



Département de Technologie
Département de Génie Electrique et Electronique

Mémoire de Master

Filière : Automatique

Option : Contrôle des processus

Présenté par :

AID Housseem et AINA Wafaa

Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents

Soutenu le 01 octobre 2013 devant la commission d'examen composée de :

Président :	M ^r S.M MELIANI	Maitre de Conférences 'B'	U.A.B - Tlemcen
Encadreur :	M ^r A. MECHERNENE	Maitre-Assistant 'A'	U.A.B - Tlemcen
Examineurs :	M ^r M.C. BENHABIB	Maitre de Conférences 'B'	U.A.B - Tlemcen
	M ^r S. BORSALI	Maitre de Conférences 'B'	U.A.B - Tlemcen

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à mes très chers parents qui m'ont beaucoup soutenu, durant toutes mes études, mes très chères sœurs : Nadia, Milouda, Fatima.

Mes très chers frères : Abdenacer, Azzedine, Abderrahim.

Comme je le dédie à tout mes amis chacun par son nom, à tout bon gens que j'ai connu à Tlemcen.

Houssein Aid
Tlemcen, Octobre 2013

Dédicaces

A la mémoire de mes grands-parents

Je dédie ce travail:

A mes parents, pour tous leurs sacrifices, leurs encouragements et que ce travail soit pour eux ;

A mes frères Mourad et Rachid ;

A mes soeurs Sabah, Samah, Fouzia, Zoiuia et Zahira et leurs maris pour l'amour qu'ils m'ont témoigné ;

A ma nièce Aya et mon neveu Ibrahim ;

A mon soeur Sarah et sa famille pour leurs encouragements et leurs soutiens moral ;

A mes amis Latifa, Asma, Amin, Ghazali ;

A mon collègue Housseem pour m'avoir participé ce travail.

Wafaa Aina
Tlemcen, Octobre 2013

Remerciements

A l'issue de ce travail, nous adressons nos remerciements premièrement à Dieu le tout puissant pour la volonté, le courage, la patience et la force qu'il nous a donné durant toute la période d'étude.

Un remerciement particulier à Monsieur A. Mechernene, Maitre Assistant au sein du département du Génie Electrique et Electronique à l'Université de Tlemcen, pour avoir dirigé ce travail, et pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail, son expérience et sa connaissance ont contribué à notre formation scientifique.

Nos remerciements distingués vont aussi à Monsieur M.C. Benhbib, Maitre de Conférence à l'Université de Tlemcen, pour nous avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance.

Ainsi, nous remercions vivement Monsieur S.M. Meliani, Maitre de Conférence à l'Université de Tlemcen, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à Madame S. Borsali, Maitre de Conférence à l'Université de Tlemcen pour avoir accepté d'examiner ce travail en nous faisant l'honneur de participer à ce jury.

Enfin nous remercions tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

Wafaa Aina Houssef
Aid Tlemcen, Octobre
2013

Glossaire

MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
MCC	Machine à courant continu
CC	Courant continu
DC	Direct Current
AC	Alternative Current
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
MLIST	Modulation par largeur d'impulsion sinus-triangulaire
STPWM	Sinus Triangular Pulse Width Modulation
PI	correcteur Proportionnel intégrale
P.I.D	action Proportionnel intégrale dérivée
CMG	Commande par mode glissants
VSS	Variable Structure System
CSV	Commande à structure variable
MC	Mode de convergence
MG	Mode de glissement
MRP	Mode de régime permanent
f.e.m	Force électromotrice
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée

Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci-dessous.

Symbole	Signification	Unité
$[V_s]$	Vecteur tensions statoriques	V
$[i_s]$	Vecteur courants statoriques	A
$[R_s]$	Matrice résistance stator	$Ohms$
R_S	Résistance de l'enroulement statorique	$Ohms$
$[L_{ss}]$	Matrice inductance stator	H
L_{SS}	Inductance cyclique statorique par phase	H
L_S	Inductance propre d'une phase statorique	H
$[\varphi_{sf}]$	Vecteur flux engendré par l'aimant	Wb
$[\varphi_s]$	Vecteur flux statoriques	Wb
ω	Pulsation électrique	rad/s
ω_r	Vitesse de rotation de la machine	rad/s
C_{em}	Couple électromagnétique délivré par le moteur	$N.m$
C_r	Couple résistant	$N.m$
P	Puissance	$Watts$
p	Nombre de paires de pôles	
J	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	$Kg.m^2$
θ	Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé	
f	Coefficient de frottement visqueux	$N.m.s/rad$

Symbole	Signification	Unité
\bar{U}_s	Tension continue appliquée à l'onduleur	V
I	Courant statorique de ligne	A
ϕ	Flux	Wb
$P(\theta)$	Matrice de passage direct de <i>Park</i>	
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de passage inverse de <i>Park</i>	
$[R]$	Matrice de passage (α, β) au (d, q)	
$[C]$	Matrice de passage (a, b, c) au (α, β)	
$[C]^{-1}$	Matrice de passage (α, β) au (a, b, c)	
X_{abc}	Vecteur de la variable X dans le repère triphasé	
$X_{\alpha\beta o}$	Vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc}	
X_{dqo}	Vecteur de la variable X dans le repère de <i>Park</i>	
L_d, L_q	Inductance des axes d et q	H
I_d, I_q	Courants des axes d et q	A
V_d, V_q	Tensions des axes d et q	V
φ_d, φ_q	Flux des axes d et q	Wb
X_0	Composante homopolaire	
T_i	Interrupteurs de l'onduleur	
S_i	Commande logique des interrupteurs	
f_p	Fréquence de la porteuse	Hz
f_r	Fréquence de la référence	Hz
V_p	Tension de la porteuse	V
V_r	Tension de la référence	V
k_p	Gain proportionnel du régulateur PI	
k_i	Gain intégral du régulateur PI	
T_i	Constante de temps d'intégration PI	
s	Opérateur de <i>Laplace</i>	
$S(x)$	Surface e glissement de la variable x	
$e(x)$	Ecart de la variable à régler	
$\lambda(x)$	Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré	
$V(x)$	Fonction de <i>Lyapunov</i>	
V_{dref}, I_{dref}	Tension et courant de référence	
u	Grandeur de la commande	
U_{eq}	Commande équivalente	
r	Degré relatif	
K	Gain positif	
t	Temps	sec

Table des matières

Dédicaces	i
Dédicaces	ii
Remerciements	iii
Glossaire	iv
Nomenclature	v
Table des matières	vii
Liste des figures	ix
INTRODUCTION GENERALE	1
1 MODELISATION DE LA MSAP	3
1.1 Introduction	3
1.2 Présentation de la MSAP	4
1.3 Analyse du fonctionnement de la MSAP	5
1.3.1 Avantages de la MSAP	6
1.3.2 Inconvénients de la MSAP	6
1.3.3 Les domaines d'application de MSAP	7
1.4 Structure d'un entraînement à vitesse variable pour moteur synchrone .	7
1.5 Hypothèses simplificatrices	8
1.6 Modélisation de la MSAP	8
1.6.1 Mise en equation de la MSAP en triphasé	8
1.6.2 Mise en equation de la MSAP en diphasé	11
1.6.3 Modélisation de la MSAP dans le repère de <i>Park</i>	15
1.6.4 Mise sous forme d'équation d'état	16

1.7	Simulations numériques de différents fonctionnements du moteur syn- chrone à aimants permanents	17
1.8	Interprétation des résultats	20
1.9	Conclusion	21
2	MODÉLISATION ET SIMULATION DE L'ONDULEUR	22
2.1	Introduction	22
2.2	Convertisseur statique continu-alternatif	23
2.2.1	Types d'onduleurs	23
2.2.2	Définition de l'onduleur	23
2.3	Association MSAP-onduleur de tension	24
2.4	Différents types de commande des interrupteurs	24
2.5	Modulation de largeur d'impulsions (MLI)	25
2.6	Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle)	26
2.7	Intérêt de la commande MLI	28
2.8	Modélisation du convertisseur statique continu-alternatif et de sa com- mande	28
2.9	Résultats de simulation de la MSAP en charge et avec onduleur	30
2.10	Interprétation des résultats	31
2.11	Conclusion	31
3	COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP	32
3.1	Introduction	32
3.2	Principe de l'orientation du flux rotorique	33
3.3	Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP	33
3.4	Découplage par compensation	35
3.5	Contrôle vectoriel direct	38
3.6	Principe du contrôle vectoriel indirect	39
3.7	Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	39
3.7.1	Avantages de la commande vectorielle	39
3.7.2	Inconvénients de la commande vectorielle	40
3.8	Synthèse des différents régulateurs	40
3.8.1	Description du système global	40
3.8.2	Calcul des régulateurs	41
3.8.3	Dimensionnement des régulateurs	43
3.8.4	Limitation des courants	48
3.9	Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vecto- rielle et piloté par un onduleur de tension à deux niveaux (MLIST)	50
3.10	Interprétation des résultats	63
3.11	Conclusion	63

4	COMMANDE PAR MODES GLISSANTS DU MSAP	64
4.1	Introduction	64
4.2	Systèmes à structure variables	65
4.3	Théorie de la commande par modes glissants	66
4.3.1	Les modes de la trajectoire dans le plan de phase	67
4.4	Conception de la commande par mode de glissement	68
4.4.1	Choix de la surface de glissement	68
4.4.2	Conditions de convergence	70
4.4.3	Calcul de la commande	72
4.5	Le phénomène de broutement (Chattering)	76
4.5.1	Elimination du phénomène de "Chattering"	77
4.6	Application de la commande par mode de glissement à la MSAP	78
4.6.1	Synthèse des régulateurs pour la stratégie avec deux surface	79
4.7	Simulations de la commande par mode glissant appliquée au MSAP	82
4.8	Interprétation des résultats	92
4.9	Conclusion	92
	CONCLUSION GENERALE	93
	ANNEXES	
	Annexe A	
	Annexe B	
	BIBLIOGRAPHIE	

Table des figures

1.1	Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor	5
1.2	Caractéristique du couple-angle électrique	6
1.3	Schéma de principe d'un onduleur MLI	7
1.4	Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé	9
1.5	Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)	12
1.6	Performances de la MSAP à vide	18
1.7	Performances de la MSAP avec application de la charge	19
2.1	Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension	24
2.2	Principe de la commande MLI	27
2.3	Shéma équivalent de l'onduleur à MLI	27
2.4	Démarrage du MSAP en charge alimenté par un onduleur de tension commandé par MLI vectorielle	30
3.1	Principe de la commande vectorielle	34
3.2	Modèle de la MSAP quand I_d est nul	35
3.3	Description de couplage	36
3.4	Principe de découplage par compensation	37
3.5	Structure générale : (machine-découplage par compensation)	38
3.6	Commande découplée	38
3.7	Shéma bloc de la commande vectorielle avec compensation des f.e.m	41
3.8	Régulateur PI	42
3.9	Boucle de régulation du courant I_q	44
3.10	Boucle de régulation du courant I_d	45
3.11	Boucle de régulation de vitesse	46
3.12	Boucle de régulation de vitesse	47
3.13	Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant	48
3.14	Régulateur PI avec anti-windup	49
3.15	Vitesse, couple électromagnétique et flux	50
3.16	Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}	51
3.17	Vitesse, couple électromagnétique et flux	52
3.18	Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}	53

3.19	Vitesse, couple électromagnétique et flux	54
3.20	Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}	55
3.21	Vitesse, couple électromagnétique et flux	56
3.22	Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}	57
3.23	Vitesse et courant i_{sa}	58
3.24	Vitesse, couple électromagnétique et flux	59
3.25	Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}	60
3.26	Vitesse, couple électromagnétique et flux	61
3.27	Courants i_{sd} , i_{sd} et i_{sa}	62
4.1	Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement	67
4.2	Les modes de trajectoire dans le plan de phase	68
4.3	Linéarisation exacte de l'écart	70
4.4	Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement	71
4.5	Commande appliquée aux systèmes à structure variable	72
4.6	La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min}	73
4.7	Représentation de la fonction "sign"	75
4.8	Phénomène de réticence	76
4.9	Fonction "sat"	77
4.10	Fonction "smooth"	78
4.11	Vitesse, couple électromagnétique et flux	82
4.12	Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}	83
4.13	Vitesse, couple électromagnétique et flux	84
4.14	Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}	85
4.15	Vitesse, couple électromagnétique et flux	86
4.16	Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}	87
4.17	Vitesse, couple électromagnétique et flux	88
4.18	Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}	89
4.19	Vitesse et couple électromagnétique	90
4.20	Courants i_{sd} , i_{sq} , i_{sa}	91
21	Bloc de l'alimentation triphasée du MSAP	97
22	Bloc du MSAP	97
23	Bloc de l'onduleur à deux niveaux	98
24	Bloc de la MLI sinus-triangle	98
25	Bloc de l'association MSAP+Onduleur	99
26	Bloc de la commande vectorielle	99
27	Bloc du MSAP avec la commande vectorielle	99
28	Bloc de la commande par mode glissant	100
29	Réglage de la tension V_d par mode glissant	100
30	Réglage de la tension V_q par mode glissant	101

Introduction générale

Introduction générale

Durant ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution avec l'alimentation de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande. Cette apparition a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en amplitude et en fréquence variable les moteurs à courant alternatifs. 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 alternatives 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).

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrant que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisque il n'appartient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.

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

La commande vectorielle « field oriented control » permet à la machine synchrone à aimants permanents d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu qui concerne la linéarité et le découplage. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis, ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable est nécessaire.

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

Dans notre travail, nous nous intéressons à l'étude des machines synchrones à aimants permanents triphasé à pôles lisse alimentées par un onduleur commandé par la technique modulation de largeur d'impulsions.

Chapitre 1

MODELISATION DE LA MSAP

Chapitre 1

MODELISATION DE LA MSAP

1.1 Introduction

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu (CC) 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 [BEN 09-a][LAH 09]. Cependant, 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 [BEN 09-b][TIT 06].

1.2 Présentation de la MSAP

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

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

Le rotor : se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (Fig.1.1).

– Aimant en surface (Surface Mounted) :

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ses inductances ne dépendent pas de la position du rotor (Fig.1.1-a). L'inductance de l'axe-d est égale à celle de l'axe-q. Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type de rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisants. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

– Aimants insérés (Inset Magnet Type) :

Les aimants du type insérés aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplis de fer (voir Fig.1.1-b). L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe-d est légèrement différente de celle de l'axe-q. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdale, parce que l'arc polaire magnétique peut être réglé afin d'aider à former les forces électromagnétiques.

– Aimants enterrés (Interior Magnet Type) :

Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique (Fig.1.1-c) : le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler.

– Aimants à concentration de flux (Flux Concentrating Type) :

Comme le montre la (Fig.1.1-d), les aimants sont profondément placés dans la masse rotorique. Les aimants et leurs axes se trouvent dans le sens circonférentiel. Le flux sur un arc polaire du rotor est contribué par deux aimants séparés. L'avantage de cette configuration est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi un induction plus forte dans l'entrefer. Ce type de machine possède de l'effet de saillance.

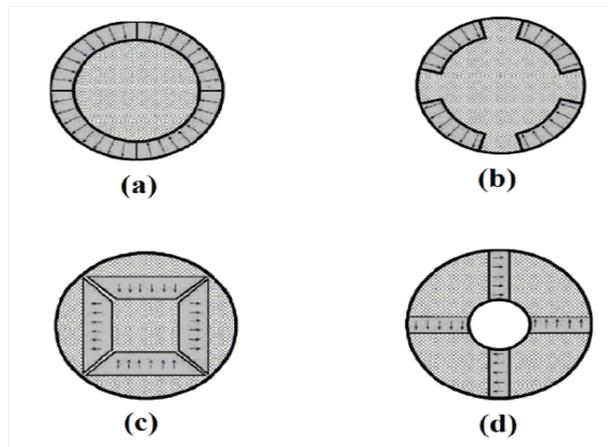


FIGURE 1.1 – Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor

1.3 Analyse du fonctionnement de la MSAP

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

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

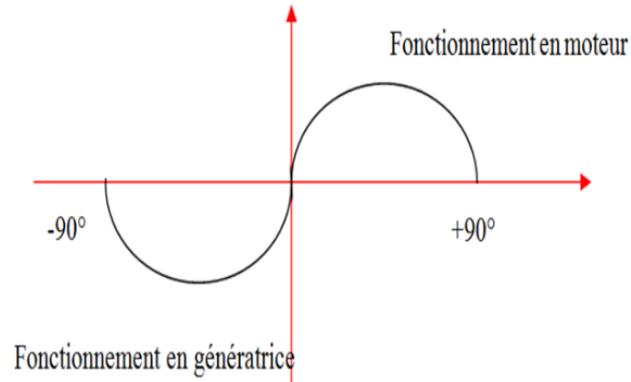


FIGURE 1.2 – Caractéristique du couple-angle électrique

1.3.1 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [AZE 00][SEB 03][AME 05][HAR 07][GHA 07][MAS 07]

- 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 ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

1.3.2 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.

1.3.3 Les domaines d'application de MSAP

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

- 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,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

1.4 Structure d'un entraînement à vitesse variable pour moteur synchrone

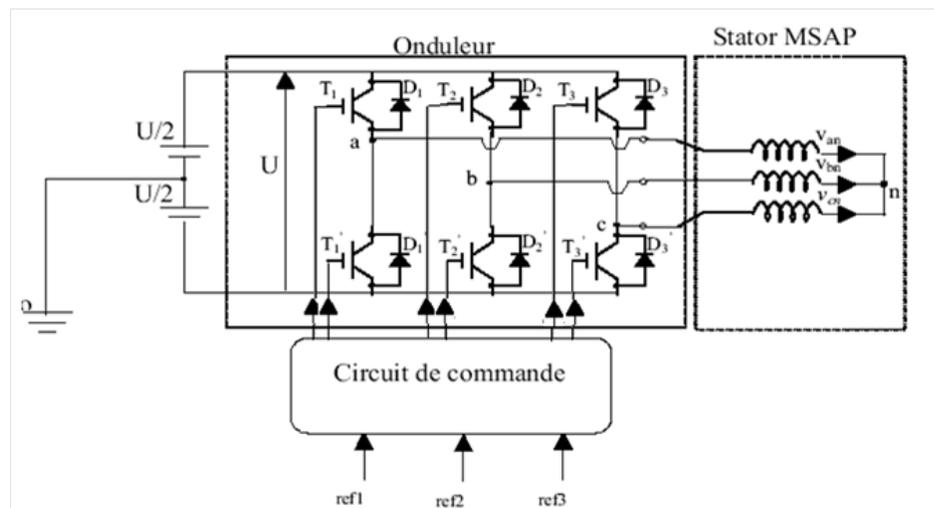


FIGURE 1.3 – Schéma de principe d'un onduleur MLI

1.5 Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine synchrone à aimants permanents sont : [SEB 03] [AME 05] [HAR 07] [GHA 07] [AZE 00] [MAS 07]

- La saturation et l’hystérésis du circuit magnétique sont négligeables ainsi que les pertes par courant de *Foucault*, ceci permet l’établissement des relations linéaires entre flux et courant.
- La distribution des forces électromotrices, le long de l’entrefer, est supposée sinusoïdale.
- Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- La machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire.

1.6 Modélisation de la MSAP

L’étude du comportement d’un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé. La modélisation d’un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d’une machine synchrone classique sauf que l’excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l’aimant [BEN 05]. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique.[CHI 05]

1.6.1 Mise en equation de la MSAP en triphasé

1. Les équations électriques

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement : $[V_s]$ $[\varphi_s]$ $[i_s]$

La figure (1.4) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

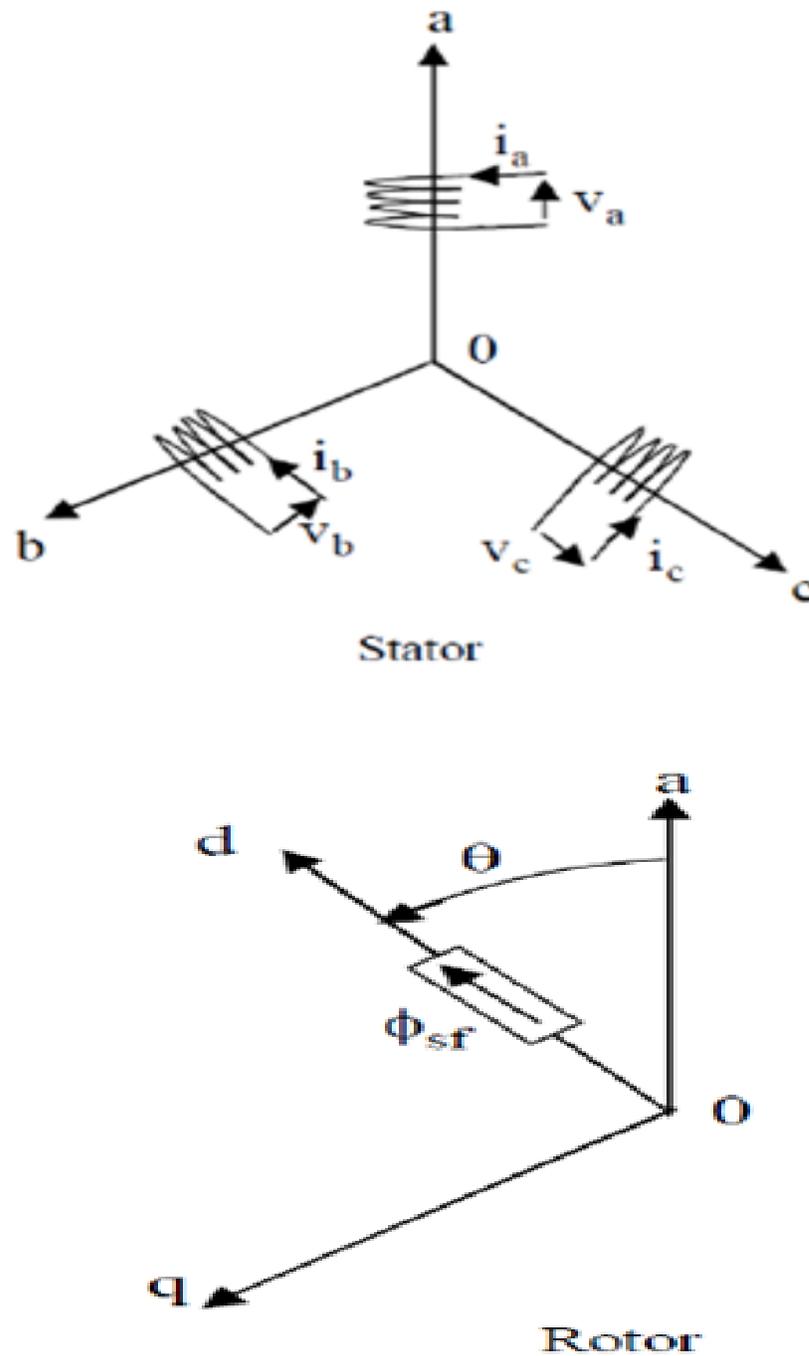


FIGURE 1.4 – Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé

A partir de la figure, nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (1.1)$$

$$[\varphi_s] = [L_s] [i_s] + [\varphi_{sf}] \quad (1.2)$$

avec :

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance du stator}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice inductance du stator}$$

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad : \text{Vecteur flux engendré par l'aimant}$$

où :

φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux créée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

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

$$\theta(t) = \int_0^t \omega d(\tau) \quad (1.3)$$

et :

$$\omega = p.\omega_r \quad (1.4)$$

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).

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

2. Les équations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \omega_r \quad (1.5)$$

avec :

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

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

3. L'équation électromagnétique

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

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (1.6)$$

L'étude analytique du comportement de telles équations est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de *Park*. [BEN 05]

1.6.2 Mise en equation de la MSAP en diphasé

Principe de la transformation de *Park*

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes

de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de *Park*.

Le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application .[CIM 05][REZ 09][BEN 05]

La figure (1.5) présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de *Park*).

Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω_r .

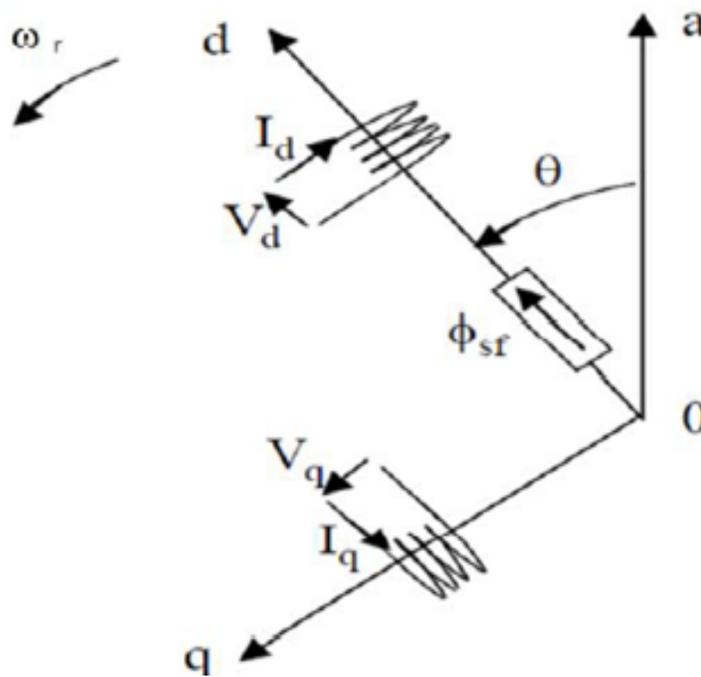


FIGURE 1.5 – Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)

* Passage direct : triphasé au diphasé

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

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T \quad (1.7)$$

avec :

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

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

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

alors :

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

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

$$[\phi_d \quad \phi_q \quad \phi_o] = P(\theta) [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T$$

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

* Passage inverse : diphasé au triphasé

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

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dqo}] \quad (1.9)$$

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

$$P(\theta)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Principe de la transformation de *Clarck*

La transformation directe de *Clarck* est déterminée par une matrice $[C]$, elle correspond les vecteurs des axes (a,b,c) aux vecteurs des axes (α, β, o) , elle est appliquée aux

tensions, aux courants, et aux flux, $[V_{abc}]$, $[I_{abc}]$, $[\phi_{abc}]$ aux $[V_{\alpha\beta o}]$, $[I_{\alpha\beta o}]$, $[\phi_{\alpha\beta o}]$ respectivement.

Le vecteur X_0 , représente la composante homopolaire.

*** Passage direct : triphasé au diphasé**

Si on pose $\theta = 0$ dans les équations (1.8) et (1.10), les matrices de *Park* deviennent les matrices de *Clarck* :

$$[X_{\alpha\beta o}] = [C] [X_{abc}] \quad (1.11)$$

avec :

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

$[C]$:la Matrice directe de *Clarck*, donnée par (1.12) :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

*** Passage inverse : diphasé au triphasé**

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

$$[X_{abc}] = [C]^{-1} [X_{\alpha\beta o}] \quad (1.13)$$

avec :

$[C]^{-1}$: la matrice inverse de *Clarck*.

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

On a choisi le coefficient pour les matrices de *Park* et *Clarck* afin de conserver l'amplitude pendant le passage entre les deux référentiels.

Passage du repère (α, β) au repère (d, q)

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

$$[X_{dq}] = [R] [X_{\alpha\beta}] \quad (1.15)$$

avec :

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

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

1.6.3 Modélisation de la MSAP dans le repère de *Park*

1. Les équations électriques

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

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (1.16)$$

D'après la relation (1.16), on a le couplage entre les axes $'''d'''$ et $'''q'''$.
Expressions des flux :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1.17)$$

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

2. Les équations mécaniques

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

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f \cdot \omega_r = C_{em} - C_r \quad (1.18)$$

J : Moment d'inertie de la partie tournante ($kg.m^2$).

f : Coefficient de frottement visqueux ($N.m.s/rad$).

C_r : Couple résistant ($N.m$).

ω_r : Vitesse mécanique (rad/s).

3. L'équation électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = p \cdot [(L_d - L_q)i_d \cdot i_q + \varphi_{sf} \cdot i_q] \quad (1.19)$$

1.6.4 Mise sous forme d'équation d'état

Généralement, pour présenter un modèle d'état il faut définir le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y . Le vecteur d'entrée est composé des tensions statoriques. Le vecteur d'état est constitué des grandeurs électriques (courants) et grandeur mécanique (vitesse et/ou position).

Dans le cas d'une régulation de couple ou de vitesse angulaire, le modèle non linéaire d'état dans le repère tournant $(d - q)$ est décrit par le système ci-dessous :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} i_d + p \frac{L_q}{L_d} i_q \omega_r \\ \frac{-R_s}{L_q} i_q + p \frac{L_d}{L_q} i_d \omega_r - p \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \omega_r \\ \frac{p}{J} \varphi_{sf} i_q - \frac{p}{J} (L_q - L_d) i_d i_q - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix}$$

1.7 Simulations numériques de différents fonctionnements du moteur synchrone à aimants permanents

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, couramment utilisé dans le domaine des machines électriques. On a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

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 STPWM qui sera considéré par la suite.

Les caractéristiques du MSAP étudié sont représentées sur le tableau suivant :

Puissance nominale (\mathbf{P}_n)	1.1 kW
Couple nominal	...
Vitesse nominale (ω_r)	750 tr/min
Tension nominale (\mathbf{V}_n)	220 V
Résistance statorique direct (\mathbf{R}_s)	4 Ohms
Nombre de paires de pôles (\mathbf{P})	4 pôles
Flux des aimants (φ_{sf})	0.053 Wb
Fréquence nominale (\mathbf{F})	50 Hz
Facteur de puissance	0.83
Inertie du moteur (\mathbf{J})	$0.09 \cdot 10^{-5} N.m.s^2/rad$
Inductance statorique direct (\mathbf{L}_d)	2.5 mH
Inductance statorique quadratique (\mathbf{L}_q)	2.5 mH
Coefficient de frottement (\mathbf{f})	0

TABLE 1.1 – Paramètres nominaux de la MSAP

* Résultats de simulation du MSAP à vide

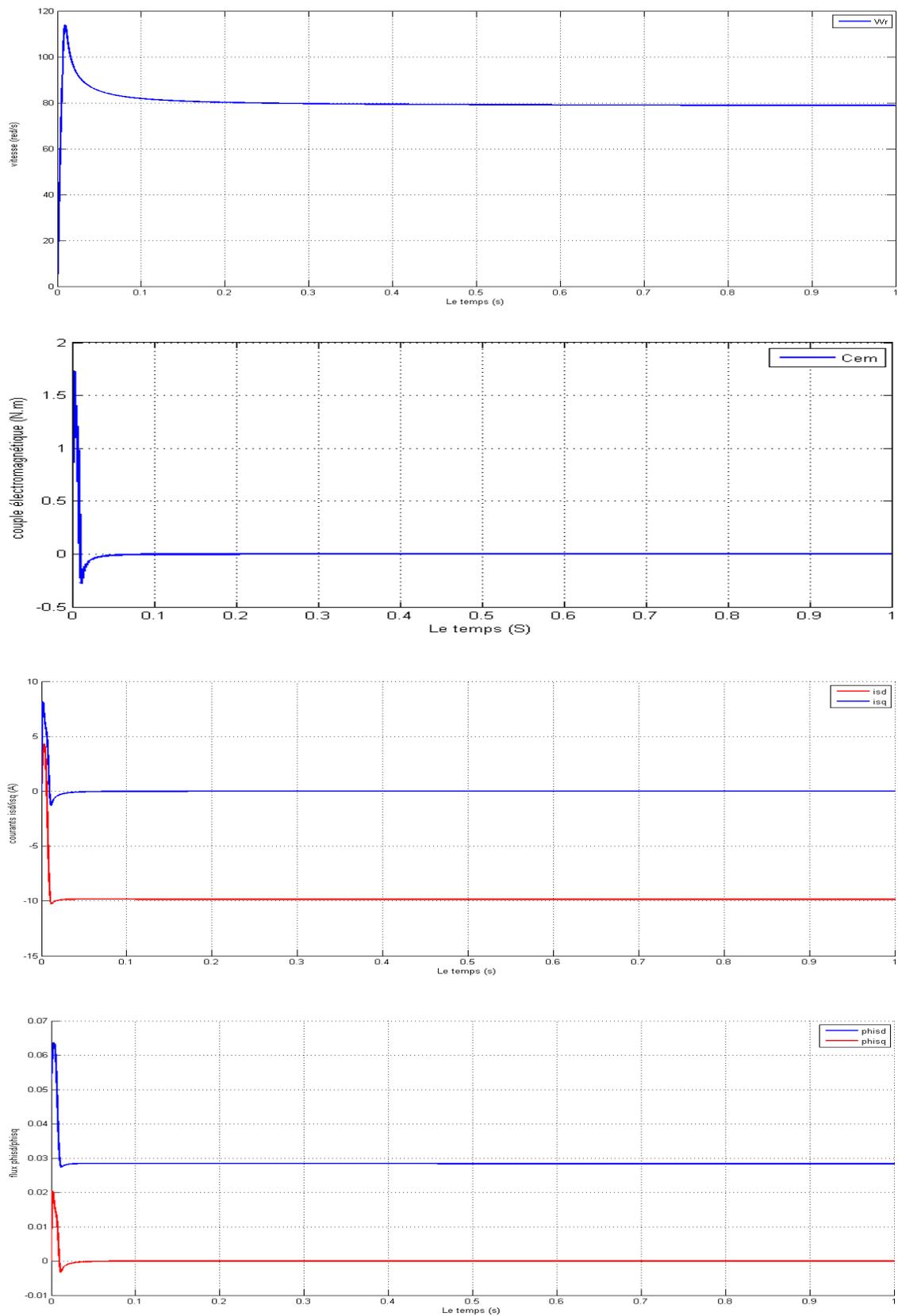


FIGURE 1.6 – Performances de la MSAP à vide

* Résultats de simulation du MSAP en charge

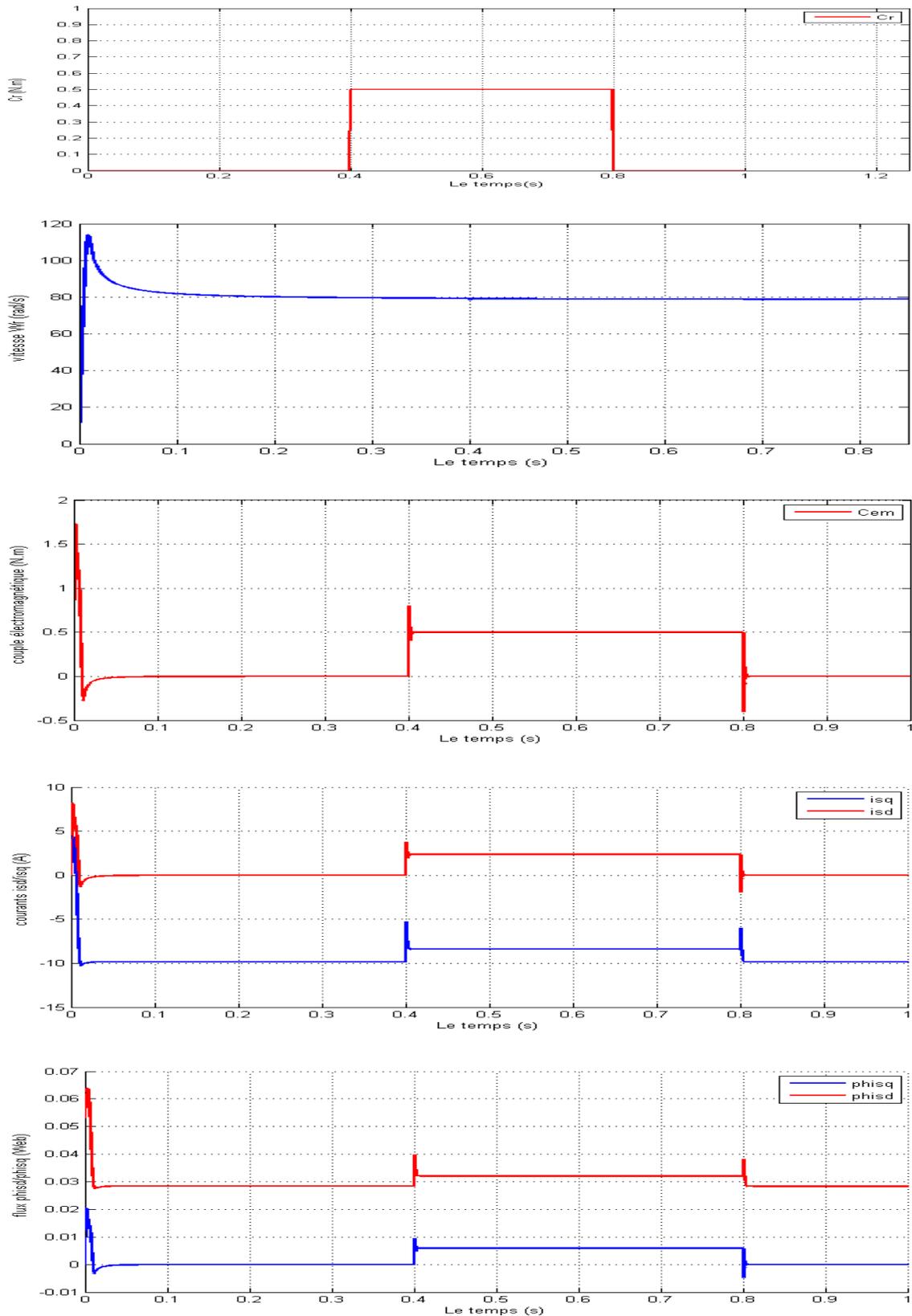


FIGURE 1.7 – Performances de la MSAP avec application de la charge

1.8 Interprétation des résultats

* Fonctionnement à vide

La vitesse atteint très rapidement le régime permanent ceci étant due à la très faible inertie du MSAP. Ce qui impose un temps de réponse très court. Toutefois on note un dépassement d'environ 16%. En régime permanent la vitesse reste constante et égale à la vitesse de synchronisme.

On note un couple de démarrage élevé de 1.75 M.N, ce dernier s'annule une fois le régime permanent est atteint.

De la même manière une fois le régime permanent est atteint le courant i_d s'annule et le courant i_q se stabilise à la valeur de -10A. Ces courants sont de nature continue dans le repère (d,q) de *Park* ce qui facilite la commande éventuelle de la machine.

Pour les flux d'axes d et q on remarque les mêmes allures avec $\varphi_q = 0$ et $\varphi_d = 0.028Wb$

* Fonctionnement avec application et suppression de la charge

La réponse de la vitesse est identique à celle du fonctionnement à vide jusqu'à l'application du $C_r = 0.5N.M$ à $t=0.4$ s puis sa suppression à 0.5 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.

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre, le modèle mathématique de la MSAP est obtenu dans le repère de *Park* moyennant des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérablement simplifiées pour nous permettre d'aborder aisément la commande qui est présentée dans le troisième chapitre.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de *Park* de la machine synchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Pour des fins de commande, il est indispensable d'associer un onduleur de tension à l'alimentation de la machine. De ce fait, le chapitre suivant est consacré à la modélisation et la simulation de l'onduleur de tension ainsi qu'à sa stratégie de commande (MLI sinus-triangulaire).

Chapitre 2

MODÉLISATION ET SIMULATION DE L'ONDULEUR

Chapitre 2

MODÉLISATION ET SIMULATION DE L'ONDULEUR

2.1 Introduction

Les onduleurs tiennent une place importante dans les entraînements de vitesse des moteurs électriques. Ils sont utilisés pour générer des tensions alternatives de fréquence et amplitude variables.

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter les machines à courant alternatif par un système de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude variables.

Néanmoins, plusieurs problèmes se posent, particulièrement celui de l'apparition des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques ont un effet indésirable sur le comportement dynamique de la machine; elles nuisent le fonctionnement normal de la machine. En effet, la présence de ces harmoniques entraîne des couples pulsatives indésirables, ainsi que des pertes supplémentaires [SEG 81].

Pour réduire l'effet de ces harmoniques, on utilise le procédé de la modulation de largeur d'impulsion [HAM 95].

Il existe plusieurs techniques de commande en MLI [HAM 95]. Dans notre travail, on s'intéresse à la technique triangulo-sinusoidale.

2.2 Convertisseur statique continu-alternatif

L'onduleur de nos jours très largement utilisé dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques et commandes.

2.2.1 Types d'onduleurs

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

* Selon la source :

- **onduleurs de tension.**

- **onduleurs de courant.**

* Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),

* Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.) [BEN 09-b]

2.2.2 Définition de l'onduleur

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 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 [REZ 09].

2.3 Association MSAP-onduleur de tension

La figure suivante présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension à deux niveaux.

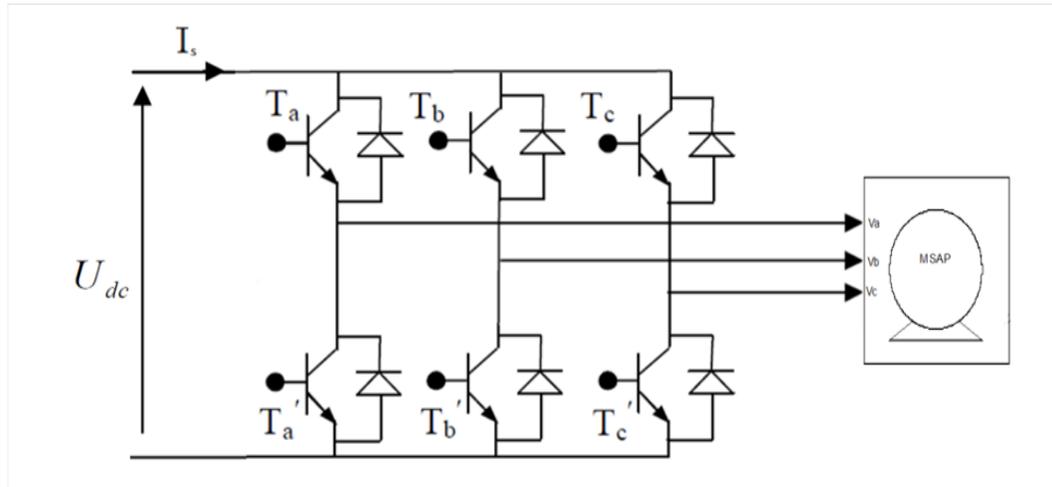


FIGURE 2.1 – Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension

avec :

T_i et T'_i avec $i=(a,b,c)$ sont des transistors.

S_i et S'_i sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

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

2.4 Différents types de commande des interrupteurs

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire.

- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

2.5 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles.

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques.

Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées (GRE 00) :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations postcalculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

2.6 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle)

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

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- 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 [CIM 05] [KIR 08].

* Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r}$$

$$r = \frac{V_r}{V_p}$$

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.

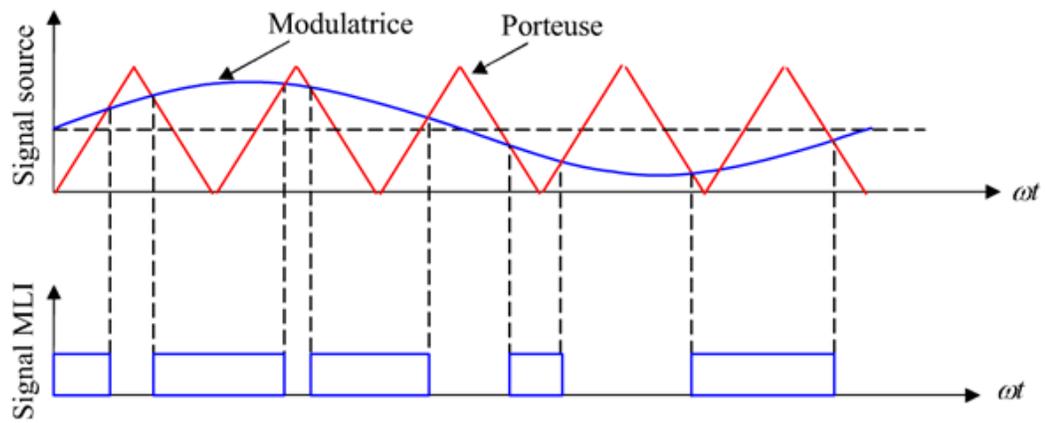


FIGURE 2.2 – Principe de la commande MLI

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

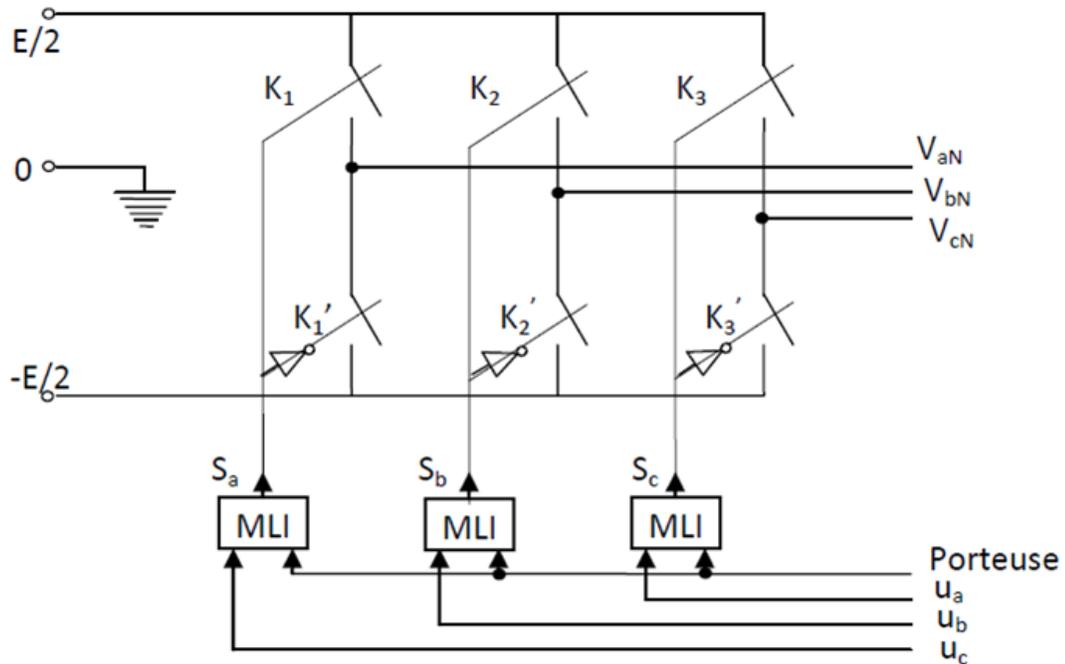


FIGURE 2.3 – Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

2.7 Intérêt de la commande MLI

La modulation de largeur d'impulsions vectorielle n'offre pas d'avantages sensibles par rapport à la modulation sinus-triangle sub-optimale en ce qui concerne le déchet de tension ou le résidu harmonique. On donne, de plus en plus fréquemment, la préférence à la modulation vectorielle dans le domaine des entraînements à vitesse variable avec moteurs synchrones ou asynchrones alimentés par des onduleurs de tension. C'est parce que ce type de modulation s'intègre de façon naturelle dans les systèmes de régulation de ces entraînements.

2.8 Modélisation du convertisseur statique continu-alternatif et de sa commande

Les tensions aux bornes de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.1)$$

Les tensions V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} forment un système de tension triphasées équilibrées, donc :

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0 \quad (2.2)$$

$$\left. \begin{aligned} V_{aN} &= V_{ao} + V_{oN} \\ V_{bN} &= V_{bo} + V_{oN} \\ V_{cN} &= V_{co} + V_{oN} \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 3V_{oN} + V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = 0 \quad (2.3)$$

De (2.3) on déduit :

$$V_{aN} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.4)$$

A partir de l'équation (2.3) et (2.4), on a :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Dans une branche d'onduleur, un interrupteur statique (k) peut prendre la valeur +1 ou -1 selon les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} V_{aref} \geq V_p &\Rightarrow S_a = 1 \text{ sinon } S_a = -1 \\ V_{bref} \geq V_p &\Rightarrow S_b = 1 \text{ sinon } S_b = -1 \\ V_{cref} \geq V_p &\Rightarrow S_c = 1 \text{ sinon } S_c = -1 \end{aligned}$$

avec :

V_{ref} : amplitude de référence.

V_p : amplitude de porteuse.

Et les branches V_{ko} peuvent être exprimées en fonction des switches « S_k » par :

$$V_{ko} = S_k \cdot \left(\frac{E}{2} \right) \quad (2.6)$$

avec : $k = (a, b, c)$

d'où la matrice de connexion :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

2.9 Résultats de simulation de la MSAP en charge et avec onduleur

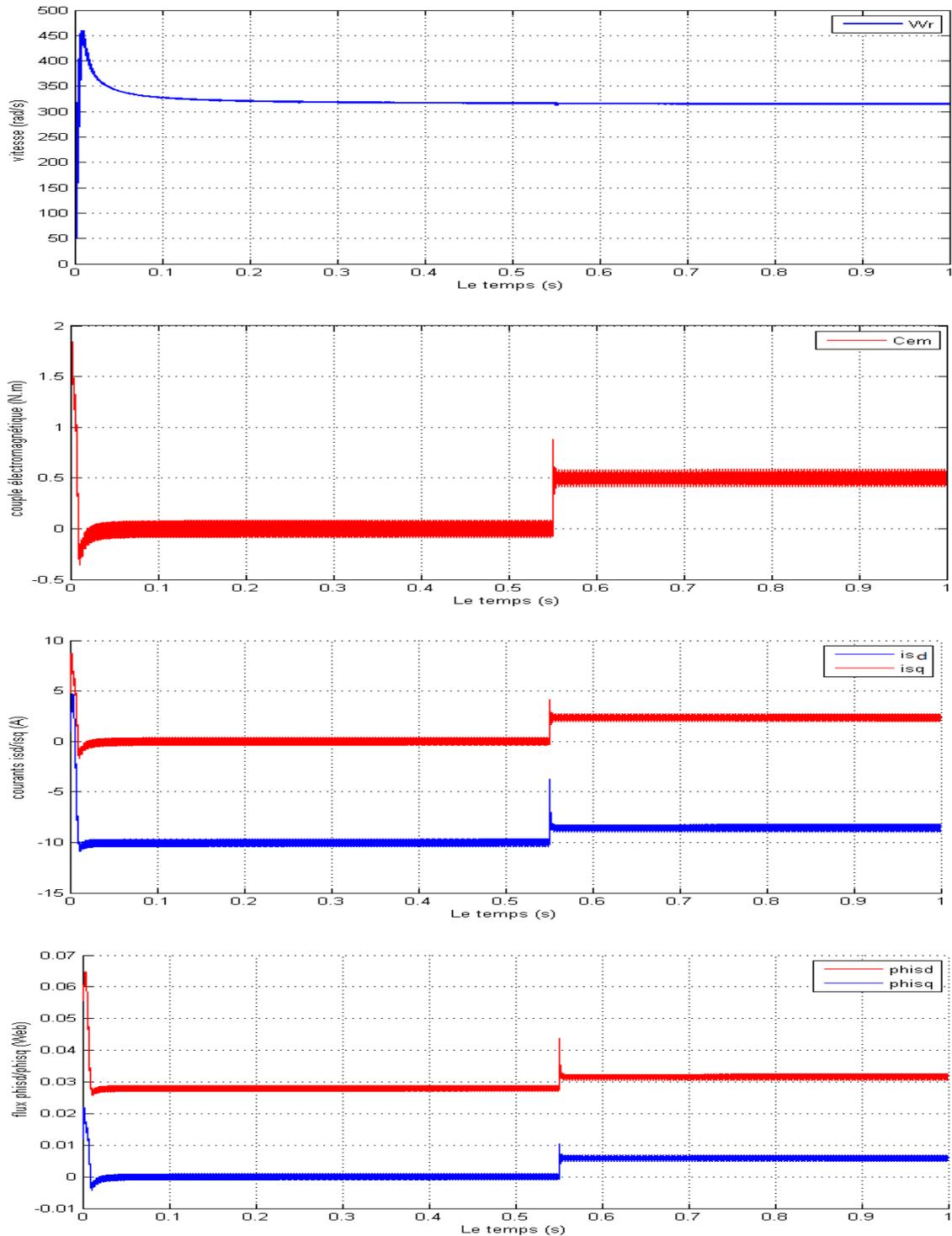


FIGURE 2.4 – Démarrage du MSAP en charge alimenté par un onduleur de tension commandé par MLI vectorielle

2.10 Interprétation des résultats

Le moteur a été essayé avec une fréquence fixe de 50 Hz (fréquence du modulateur de l'onduleur de la commande MLI pilotant l'onduleur), nous remarquons des dynamiques analogues à celle de fonctionnement sans onduleur.

De la même manière que précédemment le couple est bien maîtrisé lors de l'application de la charge 0.5 N.M à $t=0.55$ s .

Toutefois on remarque une dynamique un peu plus lente du démarrage avec l'onduleur, et la présence de vibrations due aux commutations des bras de l'onduleur (de faible constante de temps ce qui n'influe pas sur l'allure de la vitesse, cette constante de temps étant très petite).

2.11 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter le convertisseur statique qui assure l'alimentation du MSAP. On a présenté aussi les résultats de simulations de l'ensemble MSAP-Onduleur pour mieux voir le comportement de la machine face à l'alimentation de l'onduleur.

Il est à noter que l'influence de l'onduleur se manifeste sur les courants directs et en quadrature et sur le couple électromagnétique par les fortes ondulations.

Et en fin nous avons présenté le modèle du MSAP avec l'onduleur de tension commandé par la technique MLI-ST et on a conclu que les deux composantes du courant et le couple sont fortement couplées, il est donc nécessaire de trouver une moyenne pour rendre leur contrôle indépendant en vue d'améliorer les performances en régimes dynamiques. C'est pour cette raison, qu'il faut faire un découplage entre ces variables pour que la machine réponde aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable et avoir des hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 3

COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP

Chapitre 3

COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP

3.1 Introduction

La machine à courant continu (MCC) occupe encore une grande partie du marché de la variation de vitesse dans la robotique. On utilise la machine à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Cette machine nécessite un entretien relativement lourd et possède une puissance massique inférieure et un coût supérieur aux autres machines, telles les machines synchrones ou asynchrones.

La difficulté de commander une machine synchrone réside dans le fait que le modèle mathématique de *Park* est non linéaire multi-variable et fortement couplé.

En 1971, des chercheurs allemands *Blashke* et *Hass* ont proposé une nouvelle théorie de commande par l'orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé à deux composantes, l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rend sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu (MCC) [MAS 07][LOP 06]. La technique est connue sous le nom de commande vectorielle. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents selon la façon dont le couple électromagnétique est produit.

3.2 Principe de l'orientation du flux rotorique

Quelque soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables I_d et I_q , nous laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané des courants I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q dans une plage de vitesse donnée.[BAB 01][BOU 05][MER 07]

Dans les machines à rotor lisse ($L_d = L_q$), où le couple ne dépend que de la composante en quadrature $C_{em} = p \cdot \varphi_{sf} \cdot I_q$, la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro ($I_d = 0$). Mais pour pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal.

Il existe trois types de commande vectorielle :

- Commande vectorielle directe.
- Commande vectorielle indirecte.
- Commande vectorielle simplifiée.

3.3 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP

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

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d \omega I_d + \varphi_{sf} \omega \end{cases} \quad (3.1)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega_r \quad (3.2)$$

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

$$C_{em} = p [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_{sf} I_q] \quad (3.3)$$

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 à pôles lisses, son 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 3.1) qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système d'équations (3.1) devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \varphi_{sf} \omega \end{cases} \quad (3.4)$$

et le couple devient :

$$C_{em} = p \cdot \varphi_{sf} \cdot I_q \quad (3.5)$$

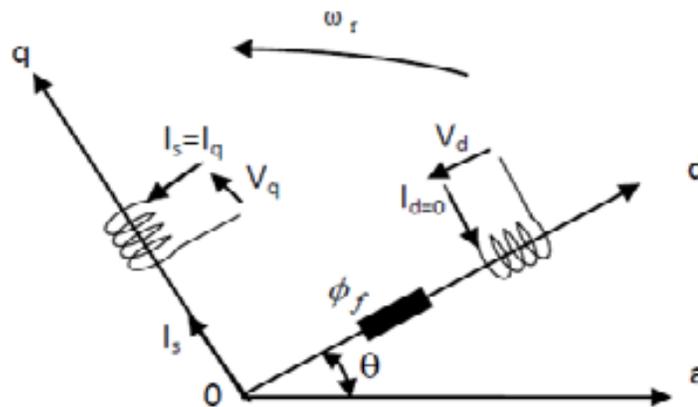


FIGURE 3.1 – Principe de la commande vectorielle

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes « d » et « q ». Le modèle (3.4),(3.5) et l'équation mécanique peuvent être représentées par le schéma fonctionnel figure(3.2) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

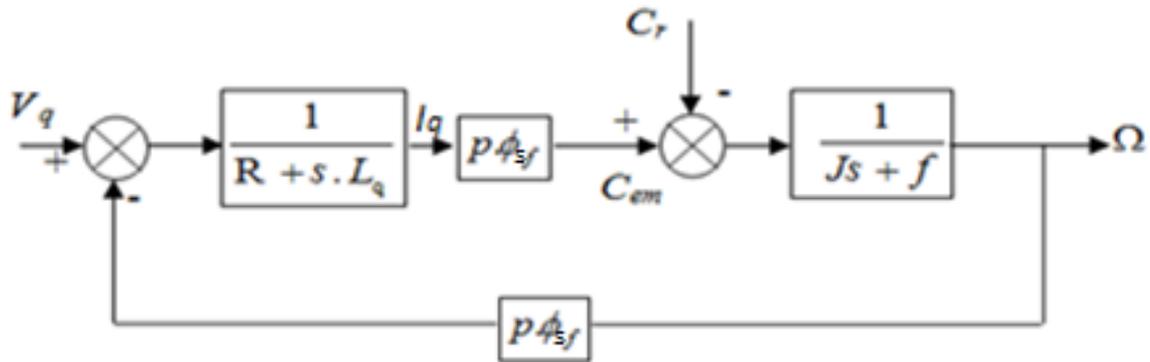


FIGURE 3.2 – Modèle de la MSAP quand I_d est nul

3.4 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 . [BEN 05]

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

$$\begin{cases} V_d = (R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt}) - \omega L_q I_q \\ V_q = (R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt}) + \omega (L_q I_d + \varphi_{sf}) \\ \omega = p\omega_r \end{cases} \quad (3.6)$$

La figure (3.3) représente le couplage entre l'axe « d » et « q » :

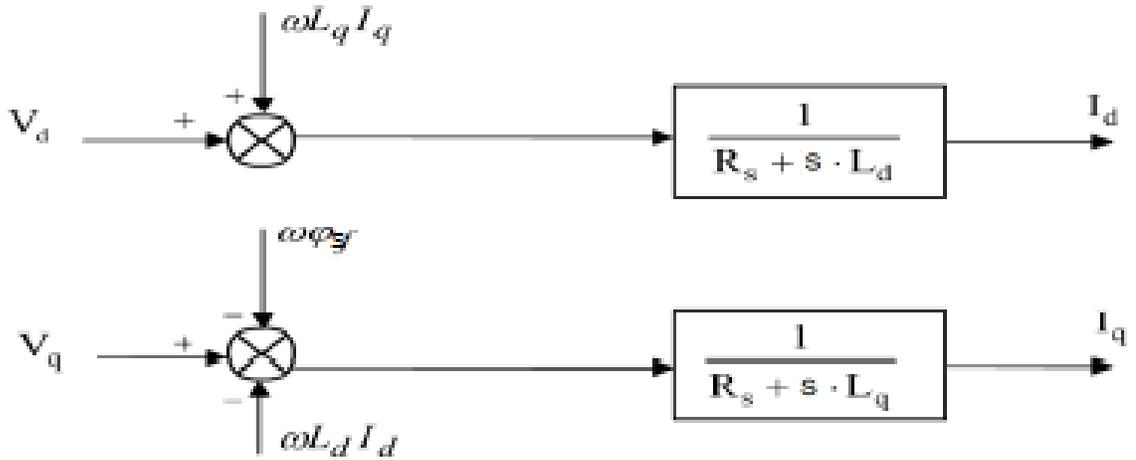


FIGURE 3.3 – Description de couplage

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes « d » et « q », on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires e_d et e_q .

$$\text{avec : } \begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega (L_d I_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (3.7)$$

A partir de l'équation (3.6) et (3.7) on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\text{avec : } \begin{cases} V_{d1} = (R_s + s \cdot L_d) I_d \\ V_{q1} = (R_s + s \cdot L_q) I_q \end{cases} \quad (3.9)$$

$$et : \begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega (L_d I_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (3.10)$$

On a donc les courants « I_d » et « I_q » sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , et I_q ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (3.9) les courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (3.11)$$

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.

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous [MER 07] :

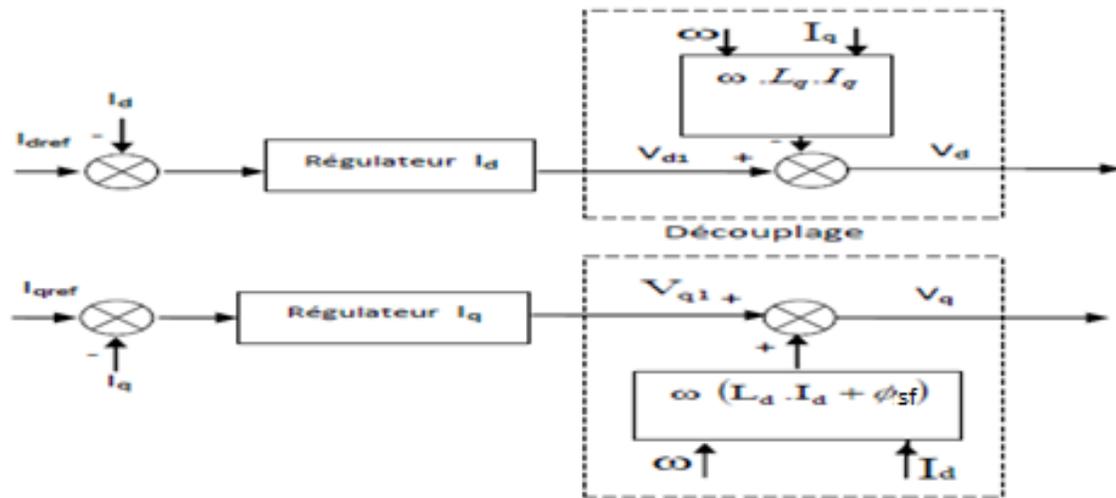


FIGURE 3.4 – Principe de découplage par compensation

avec :

V_{d1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_d ».

V_{q1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_q ».

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure (3.5) :

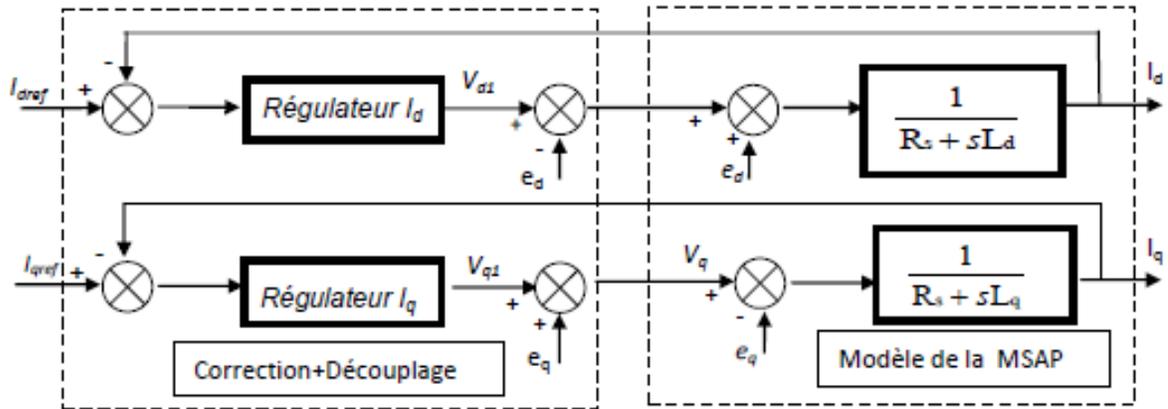


FIGURE 3.5 – Structure générale : (machine-découplage par compensation)

Les actions sur les axes «*d*» et «*q*» sont donc découplés et représentées par la figure (3.6) :

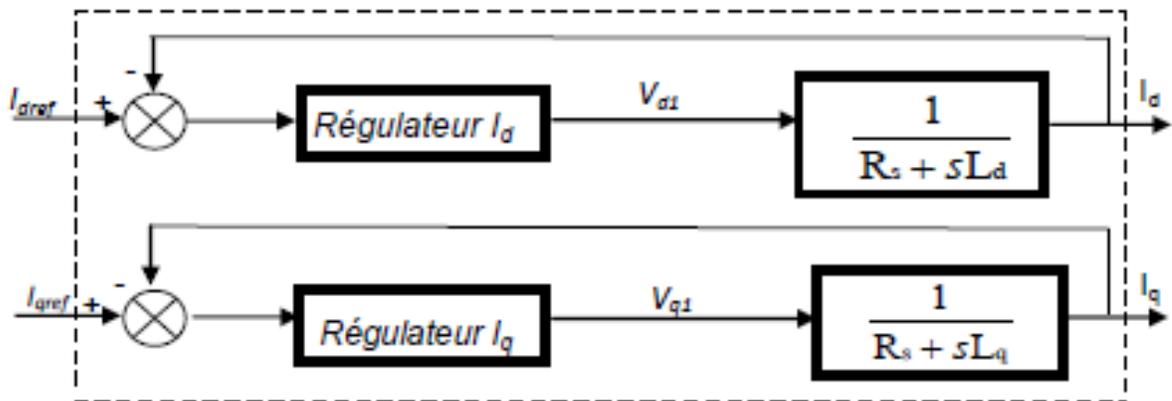


FIGURE 3.6 – Commande découplée

3.5 Contrôle vectoriel direct

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes $\varphi_{r\beta}$ et $\varphi_{r\alpha}$ de manière à en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique. D'autre part, les signaux captés sont entachés de bruits engendrés par les encoches et nécessitent des filtres ajustables. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

Toutefois il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

3.6 Principe du contrôle vectoriel indirect

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique, on a donc besoin ni de capteur, ni d'estimation ou d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor/vitesse.

Une mauvaise information sur la vitesse peut nuire à la détermination de la position du flux dans la commande indirecte. En plus, cette commande est très sensible aux variations paramétriques et en particulier la constante de temps rotorique c'est-à-dire R_r qui intervient sur la définition de ω_s .

3.7 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

3.7.1 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.

3.7.2 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.

3.8 Synthèse des différents régulateurs

3.8.1 Description du système global

La référence du courant direct I_{dref} est fixée, et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_{em}^* . Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

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

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul.

Chaque axe découplé peut être représenté par un bloc de correction $C_i(s)$ avec ($i = d, q$).

La figure (3.7) représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents avec compensation dans le repère (d, q) :

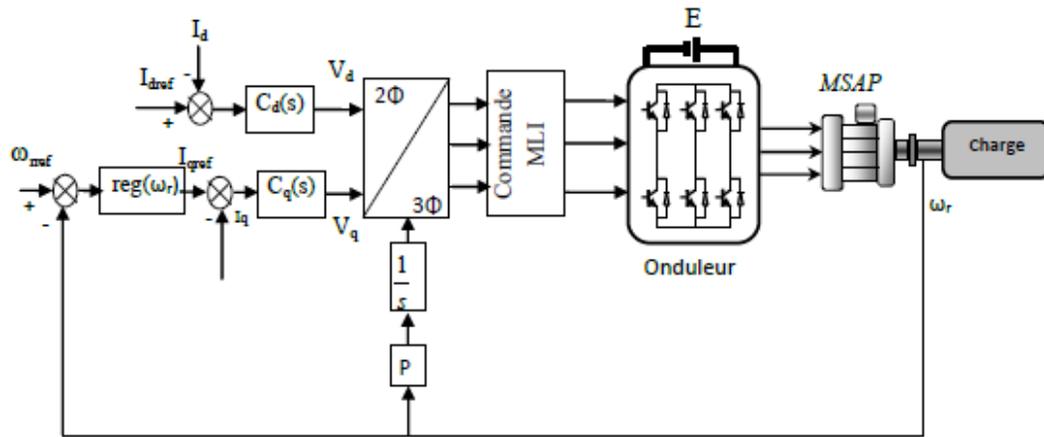


FIGURE 3.7 – Shéma bloc de la commande vectorielle avec compensation des f.e.m

3.8.2 Calcul des régulateurs

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus.

Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en oeuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions.

Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs.

Nous nous contentons de régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle imbriquée. Dans ce cas, nous pouvons distinguer deux modes :

- Le mode électrique (mode rapide : boucle interne).
- Le mode mécanique (mode lent : boucle externe).

Pour chacune des boucles de courant, nous proposons de commander la machine par des régulateurs classiques Proportionnel Intégrateur (PI) pour compenser la perturba-

tion du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation, c'est-à-dire ; ils comportent une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.[MAS 07][BEN 05]

Le régulateur (PI) (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, comme montre la figure (3.8).

La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $\epsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$U_r(t) = k_p \epsilon(t) + k_i \int_0^t \epsilon(t) d(t) \quad (3.12)$$

c'est à dire :

$$\frac{U_r(s)}{\epsilon(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.13)$$

avec :

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral

T_i : Constante de temps d'intégration ; telque : $T_i = \frac{1}{k_i}$

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :

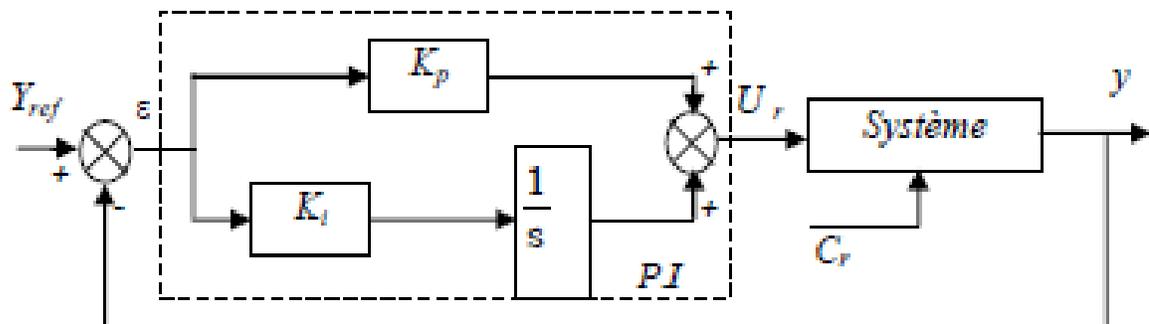


FIGURE 3.8 – Régulateur PI

La fonction de transfert sera :

$$\frac{U_r}{\epsilon} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (3.14)$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$P.I \longrightarrow \frac{U_r}{\epsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (3.15)$$

$$\text{avec : } \begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} & (a) \\ k_i = \frac{1}{T_2} & (b) \end{cases} \quad (3.16)$$

3.8.3 Dimensionnement des régulateurs

La machine étant découplée selon deux axes (d,q), la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

1. Régulateur du courant I_q

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants I_d et I_q , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence I_{qref} , le courant I_d est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir l'erreur statique nulle ($\epsilon = 0$).

Sachant que :

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + s.L_q} \quad (3.17)$$

Et que la forme générale du régulateur (PI) est : $\frac{1+sT_1}{sT_2}$ (équation (3.15)) ,on aboutit au schéma de la figure (3.9) :

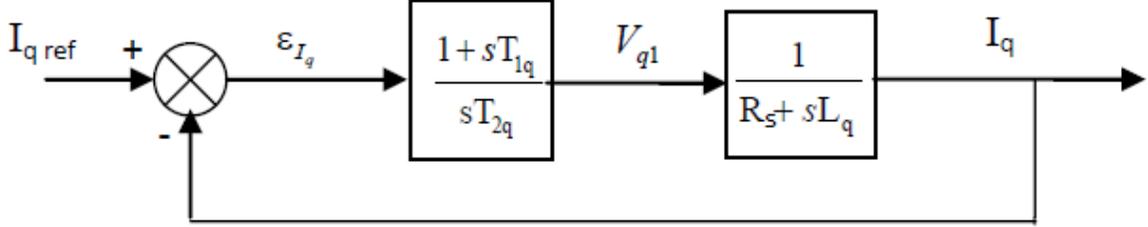


FIGURE 3.9 – Boucle de régulation du courant I_q

La fonction de Transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (3.9) est :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} \quad (3.18)$$

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s \left(1 + s\frac{L_q}{R_s}\right)} \quad (3.19)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s}$ ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \quad (3.20)$$

avec :

$\frac{L_q}{R_s}$: Constante de temps électrique.

Si on remplace la constante par sa valeur, équation (3.20) dans l'équation (3.18), on trouve :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (3.21)$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (3.22)$$

$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2q}}$ de la forme :

$$\left(\frac{1}{1 + s\tau_q} \right) \quad (3.23)$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (3.24)$$

en imposant le temps de référence :

$$T_r = 3\tau_q (\text{critère de } \pm 5\%) \quad (3.25)$$

on a :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (3.26)$$

T_r : Temps de réponse imposé.

$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe q de la machine.

On remplace l'équation (3.24) dans (3.16b), on obtient :

$$K_i = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (3.27)$$

Si on remplace l'équation (3.25) dans (3.27) et on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (3.28)$$

2. Régulateur du courant I_d

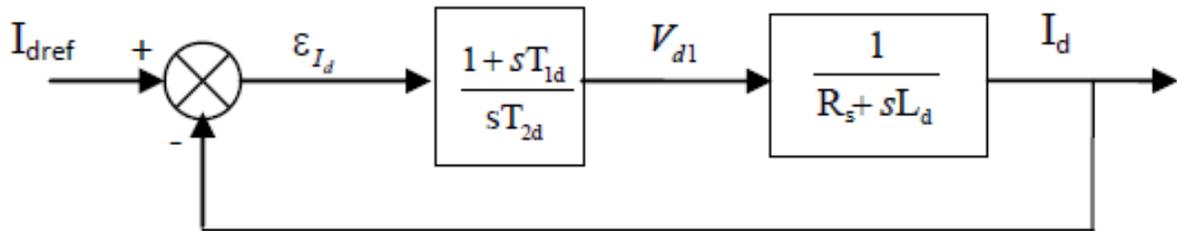


FIGURE 3.10 – Boucle de régulation du courant I_d

Pour la régulation du courant I_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant I_q .

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s \left(1 + s\frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (3.29)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2d}} \quad (3.30)$$

$$\frac{L_d}{R_s} = T_{1d} = \tau_d \quad (3.31)$$

On impose :

$$T_r = 3\tau_d \quad (3.32)$$

$$\tau_d = R_s.T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (3.33)$$

On remplace l'équation (3.32) dans (3.33) on obtient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (3.34)$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

3. Régulation de vitesse

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant I_q donc du couple aussi.
- Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

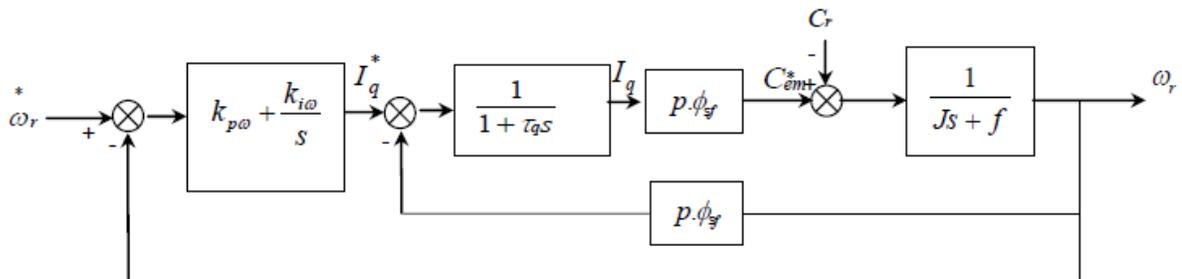


FIGURE 3.11 – Boucle de régulation de vitesse

Le schéma de la figure (3.11) peut être simplifié par la figure (3.12) :

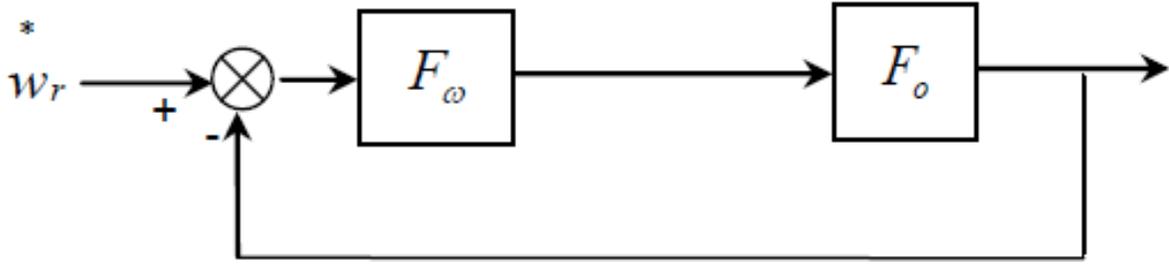


FIGURE 3.12 – Boucle de régulation de vitesse

$F_\omega(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse.

$$F_\omega(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (3.35)$$

$$\text{où : } \begin{cases} K_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ K_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (3.36)$$

$F_o(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte.

$$F_o(s) = \frac{p\varphi_{sf}}{f(1 + s\tau_q) + (1 + s\tau_m)} \quad (3.37)$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$: Constante mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$F_{BF}(s) = \frac{F_\omega(s)F_o(s)}{1 + F_\omega(s)F_o(s)} \quad (3.38)$$

Après les calculs on trouve :

$$F_{BF}(s) = \frac{p\varphi_{sf}(k_{p\omega}s + k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\varphi_{sf}k_{p\omega} + f)s + p\varphi_{sf}k_{i\omega}} \quad (3.39)$$

Si on néglige $(J\tau_q)$, $(f\tau_q)$ devant J , le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$P(s) = Js^2 + (f + p\varphi_{sf}k_{p\omega})s + p\varphi_{sf}k_{i\omega} \quad (3.40)$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués :

$s_{1,2} = \rho.(1 \pm j)$ il devient alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (3.41)$$

Par identification terme à terme entre l'équation (3.40) et (3.41) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} &= \frac{2J\rho-f}{p\varphi_{sf}} \\ k_{i\omega} &= \frac{2\rho^2 J}{p\varphi_{sf}} \end{cases} \quad (3.42)$$

où : $\rho = \xi\omega_n$

ω_n : Pulsation propre du système.

ξ : Facteur d'amortissement.

3.8.4 Limitation des courants

Les organes de commande introduisent des limitations sur la grandeur de commande [u] . Ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voire même d'un comportement instable du réglage.[MAS 07][BEL 01][SEK 08]

La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée.

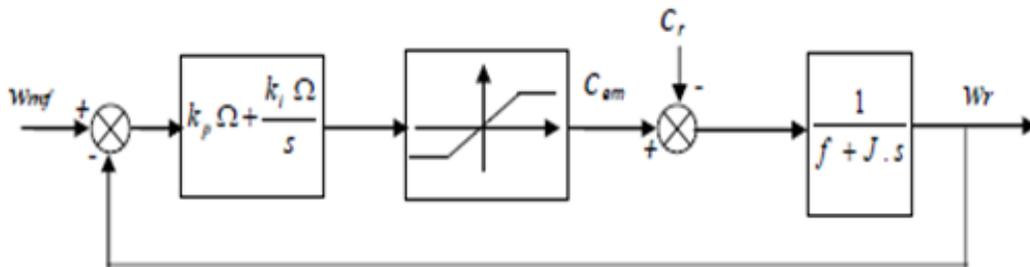


FIGURE 3.13 – Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant

Afin d'éviter ces inconvénients, il s'avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti-reset-windup (anti remise de l'emballlement).

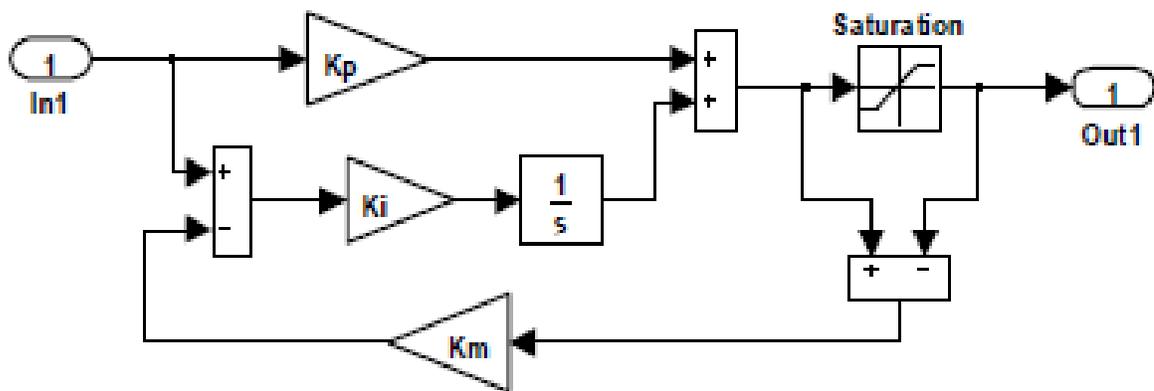


FIGURE 3.14 – Régulateur PI avec anti-windup

Comme le dimensionnement de ce régulateur est très compliqué, nous procédons par des simulations pour régler le correcteur de vitesse. La méthode utilisée est du type essai erreur - dépassement.

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

* Test de poursuite

Ce test est fait sans application de charge $C_r = 0$

– Echelon de vitesse, $\omega = 70\text{rad/sec}$

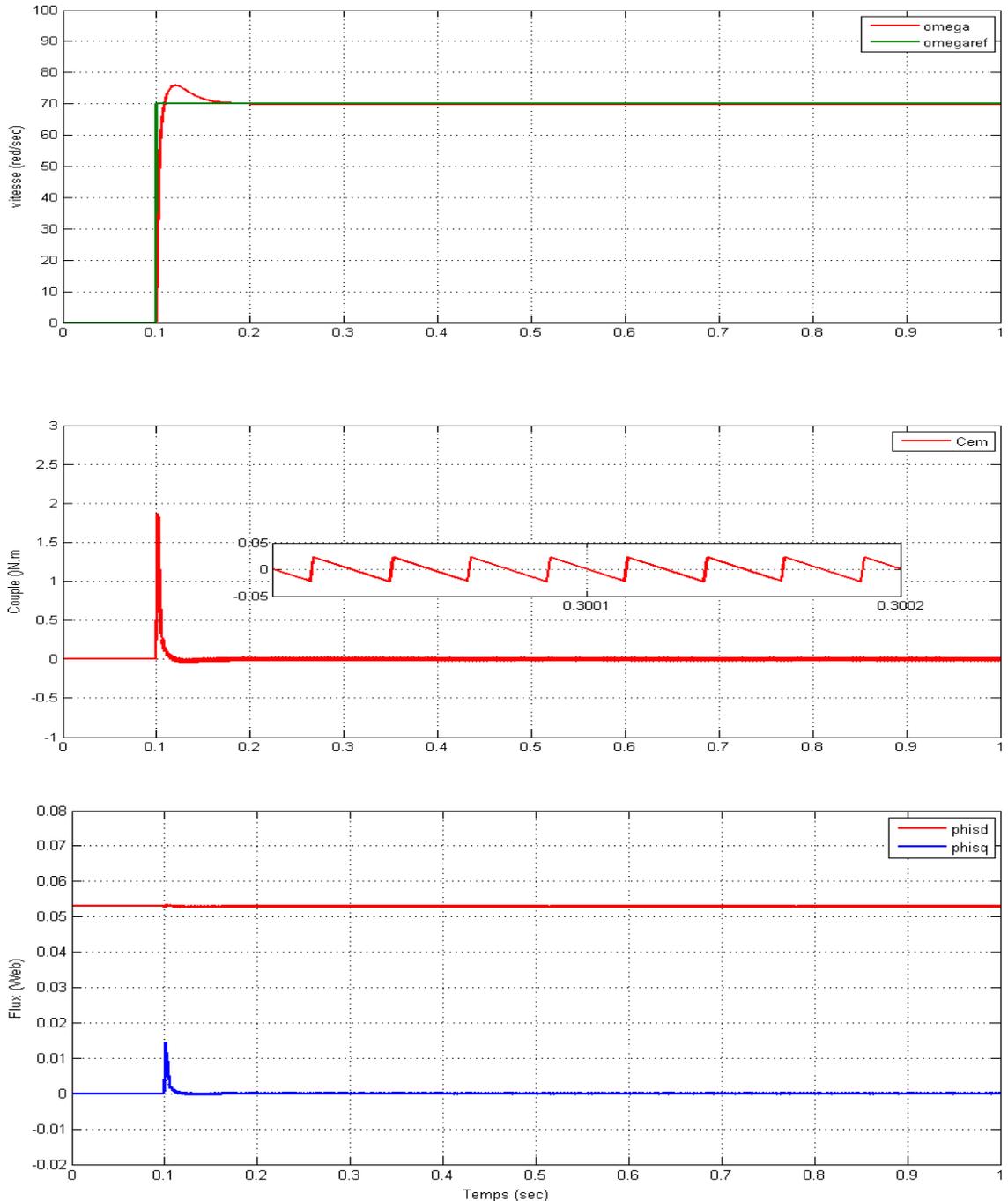


FIGURE 3.15 – Vitesse, couple électromagnétique et flux

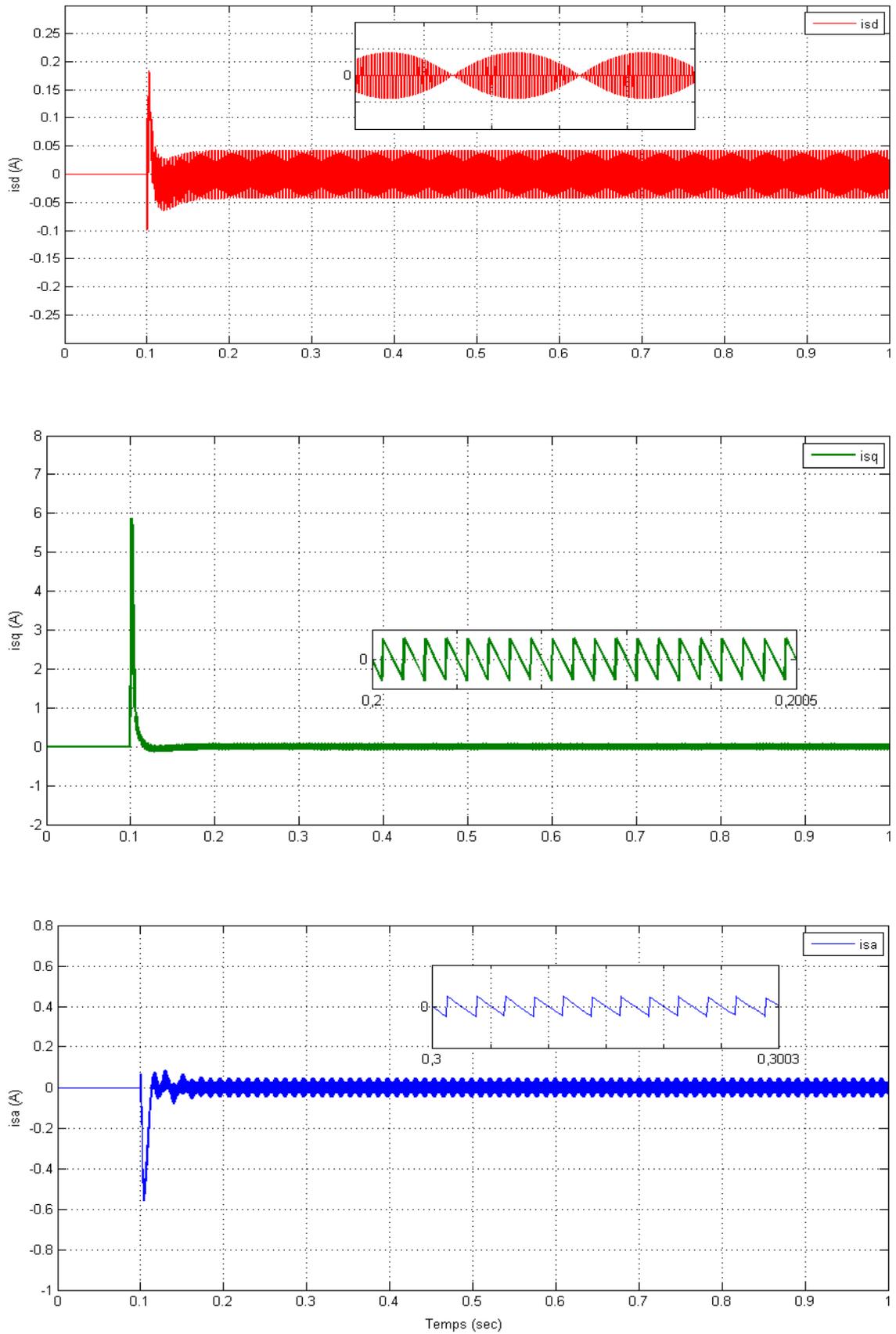


FIGURE 3.16 – Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}

– Echelon de vitesse avec inversion à $t = 0.4(sec)$

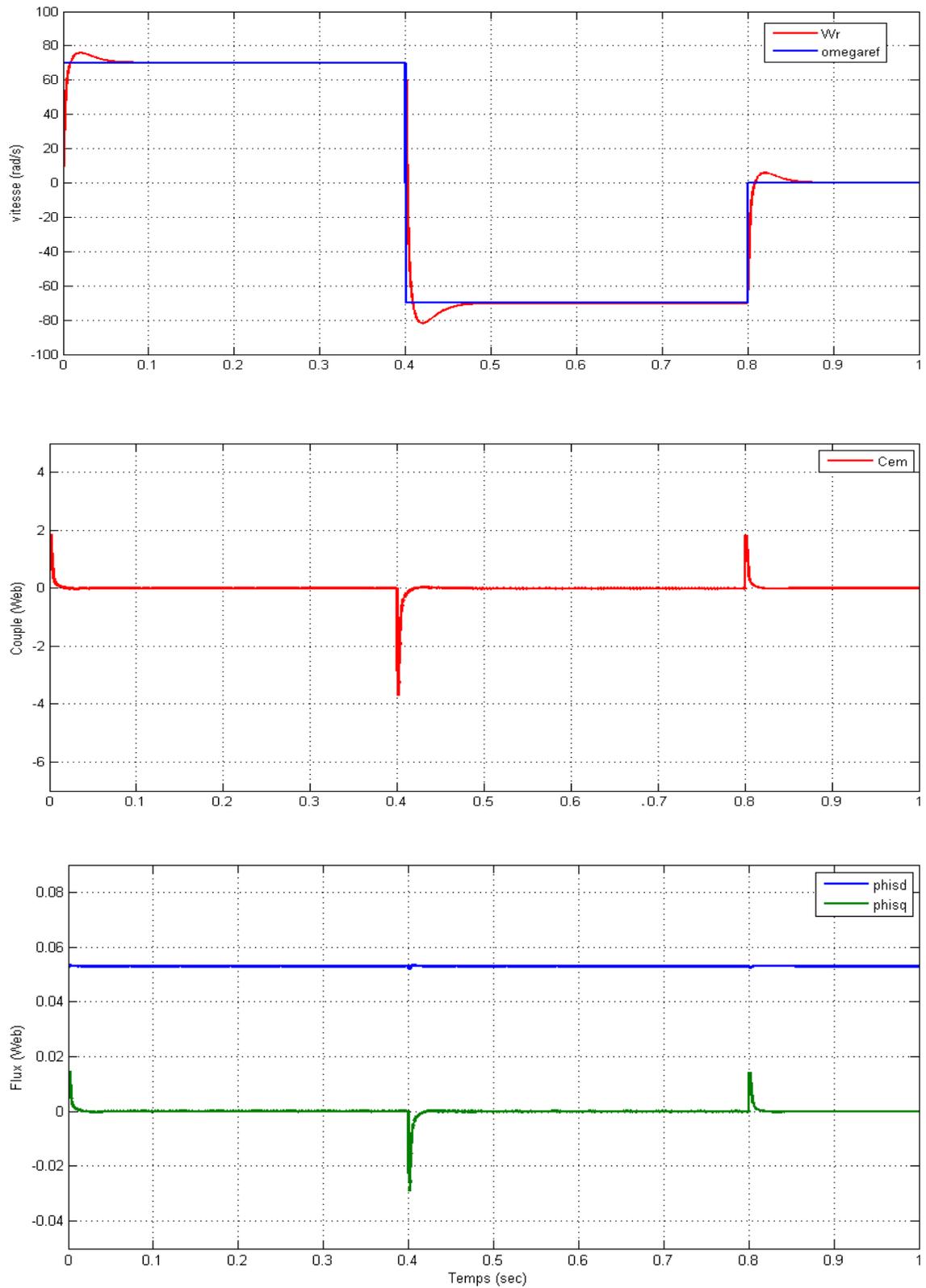


FIGURE 3.17 – Vitesse, couple électromagnétique et flux

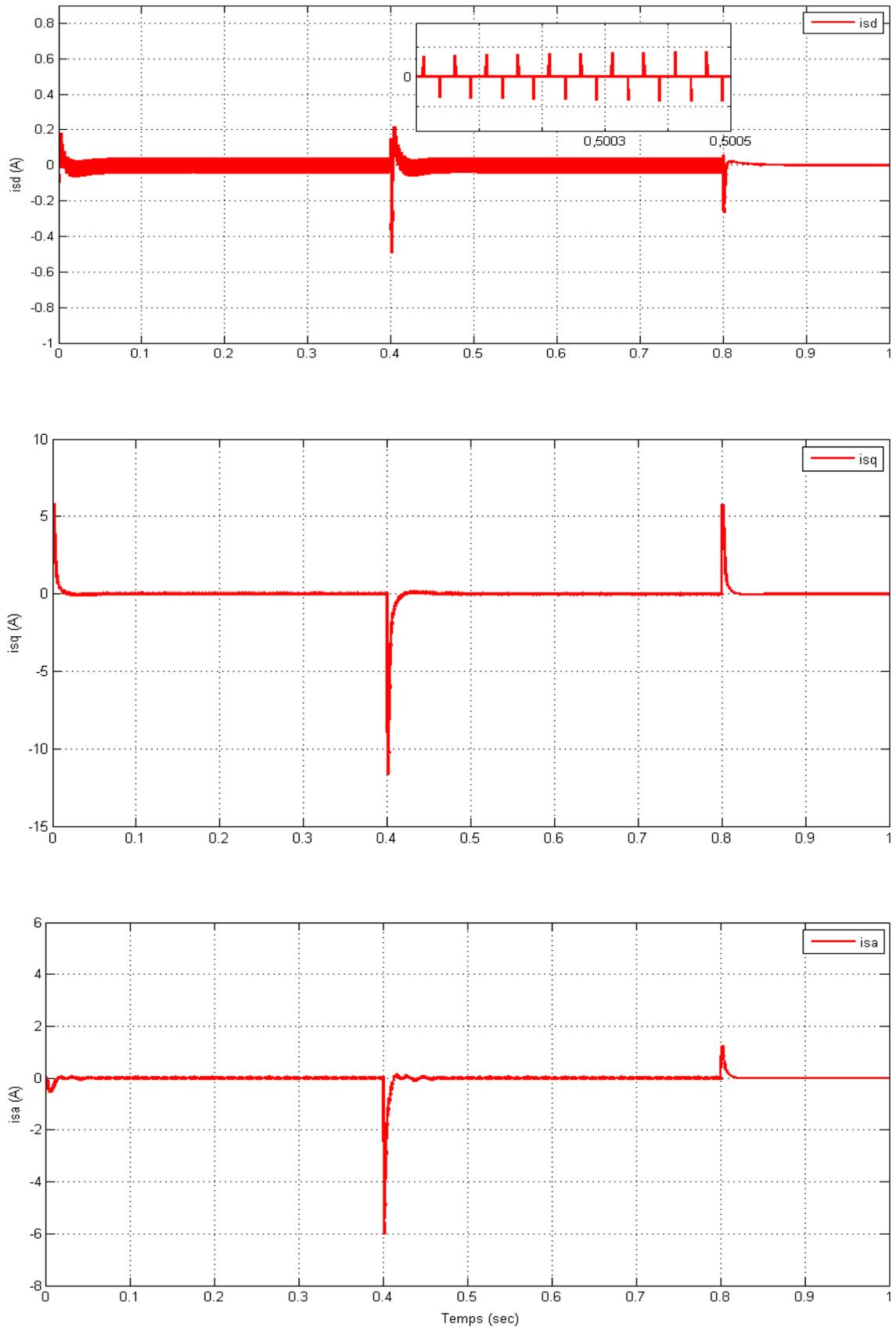


FIGURE 3.18 – Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}

– Profil trapézoïdal et inversion de vitesse

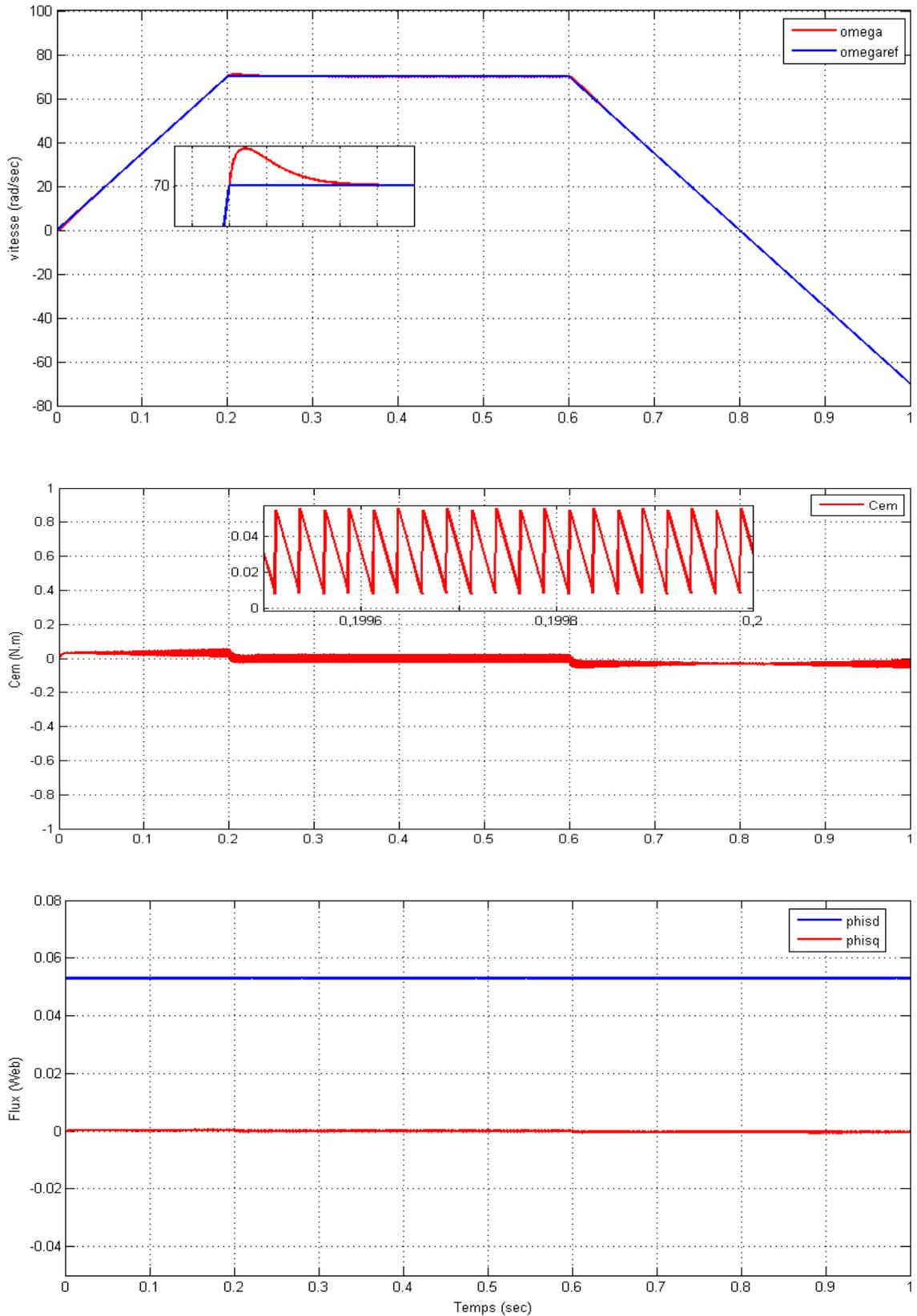


FIGURE 3.19 – Vitesse, couple électromagnétique et flux

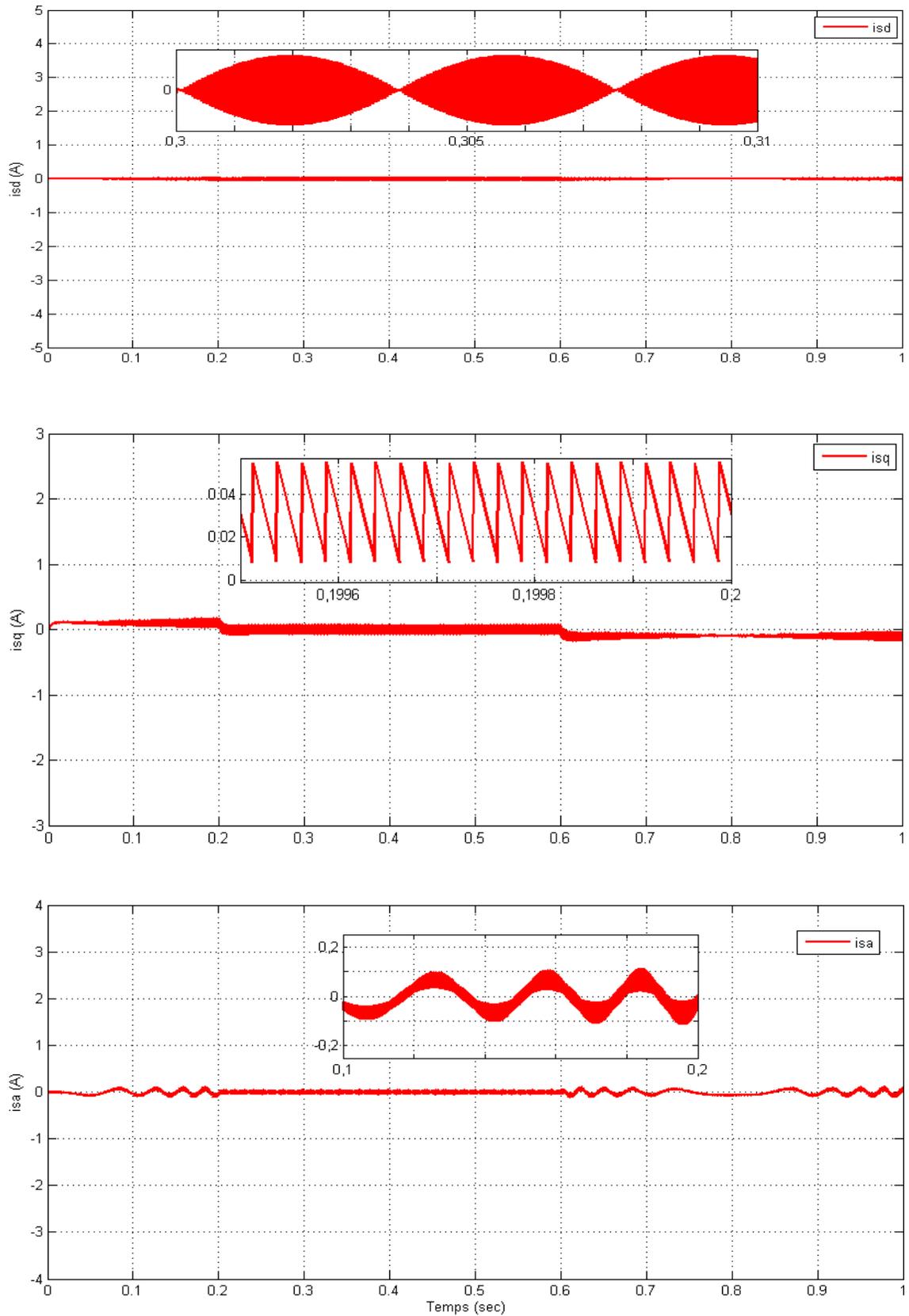


FIGURE 3.20 – Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}

* Test de régulation

Ce test est fait avec un échelon de vitesse $\omega = 70(\text{rad}/\text{sec})$ avec inversion à $t = 0.4(\text{sec})$ et avec un couple de charge $C_r = 0.2\text{N.m}$.

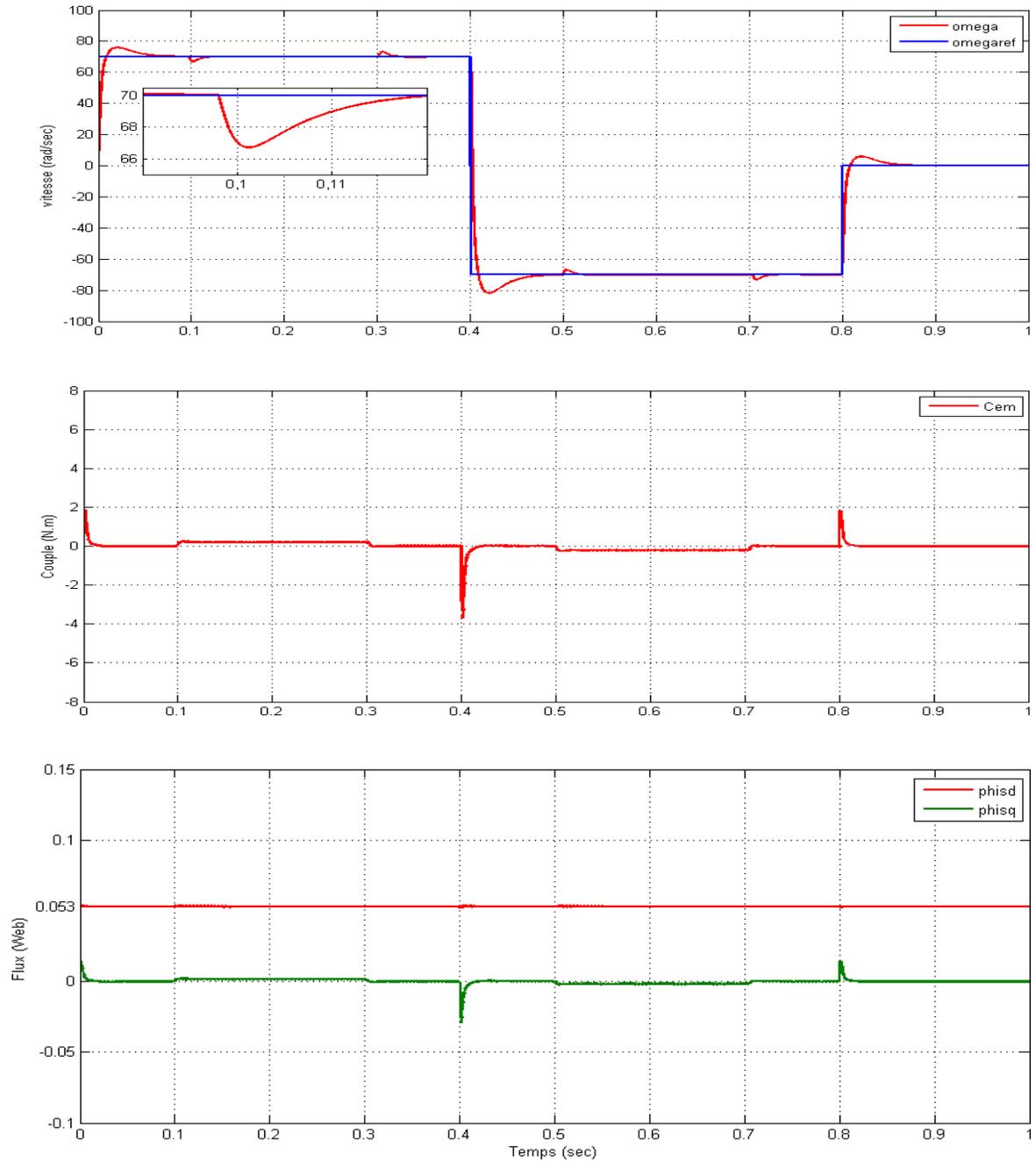


FIGURE 3.21 – Vitesse, couple électromagnétique et flux

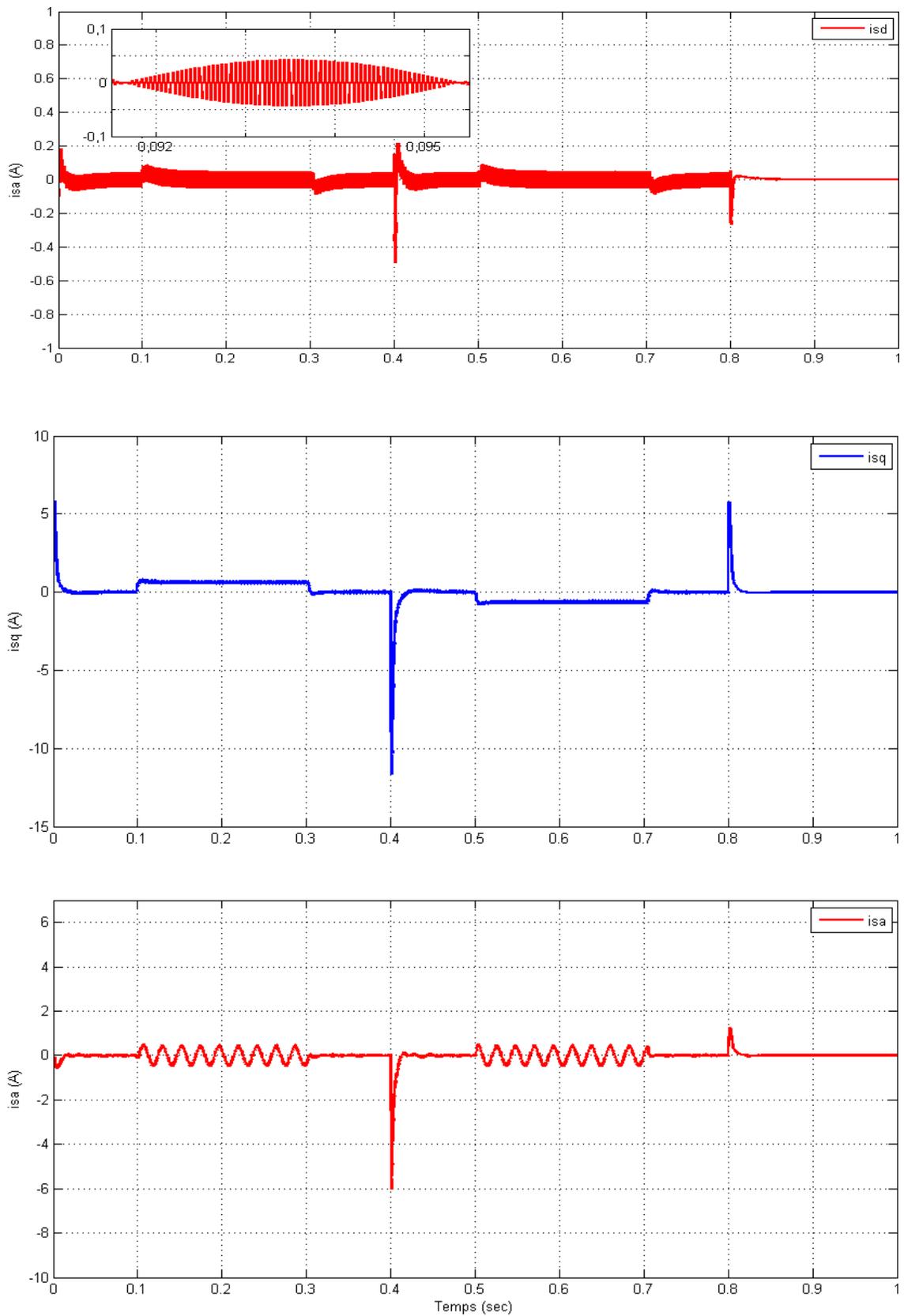
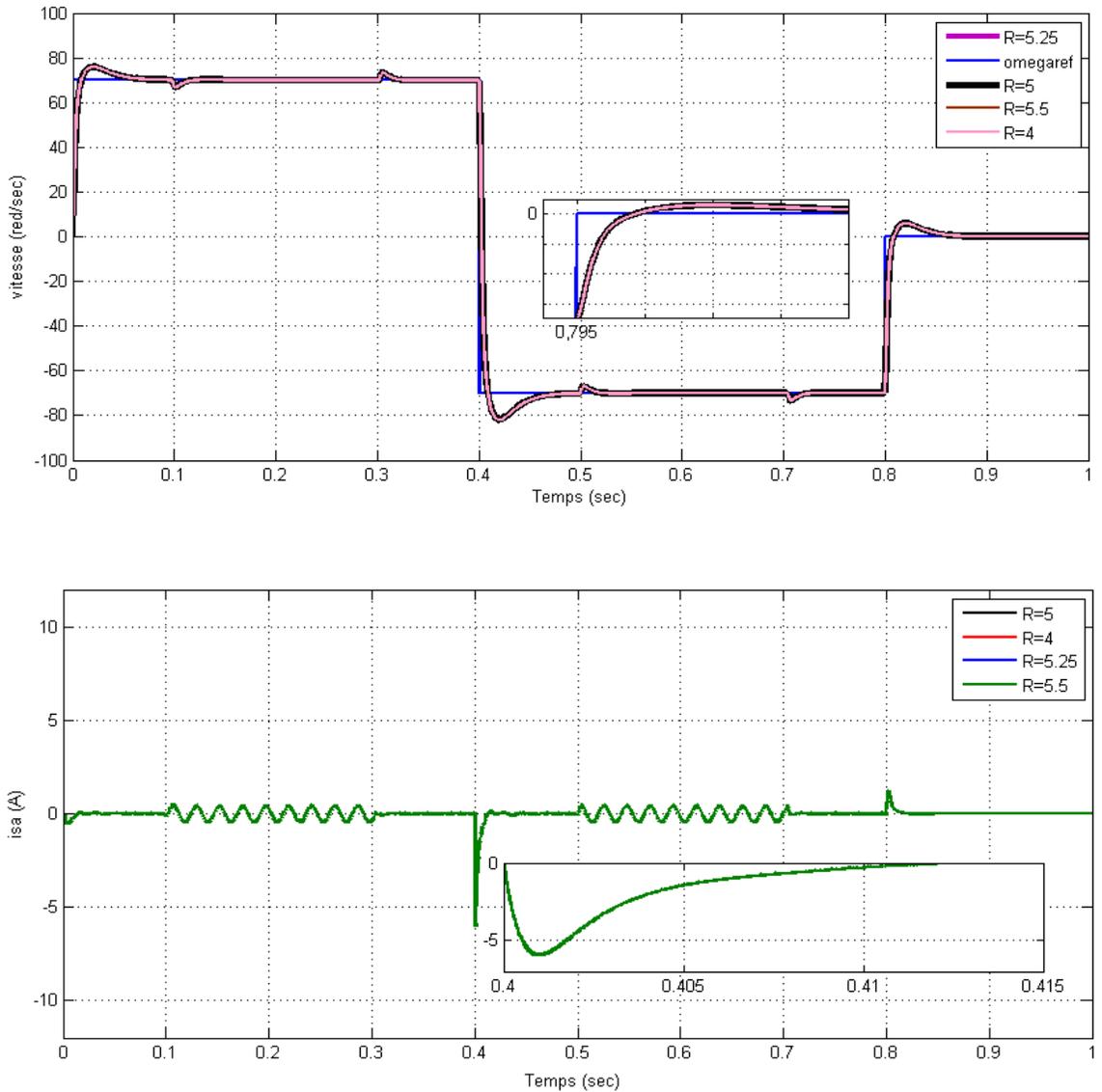


FIGURE 3.22 – Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}

* Test de robustesse

Ces résultats sont obtenus avec échelon de vitesse $\omega = 70\text{rad/sec}$ avec inversion à $t = 0.4(\text{sec})$, appliquant une charge $C_r = 0.2\text{N.m}$ à $t = 0.4(\text{sec})$ et avec variation de la résistance R_s .

FIGURE 3.23 – Vitesse et courant i_{sa}

* Résultats du MSAP en charge

Dans ce test on a appliqué un couple de charge $C_r = 0.2N.m$ à $t = 0.5(sec)$

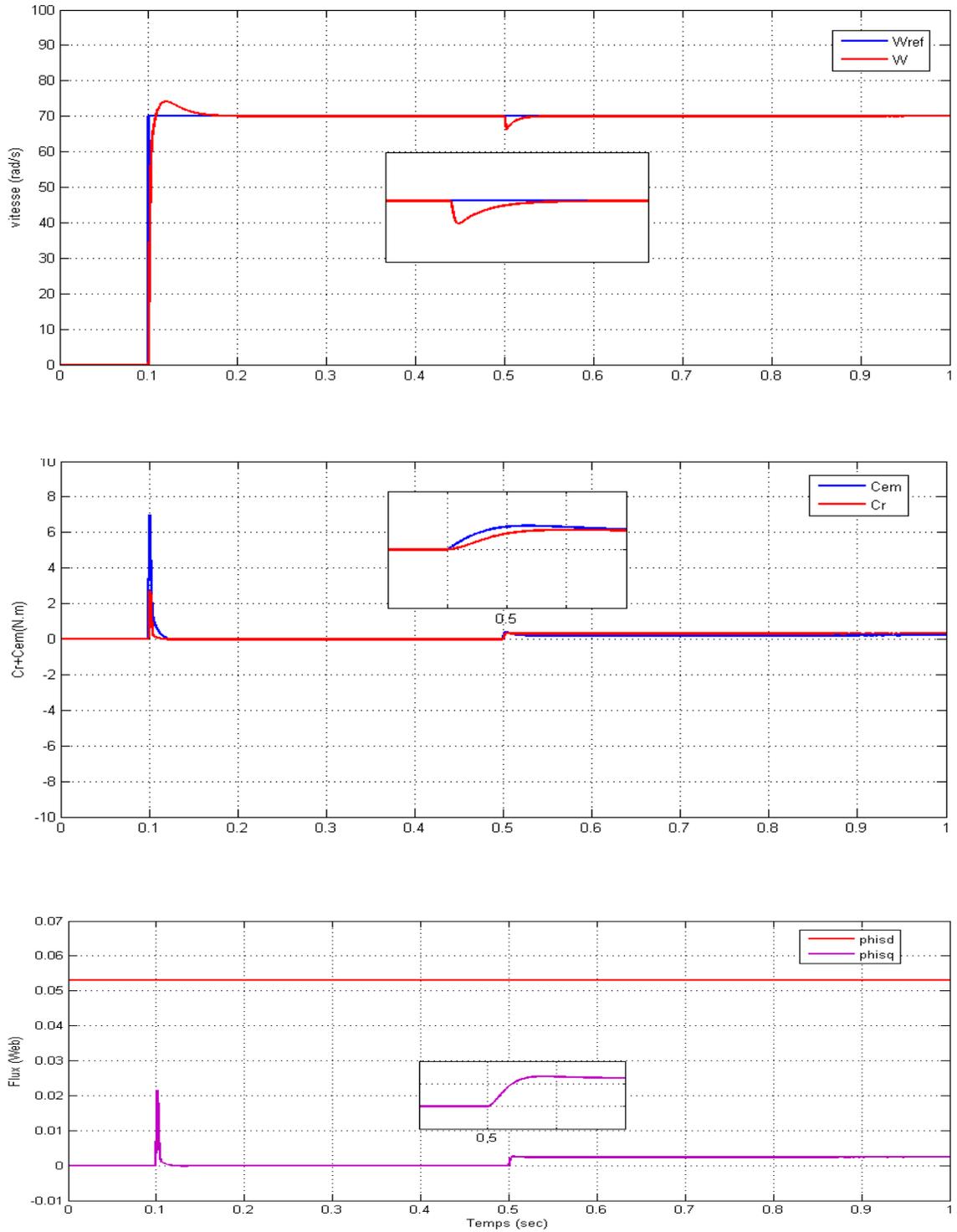


FIGURE 3.24 – Vitesse, couple électromagnétique et flux

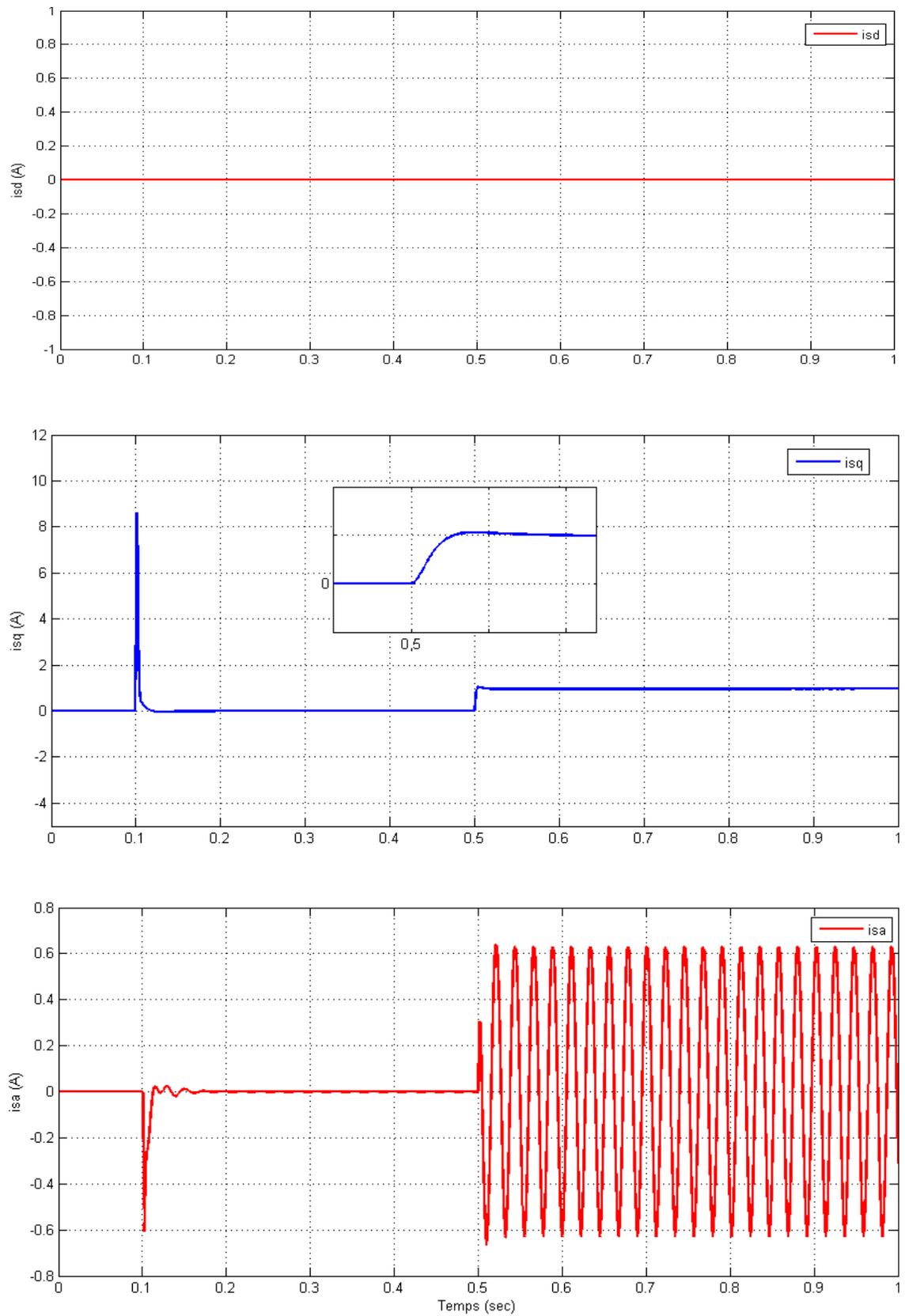


FIGURE 3.25 – Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}

* Résultats de simulation du MSAP avec onduleur

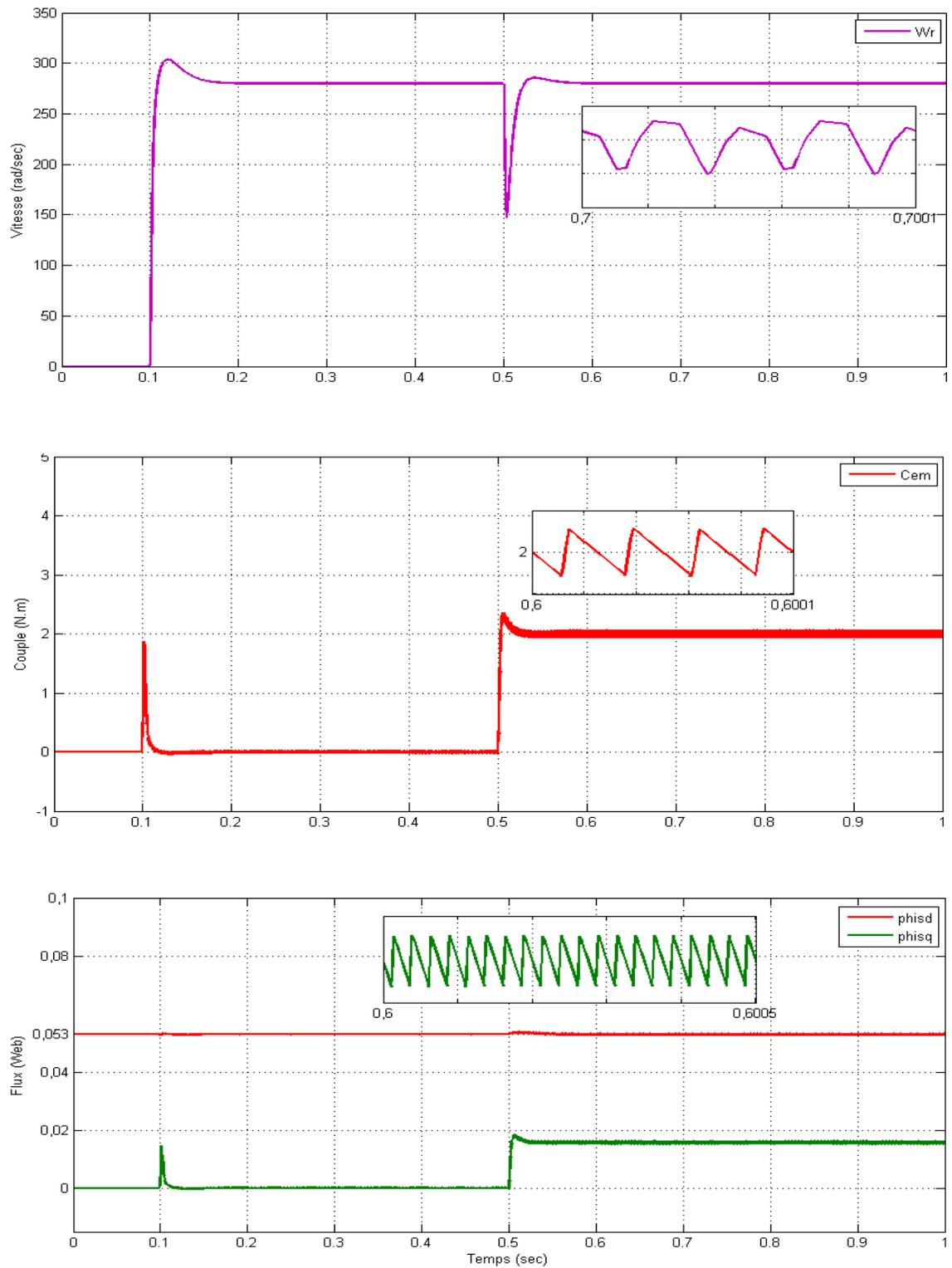


FIGURE 3.26 – Vitesse, couple électromagnétique et flux

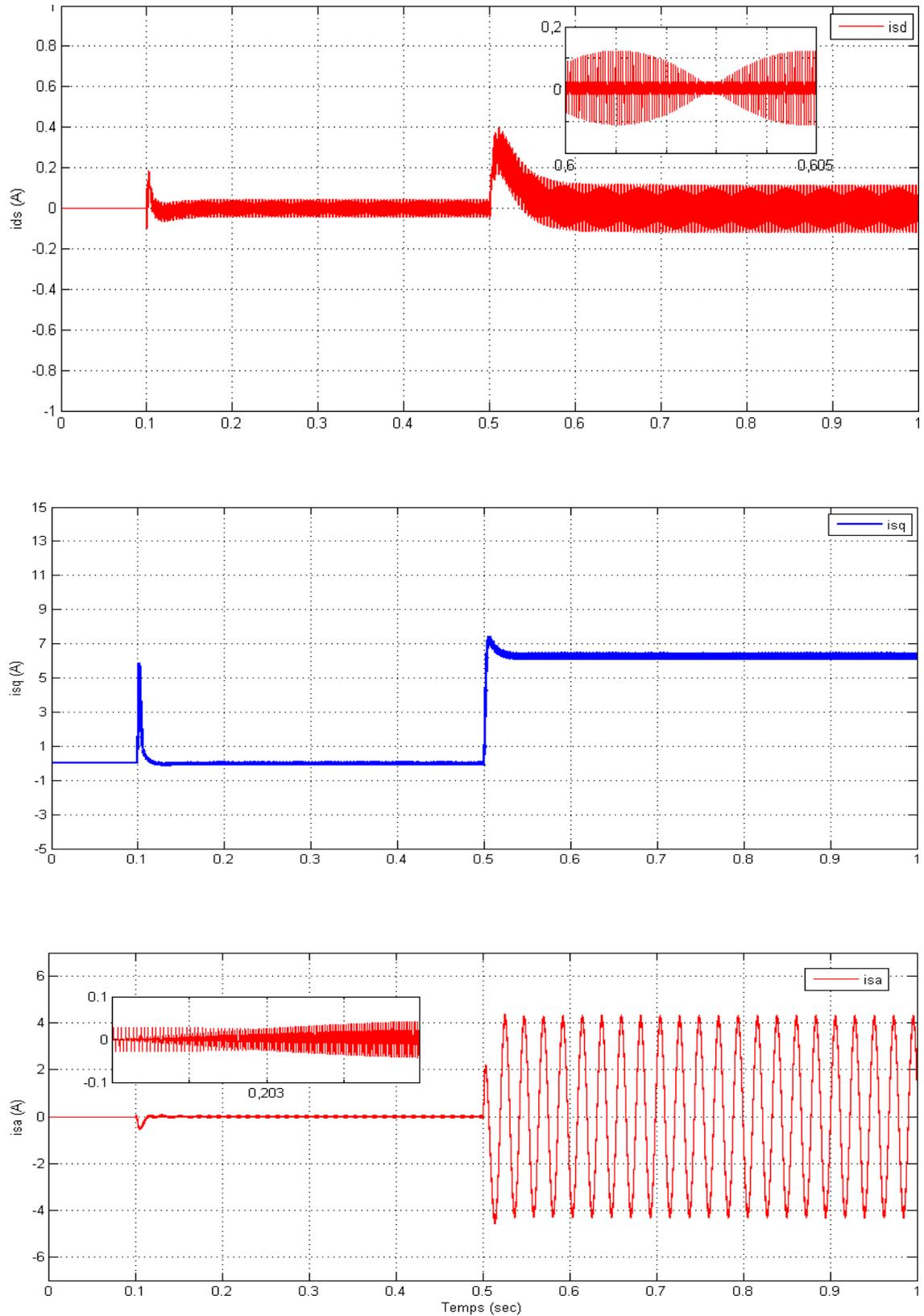


FIGURE 3.27 – Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}

3.10 Interprétation des résultats

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.

L'onduleur a des influences acceptable sur tous les paramètres. Le courant I_d après le régime transitoire revient à sa valeur zéro. La variation de la vitesse est rapide avec très petit dépassement et une erreur statique nulle, le rejet de perturbation est aussi rapide avec un temps de réponse très petit.

3.11 Conclusion

Cette étude par simulation a permit d'aborder la conception d'un asservissement de vitesse du MSAP associée à une commande vectorielle.

L'application de la commande vectorielle à la MSAP nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes "d" et "q" ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage. Ainsi notre prochain chapitre sera consacré à la commande par mode glissant. Où les correcteurs sont connus par leur robustesse.

Chapitre 4

COMMANDE PAR MODES GLISSANTS DU MSAP

Chapitre 4

COMMANDE PAR MODES GLISSANTS DU MSAP

4.1 Introduction

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse.

Les algorithmes de commande classiques par exemple à action proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations [TAM 00].

Nous avons ici adopté la technique de réglage par modes glissant, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable.

La technique de commande par modes glissants comme toutes les autres techniques de commande non linéaire a été développée depuis le début des années 80. Cette commande consiste à définir une surface dite de glissement, et une loi de Commande par Mode Glissant (CMG) de manière à conduire et à contraindre le système à rester au voisinage de cette surface dite de "commutation". La CMG s'inscrit dans le cadre de la théorie des systèmes à structure variable qui a pour but l'obtention, en boucle fermée, d'une dynamique largement indépendante de celle du processus et surtout de ses

variations paramétriques éventuelles. En ce sens, la commande à structure variable est une commande non linéaire qui possède la propriété de robustesse. Elle est basée sur la commutation autour d'une hyper surface de glissement pour forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de la variété quand l'état est maintenu sur cette hyper surface. Le système se trouve en régime glissant, et sa dynamique est alors insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations extérieures [BEN 07].

Plusieurs méthodes existent pour la détermination de la commande par mode de glissement, la méthode de *Filippov*, la méthode de la commande équivalente et la méthode de régularisation [BEN 07] [ALA 02].

Ce chapitre est consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de La CMG. Son principe, ses propriétés de robustesse ainsi que ses défauts sont abordés, puis en appliquant la méthode de la commande équivalente sur la machine synchrone à aimant permanent, la stabilité du système est théoriquement prouvée par la fonction de *Lyapunov*.

4.2 Systèmes à structure variables

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenés vers une surface (Hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement.

Le système à structure variable admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(X) & \text{Si la condition 1 est verifie} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{Si la condition n est verifie} \end{cases} \quad (4.1)$$

Où f_i les fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes de classe C^k .

4.3 Théorie de la commande par modes glissants

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacun de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global.[TAM 00]

La théorie des modes glissants trouve ses origines ou ses justifications dans la théorie de la commande des systèmes à relais et dans les circuits d'électronique de puissance. En effet, comme il a été présenté précédemment, la commande par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante :(on se limite au cas $n=2$) :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{Si } S(x, t) \succ 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{Si } S(x, t) \prec 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$\dot{u} = f = \begin{cases} x^+ & \text{Si } S(x, t) \succ 0 \\ x^- & \text{Si } S(x, t) \prec 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

où $S(x, t)$ est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

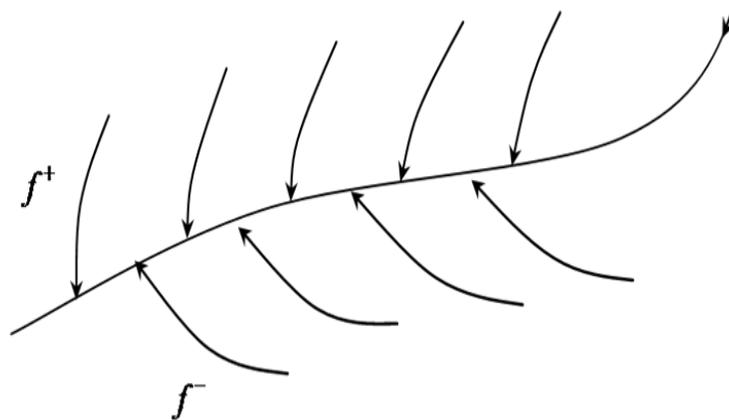
$$S_0 = \{x(t) \ / S(x, t) = 0\} \quad (4.4)$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute ; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à «n» moins le nombre de fonction de commutation disponible (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0 .

- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).
- La troisième configuration figure (4.1) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé "mode de glissement".

FIGURE 4.1 – Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement

4.3.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [CHE 01]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (figure (4.2)) [HAM 03] :

- ▷ **Le mode de convergence (MC)** : Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- ▷ **Mode de glissement (MG)** : C'est le comportement du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

- ▷ **Le mode de régime permanent (MRP)** : Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.

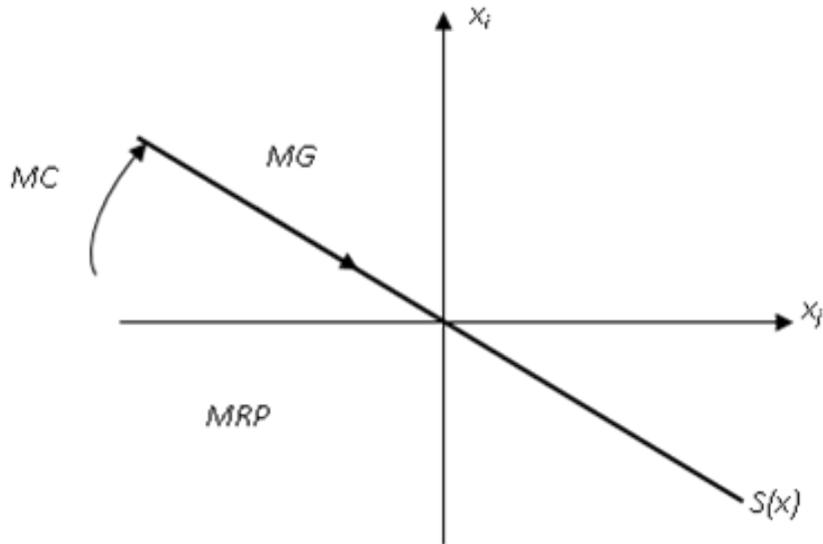


FIGURE 4.2 – Les modes de trajectoire dans le plan de phase

4.4 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique .

La mise en oeuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

4.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un

système défini par l'équation d'état suivante : [HAM 03][TAM 00]

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x \quad y \in R^m \end{cases} \quad (4.5)$$

Il faut choisir "m" surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension "m". En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état », celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

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

$$S(x) = \left(\frac{\delta}{\delta t} + \lambda_x \right)^{r-1} . e(x) \quad (4.6)$$

avec :

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

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

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

donc :

Pour $r=1$, $S(x) = e(x)$

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

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

$e''(x)$

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

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

pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence-sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

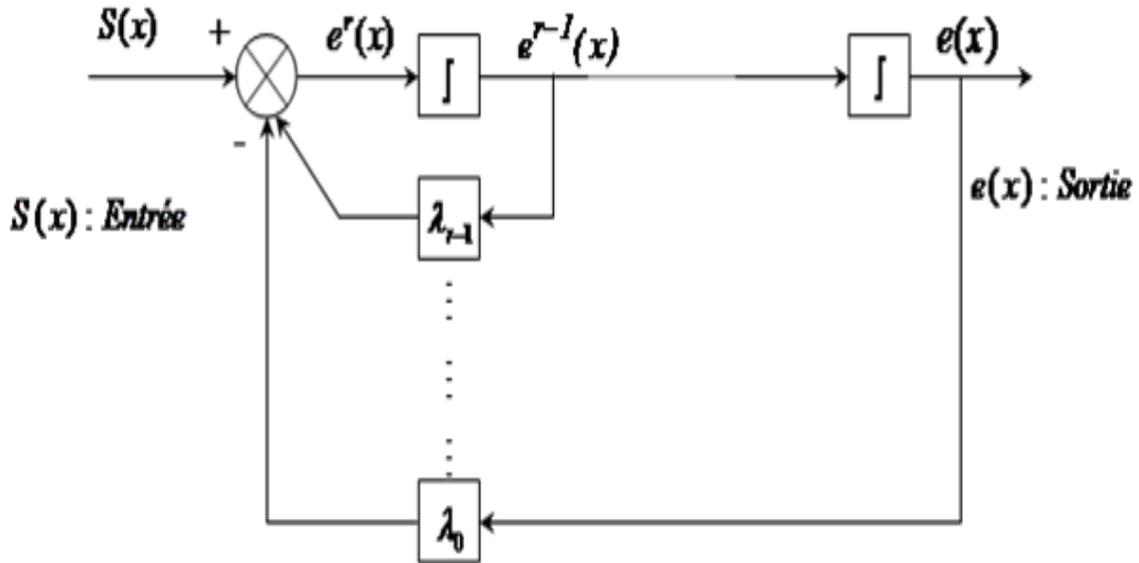


FIGURE 4.3 – Linéarisation exacte de l'écart

4.4.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par *Emilyanov* et *Utkin*. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :[CHE 01]

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \quad (4.7)$$

Fonction de *Lyapunov*

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) \succ 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) \prec 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [TAM 00].

En définissant la fonction de *Lyapunov* par :

$$V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x) \quad (4.8)$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (4.9)$$

Pour que la fonction de *Lyapunov* décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) \prec 0 \quad (4.10)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x) \succ 0$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Figure(4.4)). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

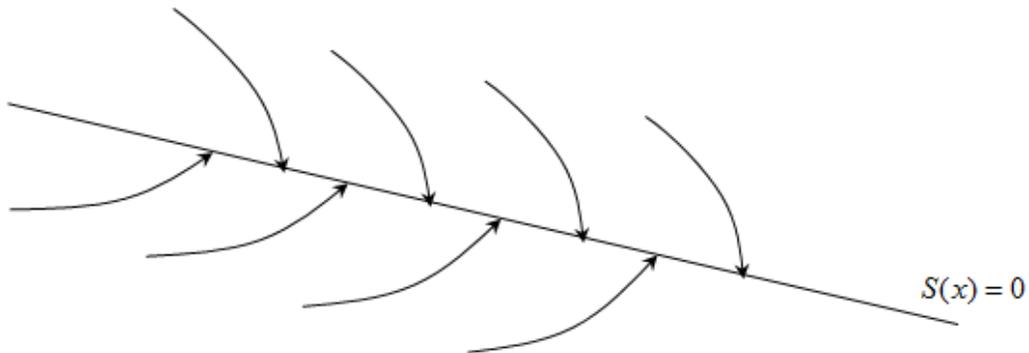


FIGURE 4.4 – Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

4.4.3 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{max} et u_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (figure(4.5)). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées " broutement " ou " Chattering " apparaissent dans le mode de glissement.

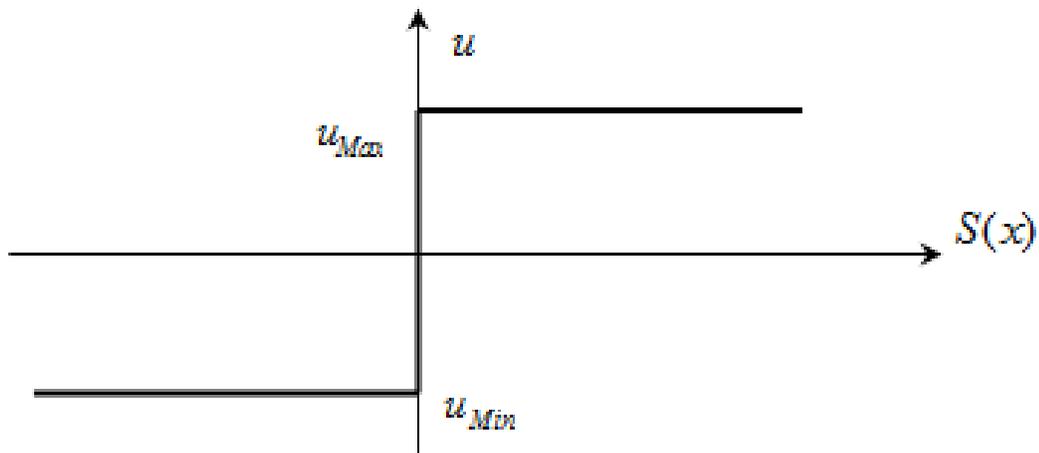


FIGURE 4.5 – Commande appliquée aux systèmes à structure variable

Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (4.11)$$

$U_{eq}(t)$ correspond à la commande équivalente proposée par *Filipov* et *Utkin*. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple . Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$

$U_n(t)$ est introduit pour satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(x)S(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : $\dot{S}(x) = u_n$.

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{Max} et u_{Min} .

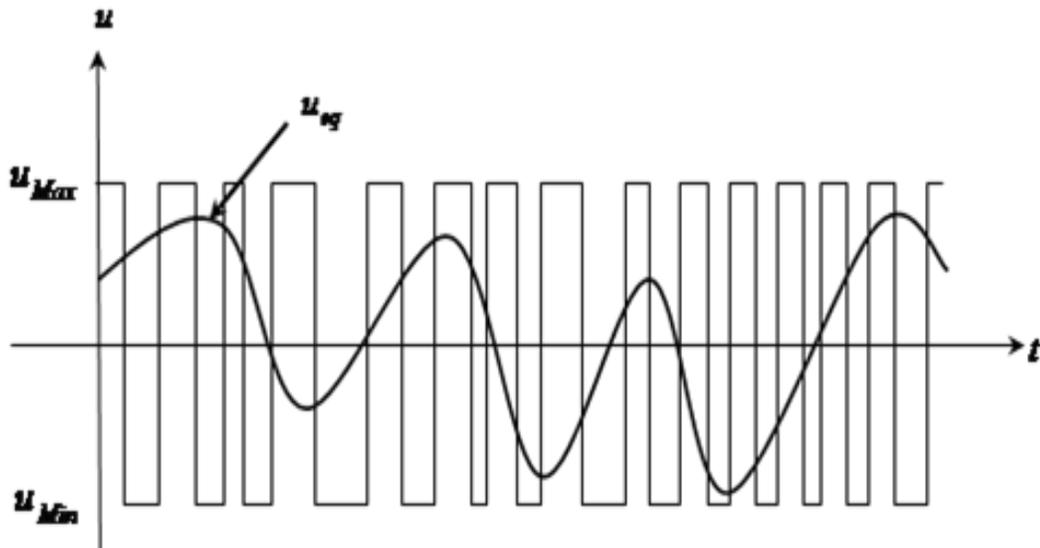


FIGURE 4.6 – La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min}

Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (4.12) [DJO 04].

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (4.12)$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_n , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \quad (4.13)$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (4.14)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad u_N = 0 \quad (4.15)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur tirée de l'équation (4.15) dans l'équation (4.12). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (4.16)$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (4.17)$$

Commande discontinue (fonction signe)

Plusieurs choix pour la commande discontinue u_N peuvent être faits, parmi les quelles la commande sign (Figure 4.7) qui est la plus fréquente, et la plus simple pour

exprimer la commande discontinue $u_N = [u_1, u_2, \dots, u_m]$ par cette fonction par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$, tel que :

$$\begin{cases} \text{sign}(s) = +1, & \text{si } s > 0 \\ \text{sign}(s) = -1, & \text{si } s < 0 \end{cases} \quad (4.18)$$

Alors, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (4.19)$$

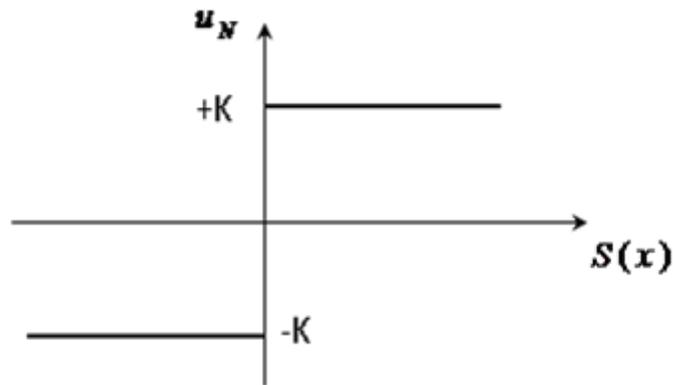


FIGURE 4.7 – Représentation de la fonction "sign"

En remplaçant l'expression (4.19) dans (4.17), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x}g(x, t)K |S(x)| < 0 \quad (4.20)$$

Où le facteur $\frac{\partial s}{\partial x}g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons. Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (4.20). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [TAM 00].

4.5 Le phénomène de broutement (Chattering)

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie).

Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence (figure 4.8).

Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence.

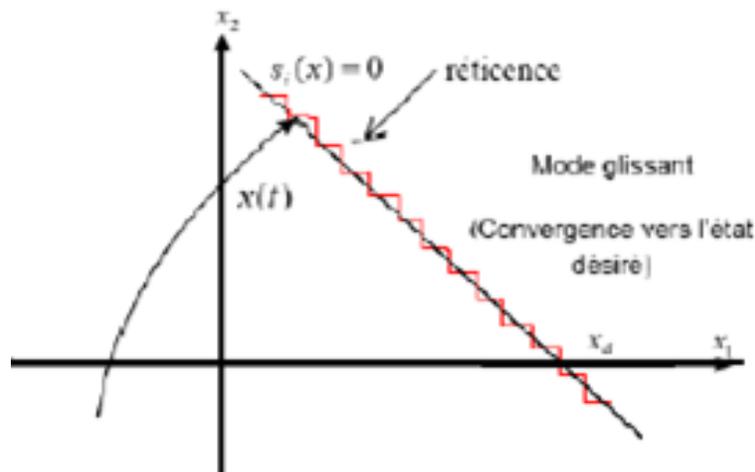


FIGURE 4.8 – Phénomène de réticence

Le chattering peut dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité. La réticence implique également d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les circuits électriques de puissance.

4.5.1 Elimination du phénomène de "Chattering"

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence [TAM 00].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction "sign" par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [HAM 03] (Figure 4.9) :

- **Fonction "sat"**

$$\begin{cases} sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases} \quad (4.21)$$

μ : Un paramètre petit et positif.

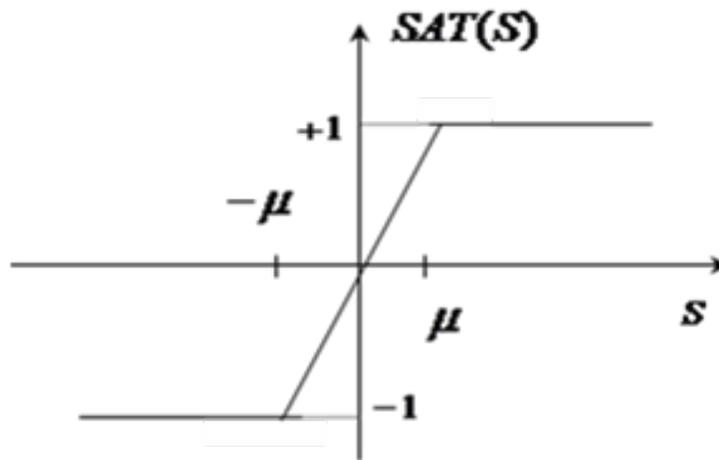


FIGURE 4.9 – Fonction "sat"

- **Fonction "smooth"**

On peut aussi remplacer la fonction "sign" par une fonction de classe C^1 . On donne

ci-dessous un exemple de ce type de fonction (figure 4.10); soit :

$$\text{smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (4.22)$$

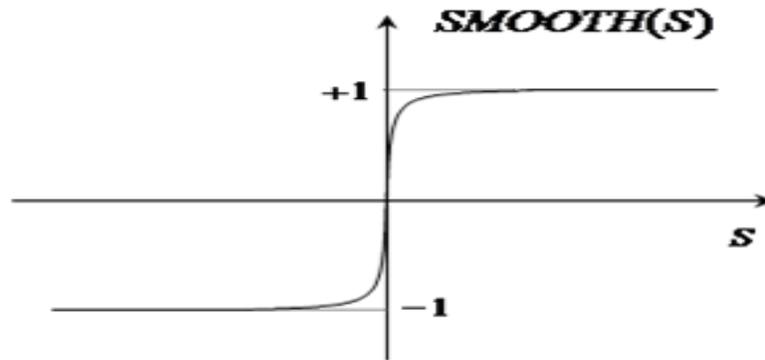


FIGURE 4.10 – Fonction "smooth"

4.6 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

Pour la synthèse de la loi de commande à structure variable, on va considérer que toutes les grandeurs sont mesurables et que les caractéristiques du moteur ne varient pas ou peu, ce qui constitue des hypothèses acceptables pour la mise en pratique. Le choix de la commande par mode glissant appliquée pour l'asservissement de vitesse et de position est basée sur l'application de la commande par mode de glissement afin d'atteindre les objectifs suivants :

- D'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs asservies.
- D'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations, des erreurs de modélisations, des variations des paramètres et des charges mécaniques sur l'arbre du moteur.
- De limiter les amplitudes des tensions et des courants lors des régimes transitoires.

Deux structures de commande sont mises en oeuvre à savoir :

- Le réglage est effectué à deux surfaces de glissement où la régulation de la vitesse suivie de la limitation indirecte du courant.

- Le réglage est effectué à trois surfaces de glissement où la régulation de la vitesse suivie de la limitation directe du courant.

4.6.1 Synthèse des régulateurs pour la stratégie avec deux surface

À partir du modèle de la MSAP et de l'équation mécanique suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega i_q + \frac{1}{L_d}V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}\omega i_d + \frac{1}{L_q}V_q - \frac{\varphi_{sf}}{L_q}\omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \left(\frac{p(L_d-L_q)}{J}i_d + \frac{p\varphi_{sf}}{J}\right)i_q - \frac{f}{J}\omega \end{cases} \quad (4.23)$$

La structure comprend une boucle de régulation de vitesse qui génère la référence de courant i_{qref} laquelle impose la commande V_{qref} . Alors que la régulation du courant i_{dref} impose la commande V_{dref} . Le choix des surfaces pour chaque boucle est décrit comme suit :

Réglage de courant i_d

Soit e_d l'erreur de courant direct :

$$e_d = i_{dref} - i_d \quad (4.24)$$

Le degré r de la surface de glissement est égale à 1, on déduit la surface :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (4.25)$$

En utilisant l'équation du système citée en (4.23) et (4.25) :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{di_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d}i_d - \frac{L_q}{L_d}i_q\omega - \frac{1}{L_d}V_d \quad (4.26)$$

Durant le mode de glissement la surface $\dot{S}(i_d) = 0$
On trouve la loi de commande :

$$V_{deq} = \left(\frac{di_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} i_q \omega \right) L_d \quad (4.27)$$

Durant le mode de convergence on satisfait la condition $\dot{S}(i_d)S(i_d) < 0$ en choisissant :

$$V_{dk} = K_d \text{sign}(S(i_d)) \quad (4.28)$$

La commande de référence V_{dref} est :

$$V_{dref} = V_{deq} + V_{dk} \quad (4.29)$$

Soit :

$$V_{dref} = \left(\frac{di_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} i_q \omega \right) L_d + K_d \text{sign}(S(i_d)) \quad (4.30)$$

Réglage de vitesse

La vitesse possède un degré relatif égale à 2. Donc, la surface est donnée par l'expression suivante :

$$S(\omega) = \dot{e}_\omega + \lambda_\omega e_\omega \quad (4.31)$$

$$\text{avec :} \quad e_\omega = \omega_{ref} - \omega \quad (4.32)$$

$$\text{alors :} \quad \dot{S}_\omega = \ddot{e}_\omega + \lambda_\omega \dot{e}_\omega \quad (4.33)$$

En substituant (4.33) dans (4.31) et en tenant compte de la condition du régime glissant $\dot{S}(\omega) = 0$ on obtient :

$$V_{qe} = i_q i_d \frac{p(L_d - L_q)}{J} - \left[i_q \frac{R_s}{L_q} - p\omega \left(i_d \frac{L_d}{L_q} - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \right) \right] \left[\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{\varphi_{sf}}{J} \right] + \frac{f}{J} \omega \quad (4.34)$$

Durant le mode de convergence on doit satisfaire la condition $\dot{S}(\omega)S(\omega) < 0$. En choisissant :

$$V_{qk} = K_q \text{sign}(S(\omega)) \quad (4.35)$$

La commande de référence V_{qref} est :

$$V_{qref} = V_{qeq} + V_{qk} \quad (4.36)$$

soit :

$$V_{qref} = i_q i_d \frac{p(L_d - L_q)}{J} - \left[i_q \frac{R_s}{L_q} - p\omega \left(i_d \frac{L_d}{L_q} - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \right) \right] \left[\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{\varphi_{sf}}{J} \right] + \frac{f}{J} \dot{\omega} + K_q \text{sign}(S(\omega)) \quad (4.37)$$

4.7 Simulations de la commande par mode glissant appliquée au MSAP

* Test de poursuite

Ce test est fait sans application de charge $C_r = 0$

– Echelon de vitesse, $\omega_r = 300tr/min$

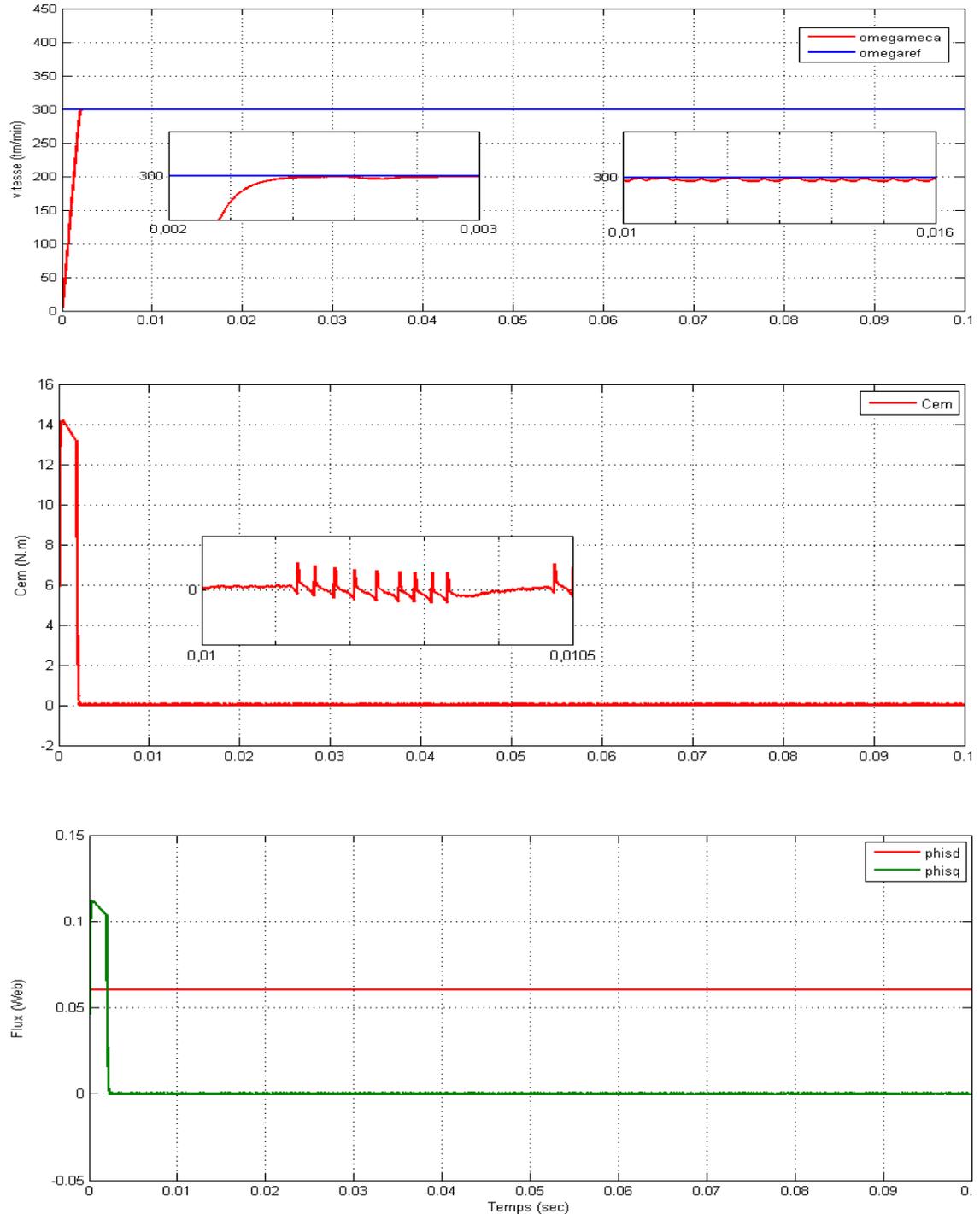


FIGURE 4.11 – Vitesse, couple électromagnétique et flux

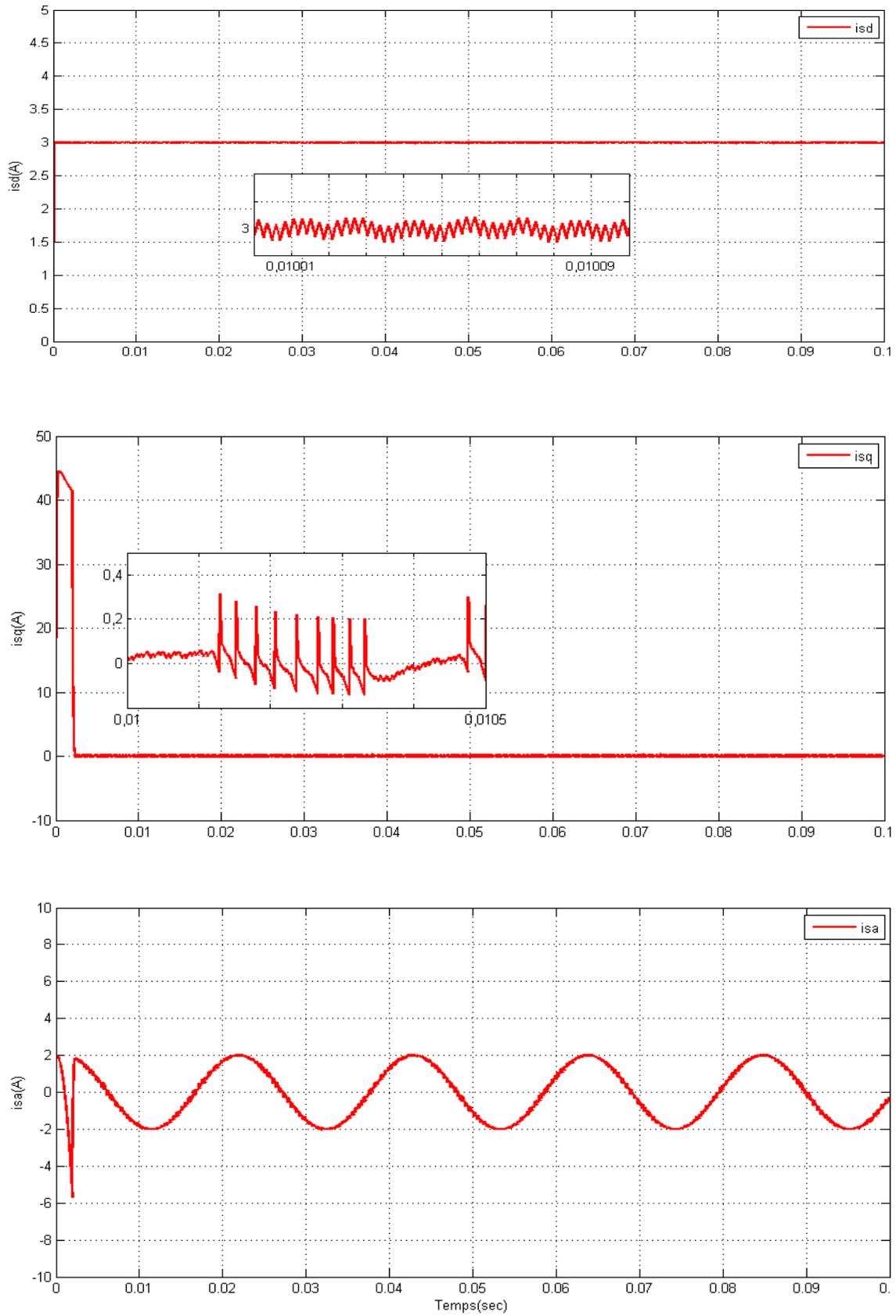


FIGURE 4.12 – Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}

– Echelon de vitesse $\omega = 70(\text{rad}/\text{sec})$ avec inversion à $t = 0.04(\text{sec})$

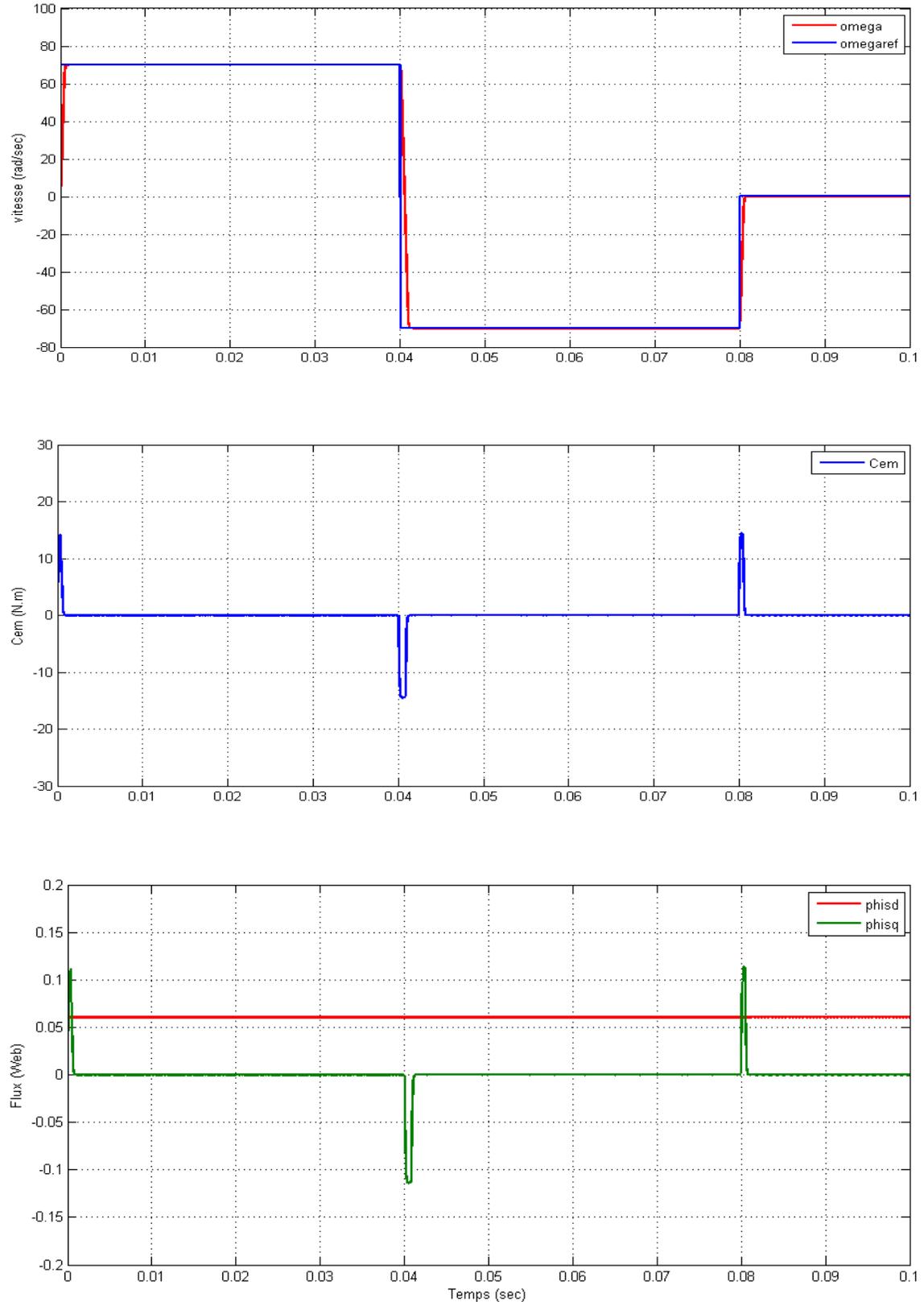
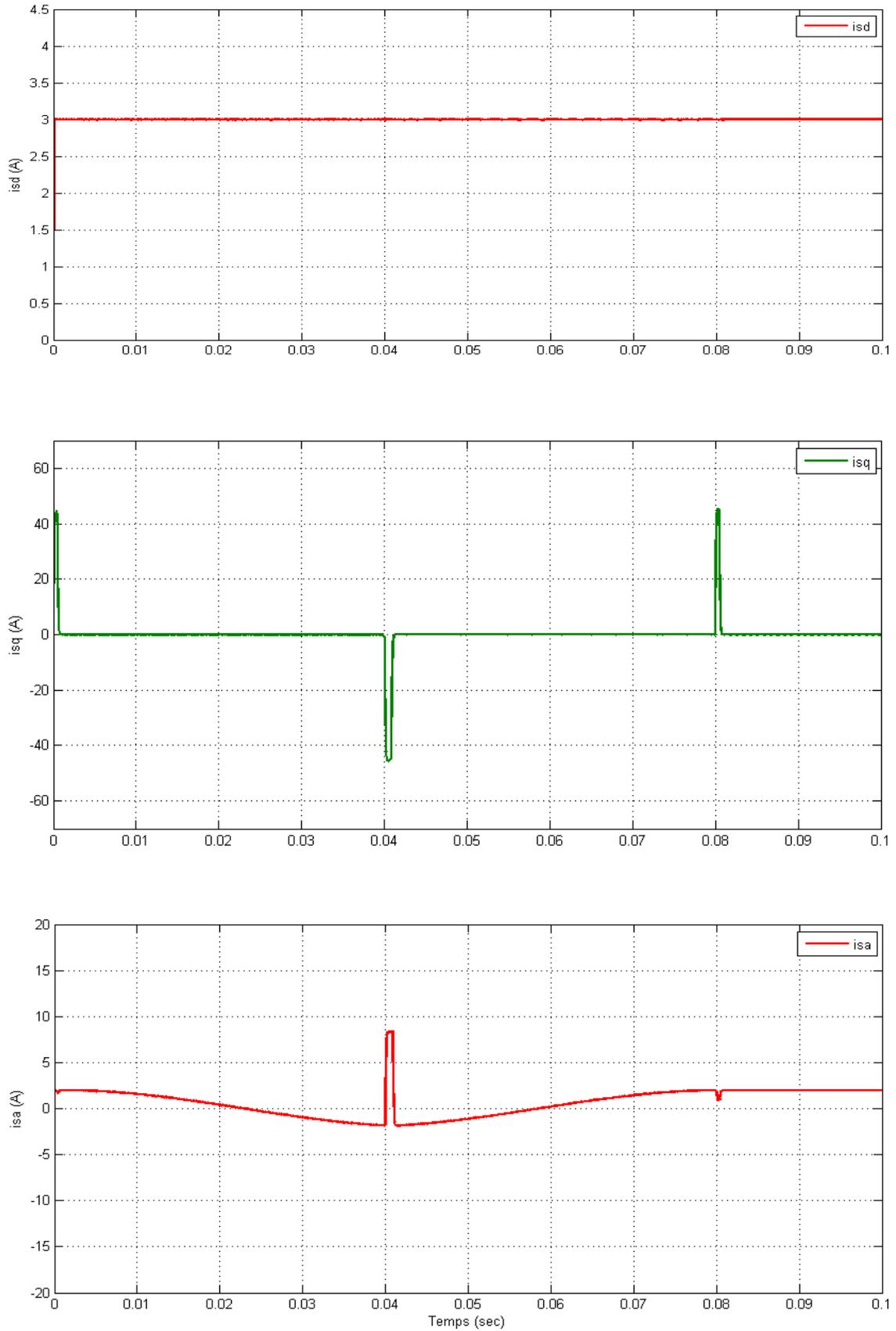


FIGURE 4.13 – Vitesse, couple électromagnétique et flux

FIGURE 4.14 – Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}

– Profil trapézoïdal et inversion de vitesse,

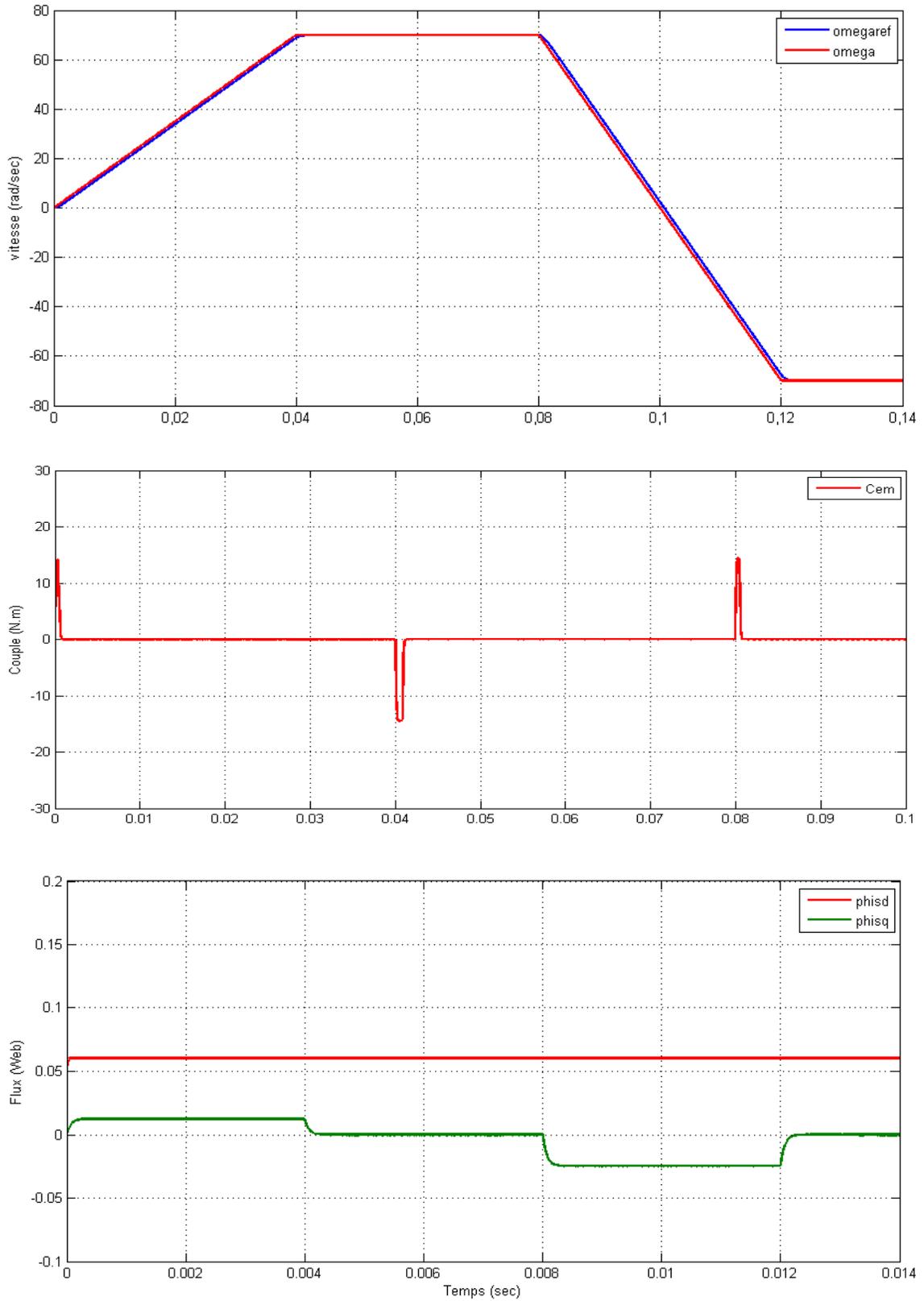


FIGURE 4.15 – Vitesse, couple électromagnétique et flux

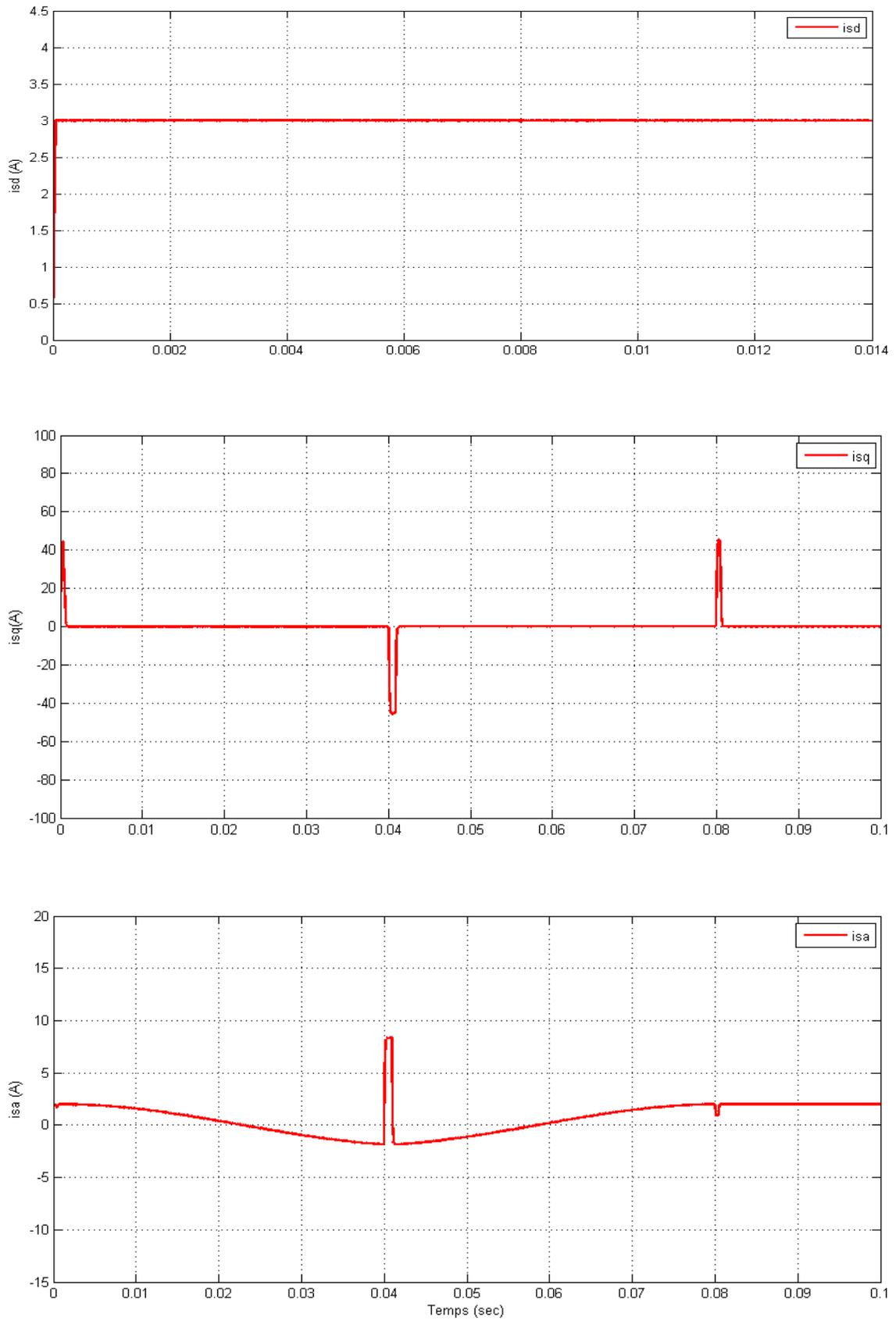


FIGURE 4.16 – Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}

* Test de régulation

Ce test est fait avec un échelon de vitesse $\omega = 70(rad/sec)$ avec inversion à $t = 0.04(sec)$ et sans couple de charge $C_r = 0$.

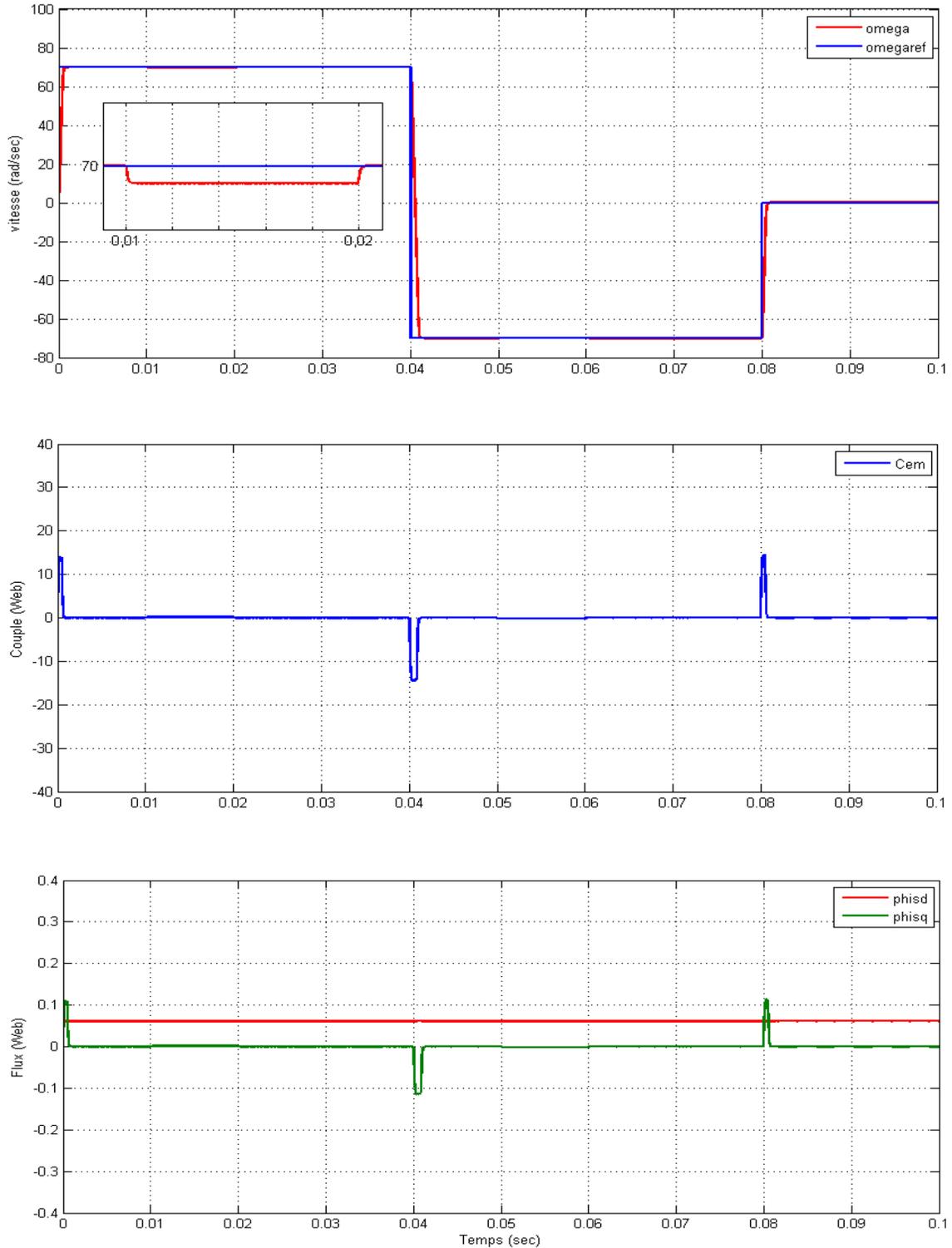
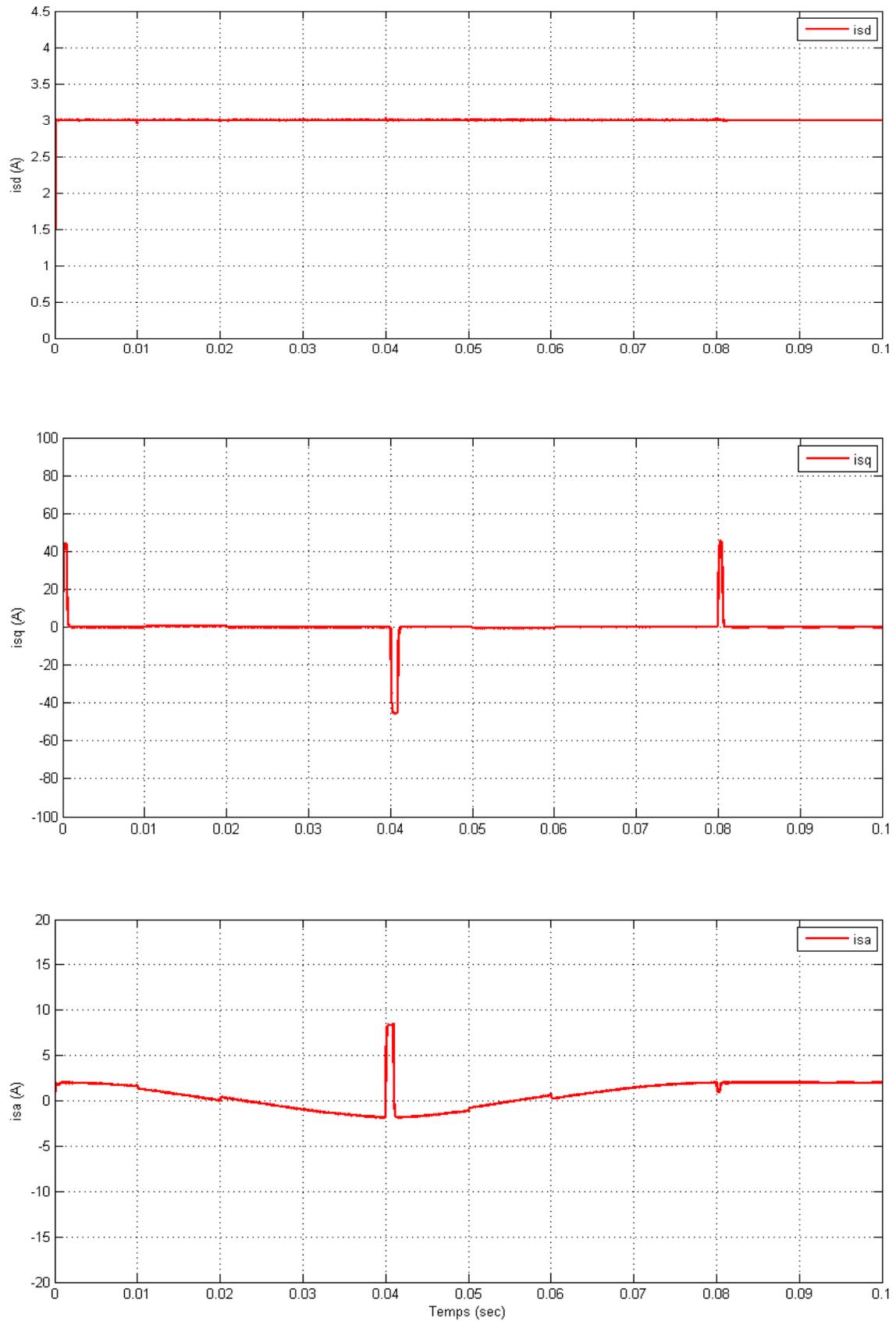


FIGURE 4.17 – Vitesse, couple électromagnétique et flux

FIGURE 4.18 – Courants i_{sd} , i_{sq} et i_{sa}

* **Test de robustesse**

Ces résultats sont obtenus avec échelon de vitesse $\omega = 70 \text{ rad/s}$ avec inversion à $t = 0.04 \text{ sec}$ et avec variation de la résistance R_s comme montre la figure suivante :

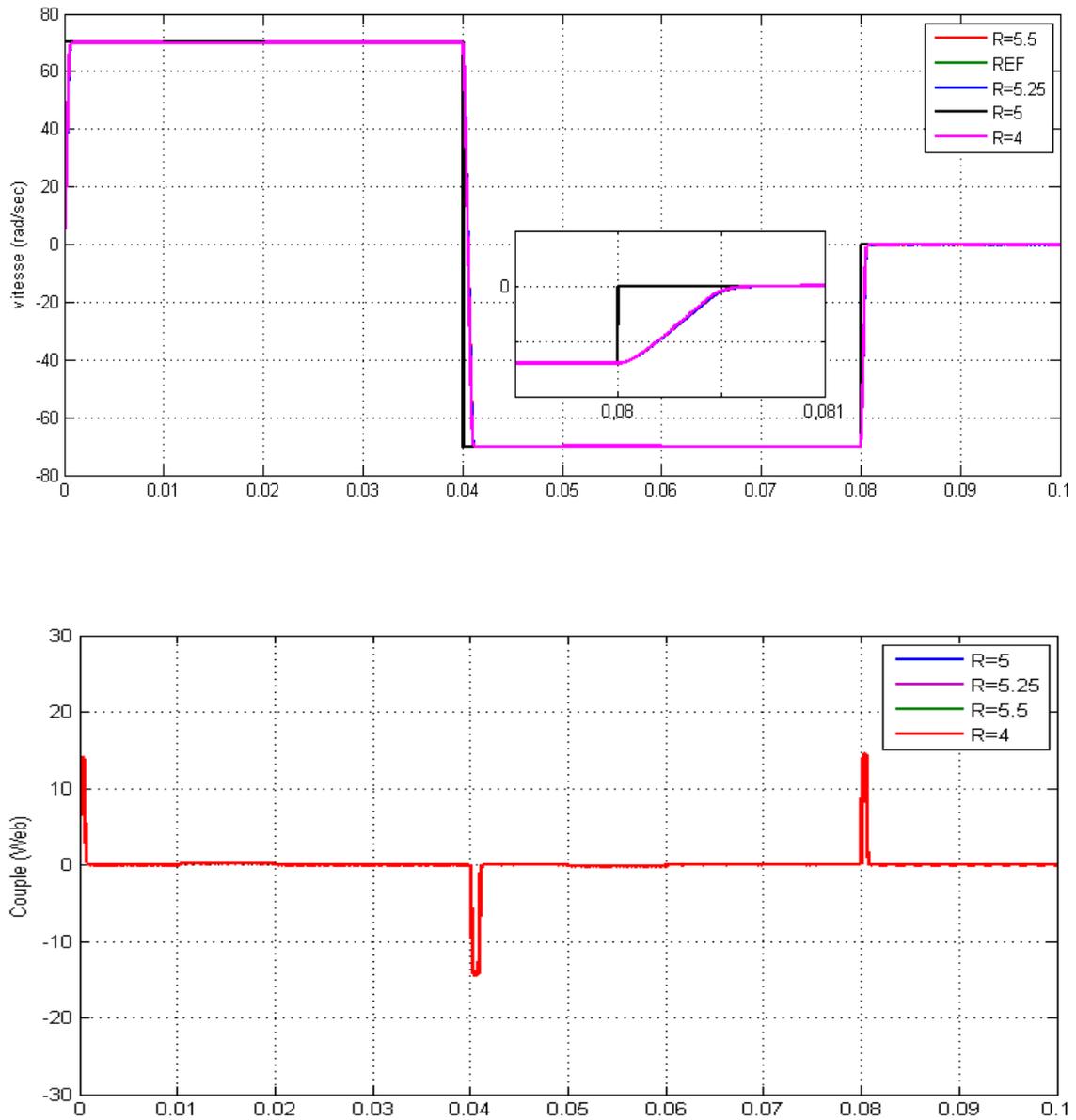


FIGURE 4.19 – Vitesse et couple électromagnétique

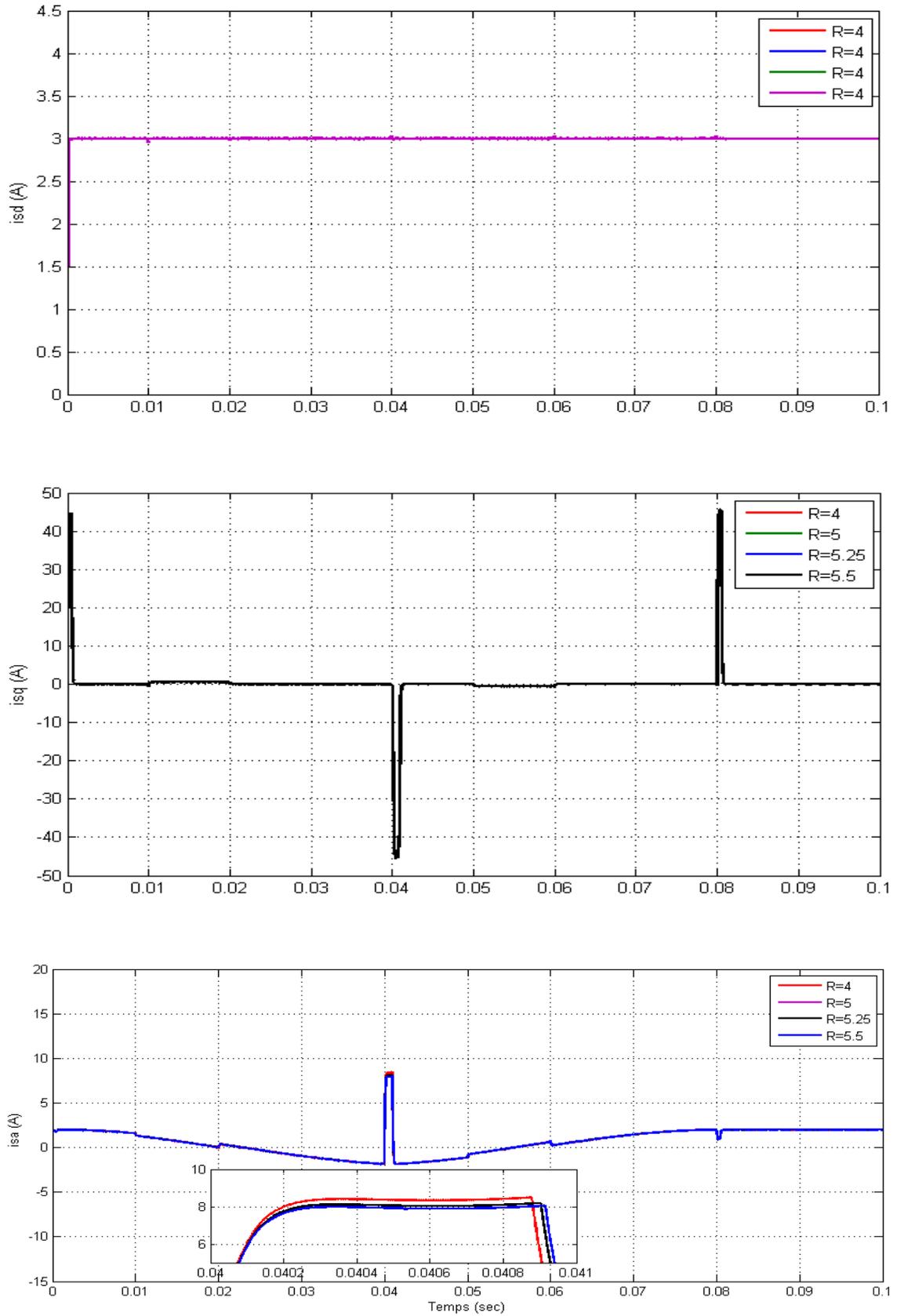


FIGURE 4.20 – Courants i_{sd} , i_{sq} , i_{sa}

4.8 Interprétation des résultats

Les différentes simulations faites nous permettent de constater que :

- Le rejet de perturbation est très rapide ;
- Un temps de réponse très faible ;
- Une erreur statique pratiquement nulle ;
- Un découplage réalisé avec succès par le maintien de I_d nul ;

Le système répond positivement à ce test, il est insensible aux perturbations internes et externes, cette commande présente une bonne robustesse qui donne des performances plus élevées que de la commande vectorielle.

4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, après la présentation de la théorie de base de cette commande et le calcul des lois de régulateurs, nous avons réalisé une simulation de la commande avec surface de commutation non linéaire.

La commande par mode glissant montre de bonnes performances en suivi et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique et un rejet de perturbation instantané)

Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en oeuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un temps de réponse très faible.

Finalement, on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse dans tout le régime permanent, néanmoins cette robustesse reste limitée par un inconvénient du réglage qui réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de «Chattering».

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur commandé par la technique MLI et commandée par deux différentes structures de commande : la commande vectorielle et le réglage par mode glissant.

Dans le premier chapitre, nous sommes passés à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à pôle lisse dans le repère de *Park* (d, q) qui permet la mise sous forme d'équation d'état de la machine alimentée en tension. A partir de là, nous avons validé le modèle mathématique dans un environnement MATLAB/SIMULINK. A la fin de ce chapitre, nous avons donné les résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée directement d'un réseau de tension alternative en boucle ouverte ; ainsi qu'après application d'un couple résistant.

Le deuxième chapitre présente l'étude la modélisation d'onduleur à deux niveaux commandé par MLI, Le choix de cette commande nous a permis d'optimiser le fonctionnement de la MSAP en éliminant le maximum d'harmonique de rang faible, et à la fin de ce chapitre on a donné les résultats de simulation du comportement dynamique de l'association MSAP-onduleur.

Au troisième 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 avec une régulation de vitesse.

Les performances dynamiques obtenues par le réglage de la vitesse de la MSAP sont très satisfaisantes. La perturbation est rejetée en un temps très court, ce qui vérifie le comportement correct des régulateurs PI et le système possède un temps de réponse satisfaisant.

La commande par mode glissant a fait l'objet d'un quatrième chapitre, c'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande à structures variables est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. L'avantage de cette technique de régulation est la simplicité de mise en oeuvre et la robustesse par rapport aux perturbations et aux incertitudes du système. Cependant le principal inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de Chattering. Le choix de la fonction signe adoucie permet la réduction d'effet de Chattering.

Ce travail peut être amélioré, nous proposons donc quelques perspectives pour des travaux futurs:

- * La généralisation de la commande étudiée dans ce travail à d'autres types de machines.
- * La suppression des capteurs de vitesse à l'aide des techniques d'estimation ou d'observation de l'automatique moderne.
- * **La synthèse d'une commande "sensorless"** l'étude de la suppression ou de l'élimination de Chattering dans la commande par mode glissant, en proposant diverses fonctions de commutation.
- * L'étude des commandes par mode glissant d'ordre supérieure et leur faisabilité en vue du contrôle du moteur synchrone.
- * Enfin la réalisation expérimentale en temps réel sur une plate forme d'essai équipée de l'environnement Dspace.

ANNEXES

Annexe A

- Paramètres du MSAP utilisé

Puissance nominale (\mathbf{P}_n)	1.1 kW
Couple nominal	...
Vitesse nominale (ω_r)	750 tr/min
Tension nominale (\mathbf{V}_n)	220 V
Résistance statorique (\mathbf{R}_s)	4 Ohms
Nombre de paires de pôles (\mathbf{P})	4 pôles
Flux des aimants (φ_{sf})	0.053 Wb
Fréquence nominale (\mathbf{F})	50 Hz
Facteur de puissance	0.83
Inertie du moteur (\mathbf{J})	$0.09 \cdot 10^{-5} N.m.s^2/rad$
Inductance statorique direct (\mathbf{L}_d)	2.5 mH
Inductance statorique quadratique (\mathbf{L}_q)	2.5 mH
Coefficient de frottement (\mathbf{f})	0

TABLE 1 – Paramètres nominaux du MSAP étudié

- Conditions de simulations

Les différentes simulations ont été faites à l'aide du logiciel MATLAB/ SIMULINK.
Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

Type : Variable-step	
Ode45 (Dormand+Prince)	
Fixed-step Size (fundamental sample time)	0.1
Tasking mode for periodic sample time	auto

TABLE 2 – Conditions de simulations

Annexe B

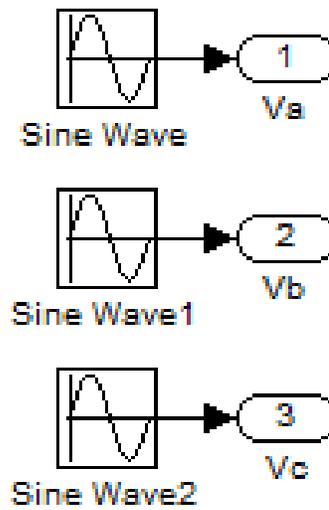


FIGURE B1 – Bloc de l'alimentation triphasée du MSAP

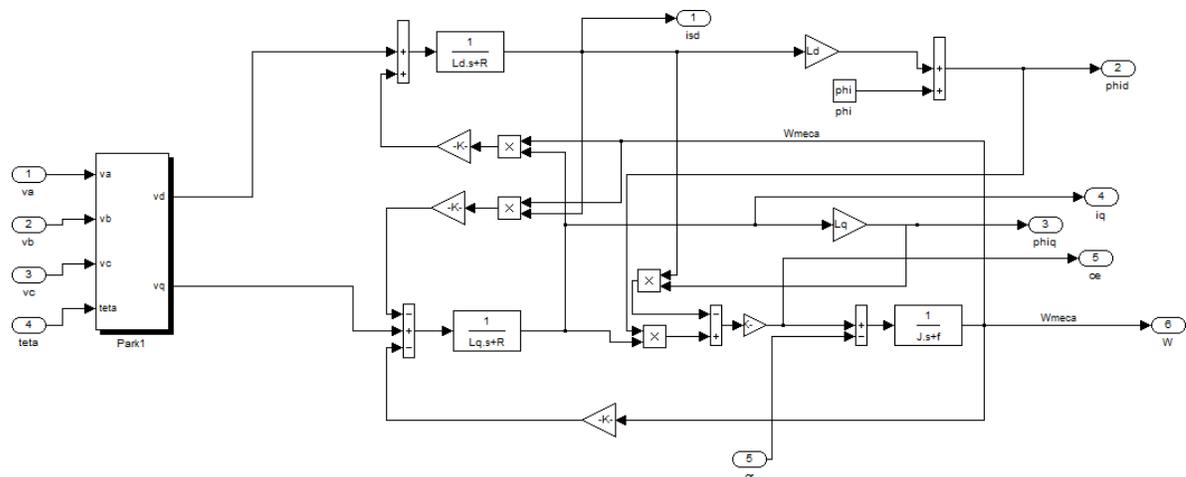


FIGURE B2 – Bloc du MSAP

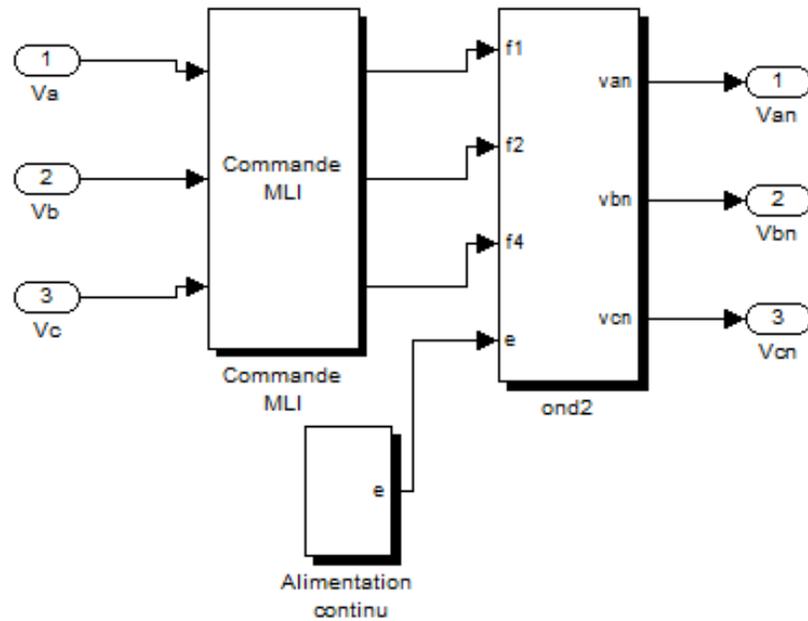


FIGURE B3 – Bloc de l'onduleur à deux niveaux

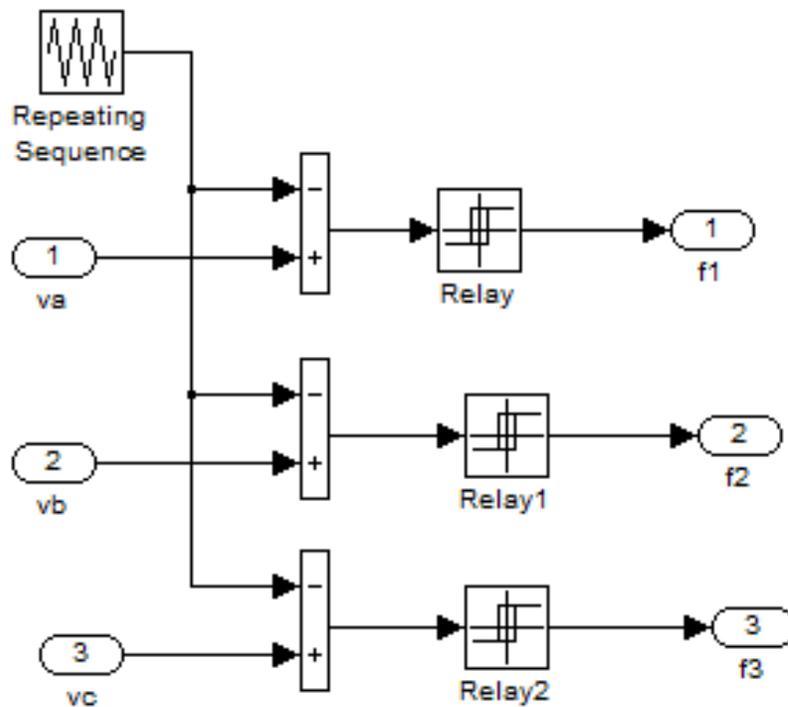


FIGURE B4 – Bloc de la MLI sinus-triangle

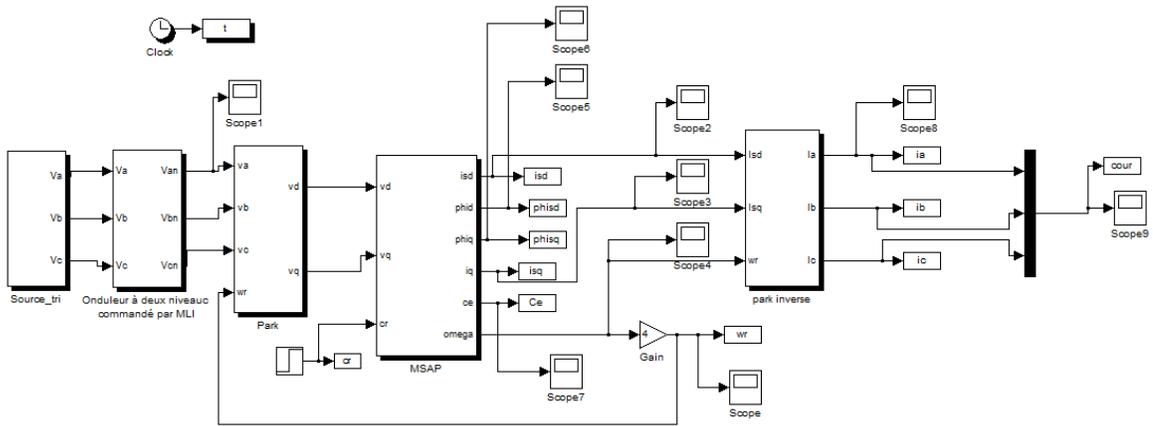


FIGURE B5 – Bloc de l'association MSAP+Onduleur

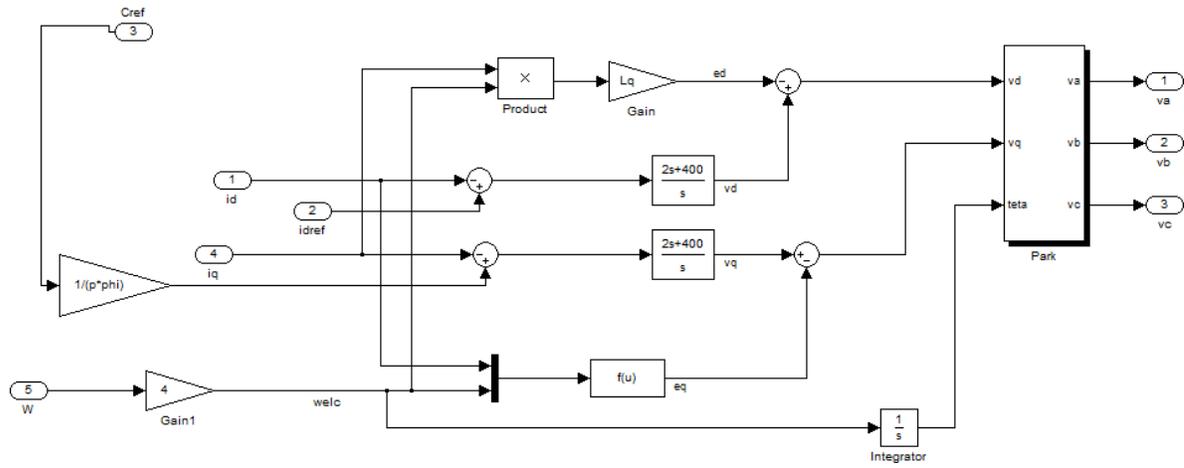


FIGURE B6 – Bloc de la commande vectorielle

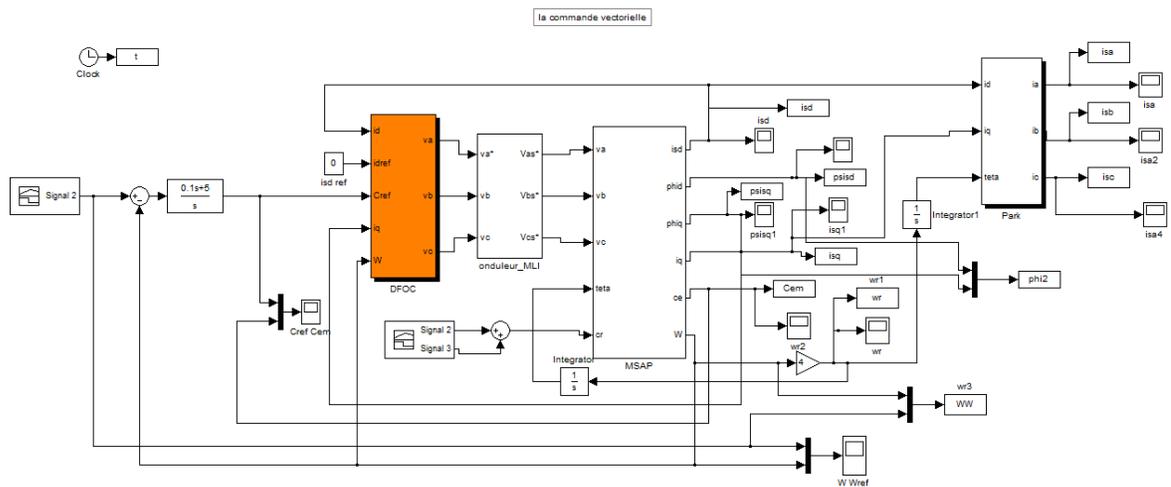


FIGURE B7 – Bloc du MSAP avec la commande vectorielle

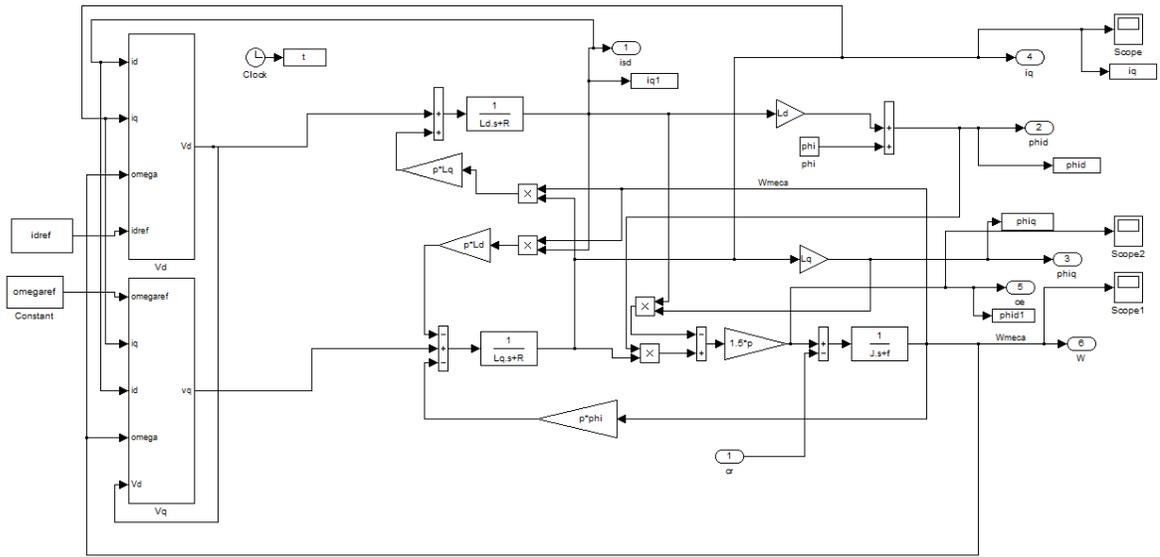


FIGURE B8 – Bloc de la commande par mode glissant

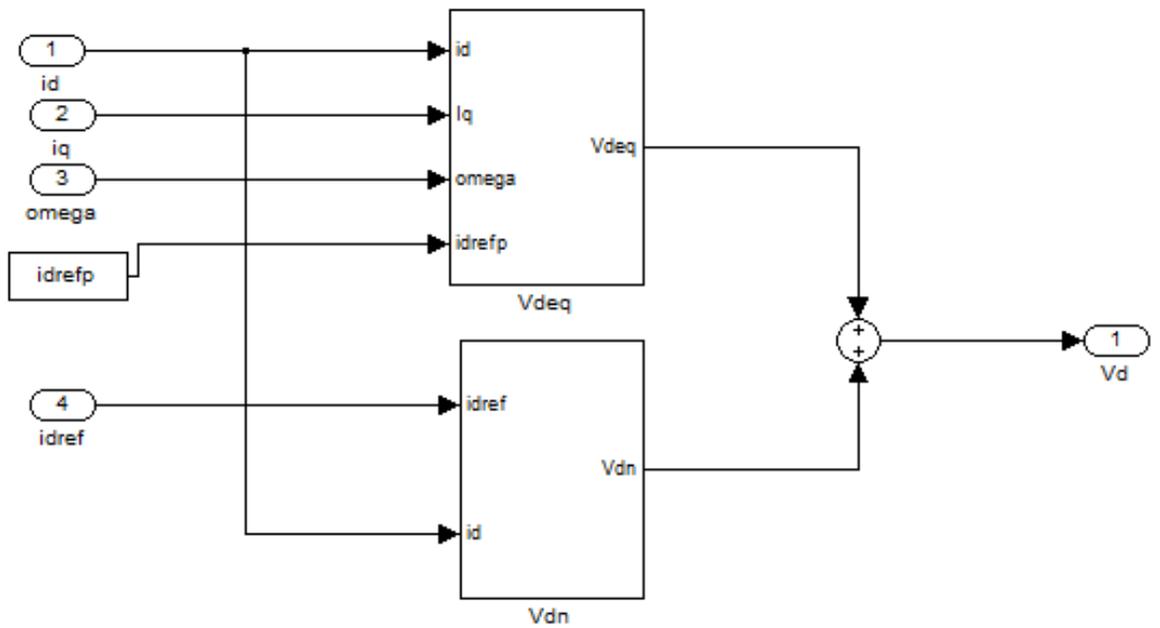
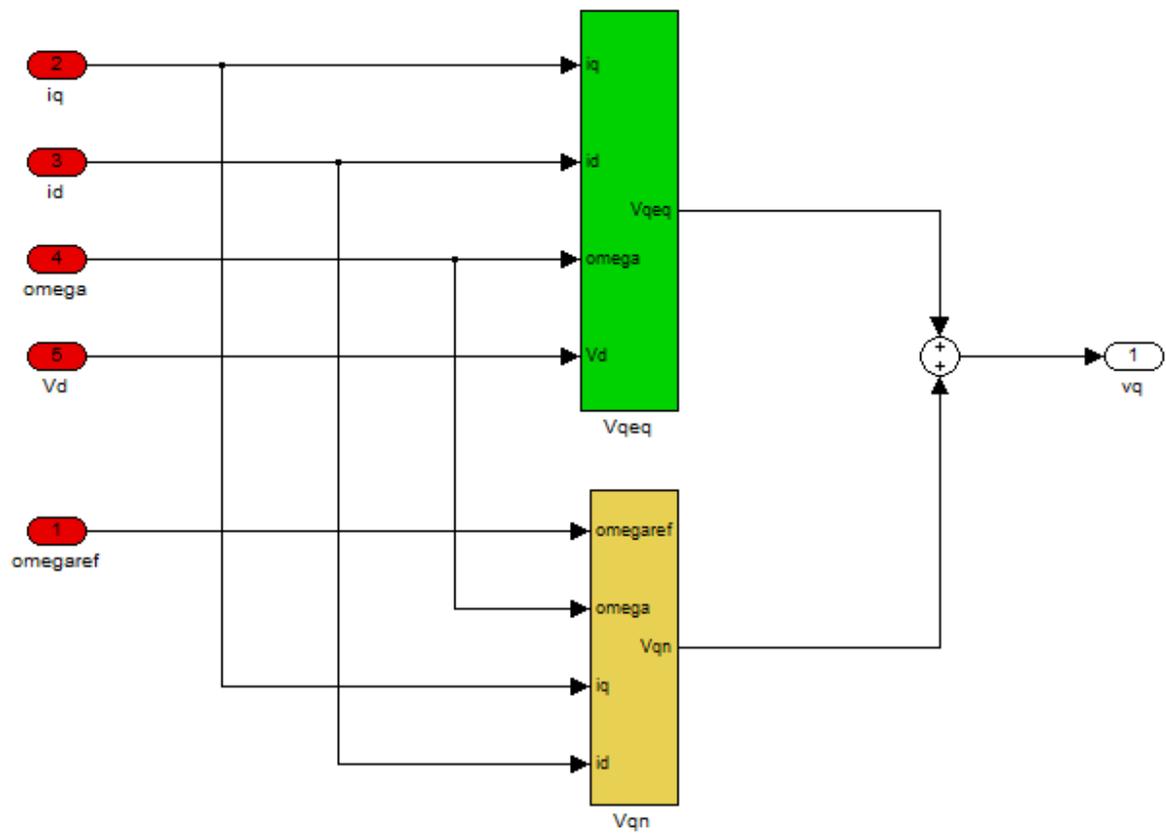


FIGURE B9 – Réglage de la tension V_d par mode glissant

FIGURE B10 – Réglage de la tension V_q par mode glissant

BIBLIOGRAPHIE

[ALA 02] : M.Alaoui "Commande et observateur par modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur", Thèse de doctorat, Université Sidi Mohammed Ben Abdallah, 2002.

[AME 05] : 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", Mémoire de magister, Batna, 2005.

[AZE 00] : K.Azeddine "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.

[BAB 01] : 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.

[BEN 07] : R.Benayache "Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains : application à un système hydraulique", Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, France, 2007.

[BEN 05] : F.Benchabane "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Mémoire de magister, Université mohamed khider de Biskra, 2005.Algérie,

[BEN 09-a] : 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.

BIBLIOGRAPHIE

[BEN 09-b] : A.Benbrahim "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2009.

[BEL 01] : B.Belabbes "Commande linéarisante d'un moteur synchrone à aimants permanents", Mémoire de magister, Université Djilali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2001.

[BOU 05] : L.Bouras, M.Kadjoudj, N.Golea "Contrôle directe du couple basé sur la modulation vectorielle avec régulation à hystérésis appliquée la machine à induction", PCSE, pp319-324, O.E.Bouaghi, 05 May 2005.

[CIM 05] : G.O.Cimuca "Système inertielle des stockage d'énergie associé à des générateurs éoliens", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure D'arts et Métiers Centre de Lille, France, 2005.

[CHE 01] : H.Chennoufi "Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant", Thèse d'ingénieur en électrotechnique, Université de Batna, 2001.

[CHI 05] : J.Chiasson "Modeling and High-Performance Control of Electrical Machines", Wiley-Interscience a John Wiley and Sons, INC Publication, 2005.

[DJO 04] : H.Djoudi "Elaboration d'un contrôleur de traction par mode glissant", Mémoire de fin d'étude d'ingénieur, Batna, 2004.

[GRE 00] : G.Grellet, G.Clerc "Actionneurs électriques : Principes, modèles et commandes", Eyrolles, Paris, France, 2000.

[GHA 07] : L.Ghaouti "Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007.

[HAM 95] : B.Hamici "Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimentée en courant", Mémoire de magister, ENP, Alger, 1995.

BIBLIOGRAPHIE

[HAM 03] : O.Hamata, N.Louchen "Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation", Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.

[HAR 07] : 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.

[KIR 08] : L.Kirsane "Commande non linéaire de la machine induction aspect expérimental", Mémoire de magister, Université de Batna, 2008.

[LAH 09] : D.Lahouel "Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2009.

[LOP 06] : P.Lopez, A.S.Nouri "Théorie élémentaire et pratique de la commande par les régimes glissants, Mathématiques et Applications", Volume 55, DOI: 10.1007/3-540-34480-22, springerlink, 2006.

[MAS 07] : 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.

[MER 07] : M.S.Merzoug "Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Mémoire de magister, Batna, Algérie, 2007.

[SEB 03] : M.Sebaa "Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.

[SEK 08] : A.S.Sekkel "Etude comparative des différentes commandes de la machine à aimants permanents", Mémoire de magister, Université djilali liabes SBA, Algérie, 2008.

BIBLIOGRAPHIE

[SEG 81] : G.Seguir, F.Labrique "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", vol 4, Lavoisier, 1981.

[TIT 06] : 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.

[TAM 00] : H.Tamrbed, T.Azarobr "Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone", Thèse d'ingénieur, Anaba, 2000.

[REZ 09] : S.Rezgui "Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel", Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.

Resumé

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés dans les servomécanismes grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs. Ce mémoire porte sur la commande à hautes performances du moteur synchrone à aimants permanents. Nous proposons la commande de la machine synchrone à aimants permanents avec orientation du flux rotorique. Cette commande consiste à éliminer le problème de couplage entre le flux et le couple en dissociant le courant statorique en deux composantes, en quadrature dans un repère de référence lié au champ tournant, de telle sorte que, l'une des composantes commande le flux tandis que l'autre commande le couple. Les résultats de l'étude, exprimés en régime de démarrage et en régime de charge, sont largement présentés et discutés. Lorsque le système à commander est soumis à des forts non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la stabilité et la robustesse du comportement du processus. Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commande robuste. Le dernier chapitre est consacré à la description mathématique de la commande par modes glissants qui sera appliquée à la machine synchrone à aimants permanents pour la régulation des courants statoriques. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations.

Mots-clés: Moteur synchrone à aimants permanents, Modulation à largeur d'impulsion, Commande vectorielle par orientation du flux, Commande par mode glissants.

Abstract

Synchronous motors with permanent magnets are increasingly used in servos with their superior to other AC motors performance. This thesis focuses on the control of high-performance permanent magnet synchronous motor. We suggest control of permanent magnet synchronous machine with rotor flux orientation. This command is to eliminate the problem of coupling between the flux and torque by separating the stator current into two components in quadrature in a reference frame linked to the rotating field, so that one component controls the flow while the other controls the torque. The results of the study, expressed in system startup and system load, are widely presented and discussed. When the control system is subject to strong non-linearities and time variables, we must develop control algorithms for stability and robustness of the process behavior. The sliding mode control is one of the methods of robust control. The last chapter is devoted to the mathematical description of the sliding mode control to be applied to the permanent magnet synchronous machine for controlling the stator currents. Thus, as the sliding conditions are ensured, the dynamics of the system is insensitive to variations in process parameters, error modeling, and some disturbances.

Key-words: Synchronous Motor with Permanent Magnets, Pulse width Modulation, Field oriented control, Sliding Mode Control.