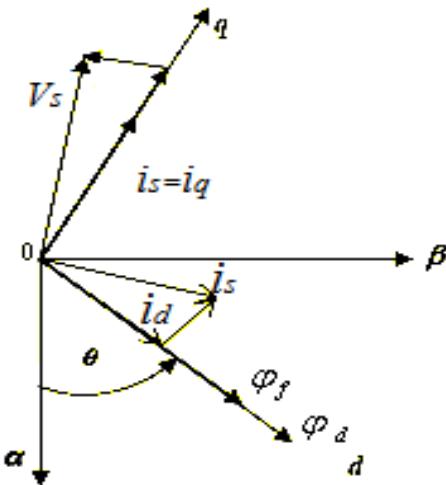


Figure II.1 : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant

La figure (II.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe α , du référentiel (α, β) lié au stator. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante i_d du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant i_d est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (sur excitation). D'autre part, si le courant i_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant i_d doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant [26].

$$i_d = 0 \Rightarrow i_q = i_s$$

Donc :

$$\phi_d = \phi_{sf}$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} p \phi_{sf} i_q \quad (\text{II.1})$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_q , d'où la représentation suivante:

$$C_e = k_t i_q \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} P \phi_{sf} \quad (\text{II.3})$$

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

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{\max}$$

Où : i_{\max} est le courant maximal.

II.3 Commande vectorielle de la (MSAP)

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

- L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I)

II.4 Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

La figure (II.2) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en vitesse et commandée par orientation du flux

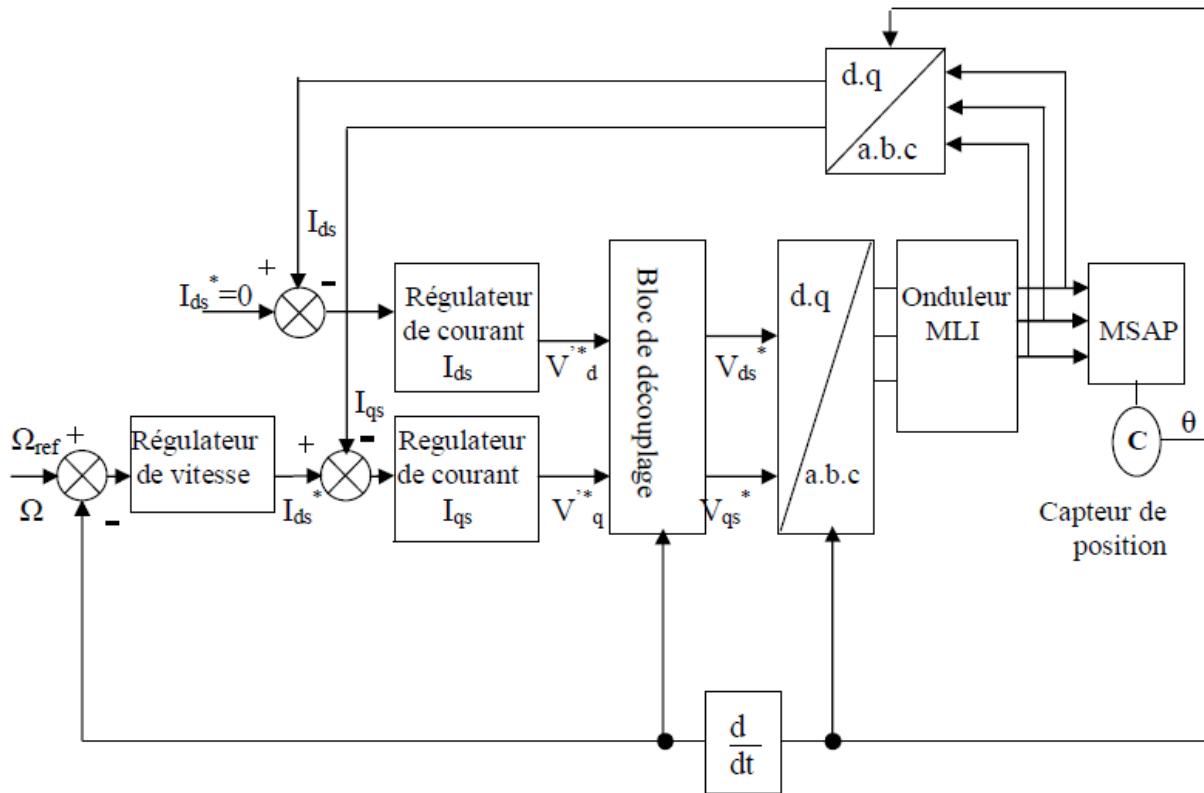


Figure II.2 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants i_{ds} et i_{qs} et transformation de Park et Concordia.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^\bullet ou le courant de référence i_{qs}^\bullet . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine i_{qs}^\bullet est comparé à la valeur i_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence V_{qs}^\bullet .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de i_{ds} . Le courant i_{ds} de référence est maintenu à zéro.

La sortie des régulateurs de i_{ds} et i_{qs} donnent des tensions de référence V_{ds}^\bullet et V_{qs}^\bullet et par la transformation de Park, on obtient les références de tensions V_{as}^\bullet , V_{bs}^\bullet , V_{cs}^\bullet , qui sont les tension de la commande de l'onduleur à commande MLI.

Le système d'équation (I.24.29) introduit au chapitre précédent présent des non linéarités dues essentiellement à la présence des termes ωi_d , ωi_q et $i_d i_q$ pour cette raison nous allons ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendantes, ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

II.5 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q i_q \omega \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega i_d + \phi_{sf} \omega \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s i_d + L_q i_q \omega) \\ \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s i_q - L_d \omega i_d - \phi_{sf} \omega) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \omega_r \quad (\text{II.6})$$

Avec : $\omega = p \cdot \omega_r$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_{sf} i_q \right] \quad (\text{II.7})$$

Le modèle décrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé.

Le but principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leurs comportements statiques et dynamiques grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

La machine étudiée est de couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de Park est maintenu calé sur l'axe q ($I_s = I_q$). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle figure (II.3) qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système d'équations (II.4) devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \phi_{sf} \omega \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Et le couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \cdot \phi_{sf} \cdot i_q \quad (\text{II.9})$$

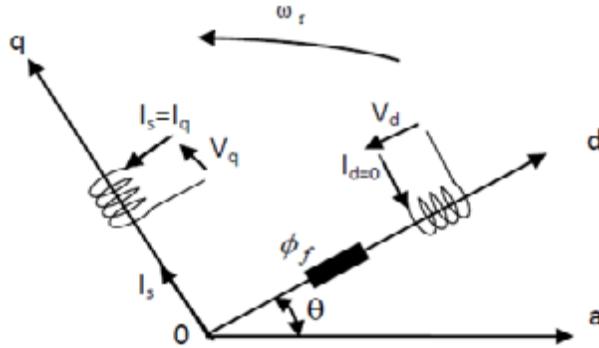


Figure II.3 : Principe de la commande vectorielle

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes «*d*» et «*q*». Le modèle (II.8), (II.9) et l'équation mécanique peuvent être représentées par le schéma fonctionnel figure(II.4) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

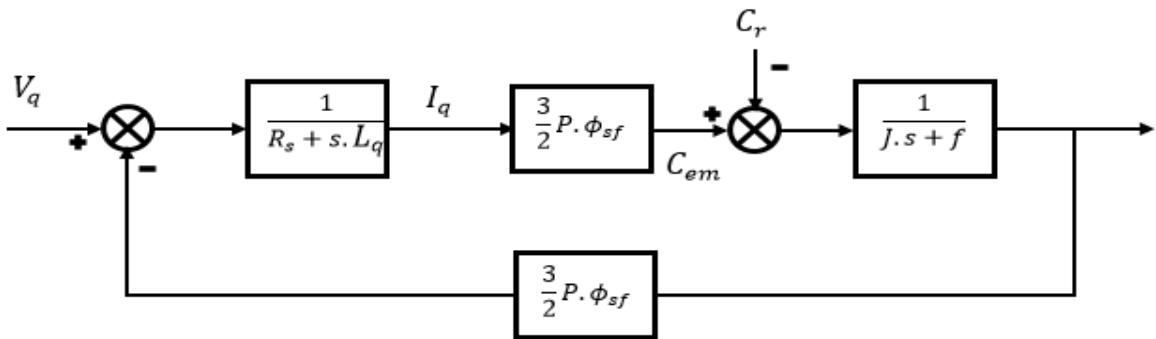


Figure II.4 : Modèle de la MSAP quand i_d est nul

II.6 Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence.

Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes *d* et *q*. [14]

Les tensions suivant les axes (*d*, *q*) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_q i_d + \phi_{sf}) \\ \omega = p\omega_r \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_d = (R_s + L_d s) i_d - \omega L_q i_q \\ V_q = (R_s + L_q s) i_q + \omega (L_q i_d + \phi_{sf}) \\ \omega = p\omega_r \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

La figure (II.5) représente le couple entre les axes d et q

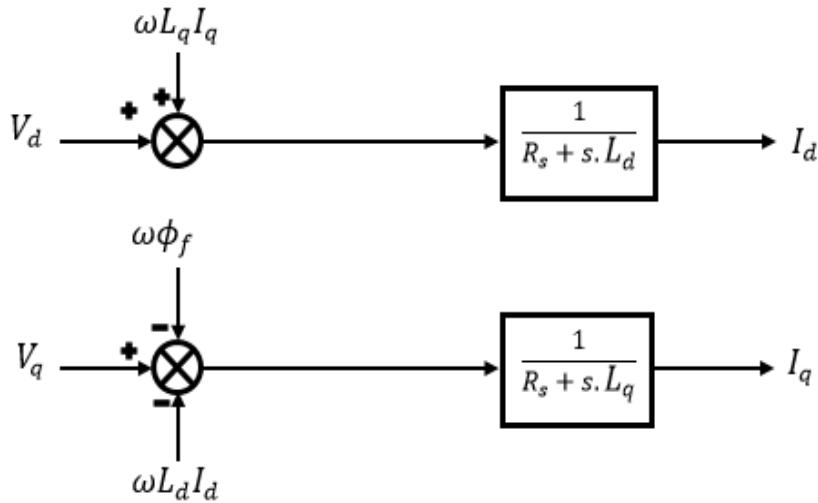


Figure II.5: Description des couplages

A partir des équations (II.10), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions figure (II.6). Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

Alors :

$$\begin{cases} V_d = V_d' + e_d \\ e_d = -\omega L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{i_d}{V_d'} = \frac{1}{R_s + sL_d} \quad (\text{II.13})$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue

la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega L_d i_d + \omega \phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante

$$: \frac{i_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + sL_q} \quad (\text{II.15})$$

s: Opérateur de Laplace.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

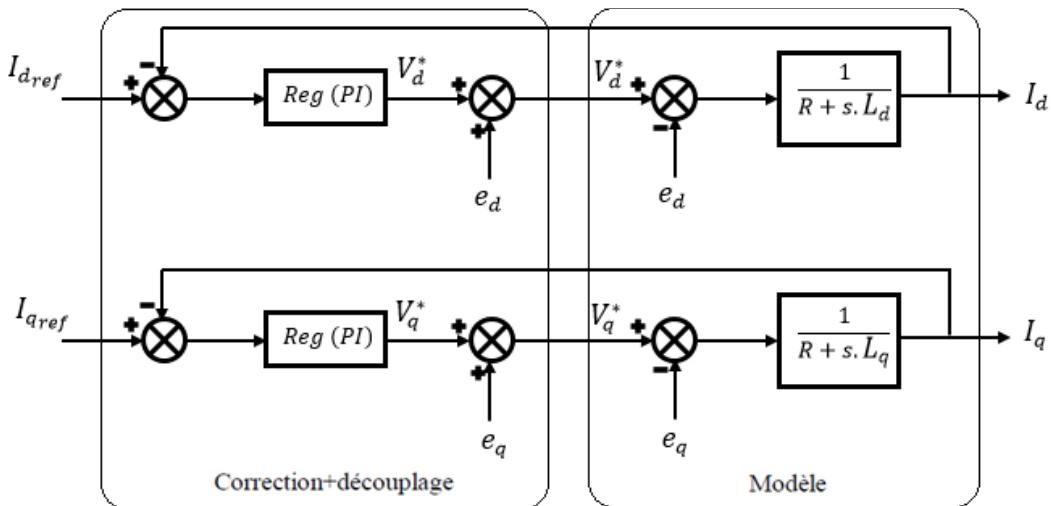


Figure II.6 : Découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découpées.

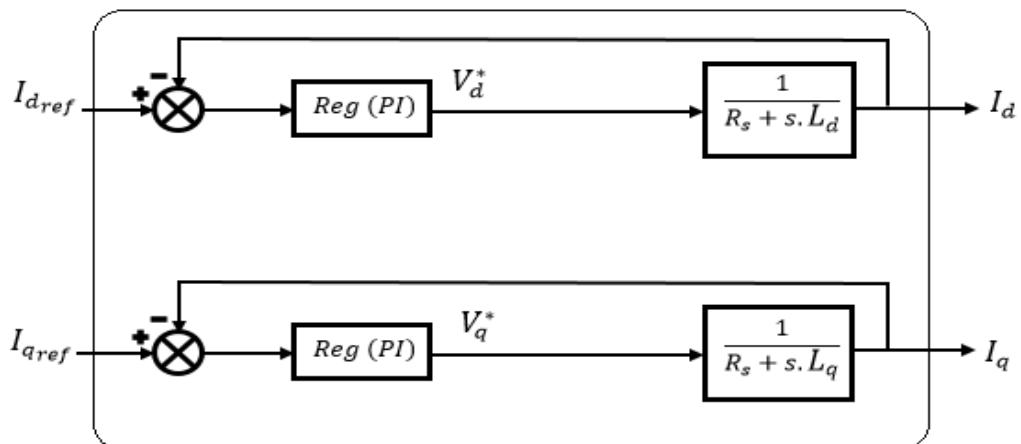


Figure II.7 : Commande découpée

II.7 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

II.7.1 Avantages de la commande vectorielle

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

II.7.2 Inconvénients de la commande vectorielle

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

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

II. 8 La Régulation

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type *PI* ou *PID* sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [27].

II.8.1 Conception des Régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler [28].

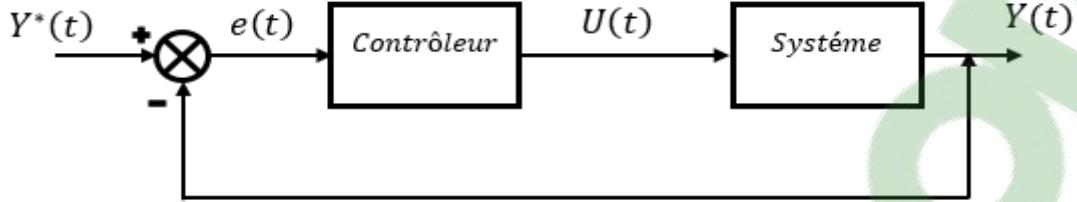


Figure II.8: Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \quad (\text{II.16})$$

II.8.1.1 Action Proportionnelle (K_p)

- Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.8.1.2 Action Intégrale (K_i)

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.8.2 Calcul des Régulateurs [29]

II.8.2.1 Régulateur des Courants

Le schéma du contrôle des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles distinctes comme l'indique la figure suivante :

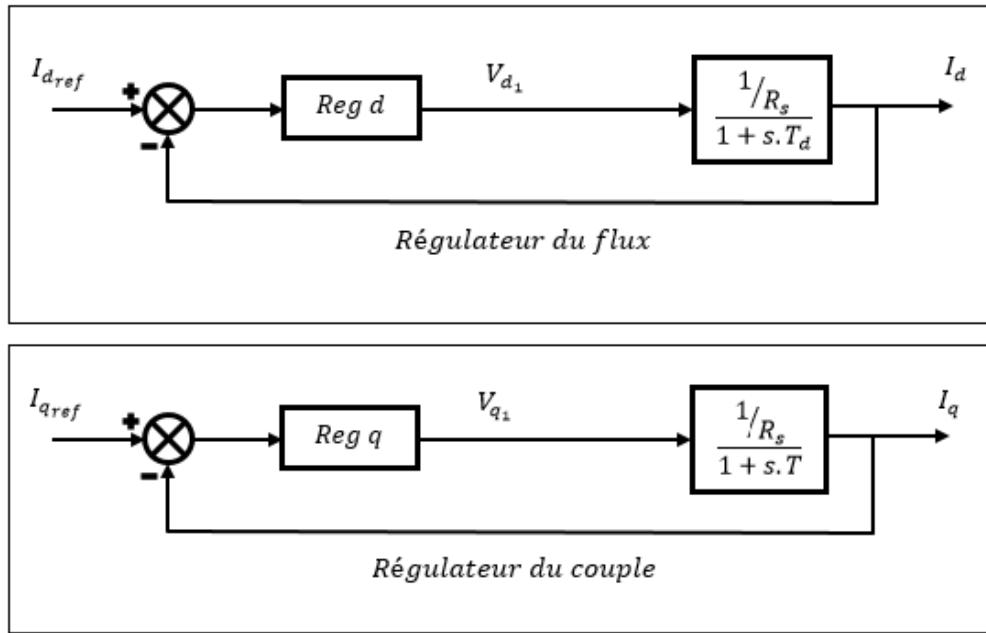


Figure II.9 : commande des courants en deux boucles indépendantes

A partir des équations (II.11), (II.12) et (II.14), on peut écrire les fonctions de transfert suivantes:

$$F_d(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{1+T_d \cdot s}} = \frac{i_d}{V_{d1}} \quad (\text{II.17})$$

$$F_q(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{1+T_q \cdot s}} = \frac{i_q}{V_{q1}} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad \text{et} \quad T_q = \frac{L_q}{R_s}$$

T_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe d .

T_q : est la constante de temps électrique relative à l'axe q .

Les régulateurs (Reg_d) et (Reg_q) sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$\operatorname{Re} g_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s\right) \quad (\text{II.19})$$

$$\operatorname{Re} g_q(s) = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s\right) \quad (\text{II.20})$$

K_{pd}, K_{pq} : est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i.

K_{id}, K_{iq} : est le gain de l'action intégrale.

T_{id}, T_{iq} : est la constante du temps d'intégration.

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par :

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

$$FTBO_q = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s\right) \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_q \cdot s} \quad (\text{II.22})$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_d \quad (\text{II.23})$$

$$\frac{K_{pq}}{K_{iq}} = T_q \quad (\text{II.24})$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$FTBF_d = \frac{1}{1 + \tau_d \cdot s} = \frac{i_d}{i_{d.ref}} \quad (\text{II.25})$$

$$FTBF_q = \frac{1}{1 + \tau_q \cdot s} = \frac{i_q}{i_{q.ref}} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}} \quad (\text{II.27})$$

$$\tau_q = \frac{R_s}{K_{iq}} \quad (\text{II.28})$$

τ : le constant du temps en boucle fermée.

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de τ_d et τ_q . Celles-ci sont choisies de manière à ce que la constante de temps du système en boucle fermée régulé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

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

$$T_r = 3 \frac{R_s}{K_{id}}$$

❖ pour le courant i_d :

$$K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{T_r}$$

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_{pd}}{K_{id}}$$

$$K_{pd} = \frac{L_d K_{id}}{R_s} = \frac{3 \cdot L_d}{T_r}$$

❖ pour le courant i_q :

$$K_{iq} = \frac{3 \cdot R_s}{T_r}$$

$$K_{pq} = \frac{L_q K_{iq}}{R_s} = \frac{3 \cdot L_q}{T_r}$$

II.8.2.2 Calcul du Régulateur de vitesse

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{Js + f_r} \quad (\text{II.29})$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

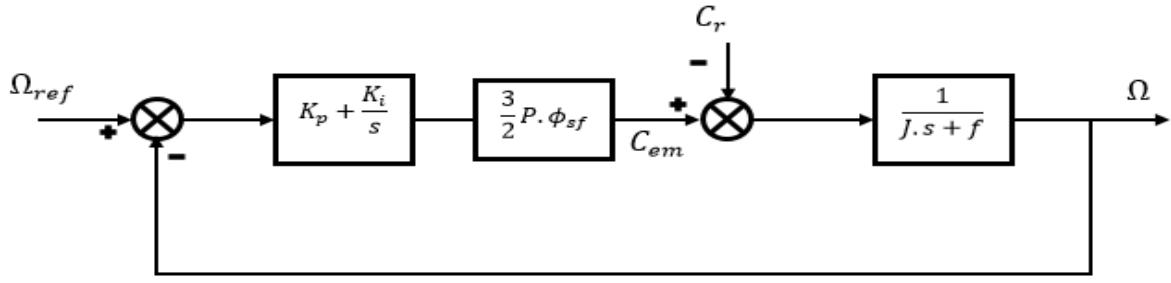


Figure II.10 : Boucle de régulation de vitesse

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

$$K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \quad (\text{II.30})$$

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

$$FTBO_\Omega = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \frac{3p\phi_{sf}}{2} \frac{1}{Js + f_r} \quad (\text{II.31})$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_\Omega = \frac{3p\phi_{sf} \cdot K_{p\Omega} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right)}{2J \cdot s^2 + (2f_r + 3p\phi_{sf} \cdot K_{p\Omega})s + 3p\phi_{sf} \cdot K_{i\Omega}} \quad (\text{II.32})$$

Après le calcul en trouve :

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

$$FTBF_\Omega = \frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0} \right) s + 1 \quad (\text{II.33})$$

Avec:

ω_0 : Pulsation propre du système,

ξ : Coefficient d'amortissement.

Et ζ représente le coefficient d'amortissement et ω_0 représente la pulsation naturelle. Par identification des équations (II.32) et (II.33) on obtient :

$$\frac{2J}{3p\phi_{sf} \cdot K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega^2} \quad (\text{II.34})$$

$$\frac{3p\phi_{sf} \cdot K_{p\Omega} + 2f_r}{3p\phi_{sf} \cdot K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad (\text{II.35})$$

On déduit K_i et K_p :

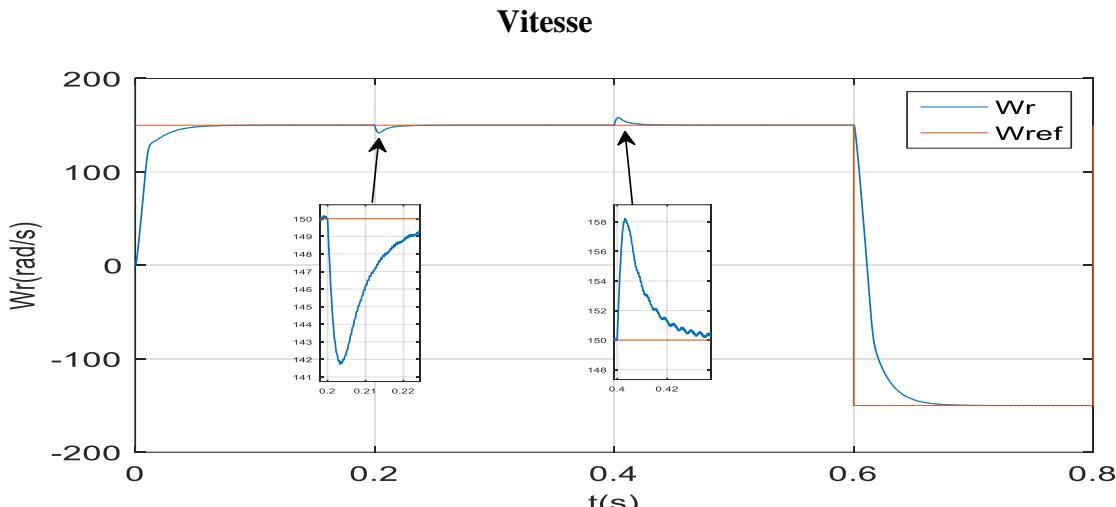
$$K_i = \frac{2J \cdot \omega_0^2}{3p\phi_{sf}} \quad (\text{II.36})$$

$$K_{p\Omega} = \frac{4.\xi.J.\omega_0 - 2.f_r}{3p\phi_{sf}} \quad (\text{II.37})$$

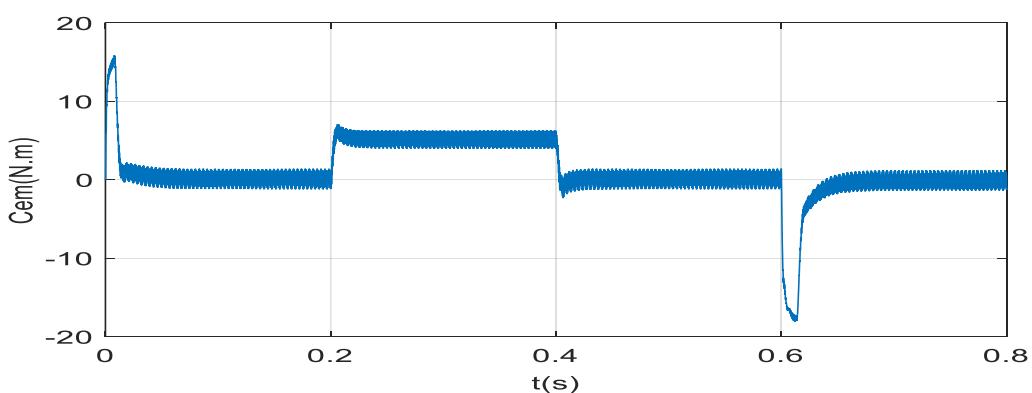
II.9. Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle et piloté par un onduleur de tension à deux niveaux (MLIST)

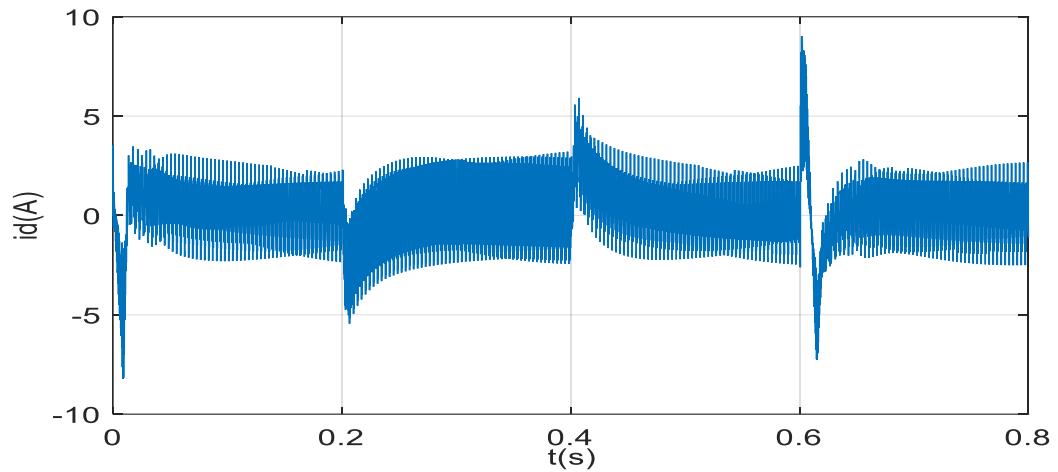
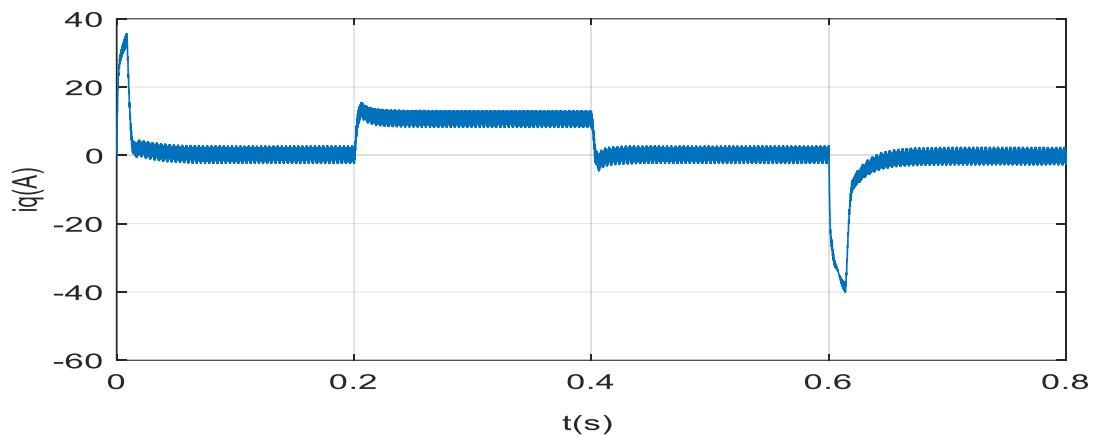
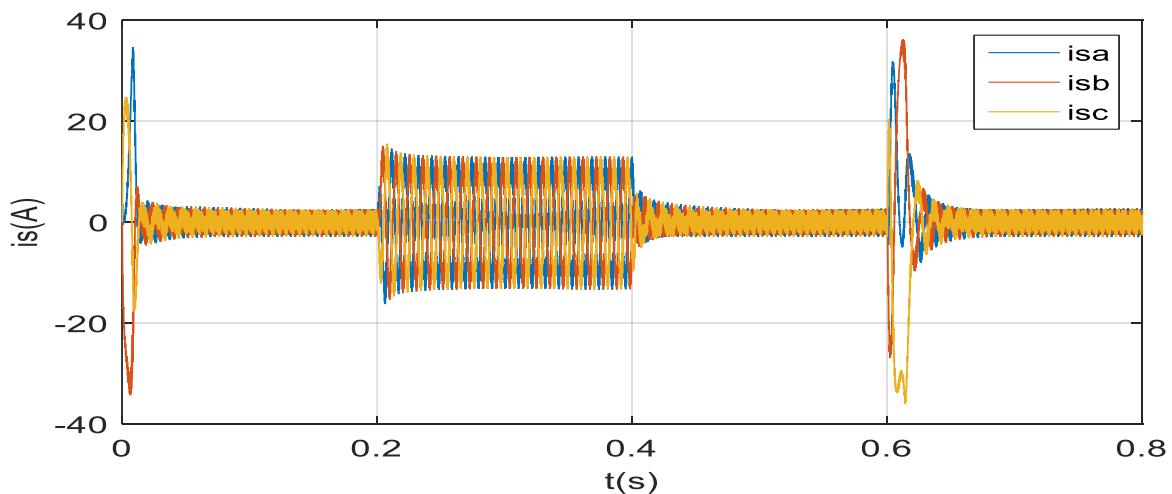
❖ Test de régulation

Simulation du système en charge de 5N.m a 0.2 seconde et déchargé a 0.4 seconde avec inversion de la consigne de la vitesse à $t = 0.6$ (sec).



Couple électromagnétique



Courant i_d **Courant i_q** **Courant i_s** 

✓ Discutions des résultats

L'allure de la vitesse montre l'inversion de la consigne de la vitesse de rotation du MSAP de la valeur (150 rad/s) à la valeur (-150 rad/s) à $t=0.6s$, et lorsqu'on charge à ($t=0.2s$) ou décharge à ($t=0.4s$). On constate également que la vitesse suit sa consigne., avec une petite perturbation. Le courant i_q est l'image du couple, ainsi le courant $i_d=0$.

Les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quelque soit la variation de la référence (partie poursuite), ou de la charge (partie régulation) dans le régime permanent.

Nous déduisons, que régulation *PI* utilisé est bien paramétré du fait qu'il donne de bonnes performances de poursuite et de rejet rapide de la perturbation de charge.

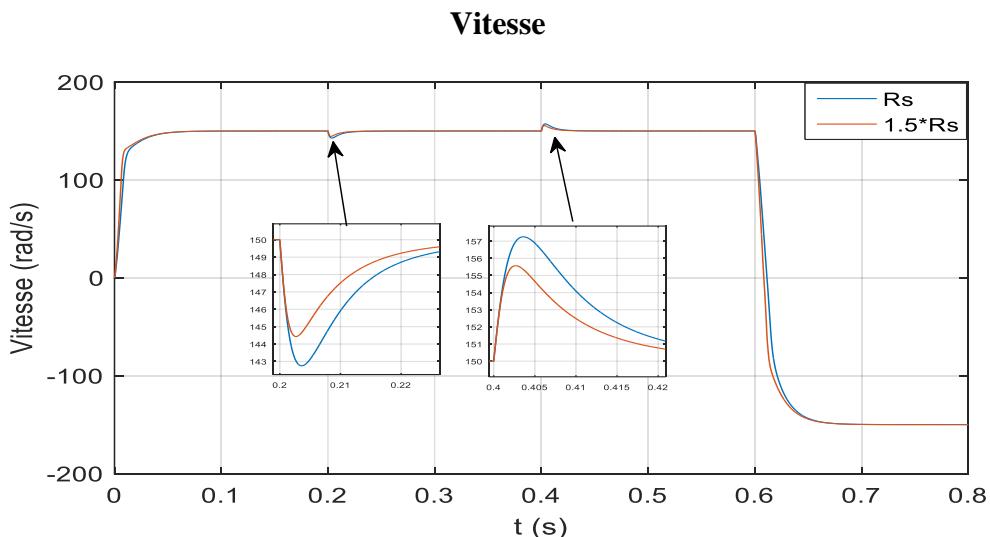
❖ Test de robustesse

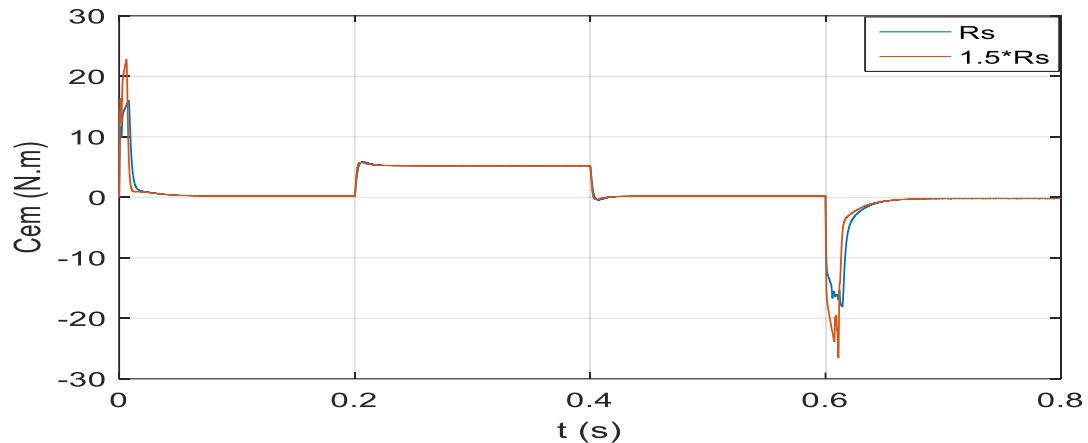
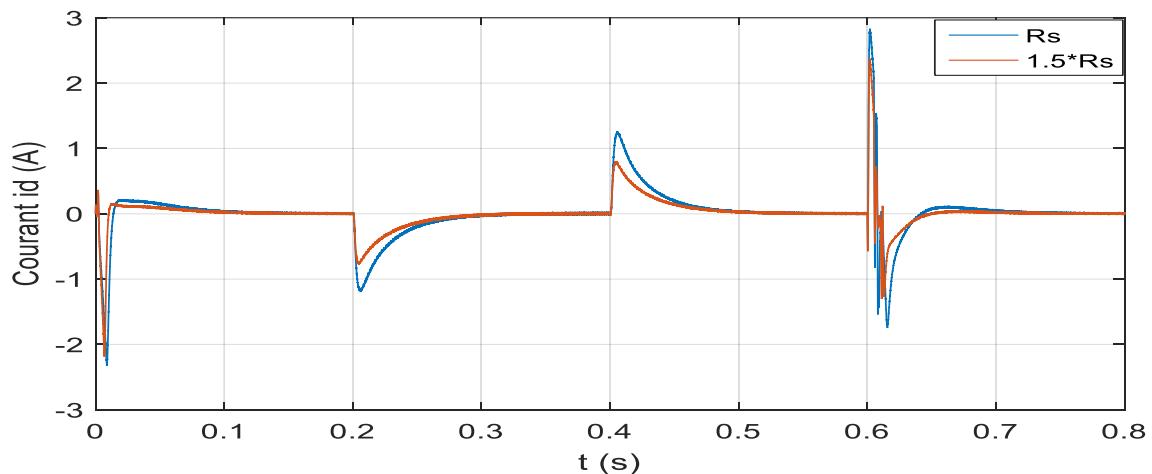
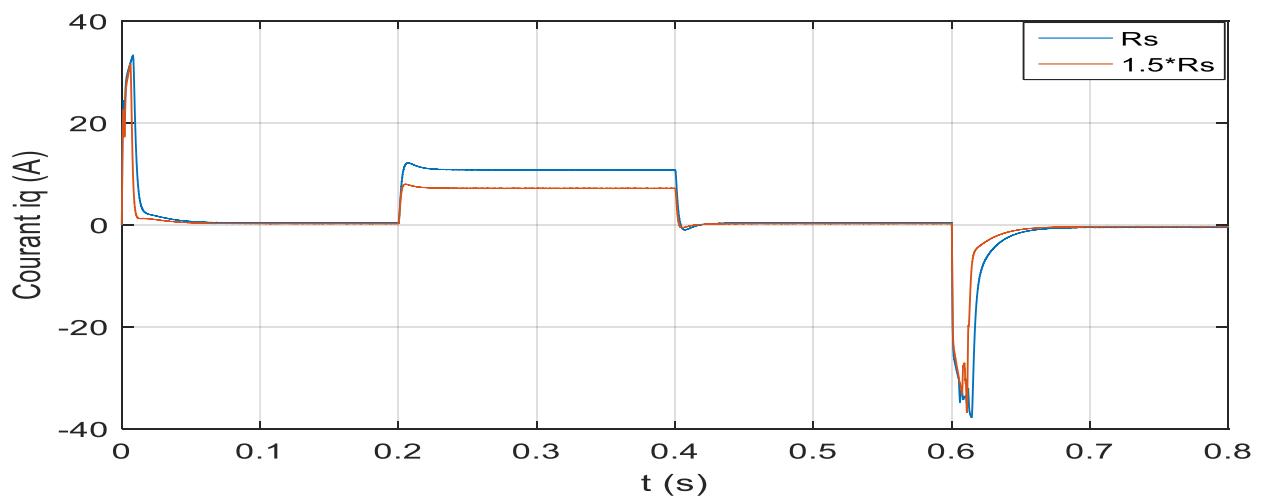
Les paramètres de la MSAP sont soumis à des variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement, il est donc important d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande afin d'évaluer la robustesse de cette dernière. Nous allons varier l'inertie, l'inductance et la résistance statorique, le tableau suivant résume les variations et les courbes correspondantes.

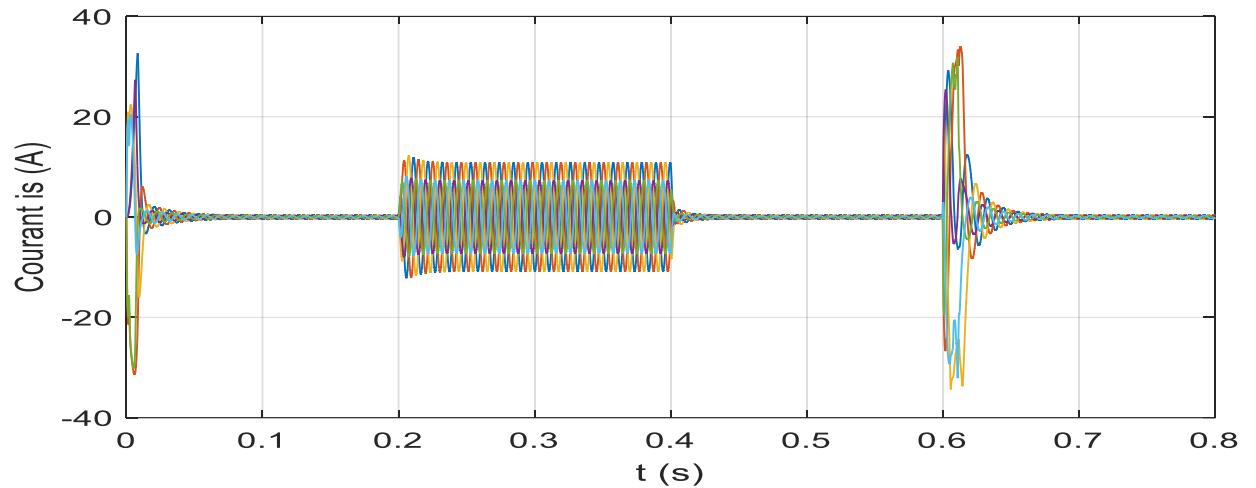
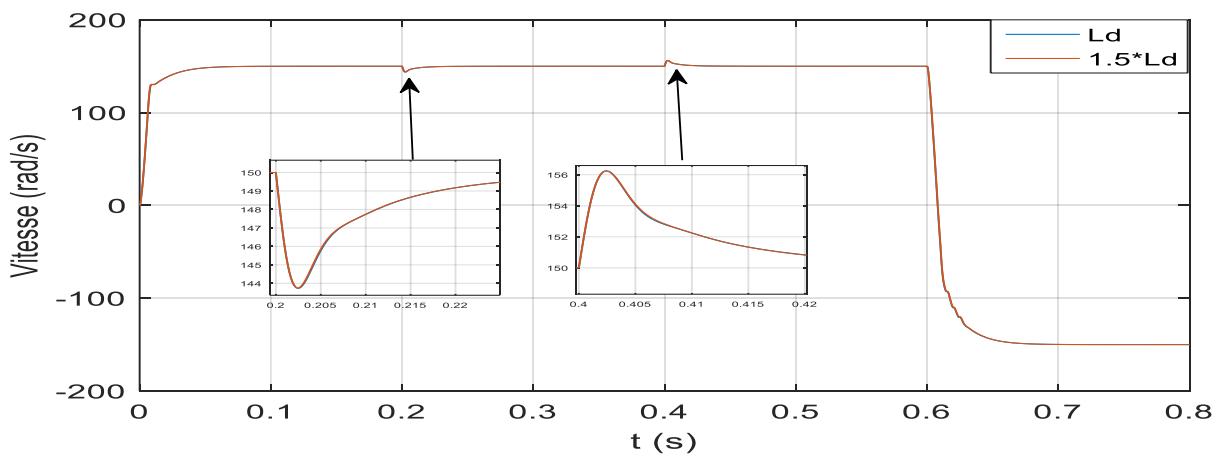
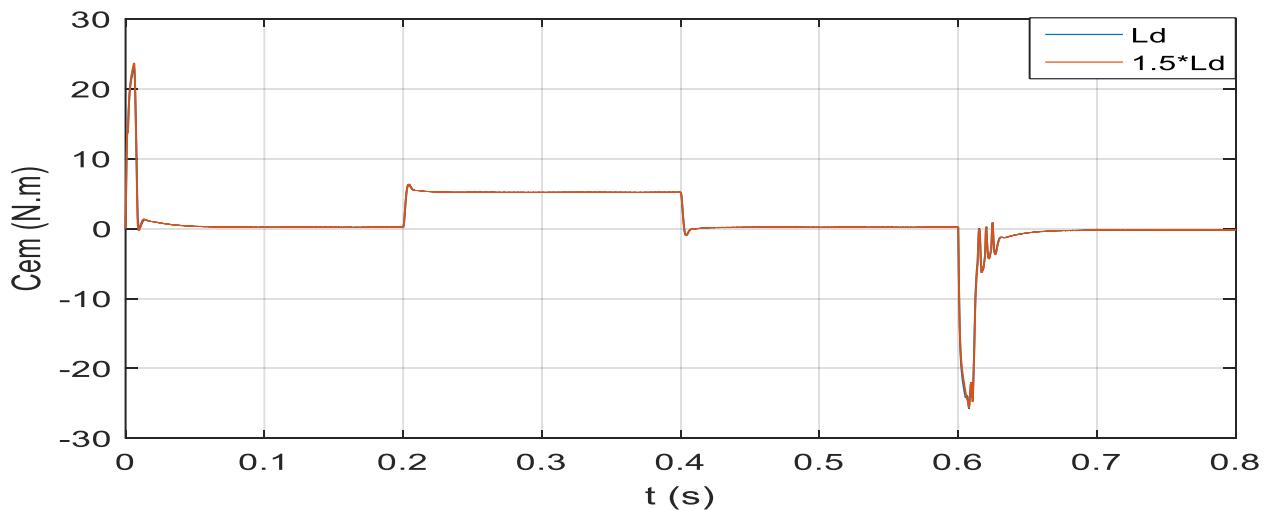
Tableau (II.1) : les variations des paramètres

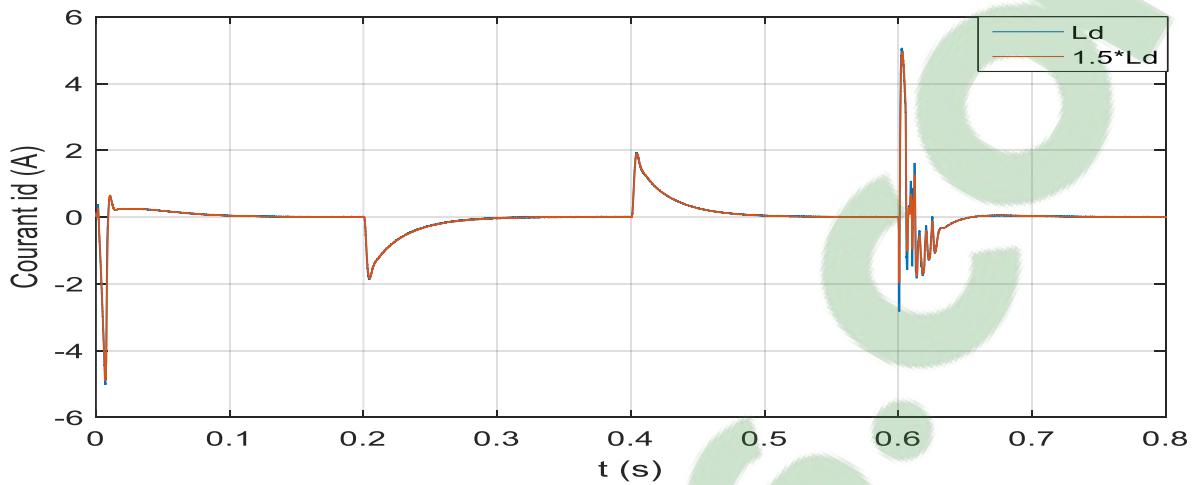
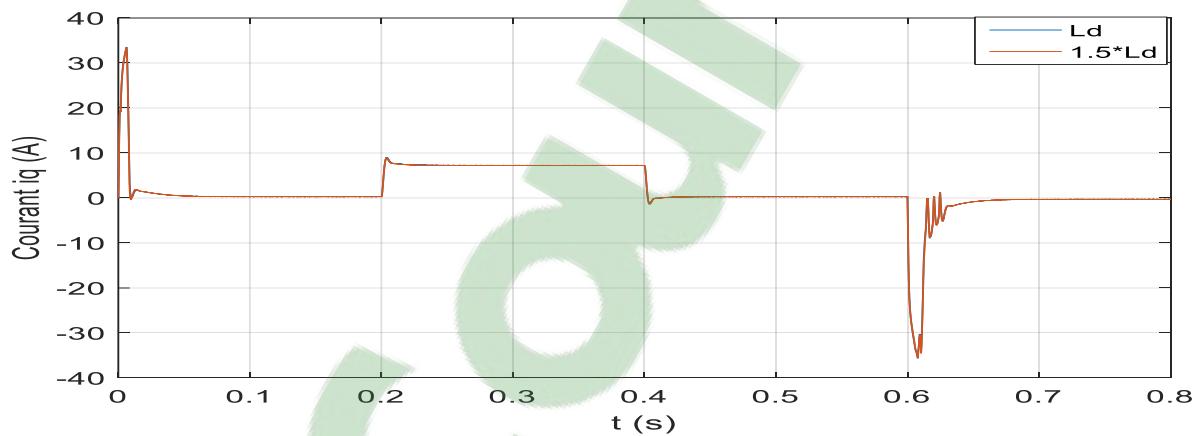
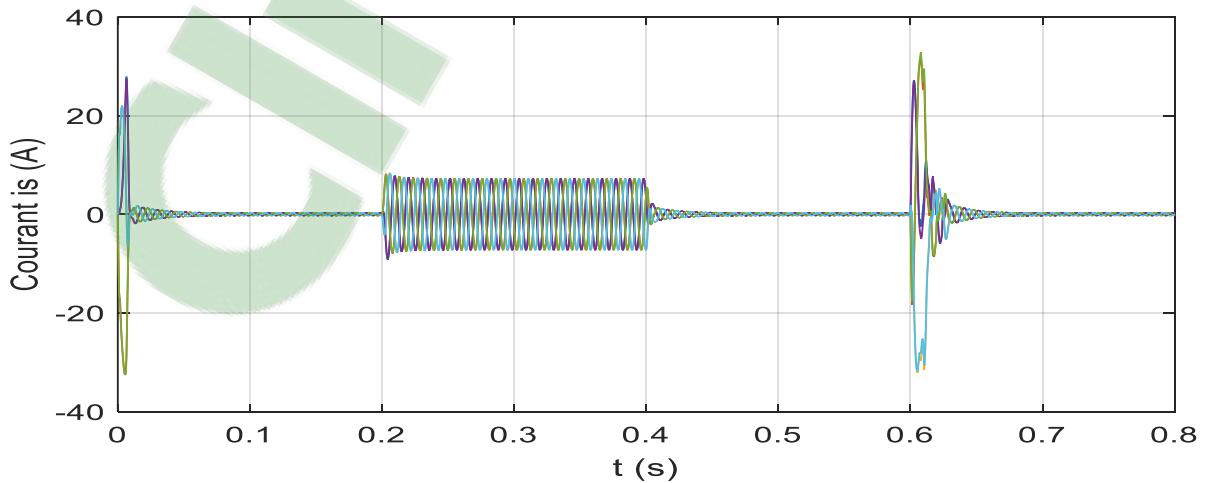
	(1)	(2)
R_s	R_s	$1.5 * R_s$
L_d	L_d	$1.5 * L_d$
L_q	L_q	$1.5 * L_q$
J	J	$1.5 * J$

a. Simulation en charge avec inversion de vitesse avec variation de la résistance R_s



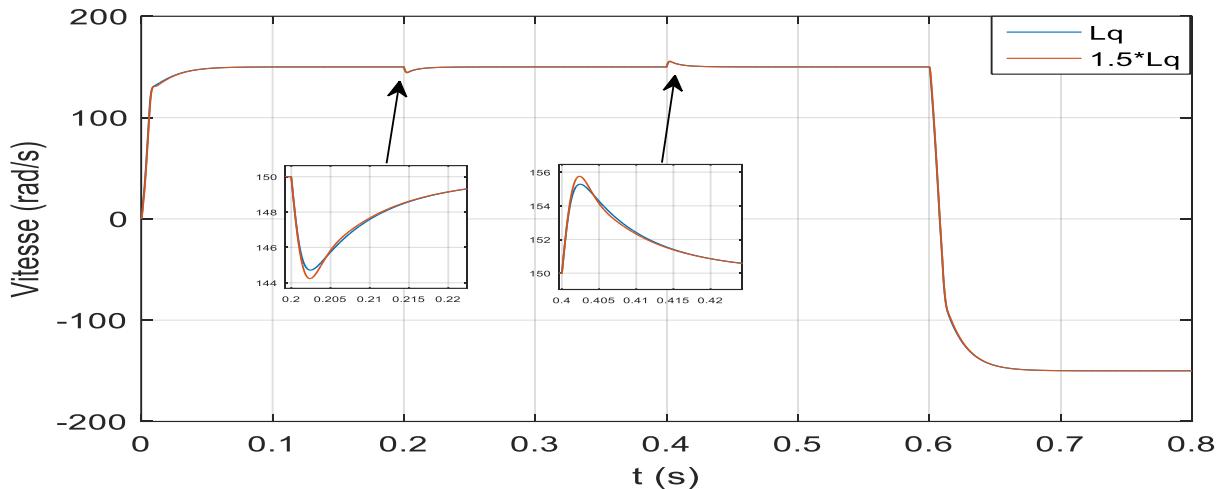
Couple électromagnétique

Courant i_d

Courant i_q


Courant i_s

b. Simulation en charge avec inversion de vitesse en varient L_d
Vitesse

Couple électromagnétique


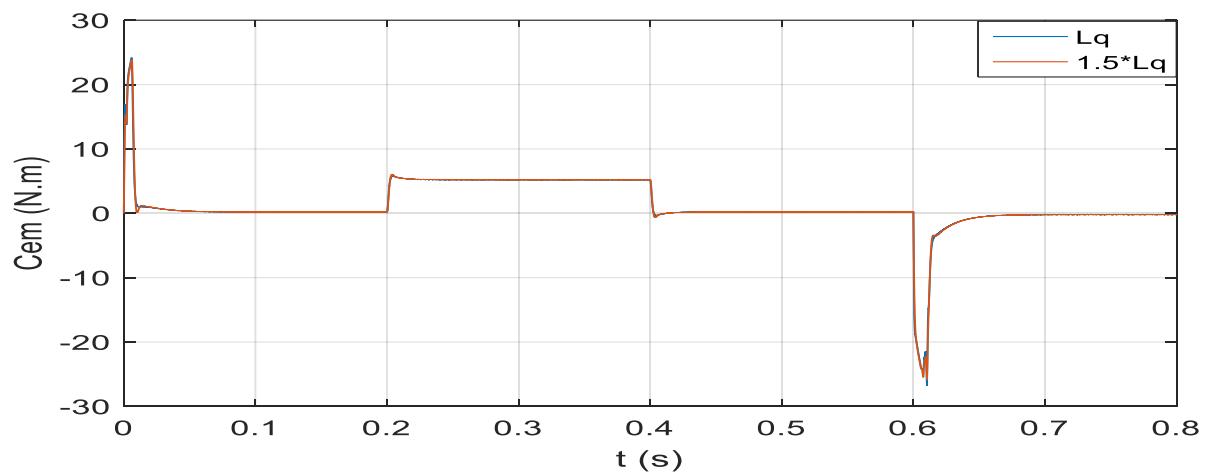
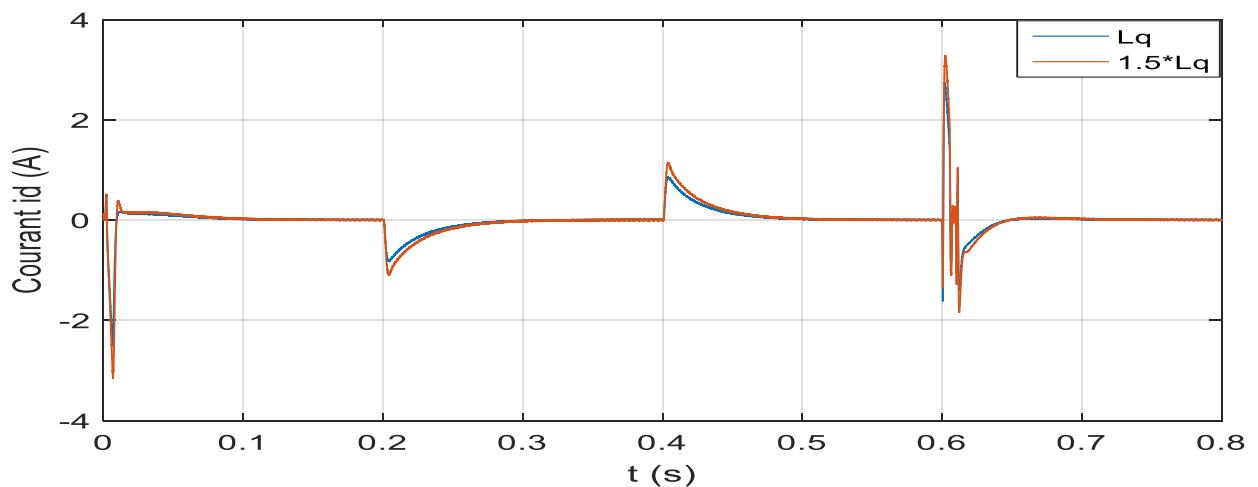
Courant i_d **Courant i_q** **Courant i_s** 

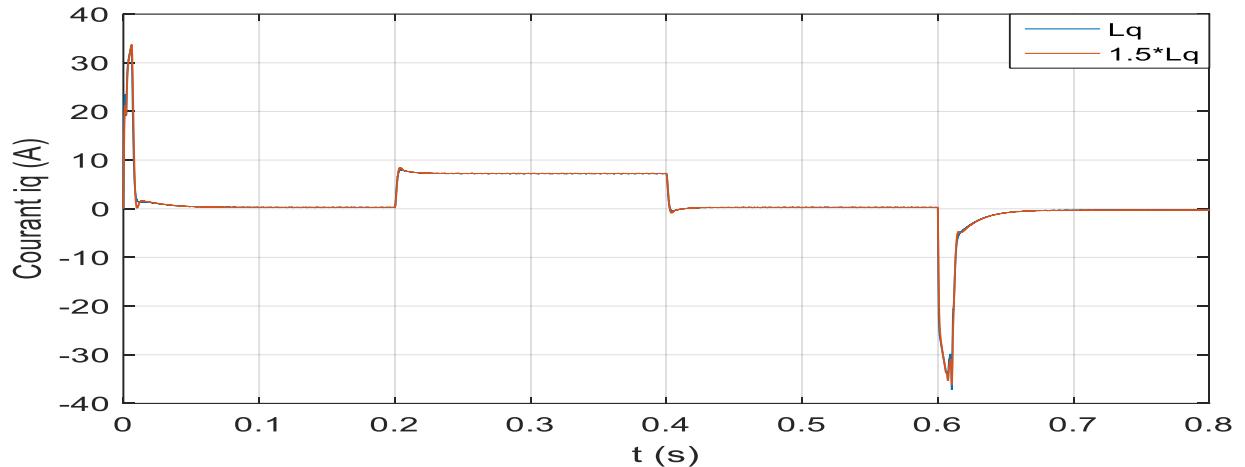
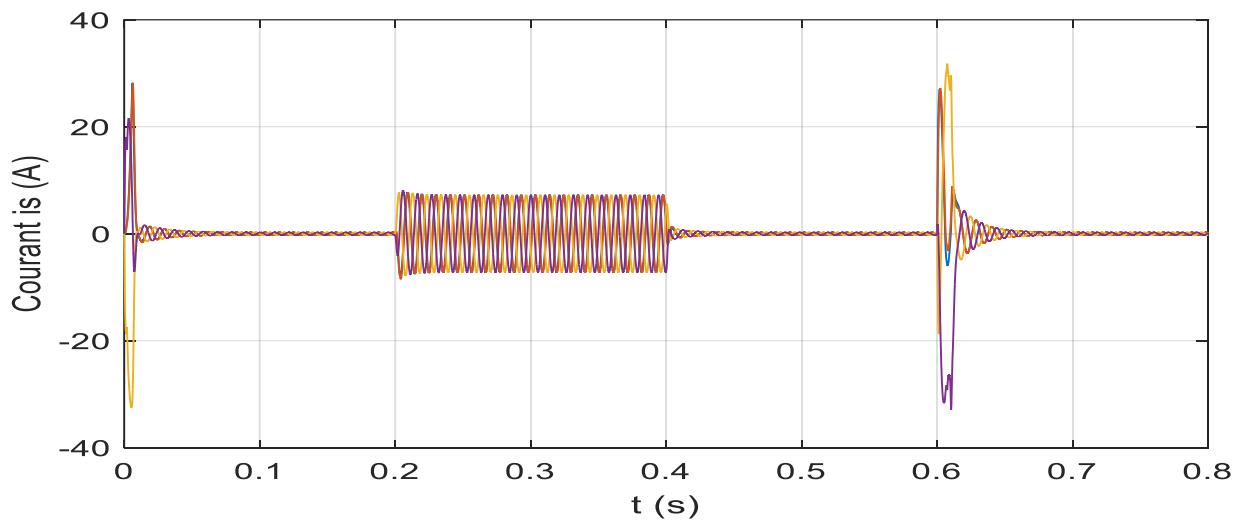
c. Simulation en charge avec inversion de vitesse en variant L_q

Vitesse

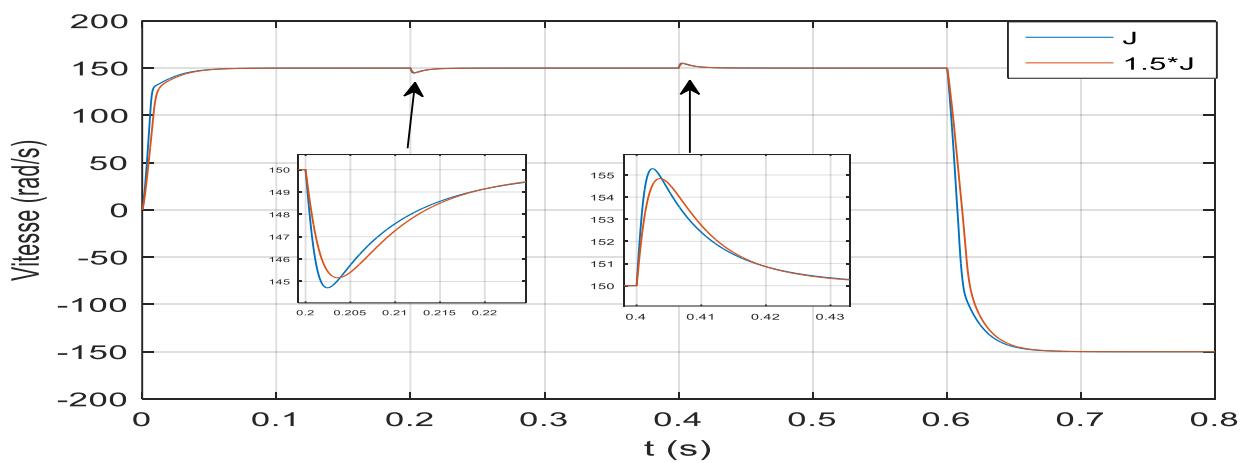


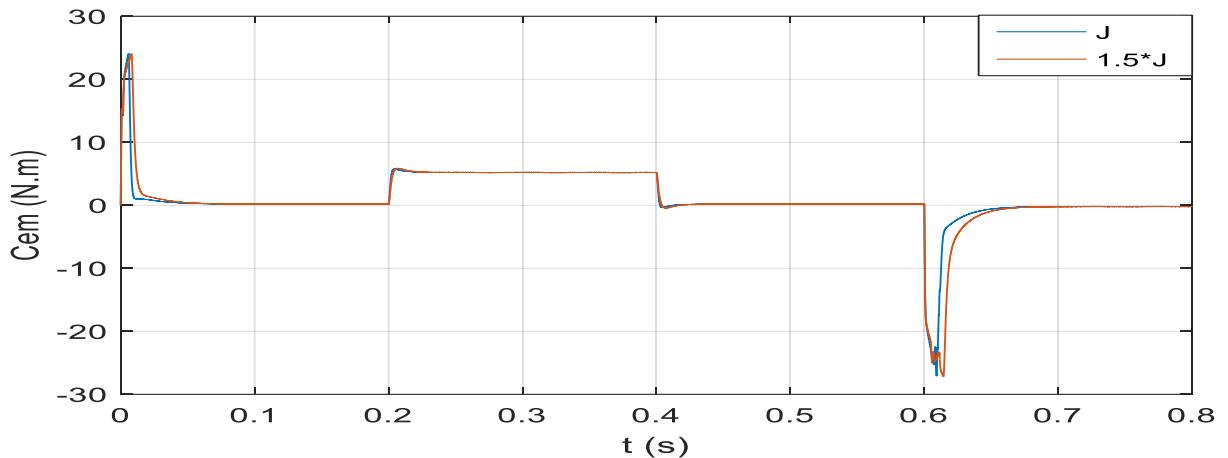
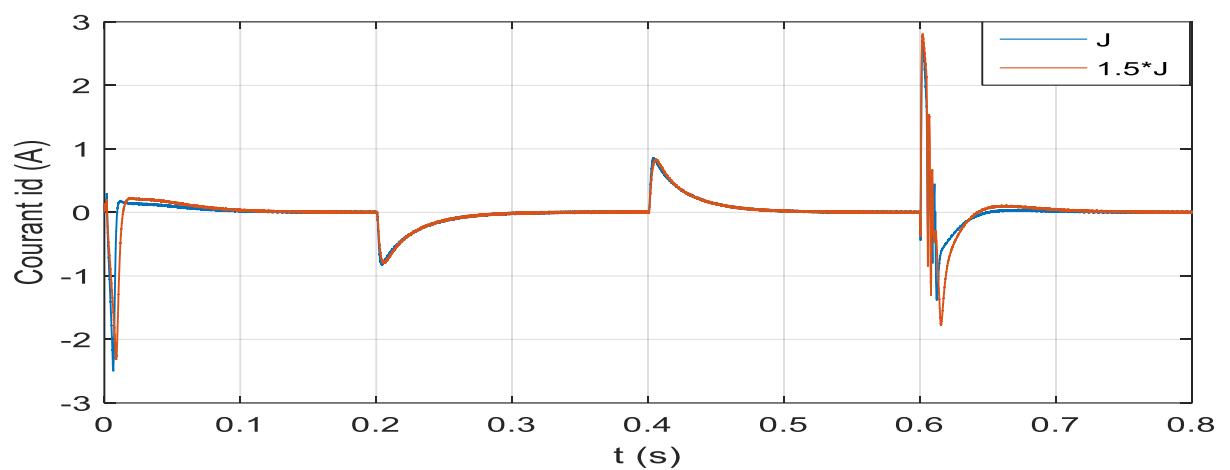
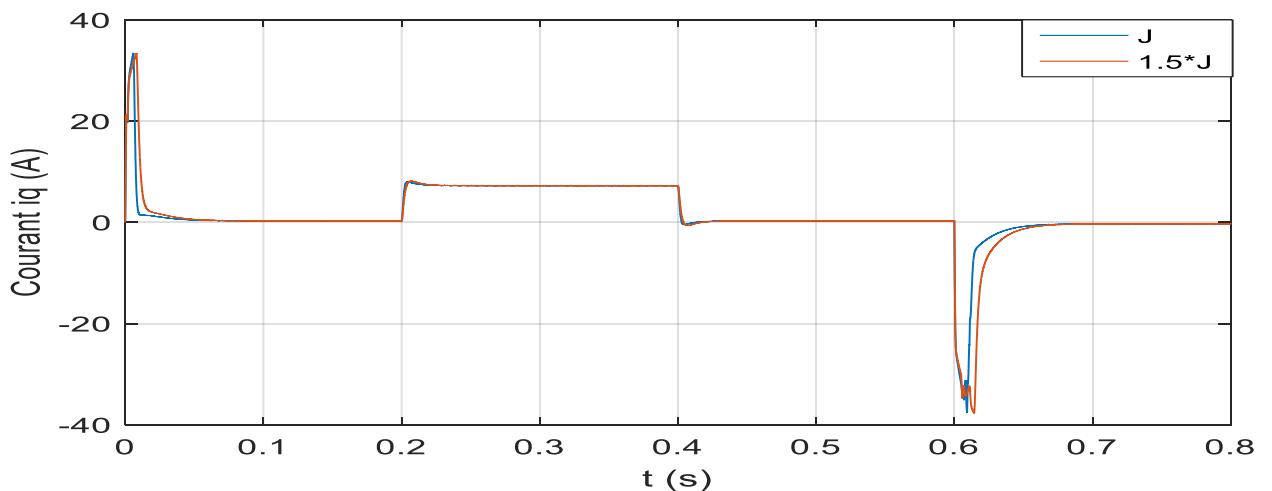
Couple électromagnétique

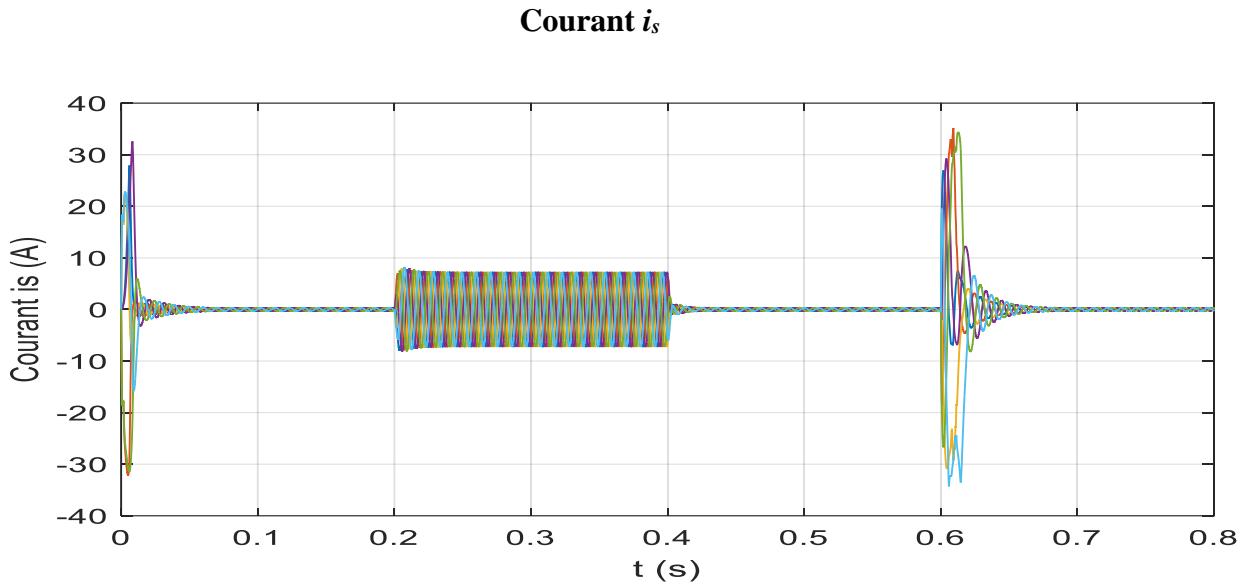

 Courant i_d


Courant i_q

Courant i_s


d. Simulation en charge avec inversion de vitesse avec varient le moment d'inertie J

Vitesse


Couple électromagnétique**Courant i_d** **Courant i_q** 



✓ Discusions des résultats

Les variations des paramètres électriques n'influent pas sur la dynamique de la vitesse. On remarque seulement une légère perturbation sur l'allure du courant de phase et du couple électromagnétique. Par contre une augmentation de l'inertie augmente les temps de réponse et l'apparition de petit dépassement. Donc on peut conclure que la MSAP est robuste vue les variations des paramètres.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude de la commande vectorielle et piloté par un onduleur de tension à deux niveaux (MLIST)

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

Le contrôle vectoriel en boucle fermée, nous a permis de réaliser les meilleures performances dynamiques du système, grâce à la régulation classique PI. Ce réglage de vitesse de la MSAP a donné des résultats satisfaisant, à savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent.

Ainsi notre prochain chapitre sera consacré à la commande vectorielle sans capteur mécanique.

Chapitre III

*Commande vectorielle sans capteur
mécanique*

III.1 Introduction

Plusieurs méthodes ont déjà été développées pour la commande sans capteur mécanique qui peuvent réduire le coût du système. Cette solution nécessite l'utilisation de méthodes sophistiquées pour préserver des hautes performances dynamiques. Les recherches consistent alors à proposer des solutions efficaces pour estimer la position et/ou la vitesse du rotor en association avec des méthodes assurant la commande de la machine. Ainsi, il est plutôt nécessaire de développer des observateurs qui évaluent en temps réel la position et la vitesse des rotors afin d'éliminer cet équipement pour renforcer la fiabilité du système et pour réduire le coût. Ces dernières années, de nombreuses recherches ont été consacrées au développement des observateurs et les plus importants sont du type : observateurs par mode glissant, l'observateur de Luenberger, Filtre de Kalman , ... etc.

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande sans capteur de vitesse et de la position d'une MSAP, à la fin de ce chapitre, on présentera les résultats obtenus par simulation, ainsi que la validité du choix des observateurs par mode glissant.

III.2 Capteur ou observateur : que choisir ?

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

- Les capteurs : sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse position, courants), en signaux numérique ou analogique, ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation.
- Les observateurs : sont des méthodes pour déterminer des paramètres qui sont techniquement difficile à obtenir (vitesse.....), en utilisant des informations techniquement faciles à obtenir par des capteurs (les valeurs de courants, tensions).

Autrement dit «un observateur est un estimateur possédant un rebouclage.» [34].

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

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

Dans des applications où on utilise des machines polyphasées, on choisit souvent les observateurs [35] , puisque le facteur essentiel est la fiabilité, avec des exigences techniques très critiques. De plus on ne doit pas encombrer l'espace avec des capteurs qui exigent de l'entretien, ce qui n'est pas une chose évidente lors de l'exploitation.

III.3 Principe des observateurs

La commande des processus industriels nécessite souvent la connaissance du vecteur d'état. Malheureusement, en pratique, seule une partie de ce vecteur est disponible à cause de l'absence de capteurs ou du fait que certaines variables n'ont pas une signification physique évidente. De là, se pose le problème de la reconstruction du vecteur d'état à partir des sorties et des entrées mesurées sur le système. Sous certaines conditions, il est possible de reconstruire les variables d'état à l'aide d'un système dynamique dit Observateur. La possibilité de reconstruire les variables du système à partir de la mesure des entrées et sorties de ce dernier est liée à son observabilité [30].

Les premières définitions de l'observabilité des systèmes linéaires ont été données par Kalman dans les années soixante. Pour les systèmes non linéaires, différents auteurs se sont penchés sur la question, on peut citer Hermann, Kerner, Williamson, Gautier, Bornard, Diop, Fliess, etc [30].

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 K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur Figure (III.1) [31].

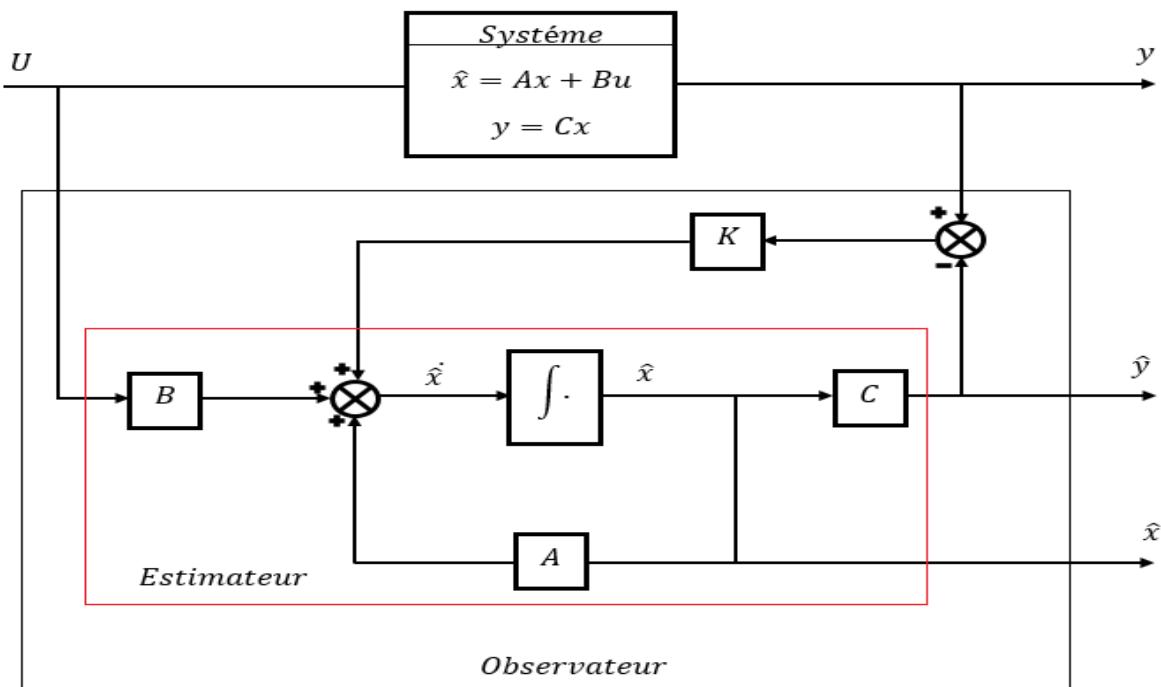


Figure III.1: Schéma bloc d'un observateur d'état

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-dessus, représentent respectivement :

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

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante [6] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = AX + BU + K\varepsilon \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

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

III.4 Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [32]:

- **Observateurs pour les systèmes linéaires** : ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariant dans le temps.

L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

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

- Des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de *Lyapunov*.
- Des observateurs à structure variables (modes glissants).
- Des observateurs à grand gain.

En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux familles [6]:

- **Observateurs d'ordre complet** : Les observateurs d'ordre complet (4 pour la machine symétrique) qui donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite un temps d'exécution relativement long.
- **Observateurs d'ordre réduit** : Les observateurs d'ordre réduit (2 pour la machine symétrique) obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables, qui donnent des informations sur les deux variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet.

Enfin, en fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [7] :

- **Observateurs de type déterministes** : ne tiennent pas compte des bruits (bruits mesures, bruits extérieurs aux systèmes...) et les perturbations (changement des paramètres). Ils sont caractérisés par des calculs simples, mais très sensibles aux perturbations. Le modèle d'état du processus qu'utilisent ces observateurs est:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{X}} &= \mathbf{AX} + \mathbf{BU} \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{CX} + \mathbf{DU}\end{aligned}$$

- **Observateurs de type stochastiques** : tiennent compte des bruits et perturbations, et utilisent les lois de probabilité pour la détermination des variables d'état. Il sont plus sensibles aux perturbations mais présentent une complexité de calcul. Le modèle d'état du processus s'écrit :

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{AX} + \mathbf{BU} + \mathbf{W} \quad (\text{III.2})$$

$$\mathbf{Y} = \mathbf{CX} + \mathbf{DU} + \mathbf{V} \quad (\text{III.3})$$

Où

\mathbf{W} : représente le vecteur de bruit d'état,

\mathbf{V} : représente le vecteur de bruit de mesure.

Ces bruits sont caractérisés par des lois statistiques.

III.5 L'observateur de Kalman[39].

III.5.1 Le filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables [3].

Le filtre de Kalman est un observateur d'état optimal pour un contexte stochastique défini. Il permet la reconstruction de l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de mesures,

ainsi que de son modèle dynamique échantillonné. Le vecteur d'état du processus est l'information que l'on cherche à extraire du bruit additionnel. Le filtre de Kalman est un observateur donnant la prédiction du vecteur d'état. Dans un environnement stochastique, lorsque les variances des bruits sont connues, cet observateur est performant. De plus, si les bruits peuvent être considérés comme blancs et Gaussiens, il est alors optimal, c'est-à-dire que de tous les observateurs, c'est celui dont la variance de l'erreur d'observation sera la plus faible [33].

III.5.2 Présentation du FKE

Maintenant que le modèle du système est considéré en présence des incertitudes d'état et de mesure, l'algorithme de FKE peut être exécuté en utilisant une structure de prédiction – correction illustrée par la figure (III.2).

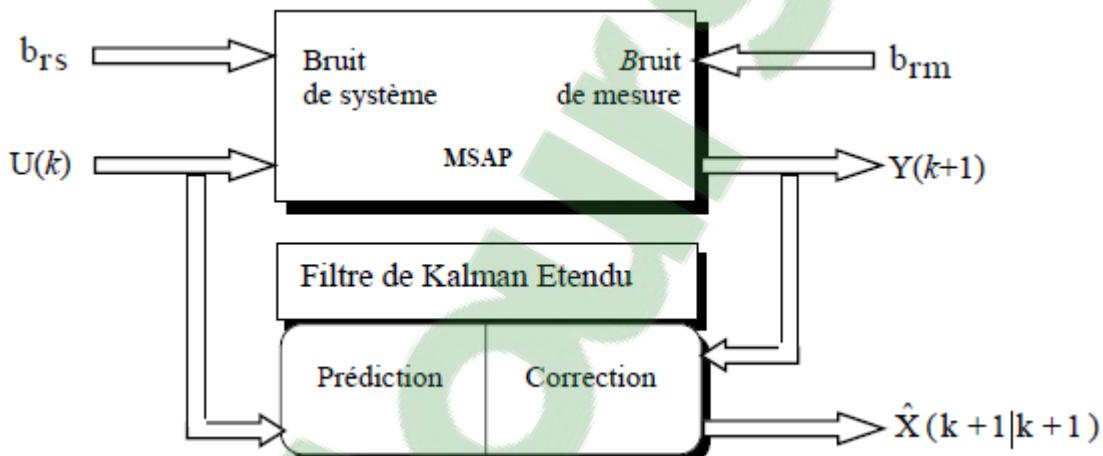


Figure III.2 : La Structure globale du FKE

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

III.6 L'observateur de Luenberger [36]

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

III.6.1 L'observateur de Luenberger linéaire

Il existe une solution et optimal au problème de l'observateur des systèmes linéaires donné par des estimateurs de type Luenberger. Un observateur linéaire peut être décrit suivant le schéma présenté sur la figure (III.3) La matrice de gain K qui réalise une pondération de l'état estimé par l'erreur de mesure estimée est linéaire et constante.

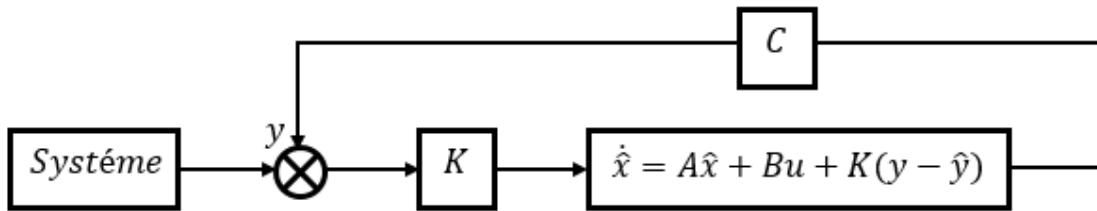


Figure III.3 : Schéma d'un observateur linéaire

Le but d'un observateur est de faire converger l'état estimé vers la véritable valeur de l'état. Ceci peut s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\varepsilon_x &= (\hat{x} - x) \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{x} - x) &\rightarrow 0\end{aligned}\tag{III.4}$$

D'où la définition de la dynamique l'erreur dans ce cas est donnée par :

$$\varepsilon_x^\bullet = (A - KC)\varepsilon_x\tag{III.5}$$

La question reste de savoir s'il existe une matrice K qui assure la convergence de manière à ce que l'erreur soit stable.

Si le système est observable alors on peut trouver la matrice K telle que la matrice $(A - CK)$ soit de Hurwitz avec ses valeurs propres fixées à l'avance.

On procède alors à une technique de placement de pôles. En pratique on choisit la dynamique d'erreur rapide à celle du processus. Néanmoins on ne peut pas choisir des dynamiques infiniment rapides car on ne peut pas utiliser des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante de l'observateur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en hautes fréquences.

III.6.2 L'observateur de Luenberger étendu

Dans le cas du système non linéaire donner par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y = h(x(t)) \end{cases}$$

L'observateur est spécifique de la même manière que dans le cas linéaire :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f\left(\hat{x}(t), u(t)\right) + k\left(\hat{x}(t), u(t)\right)(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Le but d'un observateur est de faire converger l'état estimé vers la véritable valeur de l'état.

Ceci peut s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \varepsilon_x &= (\hat{x} - x) \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (\hat{x} - x) &\rightarrow 0 \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

On peut aussi décrire la dynamique de l'erreur par :

$$\dot{\varepsilon}_x = f(x(t), u(t)) - f\left(\hat{x}(t), u(t)\right) - K\left(\hat{x}(t), u(t)\right)\left(h(x(t)) - h\left(\hat{x}(t)\right)\right) \quad (\text{III.8})$$

La dynamique (rapidité, stabilité) de l'observateur est donnée par l'équation caractéristique :

$$\phi(s) = \det(SI - (f - Kh)) = 0 \quad (\text{III.9})$$

Ainsi, par un choix judicieux du gain (K), on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro.

Pour obtenir les performances désirer de l'observateur en fixe l'équation caractéristique désirer par :

$$\phi_d(s) = (s - s_1)(s - s_2)(s - s_3) \dots (s - s_n) \quad (\text{III.10})$$

En choisi les K tel que :

$$\phi_L(s) = \phi_d(s)$$

La structure d'un observateur d'état est basée sur un modèle du système, appelé l'estimateur ou prédicteur, fonctionnant en boucle ouverte. La structure complète de l'observateur inclut une boucle de contre-réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle.

Le gain K de l'observateur est choisi par placement de pôles.

Le vecteur de sortie y est comparé au vecteur équivalent \hat{y} , donné par l'observateur, pour assurer le fonctionnement en boucle fermée .Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation. Celle-ci est multipliée par la matrice de gains (K) et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés (x). Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gains (K), on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro, tout en conservant la condition sur la

matrice $(A-KC)$ qui doit être une matrice Hurwitz, c'est-à-dire que ses valeurs propres soient à parties réelles négatives dans le cas continu ou possèdent un module inférieur à 1 dans le cas discret.

III.7 Observateur par mode glissant

Le principe des observateurs mode glissant consiste à contraindre, à l'aide des fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété s de dimension $(n-p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure) [37]. L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n-p)$.

Dans le cas des observateurs mode glissant, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$.

A partir de leurs valeurs initiales $e(0)$, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre en deux étapes :

Dans une première phase, la trajectoire des erreurs d'observation évolue vers la surface de glissement sur laquelle les erreurs entre la sortie de l'observateur et la sortie du système réel (les mesures) $e_y = y - \hat{y}$ sont nulles.

Cette étape qui est généralement très dynamique est appelée mode d'atteinte.

Dans la seconde phase, la trajectoire des erreurs d'observation glisse sur la surface de glissement avec des dynamiques imposées de manière à annuler toutes les erreurs d'observation.

Ce dernier mode est appelé mode de glissement.

Considérons un système d'état non linéaire d'ordre n :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Où :

$x \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur d'état.

$u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée ou la commande.

$y \in \mathbb{R}^p$ dénote le vecteur de sortie.

Les fonctions f et h et I sont des champs de vecteurs supposés suffisamment continûment dérivables sur \mathcal{X} .

L'entrée u est localement bornée et mesurable.

L'observateur mode glissant est défini avec la structure suivante [38] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, u) - k \operatorname{sign}(\hat{y} - y) \\ y = h(\hat{x}) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Où :

K est la matrice de gain de dimension $(n-p)$.

On remarque que l'observateur obtenu est une copie du modèle du système plus un terme correcteur qui établit la convergence de \hat{x} vers x .

La surface de glissement dans ce cas est donnée par :

$$S(x) = y - \hat{y} \quad (\text{III.13})$$

Le terme de correction utilisé est proportionnel à la fonction discontinue sign appliquée à l'erreur de sortie où la fonction $\operatorname{sign}(x)$ est définie par [38] :

$$\operatorname{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0 \\ 0 & \text{si } x = 0 \\ -1 & \text{si } x < 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

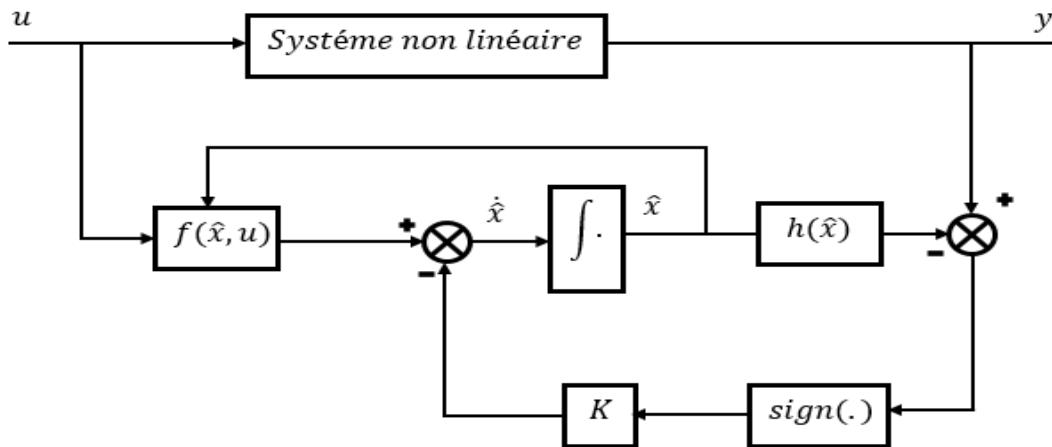


Figure III.4 : Schéma fonctionnel d'un observateur mode glissant

Pour que l'état estimé converge vers l'état réel, l'observateur mode glissant doit respecter deux conditions :

La première condition concerne le mode d'atteinte et garantie l'attractivité de la surface de glissement $S=0$ de dimension p .

La surface de glissement est attractive si la fonction de Lyapunov $V(x) = S^T \times S$

condition : $\dot{V}(x) < 0 \quad \text{si} \quad S \neq 0$.

La deuxième concerne le mode glissant, durant cette étape, la matrice des gains correctifs agit de manière à satisfaire la condition d'invariance suivante :

$$\begin{cases} \dot{S} = 0 \\ S = 0 \end{cases}$$

Durant ce mode, les dynamiques du système sont réduites et le système d'ordre n devient un système équivalent d'ordre $(n-p)$. Ces critères permettent la synthèse de l'observateur mode glissant et déterminent son fonctionnement [39].

III.8 Etude d'observabilité [36]

III.8.1 Quelques notions sur l'observabilité

III.8.1.1 Observabilité des systèmes linéaire

Soit le système continu décrit par l'équation d'état déterministe suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Où :

$x \in \mathbb{R}^n$ représente le vecteur d'état.

$u \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée.

$y \in \mathbb{R}^p$ dénote le vecteur de sortie.

Et les matrices A, B et C sont des matrices constantes de dimensions appropriées.

L'observabilité du système linéaire précédent est garantie si et seulement si :

$$\text{rang}(O) = \text{rang} \left(\begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{(n-1)} \end{bmatrix} \right) = n \quad (\text{III.16})$$

Par conséquent le système linéaire est observable, si le rang de la matrice d'observabilité O est égal à la dimension n de ce système. Dans le cas où le rang de la matrice O est inférieur à n on parle alors, d'observabilité partielle.

III.8.1.2. Observabilité des systèmes non linéaire

La notion d'observabilité est basée sur la possibilité de différencier deux conditions initiales distinctes. On parlera ainsi de la distinguable d'un couple de conditions initiales.

On considère le système non linéaire donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Où les valeurs ; $x \in R^n, U \in R^m$ sont respectivement le vecteur d'état et de commande.

Définition 1 : (distinguabilité) Deux états initiaux $x_1(t_0) = x_1$ et $x_2(t_0) = x_2 \in X$ sont dits distinguables dans X si $\exists t \geq 0$ et entrée admissible $u : [0, t] \rightarrow U$ tel que les trajectoires des sorties $y(t, x_1, u(t))$ et $y(t, x_2, u(t))$ issues, respectivement de x_1 et x_2 restent dans X pendant la durée $[0, t]$ et vérifient $y(t, x_1, u(t)) \neq y(t, x_2, u(t))$. dans ce cas, on dira que u distingue x_1 et x_2 dans X .

Définition 2 Observabilité : Le système non linéaire est dit observable s'il n'admet pas de paire indiscernable.

C'est-à-dire, un système est observable s'il n'existe pas d'états initiaux distincts qui ne puissent être départagés par examen de la sortie du système.

III.8.2 Observabilité du MSAP [36]

L'étude de l'observabilité du moteur synchrone à aimants permanents n'est pas souvent abordée dans la littérature. Il est évident que l'analyse de l'observabilité des systèmes linéaires est relativement simple. Par contre, cette analyse dans les cas non linéaires est complexe car l'observabilité peut dépendre de l'entrée du système et qu'il peut y avoir des singularités d'observation dans l'espace d'état. La machine synchrone à aimants permanents est fortement non linéaire.

Nous verrons que lorsque la mesure de vitesse est effectuée, le système est localement observable. Par contre, lorsque la mesure de vitesse n'est pas autorisée, l'observation de la vitesse mécanique se heurte à des problèmes d'observabilité à basse vitesse. Nous donnons ici quelques éléments sur ce sujet et nous montrons dans le cas où la vitesse est non mesurée, la possibilité ou pas de retrouver l'observabilité du système en utilisant les dérivées d'ordre supérieures des mesures.

III.8.2.1. Observabilité avec mesure de la vitesse et de la position

Lorsque la vitesse et/ou la position est mesurée, le modèle (III.18) de la machine synchrone donné au chapitre I est réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix}, \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ C_r \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}x_1 + \frac{PL_d}{L_q}x_2x_3 \\ -\frac{R_s}{L_d}x_2 + \frac{PL_d}{Lq}x_1x_3 - \frac{P\phi_{sf}}{L_q}x_3 \\ \frac{3}{2}\left(\frac{P\phi_{sf}}{J}x_2 + \frac{P(L_d - L_q)}{J}x_1x_2\right) - \frac{f}{J}x_3 \\ Px_3 \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'ensemble de fonctions $P_I(x)$ obtenue à partir des mesures de la façon suivante :

$$P_I(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

A l'espace d'observabilité de système est associé le jacobien de $P_I(x)$ par rapport à l'état x .

Le jacobien de $P_I(x)$ par rapport à l'état x permet donc de caractériser l'observabilité du système au sens du rang :

$$J_I(x) = \frac{\partial(P_I(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Le déterminant D_I de $J_I(x)$ est : $D_I = 1$

Le rang de la matrice $J_I(x)$ est égal à l'ordre du système et ce qui est une condition suffisante d'observabilité. La machine synchrone avec mesures de vitesse et/ou de position et de courants est donc localement observable.

Dans ce cas, il est donc inutile d'introduire des dérivées d'ordres supérieurs des mesures.

III.8.2.2. Observabilité sans mesure de la vitesse et de la position

Considérons le modèle de la machine synchrone (III.27) où la vitesse n'est pas mesurée et de plus le couple de charge est supposé constant alors :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (III.21)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix}, \quad h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ C_r \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}x_1 + \frac{PL_d}{L_q}x_2x_3 \\ -\frac{R_s}{L_d}x_2 + \frac{PL_d}{Lq}x_1x_3 - \frac{P\phi_{sf}}{L_q}x_3 \\ \frac{3}{2}\left(\frac{P\phi_{sf}}{J}x_2 + \frac{P(L_d - L_q)}{J}x_1x_2\right) - \frac{f}{J}x_3 \\ Px_3 \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'ensemble de fonctions $P_2(x)$ obtenue à partir des mesures de la façon suivante :

$$P_2(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (III.22)$$

A l'espace d'observabilité de système est associé le jacobien de $P_2(x)$ par rapport à l'état x .

Le jacobien $J_2(x)$ de $P_2(x)$ par rapport à l'état x permet donc de caractériser l'observabilité du système (III.5) au sens du rang :

$$J_2(x) = \frac{\partial(P_2(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_s}{L_d} & \frac{PL_q}{L_d} & \frac{PL_q}{L_d}i_q & 0 \\ -\frac{PL_d}{L_q}\Omega & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{PL_d}{Lq}i_d - \frac{P\phi_{sf}}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (III.23)$$

Il est évident que le déterminant de cette matrice est nul. Par conséquent, le système est donc non-observable. Quelque soit l'ordre des dérivées de h_1 et h_2 utilisé, il est constaté que le système est toujours non-observable.

Donc, à partir du modèle dans le repère ($d-q$), la machine synchrone à aimants permanents n'est pas observable car aucun état ne dépend de la position du rotor (θ). Donc, étudions l'analyse de l'observabilité dans le repère fixe ($\alpha-\beta$) [1]. Alors, à partir du modèle (I.13) donnée au chapitre I

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_\alpha & PL_{\alpha\beta} \\ PL_{\alpha\beta} & R_s + PL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega \phi_{sf} \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix}$$

Notons que :

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

$$L_{\alpha\beta} = L_1 \sin 2\theta_e$$

$$L_\alpha = L_0 + L_1 \cos 2\theta_e$$

$$L_\beta = L_0 - L_1 \cos 2\theta_e$$

On peut donner le modèle d'état dans le repère fixe ($\alpha-\beta$) :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{A}}{D} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \left(\frac{RA}{D} + \frac{2L_1\Omega B}{D} \right) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \frac{\Omega \phi_{sf} (L_0 + L_1)}{D} \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Où

$$\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} L_\beta & -L_{\alpha\beta} \\ -L_{\alpha\beta} & L_\alpha \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}' = \begin{bmatrix} -L_a & L_b \\ L_b & L_a \end{bmatrix}$$

$$L_a = L_0 \sin 2\theta_e$$

$$L_b = L_1 + L_0 \sin 2\theta_e$$

$$D = |A'| = -L_\alpha L_\beta - (L_{\alpha\beta})^2$$

Soit l'ensemble de fonctions $P_3(x)$ obtenue à partir des mesures de la façon suivante :

$$P_3(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

A l'espace d'observabilité de système est associé le jacobien de $P_3(x)$ par rapport à l'état x .

Le jacobien $J_3(x)$ de $P_3(x)$ par rapport à l'état x permet donc de caractériser l'observabilité du système (III.39) au repère (α, β) au sens du rang :

$$J_3(x) = \frac{\partial(P_3(x))}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ a_1 & a_2 & a_3 & a_4 \\ b_1 & b_2 & b_3 & b_4 \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

$$a_1 = \frac{-R_s L_\beta}{D} + \frac{2L_1 L_a \Omega}{D}$$

$$a_2 = \frac{-R_s L_{\alpha\beta}}{D} + \frac{2L_1 L_b \Omega}{D}$$

$$a_3 = \frac{\phi_{sf}(L_0 + L_1) \sin \theta}{D} - \frac{2L_1 L_a i_\alpha}{D} - \frac{2L_1 L_b i_\beta}{D}$$

$$a_4 = \frac{\phi_{sf}(L_0 L_1) \Omega \cos \theta}{D} + \frac{2L_1 u_\alpha - 2R L_1 i_\alpha + 4L_1 L_0 \Omega i_\beta}{D} \sin 2\theta - \frac{2L_1 u_\beta - 2R L_1 i_\beta + 4L_1 L_0 \Omega i_\alpha}{D} \cos 2\theta$$

$$b_1 = \frac{R_s L_{\alpha\beta}}{D} - \frac{2L_1 L_b \Omega}{D}$$

$$b_2 = \frac{-R_s L_\alpha}{D} - \frac{2L_1 L_a \Omega}{D}$$

$$b_3 = \frac{-\phi_{sf}(L_0 + L_1) \cos \theta}{D} - \frac{2L_1 L_b i_\alpha}{D} - \frac{2L_1 L_a L_\beta}{D}$$

$$b_4 = \frac{\phi_{sf}(L_0 + L_1) \Omega \sin \theta}{D} - \frac{2L_1 u_\alpha - 2R_s L_1 i_\alpha + 4L_1 L_0 \Omega i_\beta}{D} \cos 2\theta - \frac{2L_1 u_\beta - 2R_s L_1 i_\beta + 4L_1 L_0 \Omega i_\alpha}{D} \sin 2\theta$$

Le déterminant D_3 de $J_3(x)$ est :

$$D_3 = a_3 b_4 - a_4 b_3$$

- Dans le cas où la machine est à pôles lisses ($L_d = L_q = L_0 \Rightarrow L_1 = 0$). La valeur du déterminant sera :

$$D_3 = \frac{\phi_{sf}^2 \Omega}{L_0^2} \quad (\text{III.27})$$

Sachant que le flux de l'aimant ainsi que l'inductance (L_0) sont toujours constants et également différents de zéro, le système est localement observable si la vitesse diffère de zéro ($\Omega \neq 0$).

Remarque : Si on remarque le comportement dynamique de la partie inobservable lors de la perte d'observabilité :

$$\text{Si } \Omega = 0 \Rightarrow a_4 = 0, \quad b_4 = 0 \quad \text{et} \quad a_3 = \frac{\phi_{sf} \sin \theta}{L_0} \quad \text{ce qui signifie :}$$

- Si $\sin \theta \neq 0$: dans ce cas, la vitesse est observable mais la position n'est pas observable. La dynamique inobservable est donc à la limite de stabilité. Si ce cas persiste dans le temps, une technique alternative d'observation serait une injection des signaux.
- Si $\sin \theta = 0$ pour (θ modulo π): dans ce cas, ni la vitesse ni la position ne sont observables.

Même en utilisant les dérivées d'ordre supérieur des mesures, aucune information supplémentaire pour l'analyse de l'observabilité n'est obtenue. Donc si la singularité d'observabilité est franchie suffisamment rapidement, la perte d'observabilité ne pose pas de problème. (Zone d'inversion de sens de rotation par exemple où la vitesse passe par zéro)

➤ Dans le cas où la machine est à pôles saillants ($L_d \neq L_q$). La valeur du déterminant sera :

$$D_3 = \frac{2L_1\phi_{sf}(L_0 + L_1)}{D} \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) - \frac{4L_1^2}{D^2} (i_q u_d - i_d u_q) \\ - \frac{4L_1^3 R_s \sin 2\theta}{D^2} (i_d^2 + i_q^2) + \frac{4L_1^3}{D^2} \frac{4L_1^3}{D^2} (i_q u_d - i_d u_q)$$

Si une stratégie type commande vectorielle est utilisée, le courant i_d est contraint à zéro (sauf pour les cas où la machine tourne à une vitesse très élevée "field weakening" [42]. Alors, le déterminant peut être simplifié :

$$D_3 = \frac{2L_1\phi_{sf}(L_0 + L_1)}{D^2} \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) - \frac{4L_1^3 R_s \sin 2\theta}{D^2} (i_q^2) \\ + \left[\frac{4L_1^2 L_0}{D^2} + \frac{4L_1^3}{D^2} \right] (i_q u_d)$$

Si la valeur de position (θ) est égale $k \frac{\pi}{2}$ (pour $k = 1, 2, \dots$) cela réduit le déterminant comme suit :

$$D_3 = \frac{2L_1\phi_{sf}(L_0 + L_1)}{D^2} \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \left[\frac{4L_1^2 L_0}{D^2} + \frac{4L_1^3}{D^2} \right] (i_q u_d)$$

Le rang est plein si et seulement si :

$$\phi_{sf}(L_0 + L_1) \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) \neq -[2L_1L_0 + 2L_1^2](i_q u_q) \quad (\text{III.28})$$

D'après ces analyses, le déterminant dépend de la tension ainsi que du courant. Sauf pour certaines valeurs de l'entrée u_d et i_q et de sa dérivée, le rang est plein. Toutefois, si le rang n'est pas plein, une solution serait d'injecter des signaux à hautes fréquences comme cela est utilisé [43][44], Dans ces conditions, la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants devient observable.

Une fois l'observabilité du MSAP à pôles saillants est étudiée, la suite du chapitre sera conservé à l'application de l'observateur par Mode glissant pour la commande sans capteur du MSAP.

III.9 Application à l'observation de la vitesse et de la position du MSAP

III.9.1 L'observateur par mode glissant basé sur le modèle (d,q) [39]

Les équations du modèle de la machine synchrone à aimants permanents peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R_s}{L_d}x_1 + \frac{L_q}{L_d}x_2x_3 + \frac{1}{L_d}U_d \\ \dot{x}_2 = -\frac{R_s}{L_d}x_2 - \frac{L_d}{L_q}x_1x_3 - dx_3 + \frac{1}{L_q}U_q \\ \dot{x}_3 = \frac{3}{2}P^2[(L_d - L_q)x_1x_2 + \phi_f x_2] - \frac{P}{J}C_r - \frac{f}{J}\omega \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Avec

$$x_1 = i_d \quad ; \quad x_2 = i_q \quad ; \quad x_3 = \omega = p\Omega \quad ; \quad d = \frac{\phi_f}{L_q}$$

On considère la dynamique des composantes (d,q) du courant statorique :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} \omega + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.30})$$

On propose l'observateur par mode de glissement des composantes (d, q) du courant au stator :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{\hat{x}}_1 \\ \vdots \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega} \\ \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega} & \frac{1}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} \hat{\omega} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} \hat{\omega} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 \cdot sign(x_1) \\ L_2 \cdot sign(x_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

Où \tilde{x}_1 et \tilde{x}_2 sont les erreurs d'observation définies par :

$$\tilde{x}_1 = x_1 - \hat{x}_1 \quad ; \quad \tilde{x}_2 = x_2 - \hat{x}_2 \quad (\text{III.32})$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega} \\ \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega} & \frac{1}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} \hat{\omega} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad ; \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega} \\ -\frac{L_d}{L_q} \hat{\omega} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad ; \quad \tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \tilde{\omega} \\ -\frac{L_d}{L_q} \tilde{\omega} & 0 \end{bmatrix}$$

$$x_{12} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad ; \quad \hat{x}_{12} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad ; \quad \tilde{x}_{12} = x_{12} - \hat{x}_{12} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix}$$

En considérant que la vitesse ne varie pas entre deux instants d'échantillonnage, donc ω_r est une constante.

On a:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_{12} &= \dot{x}_{12} - \dot{\hat{x}}_{12} = Ax_{12} - \hat{A}\hat{x}_{12} - D - L_{12} \cdot sign(\tilde{x}_{12}) \\ \dot{\tilde{x}}_{12} &= \dot{x}_{12} - \dot{\hat{x}}_{12} = Ax_{12} - \hat{A}\hat{x}_{12} - D - L_{12} \cdot sign(\tilde{x}_{12}) \end{aligned} \quad (\text{III.33})$$

Avec :

$$D = \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} \tilde{\omega}_r \quad ; \quad L_{12} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix}$$

Alors ;

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_{12} &= \hat{A}x_{12} + \tilde{A}\hat{x}_{12} - \hat{A}\hat{x}_{12} - D - L_{12} \cdot sign(\tilde{x}_{12}) \\ &= \hat{A}\tilde{x}_{12} + \tilde{A}x_{12} - D - L_{12} \cdot sign(\tilde{x}_{12}) \end{aligned} \quad (\text{III.34})$$

On propose la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}_{12}^T \tilde{x}_{12}$$

On a:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{x}_{12}^T \dot{\tilde{x}}_{12} \\ \dot{V} &= \tilde{x}_{12}^T \hat{A} \tilde{x}_{12} + \tilde{x}_{12}^T \tilde{A} \tilde{x}_{12} - \tilde{x}_{12}^T D - \tilde{x}_{12}^T L_{12} \cdot \text{sign}(\tilde{x}_{12}) \\ \dot{V} &= \tilde{x}_{12}^T \hat{A} \tilde{x}_{12} + \left(\frac{L_q}{L_d} \tilde{x}_1 \tilde{x}_2 - \frac{L_d}{L_q} \tilde{x}_2 \tilde{x}_1 \right) \tilde{\omega} - \tilde{x}_2 d \tilde{\omega} - L_1 |\tilde{x}_1| - L_2 |\tilde{x}_2| \end{aligned} \quad (\text{III.35})$$

Du fait que la matrice A et \hat{A} sont définies négatives $A < 0 ; \forall \omega$ car on a :

$$\tilde{x}_{12}^T A \tilde{x}_{12} = \tilde{x}_{12}^T \hat{A} \tilde{x}_{12} < 0 ; \forall \omega \quad (\text{III.36})$$

Alors \dot{V} vérifie l'inégalité ci-dessous:

$$\dot{V} \leq \left(\frac{L_q}{L_d} \tilde{x}_1 \tilde{x}_2 - \frac{L_d}{L_q} \tilde{x}_2 \tilde{x}_1 \right) \tilde{\omega} - \tilde{x}_2 d \tilde{\omega} - L_1 |\tilde{x}_1| - L_2 |\tilde{x}_2|$$

De plus on a :

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \left[\frac{L_q}{L_d} \tilde{x}_1 \tilde{x}_2 - \tilde{x}_2 \left(\frac{L_d}{L_q} \tilde{x}_1 + d \right) \right] \tilde{\omega} - L_1 |\tilde{x}_1| - L_2 |\tilde{x}_2| \\ \dot{V} &\leq \left[\frac{L_q}{L_d} |\tilde{x}_1| |\tilde{x}_2| + \left| \tilde{x}_2 \left(\frac{L_d}{L_q} \tilde{x}_1 + d \right) \right| \right] |\tilde{\omega}| - L_1 |\tilde{x}_1| - L_2 |\tilde{x}_2| \end{aligned} \quad (\text{III.37})$$

Si la borne supérieure du courant est i_{max} et celle de la vitesse ω_{max} par conséquent pour

assurer la condition $\dot{V} < 0$, il suffit d'imposer les coefficients L_1 et L_2 tels que :

$$L_1 > \frac{L_q}{L_d} |\tilde{x}_2| |\tilde{\omega}| \quad \text{d'où} \quad L_1 > \frac{L_q}{L_d} i_{max} \cdot \omega_{max} \quad (\text{III.38})$$

$$L_2 > \left| \frac{L_d}{L_q} \tilde{x}_1 + d \right| \cdot |\tilde{\omega}| \geq d \cdot \omega_{max} \quad \text{d'où} \quad L_2 > d \cdot \omega_{max} \quad (\text{III.39})$$

Ce qui force \tilde{x}_{12} à converger asymptotiquement vers zéro.

En régime glissant la dynamique des erreurs d'observation devient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \tilde{\omega} \\ -\frac{L_d}{L_q} \tilde{\omega} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} \tilde{\omega} - \begin{bmatrix} L_1 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_1) \\ L_2 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.40})$$

Donc :

$$\begin{cases} L_1 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_1) = \frac{L_q}{L_d} x_2 \tilde{\omega} \\ L_2 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_2) = -\left(\frac{L_d}{L_q} x_1 + d \right) \omega \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Alors ;

$$\begin{cases} \text{sign}(\tilde{x}_1) = \frac{L_q}{L_d} \frac{x_2}{L_1} \tilde{\omega} \\ \text{sign}(\tilde{x}_2) = \frac{\left(\frac{L_d}{L_q} x_1 + d \right)}{L_2} \tilde{\omega} \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

On considère l'observateur de la vitesse suivant :

$$\dot{\hat{x}}_3 = \frac{3}{2} P^2 \left[(L_d - L_q) \hat{x}_1 \hat{x}_2 + \phi_{sf} \hat{x}_2 \right] + L_3 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_1) + L_4 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_2) \quad (\text{III.43})$$

Alors la dynamique des erreurs d'observation de la vitesse \tilde{x}_3 est donnée par :

$$\dot{\tilde{x}}_3 = \frac{3}{2} P^2 \left[L_d \tilde{x}_1 \tilde{x}_2 + \phi_{sf} \tilde{x}_2 \right] - L_3 \text{sign}(\tilde{x}_1) - L_4 \text{sign}(\tilde{x}_2) \quad (\text{III.44})$$

Lorsque le sous système du courant est en régime glissant et en utilisant l'équation (III.42) on obtient :

$$\begin{aligned} \tilde{x}_3 &= -L_3 \frac{L_q}{L_d} \frac{x_2}{L_1} \tilde{\omega} + L_4 \left(\frac{\frac{L_d}{L_q} x_1 + d}{L_2} \right) \tilde{\omega} \\ \tilde{x}_3 &= \left[-\frac{L_3}{L_1} \frac{L_q}{L_d} x_2 + L_4 \frac{\frac{L_d}{L_q} x_1 + d}{L_2} \right] \tilde{\omega} \end{aligned}$$

$$\tilde{x}_3 = \left[-\frac{L_3}{L_1} \frac{L_q}{L_d} x_2 + L_4 \frac{\frac{L_d}{L_q} x_1 + d}{L_2} \right] \tilde{x} \quad (\text{III.45})$$

On impose L_4 tel que relation (III.36) soit vérifiée :

$$L_4 \cdot \frac{(x_1 + d)}{L_2} = L_3 \cdot \frac{x_2}{L_1} - K_1 \quad ; \quad K_1 > 0 \quad (\text{III.46})$$

Dans cette condition les équations (III.35) deviennent :

$$\overset{\square}{\tilde{x}_3} = -K_1 \tilde{x}_3 \quad (\text{III.47})$$

Alors \tilde{x}_3 converge exponentiellement vers zéro. Donc la vitesse estimée tend vers la vitesse réelle.

De la relation (III.67), est déduite la valeur de L_4 :

$$L_4 = L_3 L_2 L_q \frac{x_2}{L_1 L_d \left(\frac{L_d}{L_q} x_1 + d \right)} - K_1 \frac{L_2}{\frac{L_d}{L_q} x_1 + d} \quad (\text{III.48})$$

Du fait que le réglage maintient x_1 au voisinage de la valeur nulle ($x_1 \approx 0$) aussi le calcul L_4 de se réduit à :

$$L_4 = \frac{L_3 L_2}{L_1} \frac{L_q}{L_d} \frac{x_2}{d} - k_1 \frac{L_2}{d} \quad (\text{III.49})$$

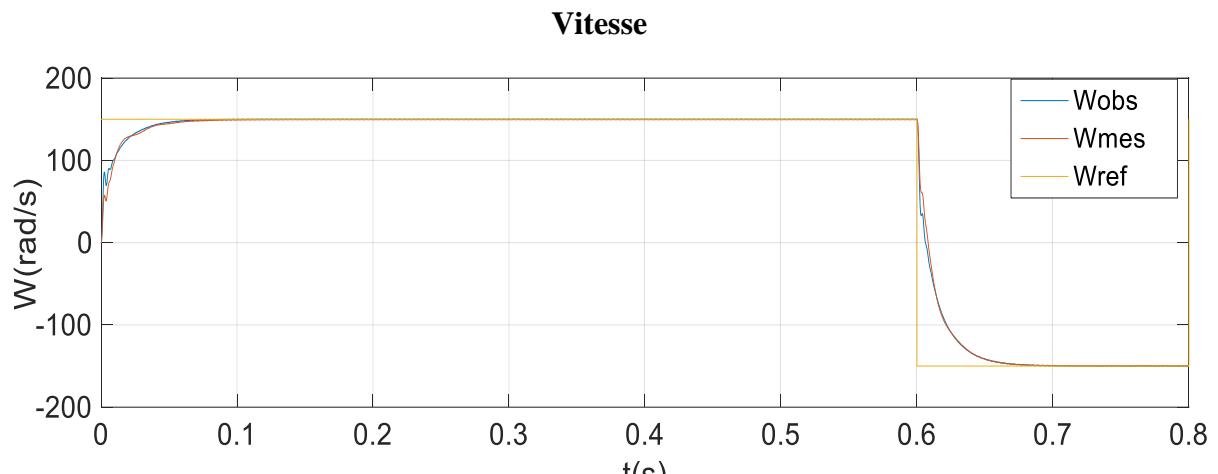
Finalement la position de rotation estimée est donnée par :

$$\hat{\theta}_r = \int_0^t \hat{\omega}_r dt \quad (\text{III.50})$$

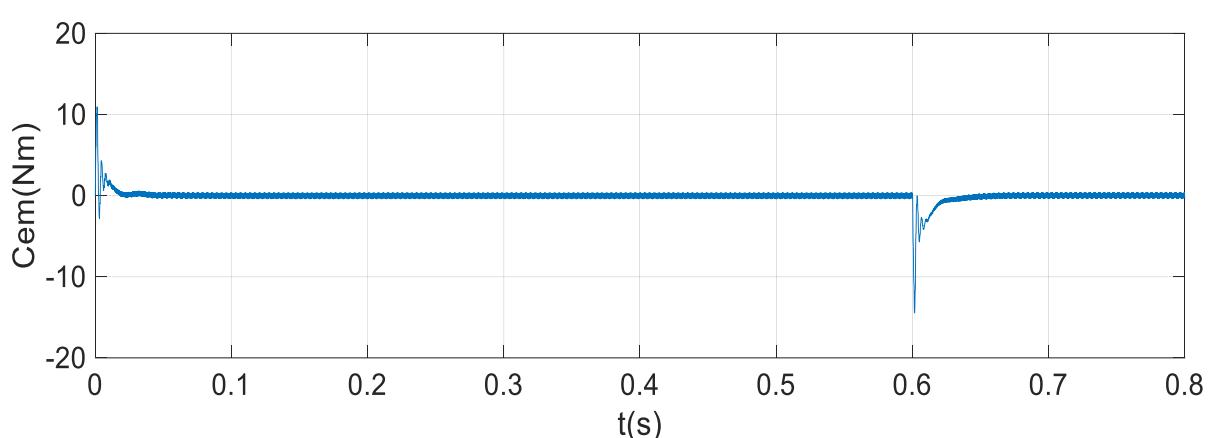
III.10 Résultat de simulation

On applique à l'entrée de commande deux échelons des vitesses différentes :

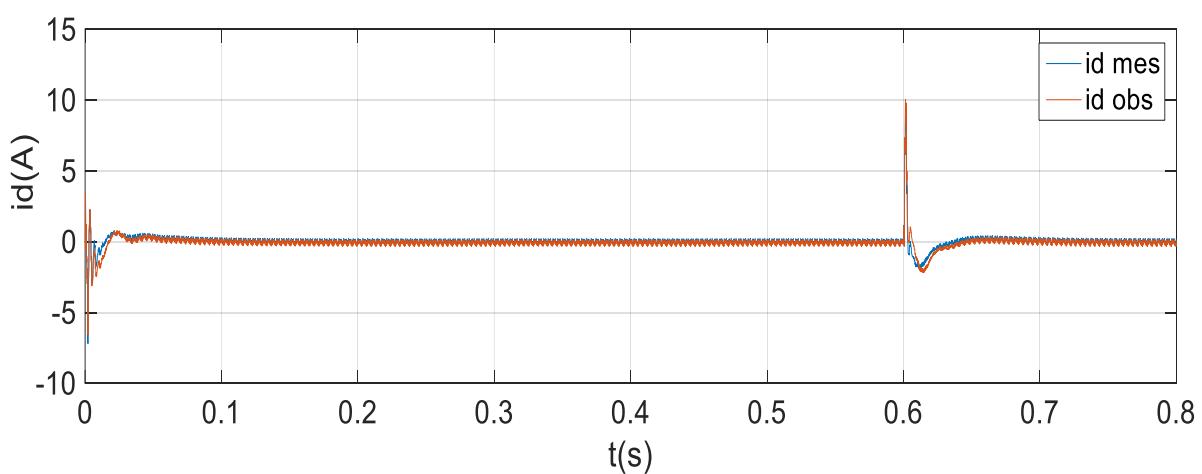
- ❖ 1^{ere} profil de vitesse :

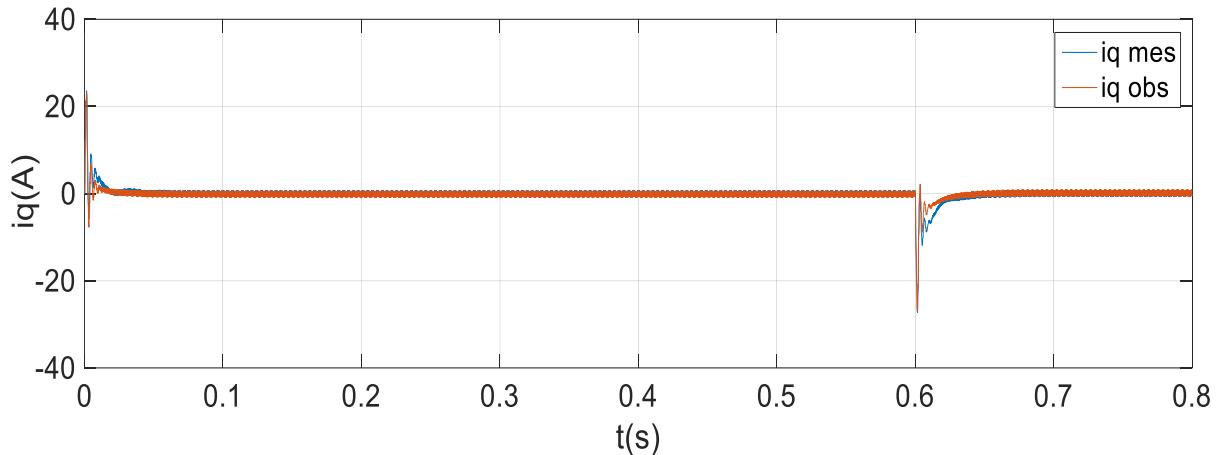
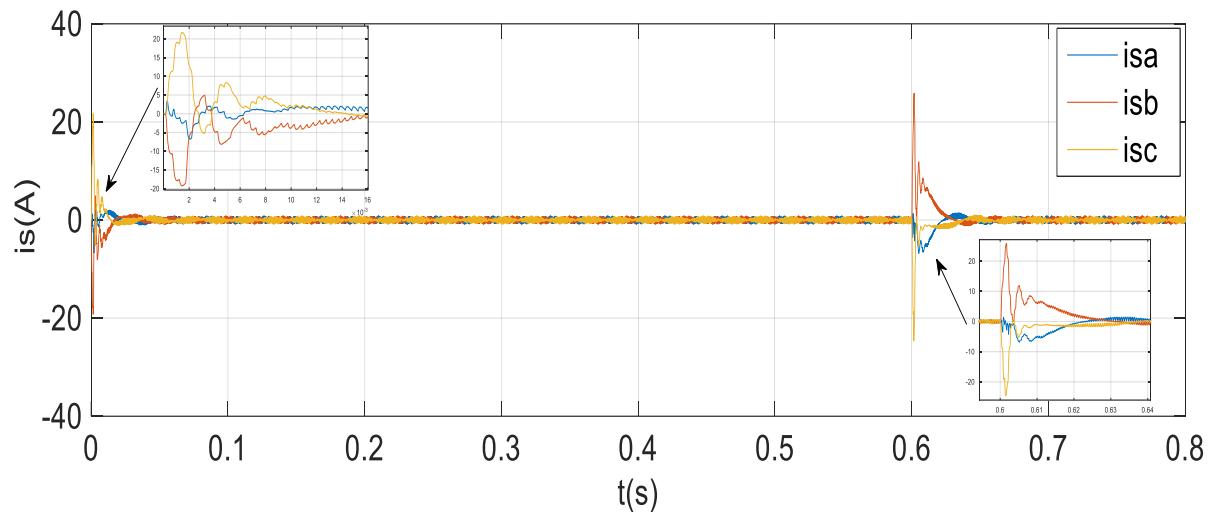


Couple électromagnétique

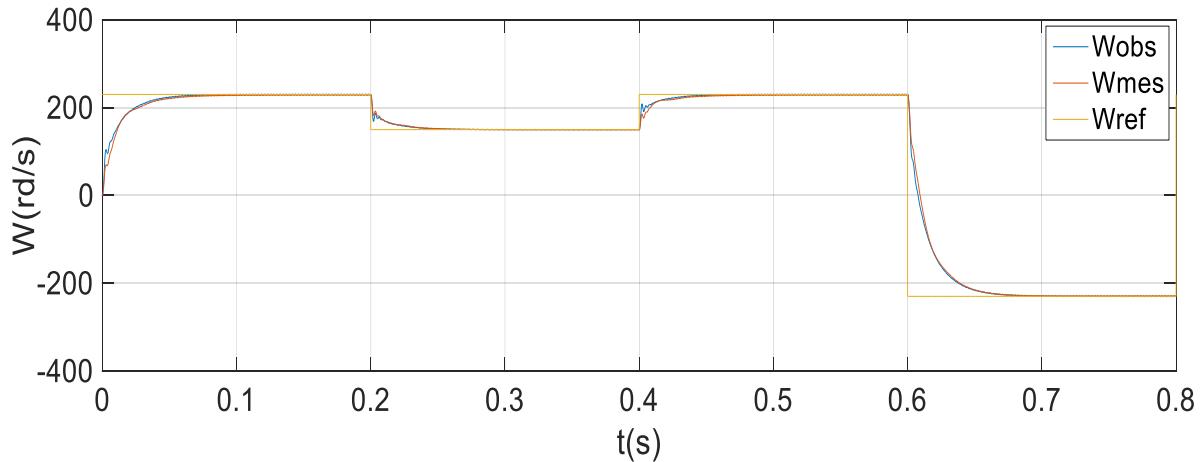


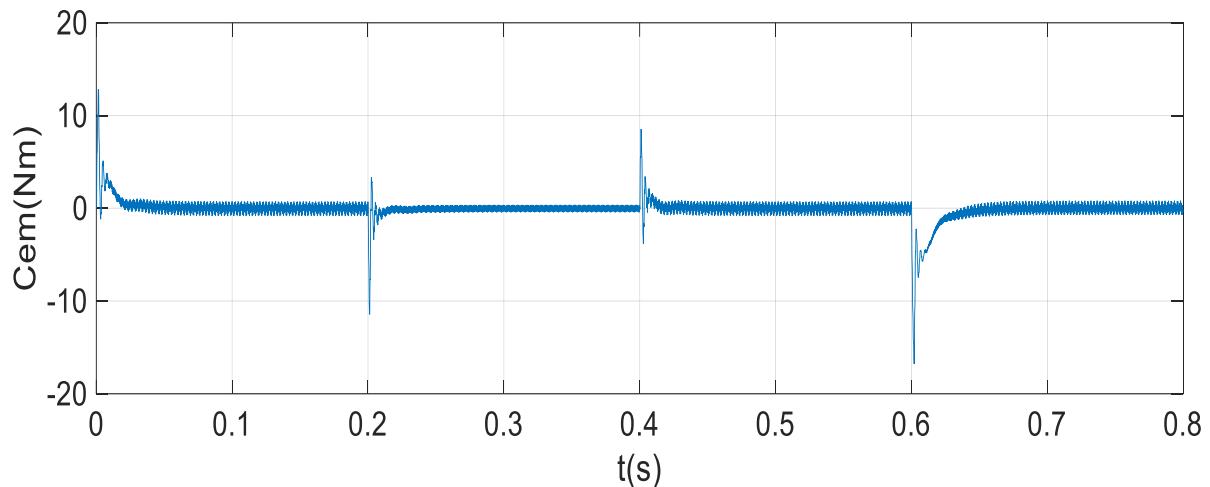
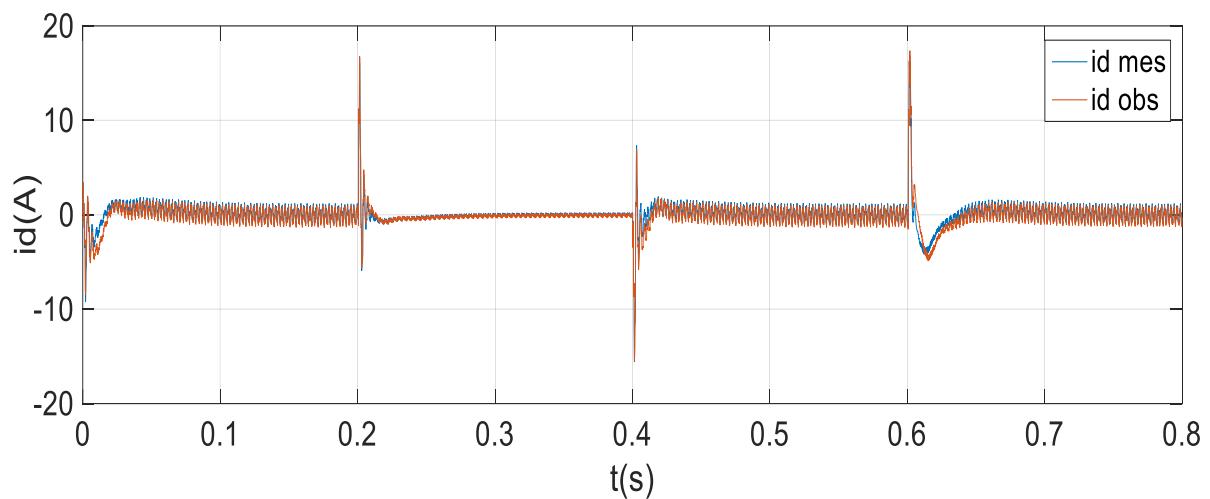
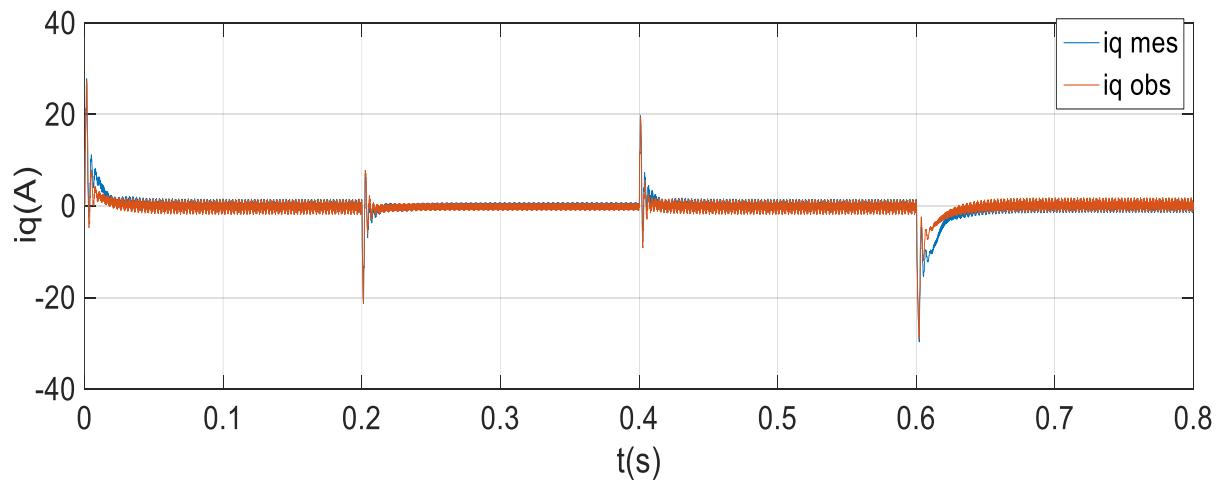
Courant i_d

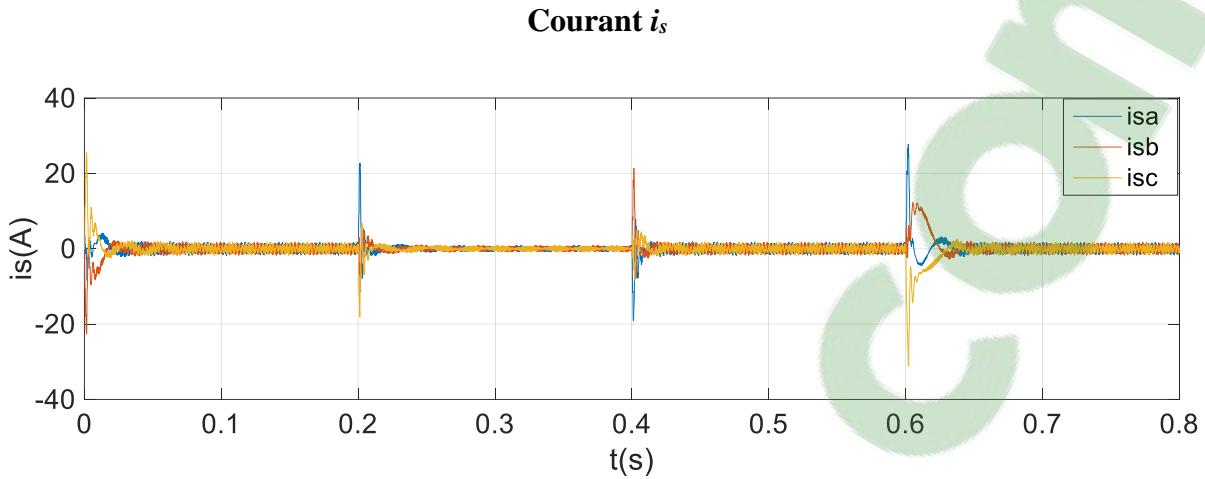


Courant i_q

Courant i_s


❖ 2^{eme} profil de vitesse :

Vitesse


Couple électromagnétique

Courant i_d

Courant i_q




✓ Discutions des résultats

Dans les mêmes conditions de fonctionnement que précédent, les régulateurs reçoit l'erreur entre la valeur de consigne et la valeur observée ω_{obs} par l'observateur mode glissant on remarque que l'allure de vitesse suit parfaitement sa consigne quelque soit la variation de la référence, et on remarque aussi que le couple et les courants statoriques présentent des pics lors de l'inversion de vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

On peut voir clairement les figures sont presque confondu donc les erreurs sont faibles.

Ces résultats de simulation montrent que cet observateur a de bonne performance.

III.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'observabilité de la machine synchrone à aimant permanent, avec quelques notions sur les observateurs. 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 etc. Pour aboutir à l'estimation de la vitesse nous avons utilisé un observateur par mode glissant basé sur le modèle (d,q) de la machine MSAP.. Cette technique est exploitée dans la commande vectorielle (*FOC*) afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine synchrone à aimant permanent associée à un régulateur classique de type (PI).

La synthèse des observateurs est effectuée en considérant que les courants au stator sont mesurables et que la vitesse de rotation évolue lentement par rapport aux grandeurs électriques.

Les observateurs par mode glissant implémenté avec succès dans la structure de la commande sans capteur mécanique de la MSAP avec des erreurs de poursuite ou d'observation faibles à cause de terme de glissement.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le moteur synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique d'un grand intérêt industriel, à cause de sa compacité, sa faible inertie, son rendement, sa robustesse et sa puissance massique élevée, par contre sa structure non linéaire rend sa commande plus complexe, ce qui nous avons conduit à utiliser des modèles de commande non linéaires susceptibles de fournir de bonnes performances.

L'ensemble de notre travail porte sur l'application de la commande non linéaire à la MSAP alimenté en tension. Cette commande, qui réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents, on a commencé avec la modélisation de la machine au triphasé, puis ont appliqué ces équations sur le modèle de Park c'est-à-dire au biphasé ce qui nous simplifie la commande plus tard, Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à *MLI* sinus triangle.

Au deuxième chapitre, on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux. En dernier lieu, nous avons simulé le système global onduleur-MSAP utilisant la technique de la commande vectorielle de la MSAP associé à des régulateurs PI.

Au dernier chapitre, on a commandé la machine sans capteur mécanique de vitesse est en pleine évolution, elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que : fragilité, coût, bruit et encombrement etc. pour l'approche et la résolution de ces problèmes. En effet, grâce à un observateur à modes glissants basé sur le modèle (d, q), on a pu obtenir une commande performante, fiable et robuste, et fonctionnelle .Les résultats de simulation montrent que l'observateur utilisé a de bonnes performances.

Enfin, on propose quelques perspectives pour l'avenir :

Utilisation des régulateurs de mode glissant ou la régulation par la logique floue.

Utilisation des onduleurs multi niveaux et des convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre des vecteurs de tensions utiles, ce qui minimisera les fluctuations du couple électromagnétique.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : **M. Ezzat**, " Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
- [2] : **K.Benmansour** "Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, France, 2009.
- [3] : **A.Titaouine, F.Benchabane, K.Yahia** "Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ses paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu", Courrier du Savoir N°07, pp.37-43, Décembre 2006.
- [4] : **G. Lacombre**: « Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs » ; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [5] : **B. Multon**: « Les Machines Synchrones Autopilotées » ; Notes de Cours ; Ecole Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, 2004.
- [6] : **A. Ameur**, " 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.
- [7] : **D. Lahouel**, " Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [8] : **F. Gillon**: «Modélisation et Optimisation par Plan d'Expériences d'un Moteur à Commutation Electronique» ; Thèse de Doctorat, Université de Lille, 1997.
- [9] : **K. Yahia**, " Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [10] : **R .Abdessemad, M. Kadjouj** "Modélisation des machines électriques". Presse de l'université de Batna 1997.
- [11] : **A. Saiad** "Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique" Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [12] : **F. benchabane** " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring" Mémoire de magister, université de Biskra, 2005
- [13] : **G. Octavian Cimuca** " Système inertiel de stockage d'énergie associe à des générateurs éoliens "école nationale supérieure d'arts et métiers centre de Lille 2005.
- [14] : **C.Bouchereb** "Contrôle direct du couple des machines synchrones ".mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.

- [15] : **P. Pwgasan, R. Knshnan** "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives". IEEE transactions on industrial electronics, vol. 35, n°4, November 1988.
- [16] : **L. Lasse** "Analysis of torque and speed ripple producing non-idealities of frequency converters in electric drives". Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology) to be presented with due permission for public examination and criticism in the Auditorium 1382 at Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta university , Finland on the 5th of November 2004.
- [17] : **G. Lacroux** "Actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements" Lavoisier, 1995
- [18] : **B.Hacéne** "Contribution à la Commande des Machines Synchrones a aimants Permanents" Thèse de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Lorraine juin 1995.
- [19] : **S. Belkacem**" Etude comparative des performances statique et dynamique d'un Contrôle de découplage et de DTC d'un moteur induction alimenté par un convertisseur statique". Mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [20] : **H. Tamrabet**," Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine Asynchrone", Thèse de magistère, Université de Batna, 2006.
- [21] : **L. Benalia**," Commande en tension des moteurs à induction double alimentés ", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [22] : **S. Chekroun**," Commande Neuro-Floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée", Thèse de magistère, Université d'Oran, 2009.
- [23] : **N.M.Babak** "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : Méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres", Thèse de doctorat, 2001.
- [24] : **S.Rezgui** "Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel", Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [25] : **J.M.Retif:** «Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones» ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.
- [26] : **A. Golea**," Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [27] : **N.Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune**," Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", pp.147-150, N°06, Juin 2005.

- [28] : **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.
- [29] : **Annane Adel** , «Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable». Mémoire de magister, option ELECTROMECANIQUE , Université d'Annaba, 2009.
- [30] : **Alma Merouane, Atik Baziz**, « Commande à base des observateurs d'état non linéaires d'un simulateur d'hélicoptère », Mémoire de fin d'étude en automatique, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.
- [31] : **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.
- [32] : **L. Litim**, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna,2008.
- [33] : **Zheng Zedong**, «Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.
- [34] : **M.Hilairet**. « Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes ». Thèse de Doctorat. Université de Nantes .2001.
- [35] : **L.Peyras**. « Commande sans capteur de position d'une machine synchrone autopilotée ». Laboratoire d'Electrotechnique et Electronique Industrielle.
- [36] : **K.Kendouci**, «Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de doctorat Université d'Oran 2012.
- [37] : **J.J.E. Slotine, J.K. Hedrick, and E.A. Misawa**, "Non linear state estimation using sliding observers, " 25th IEEE Conf. pages 332.339. Greece.1986.
- [38] : **H. Sira-Ramirez**, "On the sliding mode control of nonlinear systems, " Syst & Cont. Lett 19. 303. 312. 1992.
- [39] : **Sébastien Solvar**, "Observateur à mode glissant d'ordre 2 appliqué à la MAS sans capteur mécanique, " réunion GDR CE2, E.N.S.A.M. 2010.
- [39] : **Issaouni Salim** "Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimants permanents, "Mémoire de Magister en Automatique , Ecole Nationale Polytechnique ALGER.2011
- [40] : **K.Azeddine** "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.

- [41] : **M.Sebaa** "Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [42] : **K.Hartani** "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage", Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.
- [43] : **L.Ghaouti** "Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007.
- [44] : **A.Maasoum** "Commande à la commande singulièrement perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro-Floue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.
- [42] : **P.Vaclavek and P.Blaha**, 'Synchronous Machine Drive Observability Analysis for Sensorless Control Design', 16th. IFAC World Congress, Singapore, 1-3 Octobre, 2007.
- [43] : **O.Wallmark, L.Harnefors and O. Carlson**. An Improved speed and Position Estimator for Salient Permanent-Magnet Synchronous Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, pp. 255-262, February, 2005.
- [44] : **A .Arias, D.Saltiveri, C.Caruana, J.Pou, J.Gago, D.Gonzalez** 'Position estimation with voltage pulse test signals for Permanent Magnet synchronous Machines using Matrix Converters', Compatibility in Power Electronics, CPE'07, pp 1-6, 29 May-1 June, 2007.

Annexes

ANNEXE A

A.1 Paramètre du MSAP utilisé

Tension nominal (V_n)	120 v
Vitesse nominal (W_r)	2200 tr/min
Fréquence nominal (F)	50 H
Courant nominal (I_n)	20 A
Nombre de paires de pôles (P)	4 pôles
Résistance statorique(R_s)	0.6 Ohm
Inductance statorique direct (L_d)	14 mH
Inductance statorique quadratique (L_q)	28 mH
Flux des aimants (ϕ_{sf})	0.12 Wb
Moment d'inertie (J)	0.0011 N.m.s ² /rad
Coefficient de frottement (f)	0.0014

A.2 RÉGULATEURS **PI** DES COURANTS :

$$K_{id} = 90$$

$$K_{pd} = 2.09$$

$$K_{iq} = 200$$

$$K_{pq} = 1.8$$

A.3 RÉGULATEUR **PI** DE VITESSE :

$$K_{i\Omega} = 200$$

$$K_{p\Omega} = 1.7355$$

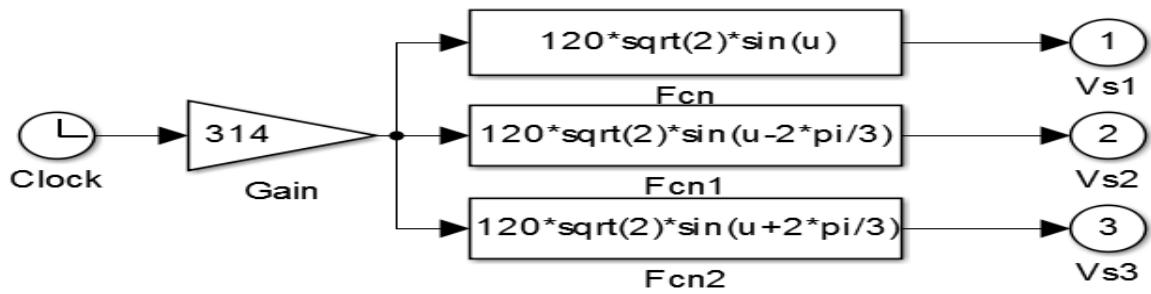


Figure A.1 : Bloc de l'alimentation triphasée du MSAP

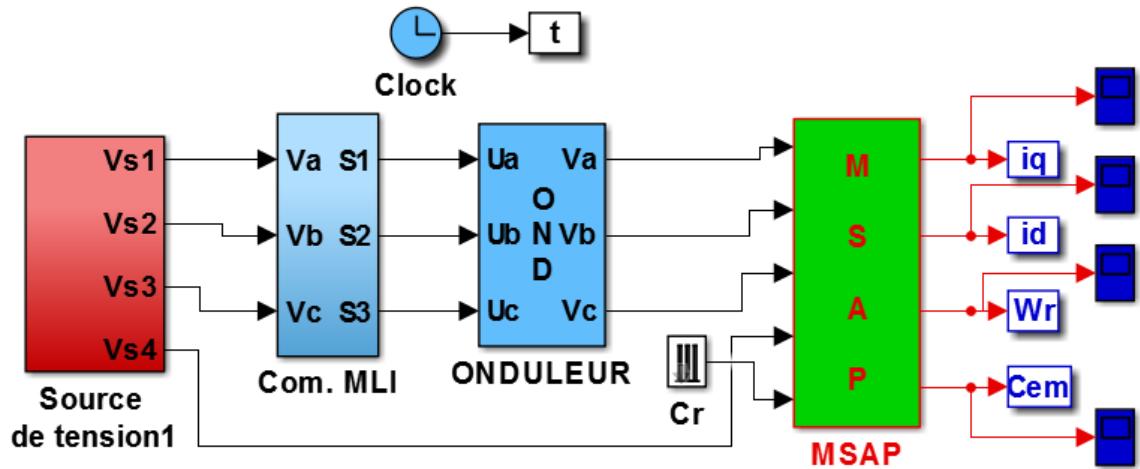


Figure A.2 : Bloc de l'association MSAP+Onduleur

ANNEXE B

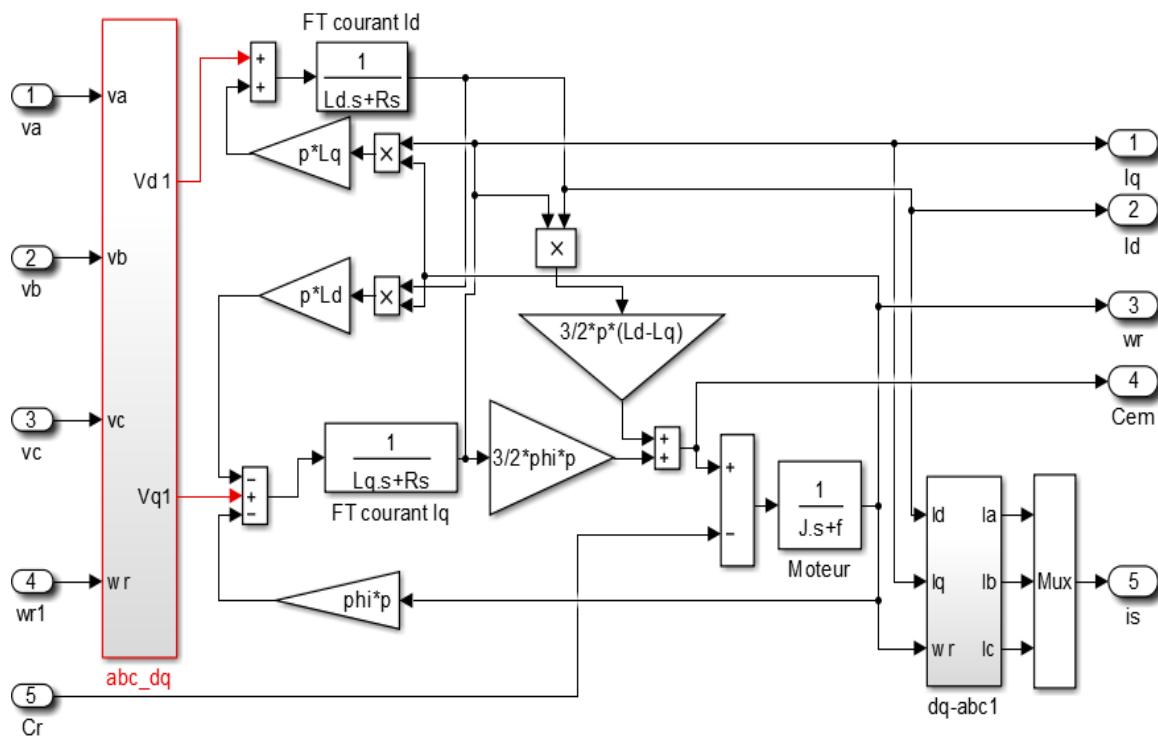


Figure B.1 : Bloc du MSAP

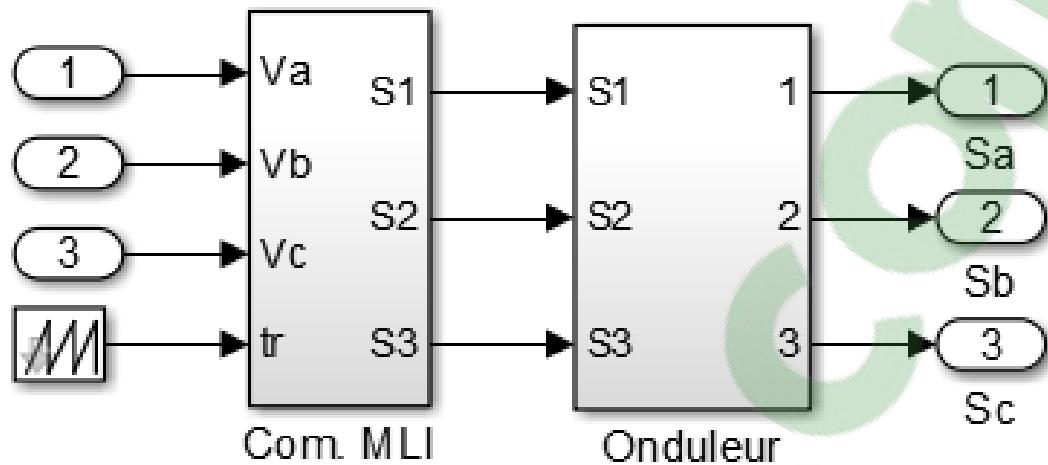


Figure B.2 : Bloc de l'onduleur à deux niveaux

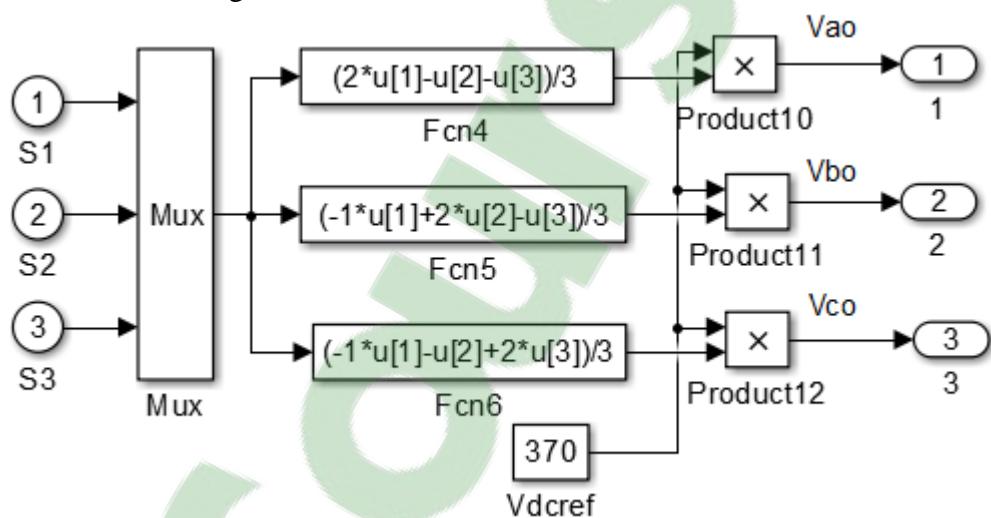


Figure B.3 : Bloc de la MLI sinus-triangle

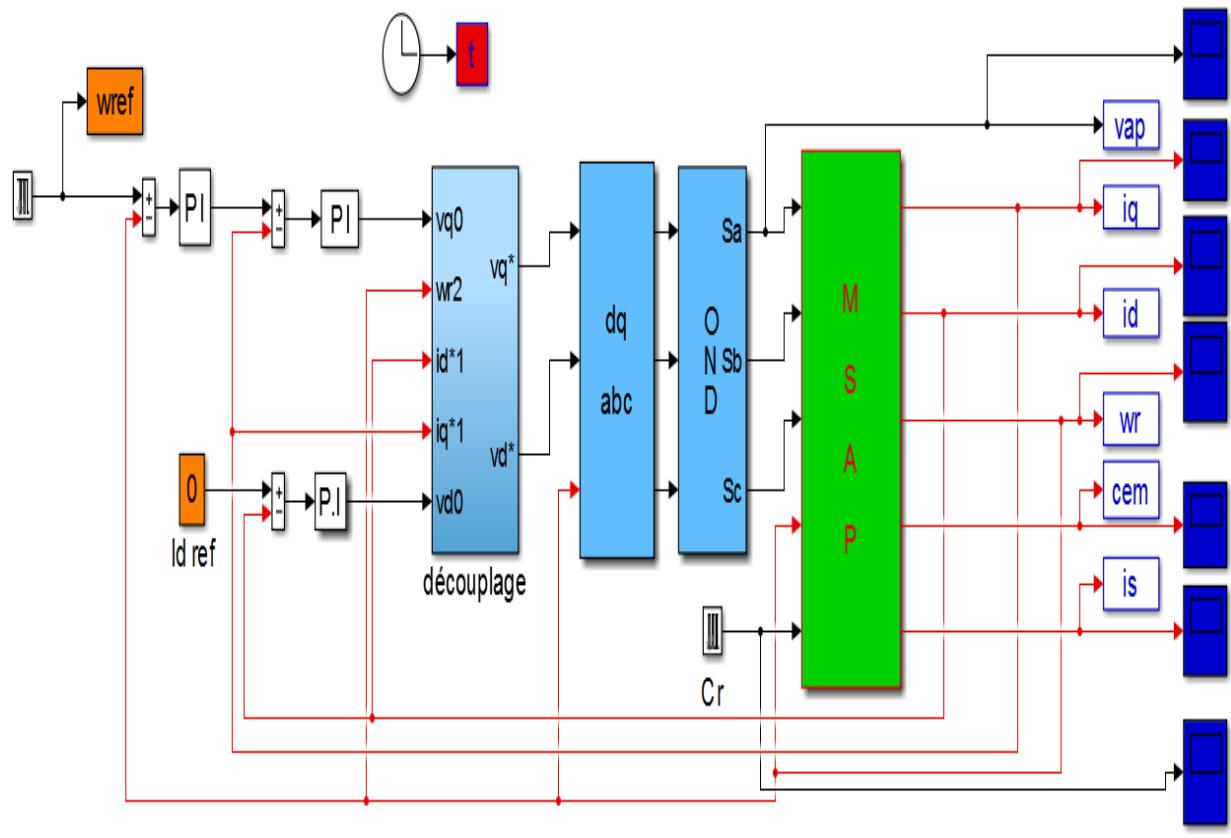


Figure B.4 : Bloc du MSAP avec la commande vectorielle

ANNEXE C

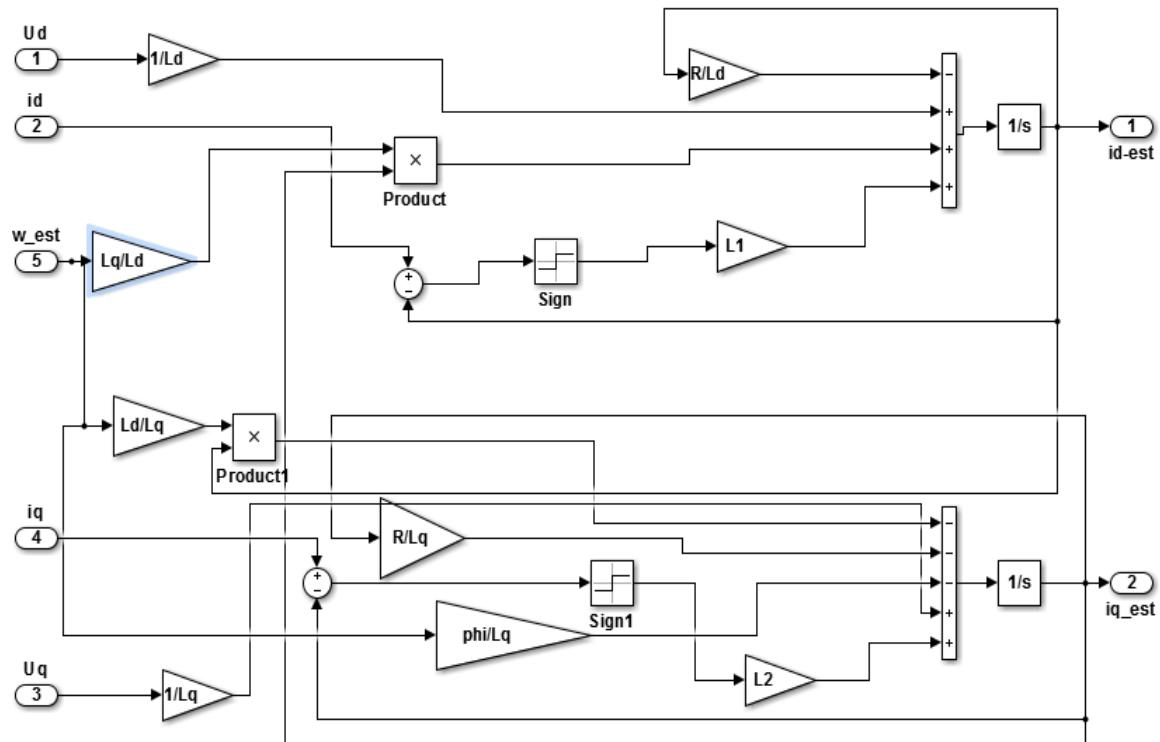


Figure C.1 : Bloc d'observateurs à mode glissant des courants statoriques

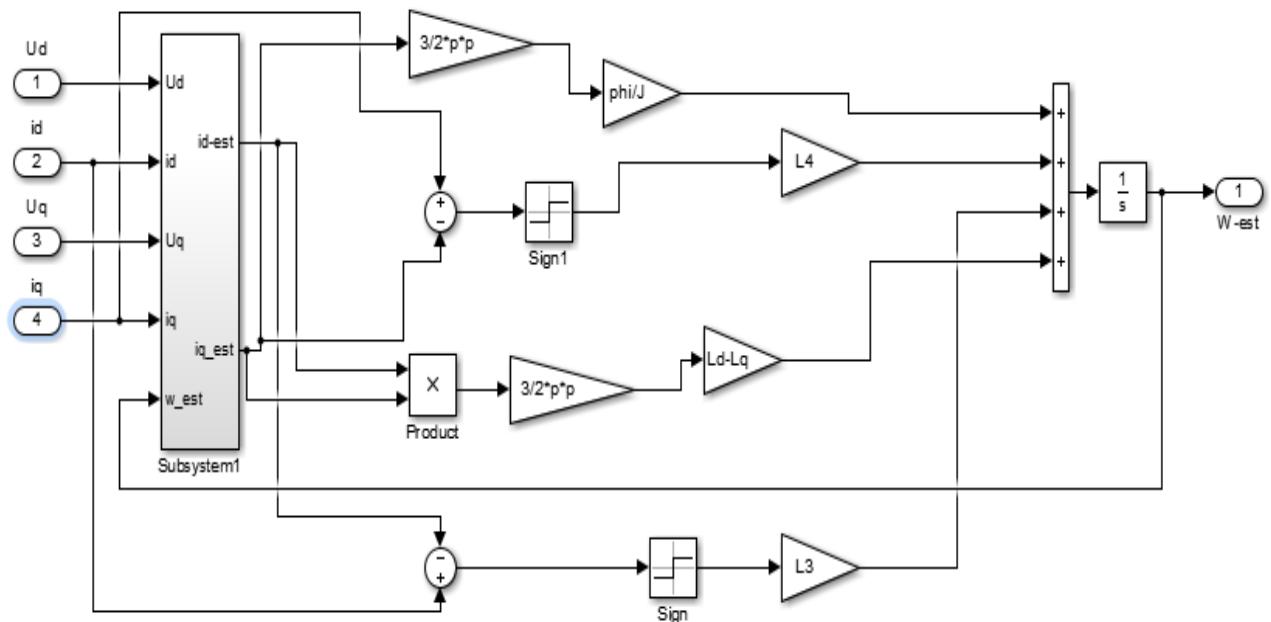


Figure C.2 : Bloc d'observateurs à mode glissant de la vitesse

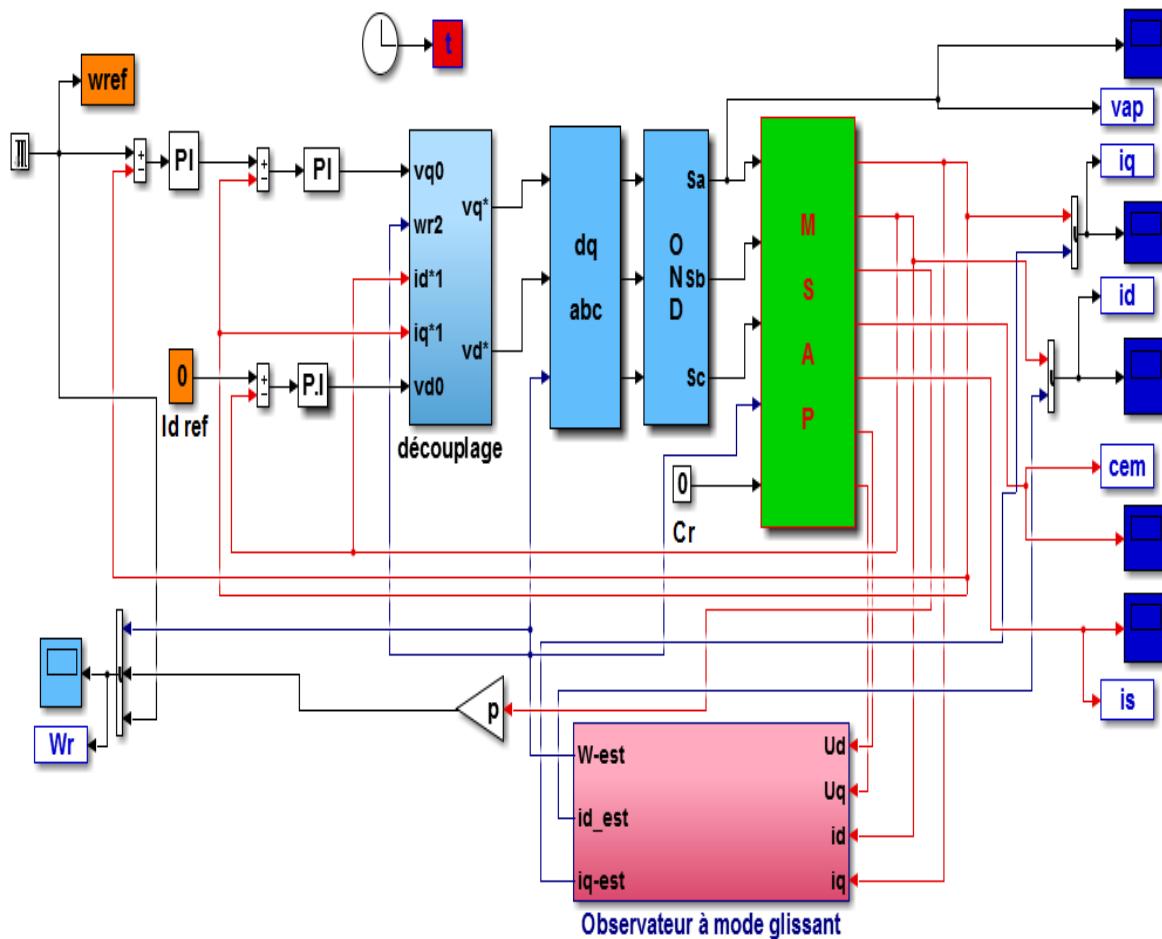


Figure C.3 : Bloc du MSAP avec la commande vectorielle + l'observateur à mode glissant

Résumé :

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents (plus précisément à l'aide des terres rares), au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaires.

Dans ce mémoire, on présente la modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents dans le repère de Park lié au champ tournant en vue de sa commande. Dans un premier temps, on étudie la commande avec capteur de vitesse de cette machine. Dans celle-ci, des régulateurs *PI* sont utilisés pour la régulation de la vitesse du moteur et des courants au sein d'une commande vectorielle à flux orienté.

-par l'utilisation d'un observateur à mode glissant obtenu à partir des grandeurs électriques mesurables (tension et courant) au sein de la commande vectorielle.

Mots clés : *MSAP*, commande vectorielle à flux orienté, commande sans capteur de vitesse, observateur à mode glissant.

Abstract :

The permanent magnet machines have in recent years experienced a boom. It is through improving the qualities of permanent magnets (specifically using rare earth), the power electronics development and non linear technical control.

In this paper, we present the model of permanent magnet synchronous motor in the coordinate system linked to the rotating field Park for its control. Firstly, we study the control with speed sensor of this machine. *PI* controllers are used for regulating the motor speed and the currents within a field oriented vector control.

- by using a sliding mode observer obtained from the electrical quantities measurable (voltage and current) in the vector control.

Key Word: *PMSM*, Field Oriented Control (*FOC*), Speed Sensorless control, sliding mode observer.

ملخص :

الآلات ذات المغناطيس الدائم شهدت انطلاقه كبيرة في السنوات الأخيرة. هذا بفضل التحسين في جودة المغناطيس الدائم (وخصوصا على وجه التحديد بواسطة الأترية النادرة)، وتطور إلكترونيك القوة ، وتطوير تقنيات التحكم غير الخطى. في هذه المذكرة عرض نبذة لمحرك متزامن ذي مغناطيس دائم في المرجع المرتبط بالحقل الدوار لغرض التحكم فيه. أولا علينا أن ندرس التحكم في هذه الآلة مع لاقط السرعة. فيه يتم استخدام معدل (تناسبي تكاملي) من أجل تنظيم سرعة هذا المحرك و التيارات الكهربائية ضمن التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجي.

باستخدام مراقب ذو النمط الإنزلاقي الذي يراقب سرعة انطلاقا من مقادير قابلة للقياس (الجهد، التيار) ضمن التحكم الشعاعي.

الكلمات المفتاحية : المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم ، التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجي ، التحكم بدون لاقط السرعة، مراقب ذو النمط الإنزلاقي.