

Université Mohamed Khider – Biskra  
Faculté des Sciences et de la technologie  
Département : Génie électrique  
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة  
كلية العلوم و التكنولوجيا  
قسم : الهندسة الكهربائية  
المرجع :.....

Mémoire présenté en vue de l'obtention  
du diplôme de  
**Magister en : Electrotechnique**

**Option : Commande électrique**

**Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant**

Présenté par :

**Hemmami Mohammed Ilyes**

Soutenu publiquement le .....

**Devant le jury composé de :**

<b>Pr A. GOLEA</b>	<b>Professeur</b>	<b>Président</b>	<b>Université de Biskra</b>
<b>Dr A. BOUREK</b>	<b>Maitre de Conférences 'A'</b>	<b>Rapporteur</b>	<b>Université de Biskra</b>
<b>Dr A. H. BENAKCHA</b>	<b>Maitre de Conférences 'A'</b>	<b>Examineur</b>	<b>Université de Biskra</b>
<b>Dr M. T. BENCHOUIA</b>	<b>Maitre de Conférences 'A'</b>	<b>Examineur</b>	<b>Université de Biskra</b>

# Remerciement

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du laboratoire LGEB de Biskra.*

*Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers Dieu de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'étude.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance envers mon promoteur Mr. Bourek, Amor, maître de conférences à l'université de Biskra pour la confiance qu'il m'a prodigué, pour ses encouragements continus, pour le suivi de près de mon travail, pour ses conseils judicieux, ses observations et son assistance pour mener à bien ce travail.*

*Je remercie vivement et très profondément :*

- *Monsieur GOLÉA Ammar, professeur au département d'électrotechnique de l'université de Biskra, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.*
- *Monsieur BENAKCHA Abdelhamid, maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université de Biskra, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ma thèse.*
- *Monsieur BENCHOUIA Mohammed Toufik, maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université de Biskra, d'avoir accepté d'évaluer ce travail.*

*Je remercie tous les enseignants de l'institut d'électrotechnique de l'université de Biskra qui ont participé à ma formation pendant le cycle de formation.*

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ  
الْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي  
خَلَقَ السَّمَوَاتِ وَالْأَرْضَ  
وَالَّذِي جَعَلَ الْمَوْتَ  
وَالْحَيَاةَ وَالَّذِي  
يُعِيدُ الشُّعْرَةَ  
وَالَّذِي جَعَلَ  
الْمَوْتَ وَالْحَيَاةَ  
وَالَّذِي يُعِيدُ  
الشُّعْرَةَ

**Résumé :**

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

Dans ce mémoire, on présente la modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents dans le repère de Park lié au champ tournant en vue de sa commande. Dans un premier temps, on étudie la commande avec capteur de vitesse de cette machine. Dans celle-ci, des régulateurs *PI* sont utilisés pour la régulation de la vitesse du moteur et des courants au sein d'une commande vectorielle à flux orienté. Les régulateurs *PI* sont ensuite remplacés par des régulateurs à modes glissants. Les performances des deux régulateurs *PI* et *RMG* seront analysés et comparés. La MSAP est ensuite commandée par une autre commande qui est la DTC. L'adjonction d'un régulateur *PI* au sein de cette commande donne de bonnes performances dynamiques.

Dans un second temps, on étudie la commande sans capteur de vitesse.

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

- par l'utilisation de la commande directe du couple associé à un observateur à mode glissant.

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

**Abstract :**

The permanent magnet machines have in recent years experienced a boom. It is through improving the qualities of permanent magnets (specifically using rare earth), the power electronics development and non linear technical control. In this paper, we present the model of permanent magnet synchronous motor in the coordinate system linked to the rotating field Park for its control. Firstly, we study the control with speed sensor of this machine. *PI* controllers are used for regulating the motor speed and the currents within a field oriented vector control. The *PI* controllers are then replaced by a sliding modes controller. Performance of the two regulators *PI* and *SMR* will be analyzed and compared. The PMSM is then controlled by the direct torque control (*DTC*). The addition of a *PI* controller in this control gives good dynamic performance.

In a second step we study the control without speed sensor.

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

- by the use of the direct torque control associated with a sliding mode observer.

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

**ملخص:**

الالات ذات المغناطيس الدائم شهدت انطلاقة كبيرة في السنوات الأخيرة. هذا بفضل التحسين في جودة المغناطيس الدائم (وخصوصا على وجه التحديد بواسطة الأتربة النادرة)، وبتطور إلكترونيك القوة ، وتطوير تقنيات التحكم غير الخطي. في هذه المذكرة عرض نمذجة لمحرك متزامن ذي مغناطيس دائم في المرجع المرتبط بالحقل الدوار لغرض التحكم فيه. أولا علينا أن ندرس التحكم في هذه الآلة مع لاقط السرعة. فيه يتم استخدام معدل (تناسبي تكاملي) من أجل تنظيم سرعة هذا المحرك و التيارات الكهربائية ضمن التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه. فيما بعد، المعدل (التناسبي التكاملي) يعوض من قبل معدل ذو النمط الإنزلاقي. وسوف يتم تحليل ومقارنة أداء المعدلين المستعملين. بعدئذ نتحكم في هذا المحرك بواسطة التحكم المباشر في عزم الدوران وفي التدفق، إضافة معدل للسرعة من نوع (تناسبي تكاملي) لهذا التحكم يعطي الأداء الديناميكي الجيد. في الخطوة الثانية نقوم بدراسة التحكم في هذه الآلة من دون لاقط للسرعة.

- باستخدام مراقب ذو النمط الإنزلاقي الذي يراقب السرعة انطلاقا من مقادير قابلة للقياس (الجهد، التيار) ضمن التحكم الشعاعي. - عن طريق استخدام التحكم المباشر في عزم الدوران وفي التدفق ضمن مراقب ذو النمط الإنزلاقي.

**الكلمات المفتاحية :** المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم ، التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه ، التحكم المباشر في العزم ، التحكم بدون لاقط للسرعة ، النمط الإنزلاقي ، مراقب ذو النمط الإنزلاقي.

## Liste des notations et symboles

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
FOC	Commande vectorielle à flux orienté
CSV	Commande à structure variable
RMG	Réglage par mode glissant
DTC	Commande directe du couple
OMG	Observateur à Mode Glissant
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Régulateur Proportionnel et Intégrale
P	Opérateur de Laplace
$p$	Nombre de paires de pôles
$a, b, c$	Axes liés aux enroulements triphasés
$d, q$	Axes du référentiel de <i>Park</i>
$\alpha, \beta$	Axes du référentiel statorique
$\theta$	Position angulaire du rotor par rapport au stator
$[P(\theta)]$	Matrice de <i>Park</i>
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tension statorique de la phase $a, b$ , ou $c$
$V_s$	Tension statorique
$V_d, V_q$	Tension statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Tension statorique sur l'axe $\alpha$ et l'axe $\beta$
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	Courant statorique de la phase $a, b$ , ou $c$
$I_s$	Courant statorique
$I_d, I_q$	Courant statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$	Courant statorique sur l'axe $\alpha$ et l'axe $\beta$
$E$	Tension d'entrée de l'onduleur
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique de la phase $a, b$ , ou $c$
$\varphi_d, \varphi_q$	Flux statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$	Flux statorique sur l'axe $\alpha$ et $\beta$
$\varphi_s$	Flux statorique
$\varphi_f$	Flux magnétique du rotor
$\Omega$	Vitesse mécanique de rotor
$J$	Moment d'inertie du moteur
$f_r$	Coefficient de frottement visqueux

$C_e$	Couple électromagnétique délivré par le moteur
$C_r$	Couple résistant, ou de charge
$\omega$	Vitesse de rotation électrique
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$L_d$	Inductance sur l'axe $d$
$L_q$	Inductance sur l'axe $q$
$L_s$	Inductance d'une phase statorique
$L_{s0}$	Inductance propre d'une phase statorique
$M_{s0}$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
$K_p, K_i$	Actions proportionnelle et intégrale
$T_d, T_q$	Constante de temps électrique relative à l'axe $d$ et à l'axe $q$
$x$	Vecteur d'état
$U$	Vecteur de commande
$U_{eq}$	Commande équivalente
$U_n$	Commande discontinue
$S(\Omega)$	Surface de glissement de la vitesse
$S(I_d)$	Surface de glissement du courant $I_d$
$S(I_q)$	Surface de glissement du courant $I_q$
$K_v, K_d, K_q$	Gains (les paramètres de la commande par mode glissant)
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
$\hat{x}$	Estimation de $x$
$t$	Temps

# Sommaire

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE .....</b>	<b>1</b>
------------------------------------	----------

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

I.1 INTRODUCTION.....	3
I.2 PRESENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	3
I.3 DOMAINES D'APPLICATION.....	5
I.4 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS.....	5
I.4.1 Mise en équations du modèle de la MSAP.....	6
I.4.2 Equation de la machine dans le repère de Park (d, q) .....	8
I.4.3 Passage du repère $d q$ au repère $\alpha \beta$ .....	9
I.4.4 Application de la transformation de Park à la MSAP .....	9
I.5 ÉXPRESSON DU COUPLE ÉLECTROMAGNTIQUE.....	10
I.6 MISE SOUS FORME D'ÉQUATION D'ÉTAT.....	11
I.7 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MSAP A VITESSE VARIABLE.....	11
I.7.1 Système d'alimentation de la MSAP.....	11
I.7.1.1 Modélisations du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	12
I.7.1.2 Modélisation du filtre.....	13
I.7.2 Onduleur de tension triphasé.....	14
I.7.2.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	14
I.7.2.2 Onduleur de Tension à <i>MLI</i> .....	17
I.7.2.2.1 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle.....	17
I.7.2.2.2 <i>MLI</i> Vectorielle.....	18
I.8 CONCLUSION.....	19

***Chapitre II: Commande Vectorielle de la MSAP***

II.1 INTRODUCTION.....	20
II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE .....	20
II.3 BLOC DE DÉFLUXAGE.....	22
II.4 DECOUPLAGE PAR COMPENSATION.....	23
II .5 LA RÉGULATION.....	25
II.5.1 Conception des Régulateurs .....	25
II.5.1.1 Action Proportionnelle ( $K_p$ ).....	25
II.5.1.2 Action Intégrale ( $K_i$ ).....	26
II.5.2 Calcul des Régulateurs.....	26
II.5.2.1 Régulateur des Courants.....	26
II.5.2.2 Calcul du Régulateur de vitesse.....	27
II.6 STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA ( <i>FOC</i> ) APPLIQUE A LA MSAP.....	28



II.7 RÉSULTAT DES SIMULATIONS ET DISCUSSION.....	29
II.8 CONCLUSION.....	38

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

III.1 INTRODUCTION.....	39
III.2 SYSTÈMES À STRUCTURES VARIABLES.....	39
III.3 CONFIGURATION DE BASE DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE.....	41
III.4 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT.....	42
III.4.1 Choix de la surface de glissement.....	42
III.4.2 Conditions d'existence de la convergence.....	44
III.4.2.1 Fonction directe de commutation.....	44
III.4.2.2 Fonction de <i>Lyapunov</i> .....	44
III.4.3 Détermination de loi de commande.....	45
III.4.3.1 La commande équivalente.....	45
III.4.3.2 La commande discontinue de base.....	46
III.5 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT À LA MSAP.....	50
III.5.1 Stratégie de réglage à trois surfaces.....	50
A. Commande du courant direct ( $i_d$ ).....	51
B. Commande de la vitesse.....	51
III.5.2 Résultats des Simulations et Discussion.....	52
III.6 ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA CSV ET LA COMMANDE <i>PI</i> .....	60
III.6.1 Comparaison au niveau de la variation de vitesse.....	60
III.6.2 Comparaison au niveau de la variation de charge.....	60
III.6.3 Comparaison au niveau de ' variation du couple résistant et inversion du sens de rotation' .....	60
III.7 CONCLUSION.....	64

### ***Chapitre IV: Commande de la MSAP par la DTC***

IV.1 INTRODUCTION.....	65
IV.2 PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE.....	66
IV.3 FONCTIONNEMENT ET SÉQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ.....	67
IV.4 STRATÉGIE DE COMMANDE DIRECTE DE COUPLE ET DE FLUX.....	68
IV.4.1 Contrôle du vecteur flux statorique .....	68
IV.4.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	70
IV.5 DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE.....	71
IV.5.1 Sélection du vecteur de tension.....	71
IV.5.2 Structure du système du contrôle direct du couple.....	73

IV.5.3 Estimation du flux statorique.....	73
IV.5.4 Estimation du couple électromagnétique.....	74
IV.6 ÉLABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE.....	74
IV.6.1 Correcteur de flux.....	74
IV.6.2 Correcteur de couple.....	76
A. Le correcteur à <i>deux niveaux</i> .....	76
B. Le correcteur à <i>hystérésis à trois niveaux</i> .....	76
IV.7 ÉLABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION.....	77
IV.8 STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA DTC APPLIQUÉE A LA MSAP.....	79
IV.9 RÉSULTATS DES SIMULATIONS ET DISCUSSION.....	80
IV.10 CONCLUSION.....	88

### ***Chapitre V: Commande sans capteur de vitesse de la MSAP***

V.1 INTRODUCTION.....	89
V.2 CONCEPTS D'ESTIMATEUR ET D'OBSERVATEUR.....	89
V.2.1 Estimateurs.....	89
V.2.2 Observateurs.....	90
V.3 CLASSIFICATION DES OBSERVATEURS.....	91
V.4 MÉTHODES DE COMMANDE SANS CAPTEUR MÉCANIQUE.....	92
V.4.1 Méthodes sans modèle.....	92
V.4.1.1 Estimation de la vitesse à partir des saillances magnétiques de la machine.....	92
V.4.1.2 Estimation basée sur l'intelligence artificielle.....	92
V.4.2 Méthodes avec Modèle.....	93
V.4.2.1 Méthodes à base d'estimateur.....	93
V.4.2.2 Méthodes à base d'observateur.....	93
A/ Observateur déterministe.....	94
B/ Observateur stochastique (Filtre de Kalman).....	94
V.5 OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS.....	94
V.6 SYNTHÈSE D'UN OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS D'ORDRE COMPLET.....	95
V.7 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA MSAP DOTÉE D'UN OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS.....	98
✓ Partie I (utilisation de la commande vectorielle( <i>FOC</i> )).....	98
A/ Schéma fonctionnel.....	98
B/ Résultats de simulation et discussion.....	99
✓ Partie II (utilisation de la commande <i>DTC</i> ).....	106
A/ Schéma fonctionnel.....	106

B/ Résultats de simulation et discussion.....	106
V.8 CONCLUSION.....	113
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE.....</b>	<b>114</b>
<b>ANNEXE</b>	
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	

---

---

## ***LISTE DES FIGURES***

Figure I.1: Différents types de rotors d'une MSAP .....	4
Figure I.2: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	6
Figure I.3: Représentation équivalente dans le repère de Park .....	8
Figure I.4: Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation .....	12
Figure I.5: Redresseur triphasé double alternance à diodes.....	12
Figure I.6: Représentation de la tension de sortie du redresseur.....	13
Figure I.7: Représentation d'un filtre passe- bas.....	13
Figure I.8: Schéma d'un onduleur de tension triphasé.....	15
Figure I.9: Génération des Signaux de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur.....	18
Figure I.10: Principe de <i>MLI</i> vectorielle.....	19
Figure II.1: Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant...	21
Figure II.2: Bloc de <i>défluxage</i> .....	22
Figure II.3: Description des couplages .....	23
Figure II.4: Découplage par compensation .....	24
Figure II.5: Commande découplée .....	25
Figure II.6: Représentation de la commande par <i>PI</i> .....	25
Figure II.7 : Boucle de régulation du courant $I_d$ .....	26
Figure II.8 : Boucle de régulation de vitesse .....	27
Figure II.9: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP .....	29
Figure II.10.a : Résultats de simulation du démarrage à vide .....	32
Figure II.10.b : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5.5 <i>N.m</i> à $t = 0.5$ s .....	33
Figure II.11 : Réponse de la commande pour une variation de la vitesse de référence.....	34
Figure II.12 : Résultats de simulation pour la variation de la charge.....	35
Figure II.13 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.....	36
Figure II.14 : Résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	37
Figure III.1: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase .....	40
Figure III.2: Configuration par changement de retour d'état .....	41
Figure III.3: Configuration avec changement de la structure par la commande.....	41
Figure III.4: Linéarisation exacte de l'écart .....	43

---



---

Figure III.5: Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface .....	45
Figure III.6: Commande équivalente $U_{eq}$ .....	46
Figure III.7: Fonction sign .....	47
Figure III.8: Fonction sign de la commande avec un seul seuil .....	48
Figure III.9: Fonction sign de la commande adoucie .....	48
Figure III.10 : Commande rendue continue .....	49
Figure III.11: Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces .....	50
Figure III.12.a : Résultats de simulation du démarrage à vide .....	54
Figure III.12.b : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de $5.5 N.m$ à $t = 0.5 s$ .....	55
Figure III.13: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.....	56
Figure III.14 : Résultats de simulation pour la variation de la charge.....	57
Figure III.15 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.....	58
Figure III.16 : Résultats de simulation pour variation de la résistance statorique et le couple de charge.....	59
Figure III.17: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.....	61
Figure III.18: Résultats de simulation pour une variation de la charge .....	62
Figure III.19: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.....	63
Figure IV.1: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP .....	66
Figure IV.2 Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en six secteurs angulaires.....	68
Figure IV.3: Evolution de l'extrémité de $\overline{\phi}_s$ pour $R_s \overline{I}_s$ négligeable.....	69
Figure IV.4 : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension $\overline{V}_s$ .....	70
Figure IV.5: Sélection du vecteur de tension selon la zone $N=k$ .....	72
Figure IV.6: Différents effets des vecteurs de tensions au début et à la fin de zone .....	73
Figure IV.7: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions .....	75
Figure IV.8: Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux .....	76
Figure IV.9: Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'une MSAP.....	80
Figure IV.10.a : Résultats de simulation de la DTC pour un démarrage à vide .....	83
Figure IV.10.b: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de $5.5 N.m$ à $t = 0.5 s$ .....	84

---

---

Figure IV.11: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence .....	85
Figure IV.12: Résultats de simulation de la DTC pour la variation de la charge.....	86
Figure IV.13: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation introduction et suppression de la charge.....	87
Figure V.1: Schéma bloc d'un observateur d'état.....	90
Figure V.2: Structure <i>MRAS</i> pour l'estimation de la vitesse.....	93
Figure V.3: Régulation de vitesse par la <i>FOC</i> d'une MSAP associé à un observateur à mode glissant .....	99
Figure V.4: Trajectoires du Benchmark commande: a -vitesse de référence ( <i>rad/s</i> ). b -Couple de charge ( <i>N.m</i> ).....	100
Figure V.5: Résultats de simulation pour Trajectoires du Benchmark.....	102
Figure V.6: Résultats de simulation pour la variation de la vitesse de référence.....	103
Figure V.7: Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation avec application de la charge.....	104
Figure V.8: Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation avec application de la charge.....	105
Figure V.9: Régulation de vitesse par la DTC d'une MSAP avec introduction d'un observateur à mode glissant.....	106
Figure V.10: Résultats de simulation pour Trajectoires du Benchmark.....	108
Figure V.11: Résultats de simulation pour la variation de la vitesse de référence.....	109
Figure V.12: Résultats de simulation pour variation de la charge.....	111
Figure V.13: Résultats de simulation pour inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.....	113

### ***LISTE DES TABLEAUX***

Tableau (IV-1) : Table de commutation .....	78
Tableau (IV-2) : Table de commande du flux.....	78
Tableau (IV-3) : Table de commande du couple.....	78
Tableau (IV-4) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.....	78
Tableau (IV-5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.....	79

---

# Introduction Générale

## INTRODUCTION GÉNÉRALE

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [1].

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

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [3].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [4].

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

La technique de la commande directe du couple (DTC) utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Cette technique permet de calculer les



grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans l'utilisation de capteurs mécaniques.

La commande sans capteur de vitesse est une technique de commande qui connaît un développement important ces dernières années notamment avec l'évolution de l'intégration des techniques nouvelles de l'intelligence artificielle telles que, les réseaux de neurones, la logique floue, les algorithmes génétiques, ...etc.

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la technique de commande sans capteur de vitesse associée à la commande directe du couple et à la commande vectorielle en utilisant un observateur à mode glissant (*OMG*) appliquée au moteur synchrone à aimants permanents à pôles lisses (*MSAP*). Ce travail se présente en cinq chapitres, selon l'ordre suivant:

- Le premier chapitre concerne, dans une première partie, la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI*.
- Le deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type *PI*.
- Le troisième chapitre est une étude détaillée de la commande à structure variable qui, par sa nature, est une commande non linéaire. On y présente les principes théoriques de cette commande et la conception des ses régulateurs. Finalement, Une étude comparative entre cette dernière et la commande *PI* est accomplie à travers des simulations numériques appliquées à la machine.
- Le quatrième chapitre présentera la *DTC* appliquée à la *MSAP*, alimenté par un onduleur triphasé de tension, et cela en présence d'une boucle de réglage de la vitesse. Un régulateur *PI* est utilisé pour le contrôle de la vitesse.
- Au dernier chapitre, on présentera quelques techniques de commande sans capteur de vitesse. D'autre part un observateur d'état d'ordre complet à modes glissants sera conçu, afin d'estimer l'état de la machine. Cela permettra, en plus de l'amélioration de la robustesse de la commande par *DTC* et par *FOC* de la *MSAP* vis-à-vis de différents modes de fonctionnement, d'éliminer le capteur de vitesse. Entre autres, la stabilité globale du système complet sera discutée à travers des résultats de simulation, et des conclusions seront avancées quant à la précision et la robustesse de la commande de vitesse sans capteur.

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

# Chapitre I

*Modélisation de la MSAP et de son  
Alimentation*

## I.1 INTRODUCTION

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu 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 [5].

Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et de l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents a pu s'imposer dans les systèmes d'entraînement. L'apparition d'aimants performants et le développement des composants de l'électronique de puissance ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à lancer des investigations dans le domaine des associations convertisseurs et machines électriques utilisant le moteur synchrone à aimants permanents.

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour palier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à *MLI*. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [6].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à *MLI*).

## I.2 PRÉSENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [4], [7].

Le rotor possède différentes configurations [4], [7], [8]. La figure (I.1) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

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

A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance  $L_d$  sur l'axe direct est égale à l'inductance  $L_q$  sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas.

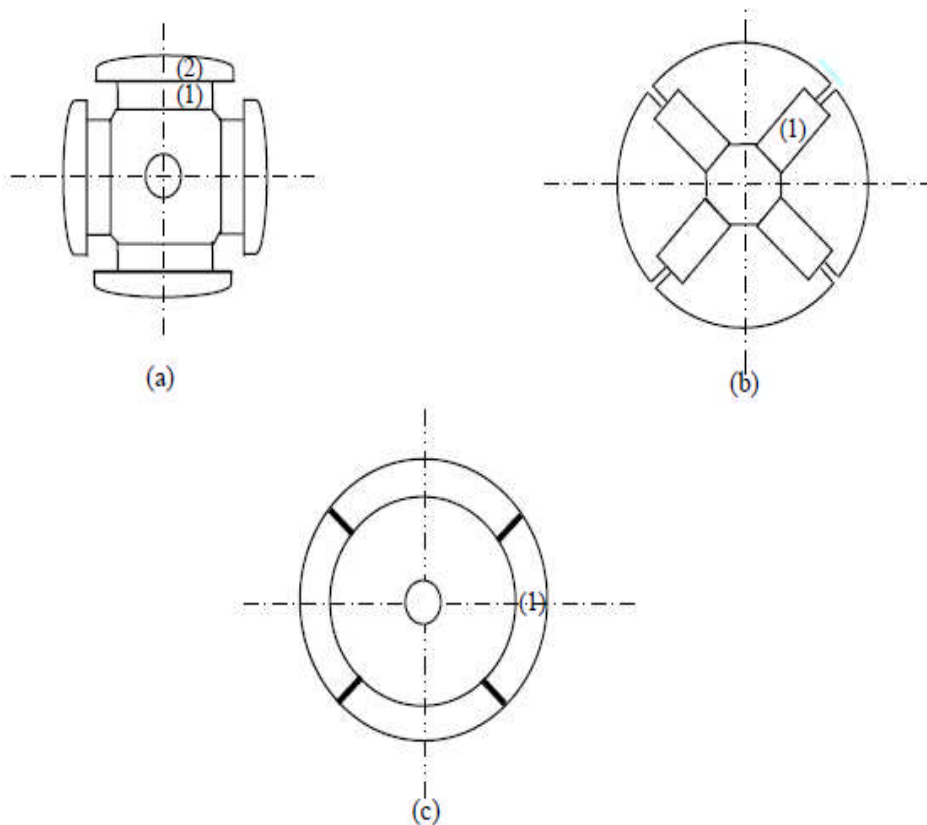


Figure I.1 : Différents types de rotors d'une MSAP.

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

**I.3 DOMAINES D'APPLICATION**

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) [2], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [9] :

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

**I.4 MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS**

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [4].

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références, sont [10] :

- résistance des enroulements invariables avec la température,
- effet de peau négligeable,
- absence de la saturation dans le circuit magnétique,
- machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées,
- parfaite symétrie de construction,
- répartition spatiale sinusoïdale, le long de l'entrefer, des forces magnétomotrices,
- entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable,
- pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) négligeables.

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

I.4.1 Mise en équations du modèle de la MSAP

La figure (I.2) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

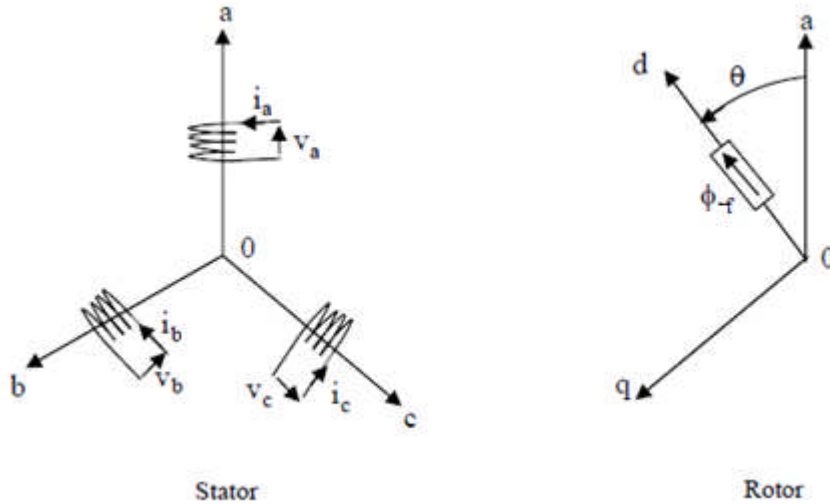


Figure I.2 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique [1], [11]. Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

- Equations électriques :

$$[V_{abc}]_s = [R_s][i_{abc}]_s + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc}] \tag{I.1}$$

- Équations magnétiques :

$$[\varphi_{abc}]_s = [L_s][i_{abc}]_s + [\varphi_{f,abc}] \tag{I.2}$$

Où :

$$[V_{abc}]_s = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques ;}$$

$$[i_{abc}]_s = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques ;}$$

$$[\varphi_{abc}]_s = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques ;}$$

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

$$[\varphi_{f.abc}] = [\varphi_{af} \quad \varphi_{bf} \quad \varphi_{cf}]^T \quad : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.}$$

On désigne par :

$[L_s]$ : Matrice d'inductances statorique. Elle contient des termes constants que nous regroupons dans  $[L_{s0}]$  et des termes variables dépendant de  $\theta$ , que nous regroupons dans  $[L_{s2}(\theta)]$ :

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

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} ; \quad [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Où :

$M_{s0}$  : inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

$L_{s0}$  : inductance propre d'une phase statorique,

$\theta$  : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

La dernière relation importante complétant le modèle de la MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad (I.4)$$

Avec :

- $J$  : Moment d'inertie de la partie tournante ;
- $\Omega$  : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;
- $C_e$  : Couple électromagnétique de la machine ;
- $C_r$  : Couple résistant, ou de charge ;
- $f_r$  : Coefficient de frottement.

### I.4.2 Equation de la machine dans le repère de Park (d, q)

Les équations obtenues dans le repère  $(a,b,c)$  sont fortement non-linéaires et couplées. Elles sont fonctions de la position du rotor  $\theta$ . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park. Cette transformation, appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes  $d$ - $q$  ou de *Park*. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel  $(a, b, c)$  en enroulements orthogonaux d'axes  $(d, q)$  tournant à une vitesse  $\omega$  par rapport au stator (figure I.3). Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse [12].

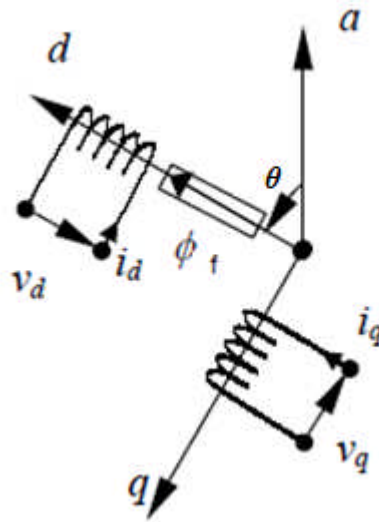


Figure I.3 : Représentation équivalente dans le repère de Park.

La transformation de Park est définie comme suit:

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (I.5)$$

Où  $X$  peut-être un courant, une tension ou un flux et  $\theta$  représente la position du rotor. Les termes  $X_d$ ,  $X_q$  représentent les composantes longitudinale et transversale des variables sratoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation  $[P(\theta)]$  est donnée par :



$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Où  $\theta$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

Dont la matrice inverse a pour forme:

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Avec  $\theta = \theta_s$  pour le stator et  $\theta = \theta_r$  pour le rotor.

Le moteur est supposé être connecté en étoile et forme donc un système équilibré  $I_a + I_b + I_c = 0$ . Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (I.6) est nulle.

### I.4.3 Passage du repère $dq$ au repère $\alpha\beta$

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation [17]:

$$[X_{\alpha\beta}] = [R][X_{dq}] \quad (\text{I.8})$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

### I.4.4 Application de la transformation de Park à la MSAP

On choisissant le référentiel de Park ( $d, q$ ) lié au rotor et en appliquant la transformation (I.5) au système (I.1), on obtient :

$$[V_{dq}] = [P(\theta)][V_{abc}]_s = [P(\theta)][R_s][i_{abc}]_s + [P(\theta)]\frac{d}{dt}[\varphi_{abc}]_s \quad (\text{I.10})$$

Ensuite, en se basant sur (I.7) et (I.1) on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{dq} \end{bmatrix} = [P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} + [P(\theta)]\left[\frac{d}{dt}[P(\theta)]^{-1}\right] \begin{bmatrix} \varphi_{dq} \end{bmatrix} + [P(\theta)]\left(\frac{d}{dt}[P(\theta)]^{-1}\right) \begin{bmatrix} \varphi_{dq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Du moment que  $[R_s]$  est diagonale, alors :

$$[P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1} = [R_s]$$

En utilisant :

$$[P(\theta)]\left(\frac{d}{dt}[P(\theta)]^{-1}\right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Et à l'aide de (I.11), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{dq} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dq} \end{bmatrix} + p\Omega \begin{bmatrix} \varphi_{dq}^* \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} V_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \varphi_{dq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\varphi_q \\ \varphi_d \end{bmatrix}.$$

Et la transformation (I.6) appliquée à (I.2) donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

## I.5 ÉXPRESSON DU COUPLE ÉLECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique  $C_e$  est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants du rotor et les pôles engendrés par les *FMMs* dans l'entrefer générées par les courants statoriques [5]. Ce couple développé par les machines synchrones à f.e.m. sinusoïdale et sans amortisseur peut être exprime par :

$$C_e = (m/2)p[(L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (\text{I.15})$$

Où :

$p$  : nombre de paires de pôles.

$m$  : nombre de phases de la machine.

Dans le cas où la machine est à pôles lisses ( $L_d = L_q$ ), cette équation se simplifie en:

$$C_e = \frac{m}{2} p \varphi_f i_q \quad (\text{I.16})$$

## I.6 MISE SOUS FORME D'ÉQUATION D'ÉTAT

Considérons les tensions ( $V_d, V_q$ ) comme grandeurs de commande, les courants statoriques ( $i_d, i_q$ ) comme variables d'état. A partir des équations (I.13), (I.14), on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\Omega \\ -\frac{L_d}{L_q} p\Omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p\Omega}{L_q} \end{bmatrix} [\varphi_f] \quad (\text{I.17})$$

Ce système se simplifie dans le cas d'une MSAP à rotor lisse ( $L_d=L_q=L_s$ ) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & p\Omega \\ -p\Omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p\Omega}{L_s} \end{bmatrix} [\varphi_f] \quad (\text{I.18})$$

## I.7 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MSAP A VITESSE VARIABLE

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir couple hors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système (la machine synchrone associée à un convertisseur statique). On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation de la MSAP [2].

### I.7.1 Système d'alimentation de la MSAP

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Figure (I.4) sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable [13].

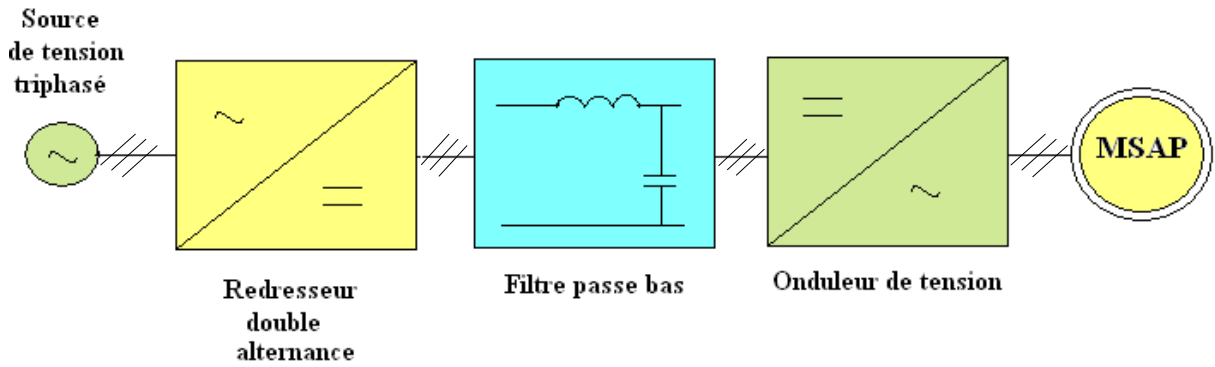


Figure I.4: Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [13]:

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

### I.7.1.1 Modélisations du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur <<alternatif/continu>>. Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la (Figure I.5).

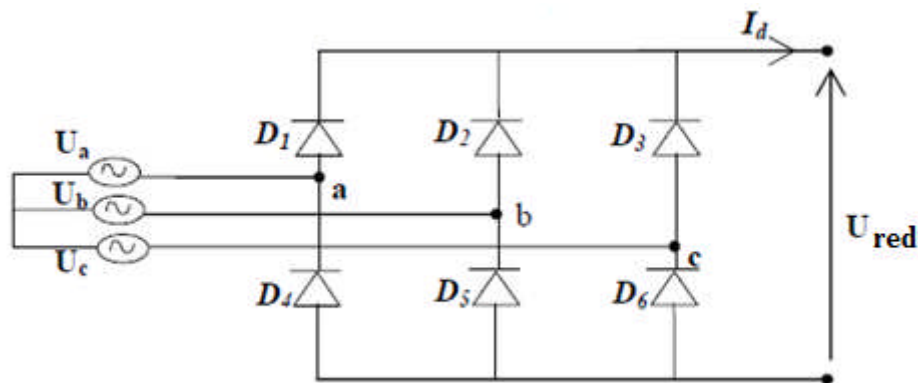


Figure I.5: Redresseur triphasé double alternance à diodes.

Ce redresseur comporte trois diodes ( $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$ ) à cathode commune assurant l'aller du courant  $i_d(t)$  et trois diodes ( $D_4$ ,  $D_5$  et  $D_6$ ) à anode commune assurant le retour du

courant  $i_d(t)$ . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension:

$$\begin{cases} U_a(t) = v_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = v_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.19)$$

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

$$U_{red}(t) = \max(U_a(t), U_b(t), U_c(t)) - \min(U_a(t), U_b(t), U_c(t)) \quad (I.20)$$

Cette tension est représentée par la Figure (I.6).

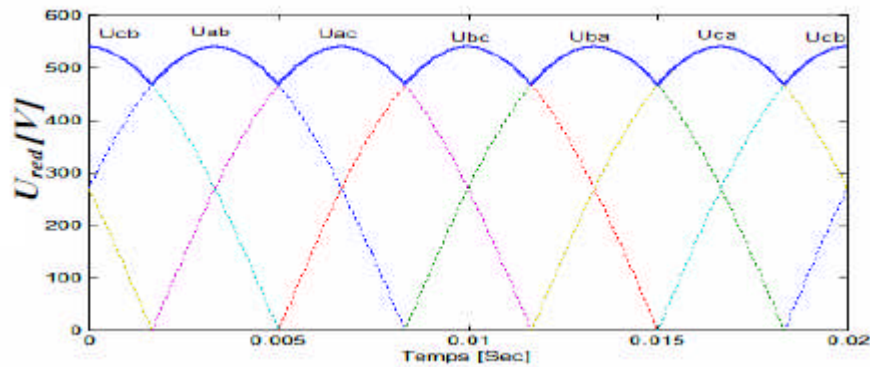


Figure I.6: Représentation de la tension de sortie du redresseur.

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage. La tension d'alimentation  $U_{dc}(t)$  de l'onduleur associé à la MSAP est générée par une cascade composée d'un redresseur et d'un filtre passe-bas schématisée par la (Figure I.7).

### I.7.1.2 Modélisation du filtre

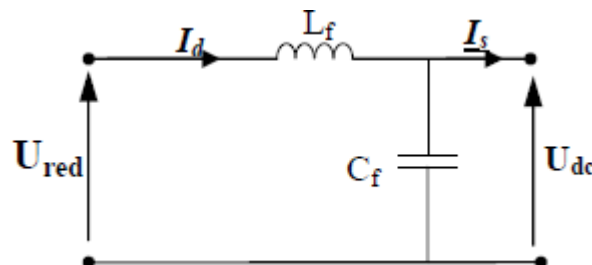


Figure I.7: Représentation d'un filtre passe-bas.

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

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (I.21)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(P) = \frac{U_{dc}(P)}{U_{red}(P)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} P)^2} \quad (I.22)$$

- Le rôle de la capacité  $C_f$  est d'assurer le caractère de la source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir de l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- Le rôle de l'inductance  $L_f$  est de lisser le courant  $I_d$  à travers la source de tension.
- La fréquence de coupure égale à : [16], [47]

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (I.23)$$

### I.7.2 Onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu /alternatif. Il est normalement alimenté à partir d'une source de tension continue  $E$ . La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres du récepteur, dans notre cas, la machine synchrone à aimants permanents. Nous pouvons trouver plusieurs structures d'onduleur de tension existantes, chacune est adaptée à une application ou à un cahier des charges spécifique. Dans notre étude, nous privilégions l'emploi d'un onduleur de tension triphasé classique à deux niveaux. Il est constitué de trois bras utilisant deux interrupteurs, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler et la fréquence de commutation désirée, avec des transistors MOS, des IGBTs ou des GTOs associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant (Figure I.8) [14].

#### I.7.2.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Nous considérons que la machine synchrone est couplée en étoile. Les tensions d'entrée de l'onduleur ( $V_{A0}$ ,  $V_{B0}$ ,  $V_{C0}$ ), sont référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée O. Le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu O de l'onduleur, par

conséquent la somme des courants des phases statoriques est nulle. Dans ce cas la mesure de deux courants de phase suffit [14]. La figure (I.8) illustre la structure de l'onduleur triphasé.

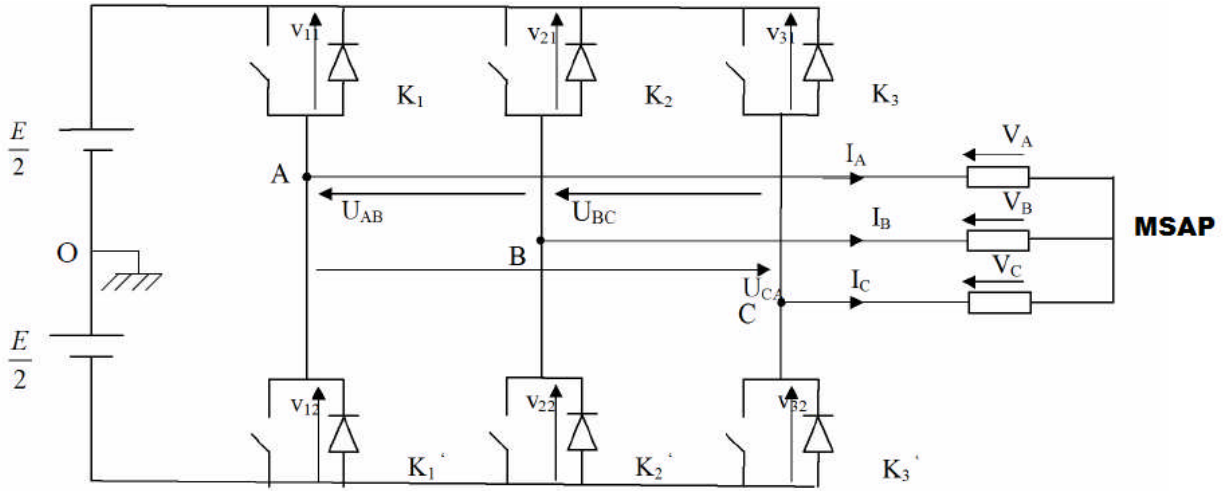


Figure I.8: Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Les interrupteurs  $K_1$  et  $K_1'$ ,  $K_2$  et  $K_2'$ ,  $K_3$  et  $K_3'$  doivent être complémentaires deux à deux, quelque soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande *MLI* ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie  $A, B, C$  et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension [15].

$$V_A - V_O = \frac{E}{2} \Rightarrow K_1 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_1 \text{ ouvert}$$

$$V_B - V_O = \frac{E}{2} \Rightarrow K_2 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_2 \text{ ouvert}$$

$$V_C - V_O = \frac{E}{2} \Rightarrow K_3 \text{ fermé}, -\frac{E}{2} \Rightarrow K_3 \text{ ouvert}$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur ainsi pour la première de ces tensions

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = E \quad \text{Si } K_1 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert}$$

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \quad \text{Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ fermés}$$

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = -E \quad \text{Si } K_1 \text{ ouvert et } K_2 \text{ fermé}$$

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = 0 \quad \text{Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouverts}$$

Son point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré on peut passer des tensions composées aux tensions simples  $V_A, V_B, V_C$  à la sortie de l'onduleur.

Pour que, quelle que soit leurs formes d'ondes, les trois courants  $I_A, I_B, I_C$  aient une somme nulle, il faut que leurs trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour

les divers harmoniques [15]. Si le récepteur est équilibré, si trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques, les produits impédances 'Z' courants, c'est-à-dire les tensions ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que les systèmes harmoniques successifs, en ajoutant toutes ces sommes on obtient la somme nulle des trois tensions.

A cause de l'équilibre du récepteur:

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad \text{Entraîne} \quad V_A + V_B + V_C = 0$$

On peut donc écrire :

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{1}{3}(V_A - V_B) - \frac{1}{3}(V_C - V_A) \\ V_B &= \frac{1}{3}(V_B - V_C) - \frac{1}{3}(V_A - V_B) \\ V_C &= \frac{1}{3}(V_C - V_A) - \frac{1}{3}(V_B - V_C) \end{aligned} \quad (I.24)$$

On obtient finalement :

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{1}{3}[2(V_A - V_O) - (V_B - V_O) - (V_C - V_O)] \\ V_B &= \frac{1}{3}[-(V_A - V_O) + 2.(V_B - V_O) - (V_C - V_O)] \\ V_C &= \frac{1}{3}[-(V_A - V_O) - (V_B - V_O) + 2.(V_C - V_O)] \end{aligned} \quad (I.25)$$

Si  $V_{AO}$ ,  $V_{BO}$  et  $V_{CO}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$  sont les tensions de sorties de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent, L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu - alternatif (DC-AC).

On aura alors :

$$[V_{ABC}] = [T][V_{DC}] \quad (I.26)$$

Avec :

$$[V_{ABC}] = [V_A \quad V_B \quad V_C]^T : \text{Tension alternative équilibrée.}$$

$$[V_{DC}] = [V_{AO} \quad V_{BO} \quad V_{CO}]^T = E [C_{K1} \quad C_{K2} \quad C_{K3}]^T : \text{Tension continue.}$$

$$C_{Ki} = \begin{cases} 1 \\ \text{ou(exclusif)} \\ 0 \end{cases} \quad i=1, 2, 3 \text{ (commutations supposées idéales).}$$

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Ainsi l'onduleur est modélisé par cette matrice de transfert [T].



L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la Modulation de Largeur d'Impulsions *MLI*.

### I.7.2.2 Onduleur de Tension à *MLI*

Plusieurs types de *MLI* se présentent pratiquement, dont on peut citer: [2]

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

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée, et la troisième technique qui est dédiée entre autres à la DTC à laquelle on s'intéresse.

#### I.7.2.2.1 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle

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

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

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

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [5].

La commande *MLI* est caractérisée par les deux paramètres suivants : [16]

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

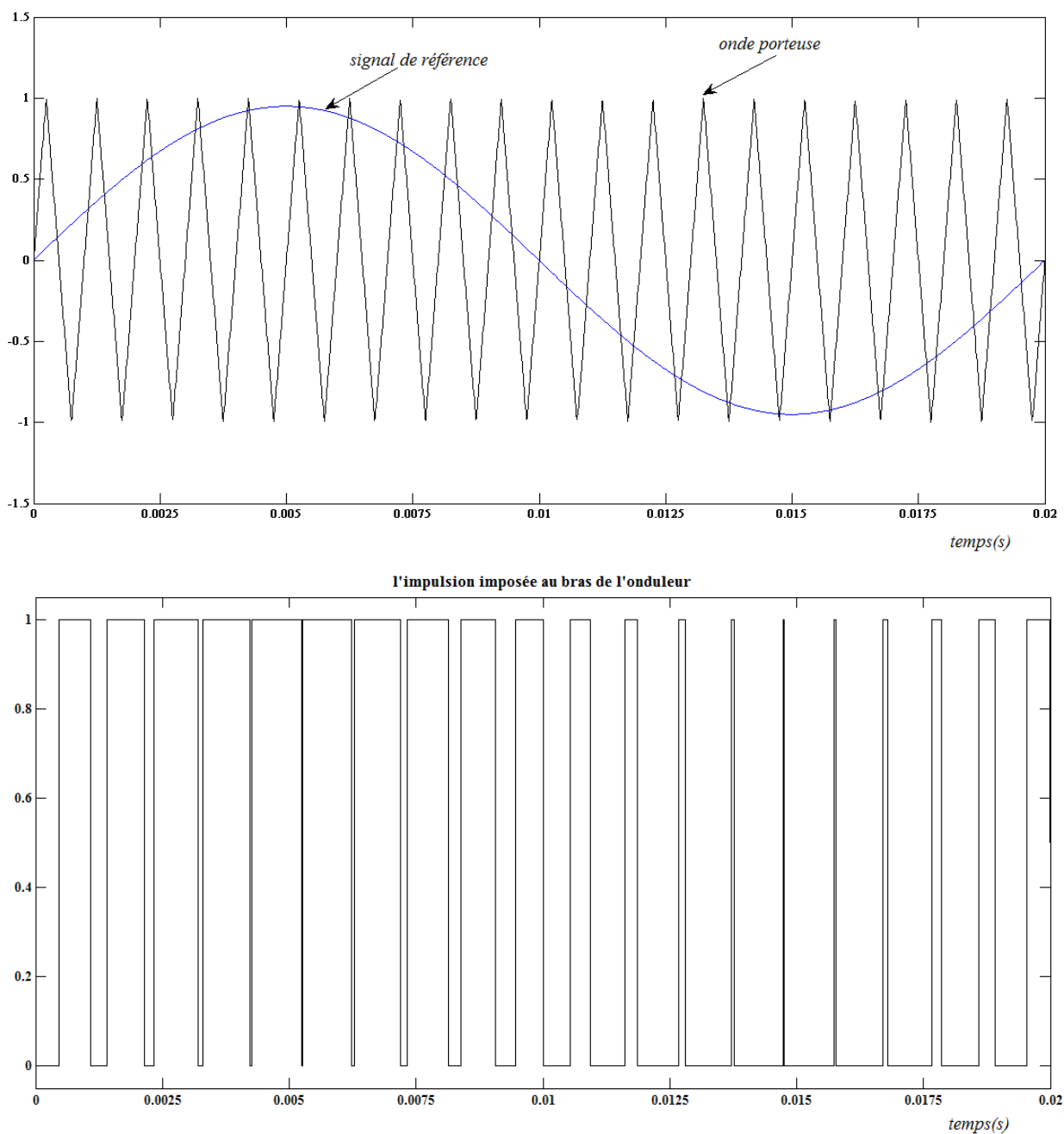


Figure I.9: Génération des Signaux de commande *MLI* sinus-triangle de l'onduleur.

### I.7.2.2.2 *MLI* Vectorielle

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles. Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan  $(\alpha, \beta)$  par huit vecteurs de tension notés de  $\vec{V}_0$  à  $\vec{V}_7$  ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant répartis régulièrement à tous les  $60^\circ$ . Le principe de *MLI* vectorielle consiste à projeter le vecteur  $\vec{V}_s$  de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections,

assurant le calcul des temps de commutations désirées, correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons  $t_i$  et  $t_{i+1}$  ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période  $T_{com}$  de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à  $T_{com}$ . [25].

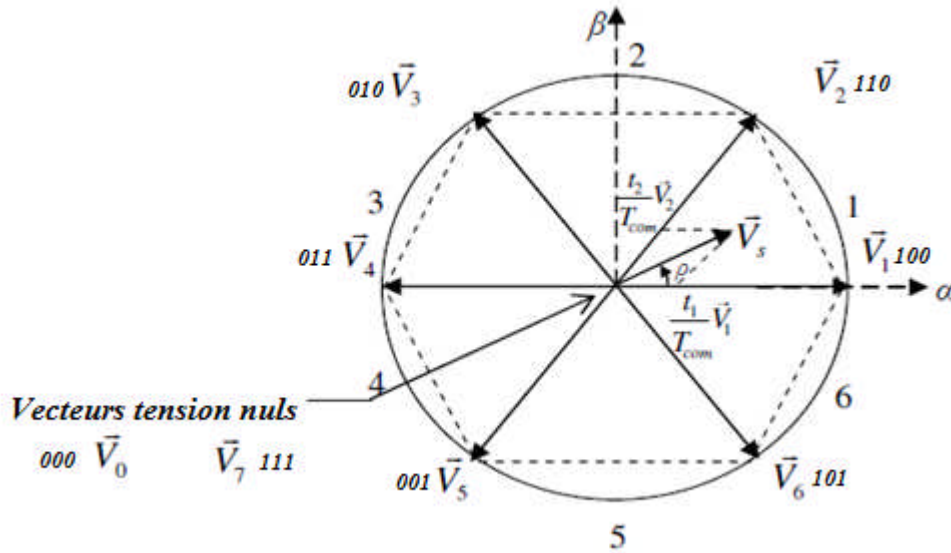


Figure I.10: Principe de MLI vectorielle.

### I.8 CONCLUSION :

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

# Chapitre II

*Commande Vectorielle de la MSAP*

## II.1 INTRODUCTION

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans le repère de *Park* est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique [17].

Le découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en lui appliquant la théorie de la commande par flux orienté, théorie dite de commande vectorielle. Elle est aussi commandée par orientation de flux et notée *FOC* (Field Oriented Control). Cette dernière a été proposée en 1971 par *Blashke*. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'état, le second, le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée. [18]

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (*PI*), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe *d* (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe *q* (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [12].

Cette commande a été rendue possible grâce au développement des technologies de semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques (diminution des temps de commutation) et dans les unités de calcul (*DSP*) [19].

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

## II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe *d* et axe *q*) [5].

Habituellement, la composante d'axe '*d*' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe '*q*' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple [5].

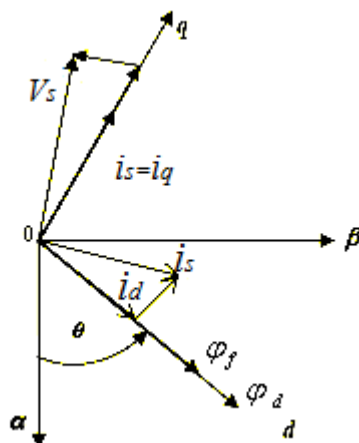


Figure II.1: Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant.

La figure (II.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle  $\theta$  par rapport à l'axe  $\alpha$ , du référentiel  $(\alpha, \beta)$  liée au stator. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante  $i_q$  soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante  $i_d$  du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant  $i_d$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation). D'autre part, si le courant  $i_d$  est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant  $i_d$  doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant[20].

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

Donc :

$$\varphi_d = \varphi_f \quad (\text{II.2})$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

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

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

$$C_e = k_t i_q \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{II.5})$$

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

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{\max} \quad (\text{II.6})$$

Où :  $i_{\max}$  est le courant maximal.

### II.3 BLOC DE DÉFLUXAGE :

Le bloc de defluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnetiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ; ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante: [3], [16], [5], [21].

$$\begin{aligned} \checkmark \quad \text{sous-vitesse:} \quad & \varphi_{ref} = \varphi_{nom} && \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \checkmark \quad \text{sur-vitesse:} \quad & \varphi_{ref} = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \varphi_{nom} && \text{pour } |\Omega| > \Omega_{nom} \end{aligned}$$

Avec :

$\Omega_{nom}$  : La vitesse de rotation nominale,

$\varphi_{nom}$  : Le flux rotorique nominale,

$\varphi_{ref}$  : Le flux rotorique de référence.

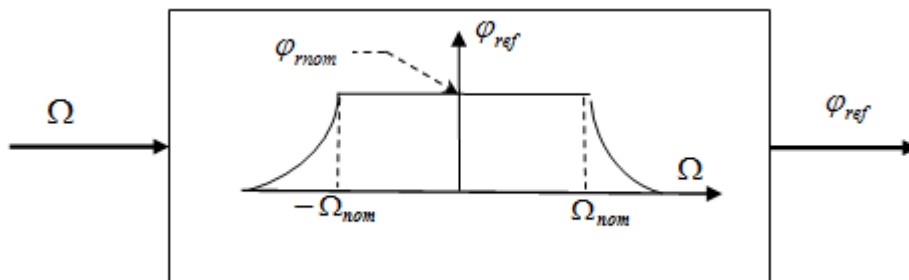


Figure II.2: Bloc de *défluxage*.

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

En faisant appel aux équations électriques et magnétiques [d'après (I.18)], on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande.

$$\begin{cases} R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} = V_d + p\Omega L_s i_q \\ R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} = V_q - p\Omega L_s i_d - p\Omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_s P)I_d - \omega L_s I_q \\ V_q = (R_s + L_s P)I_q + \omega(L_s I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec:

$$\omega = p\Omega \quad (\text{II.9})$$

Ces équations donnent la structure de commande en tension.

#### II.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 possibles 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' [4].

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [3].

La figure(II.3) représente le couplage entre les axes d et q.

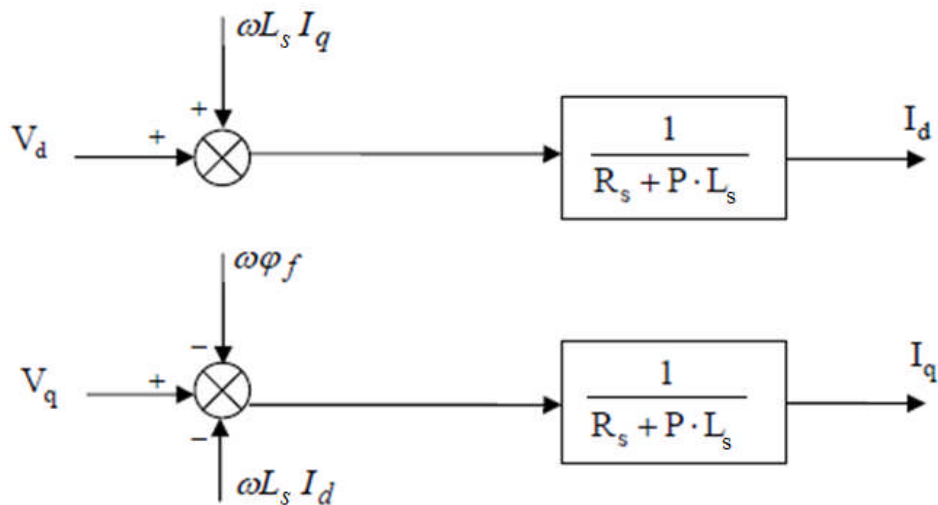


Figure II.3: Description des couplages.



A partir des équations (II.8), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure II.4).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe en deux parties :

$$\begin{cases} V_d = V_d' + e_d \\ e_d = -\omega.L_s.I_q \end{cases} \quad (II.10)$$

Alors :

$$\frac{I_d}{V_d'} = \frac{1}{R_s + PL_s} \quad (II.11)$$

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

$$\begin{cases} V_q = V_q' + e_q \\ e_q = \omega.L_s.I_d + \omega\varphi_f \end{cases} \quad (II.12)$$

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

$$\frac{I_q}{V_q'} = \frac{1}{R_s + PL_s} \quad (II.13)$$

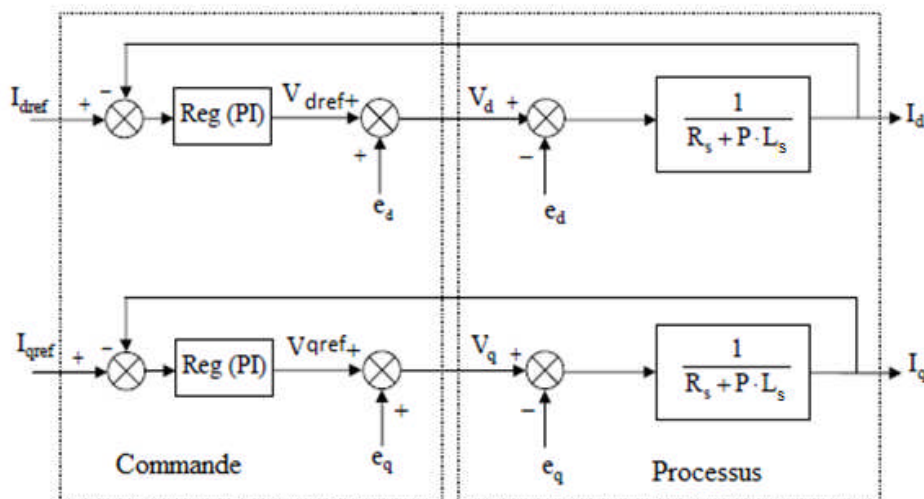


Figure II.4: Découplage par compensation.

Le terme  $e_q$  a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le découplage des deux axes  $d$  et  $q$ . De la même manière que pour le courant  $I_d$ , le terme  $e_d$  est utilisé pour éliminer le découplage [17].

Nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.e.m ( $e_q, e_d$ ) sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément [17].

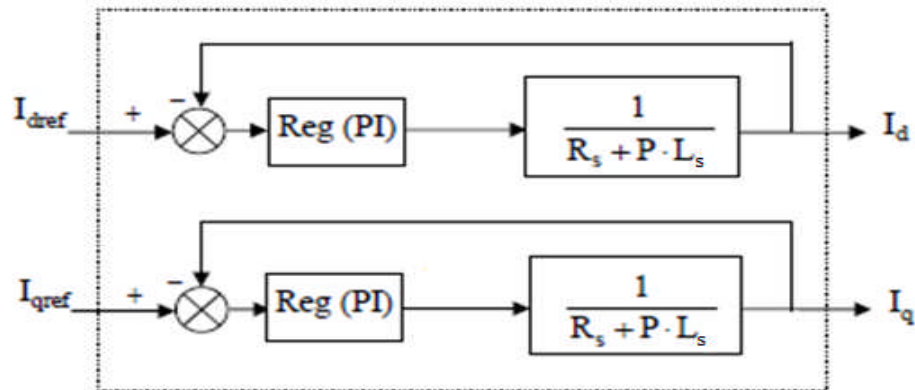


Figure II.5: Commande découplée.

## II .5 LA RÉGULATION

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type *PI* ou *PID* sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [22].

### II.5.1 Conception des Régulateurs

Soit  $Y^*(t)$  le signal à poursuivre, et  $Y(t)$  le signal de sortie du système à contrôler [23].

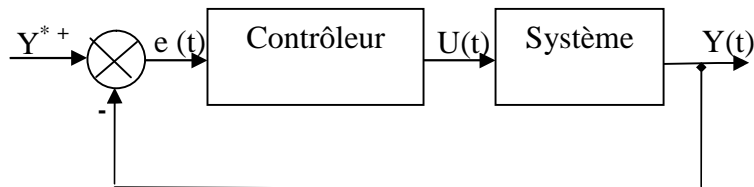


Figure II.6: Représentation de la commande par *PI*.

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \tag{II.14}$$

#### II.5.1.1 Action Proportionnelle ( $K_p$ )

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

**II.5.1.2 Action Intégrale ( $K_i$ )**

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

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

**II.5.2 Calcul des Régulateurs**

**II.5.2.1 Régulateur des Courants**

Les paramètres des régulateurs sont choisis de telle manière que le zéro introduit par chacun d'eux soit compensé par la dynamique du courant (figure II.7) [5], [24].

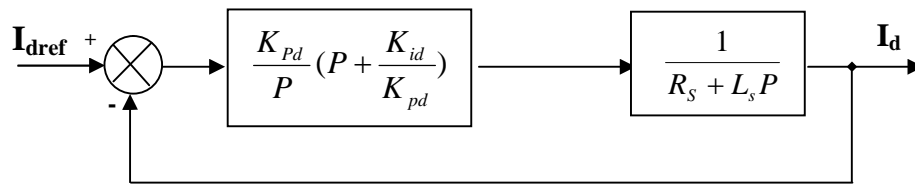


Figure II.7 : Boucle de régulation du courant  $I_d$ .

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant  $I_q$ .

La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à :

$$G_d(P) = \frac{1}{R_s + L_s P} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_d P} \tag{II.15}$$

Avec:  $T_d = \frac{L_s}{R_s}$  (II.16)

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

Cependant, pour déterminer les constantes du correcteur, on dégage la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{od}(P) = \frac{K_{id}}{P} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} P\right) \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_d P} \tag{II.17}$$

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du système en boucle ouverte, c-à-dire :

$$T_d = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \tag{II.18}$$

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

$$G_{fd}(P) = \frac{I_d}{I_{dref}} = \frac{G_{od}}{1 + G_{od}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}}P} = \frac{1}{1 + \tau_d P} \quad (\text{II.19})$$

En choisissant ( $\tau_d = T_d$ ), donc: 
$$K_{id} = \frac{R_s}{T_d} = \frac{R_s^2}{L_s}$$

D'où : 
$$K_{pd} = K_{id} \cdot T_d$$

### II.5.2.2 Calcul du Régulateur de vitesse

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \implies \Omega = \frac{C_e - C_r}{JP + f_r} \quad (\text{II.20})$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

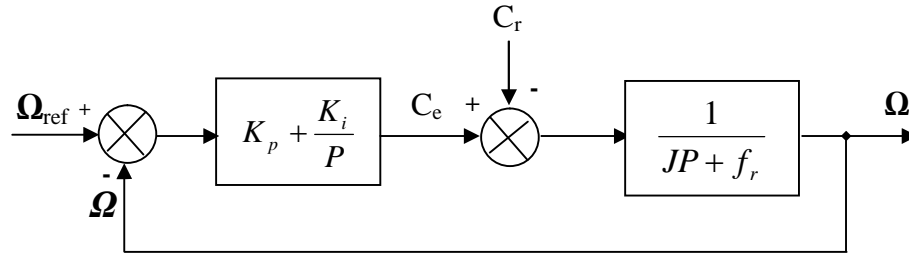


Figure II.8 : Boucle de régulation de vitesse.

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

$$K_p + \frac{K_i}{P} = \frac{K_p}{P} \left( P + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{II.21})$$

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

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{P} \left( P + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{JP + f_r} \quad (\text{II.22})$$

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

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_p \left( P + \frac{K_i}{K_p} \right)}{JP^2 + (f_r + K_p)P + K_i} \quad (\text{II.23})$$

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

$$\frac{1}{\omega_0^2} P^2 + \left( \frac{2\zeta}{\omega_0} \right) P + 1 = 0 \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Alors: } \begin{aligned} \frac{J}{K_i} &= \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{K_p + f_r}{K_i} &= \frac{2\zeta}{\omega_0} \end{aligned}$$

Avec:

$\zeta$  : Coefficient d'amortissement.

On choisit alors le coefficient d'amortissement  $\zeta$  et  $\omega_0$  on déduit  $K_i$  et  $K_p$  :

$$\text{Avec : } K_i = J \omega_0^2 \quad (\text{II.25})$$

$$K_p = \frac{2 \zeta K_i}{\omega_0} - f_r$$

Si on pose :  $\xi = 1$  et  $f_r = 0$

$$\text{On obtient : } \begin{cases} K_i = \frac{4 J}{\tau^2} \\ K_p = K_i \cdot \tau \end{cases} \quad \text{avec : } \tau = \frac{L_s}{R_s} \quad (\text{II.26})$$

## II.6 STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA (FOC) APPLIQUÉ A LA MSAP :

Le schéma de la régulation par régulateur  $PI$  de la MSAP au sein de la commande vectorielle à flux rotorique orienté (FOC) avec capteur de vitesse est représenté dans la figure(II.9). On effectue un ensemble d'essais pour tester les performances de la commande associée au régulateur  $PI$ .

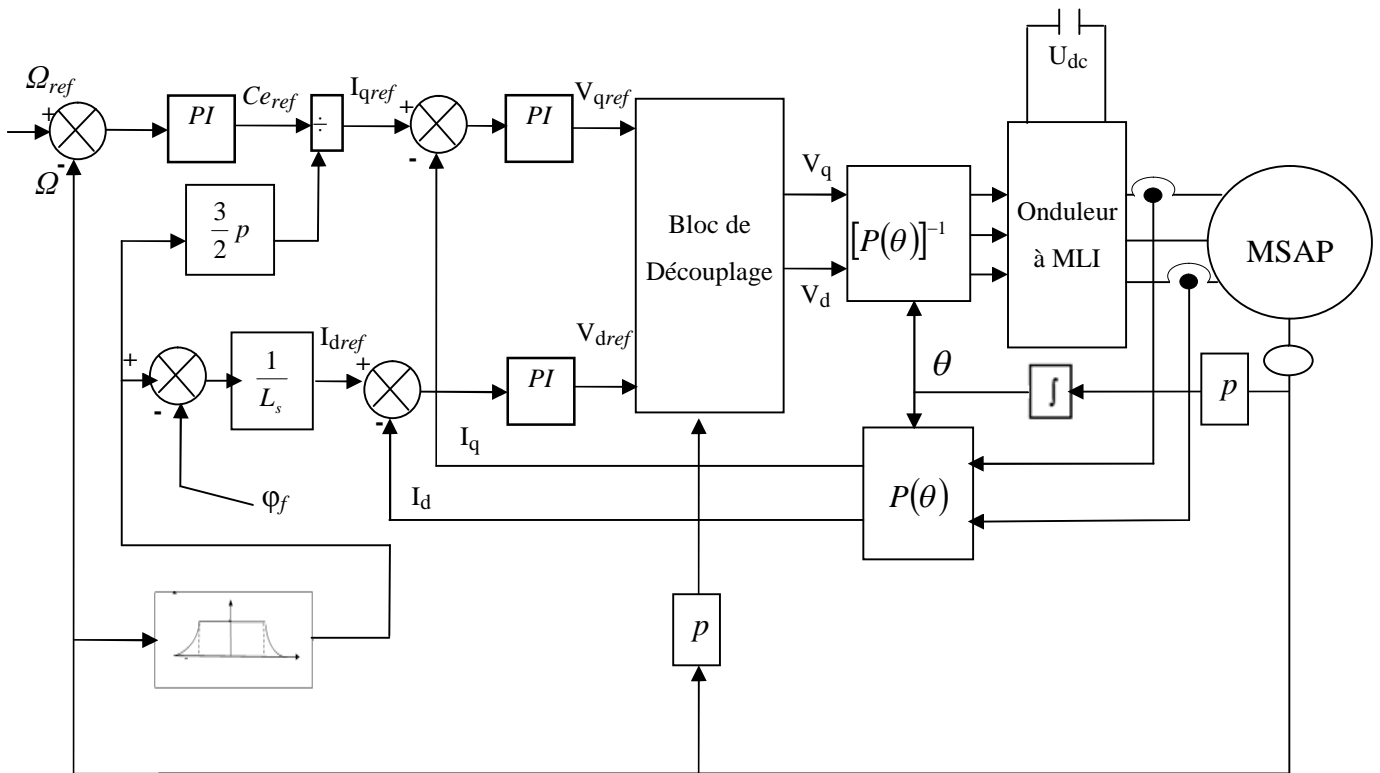


Figure II.9: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

## II.7 RÉSULTAT DES SIMULATIONS ET DISCUSSION

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur  $PI$  de la MSAP. Le système est simulé sous Matlab-Simulink.

Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de  $10 \mu s$  (ce choix influe nettement les ondulations de flux et de couple et la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur, donc on doit utiliser une période d'échantillonnage compromise).

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une annexe placée à la fin de ce mémoire. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine.

### II.7.1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de  $100 \text{ (rad/s)}$ . La figure (II.10.a), et (II.10.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge. On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. A prés l'application de la charge à l'instant  $t=0.5s$  ( $C_r = 5.5N.m$ ), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de

référence. L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine, ( $i_d=0$ ) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante  $i_q$ . Comme la machine est entraînée à une vitesse inférieure à la vitesse nominale ( $\Omega_{nom}=104,67$ ), le flux d'entrefer est égal au flux rotorique ce qui donne un courant  $i_d$  nul ( $\varphi_d = \varphi_f$ ).

Et afin de tester les performances de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués, changement de la référence de vitesse, variation de la charge, l'inversion du sens de rotation et variation du couple de charge, variation 'de la résistance statorique et du couple de charge'.

### II.7.2 Changement de la référence de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de  $\Omega_{ref} = 100 (rad/s)$  à  $\Omega_{ref} = 150 (rad/s)$  à l'instant  $t=0.5s$ . La figure (II.11) montre que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant  $i_q$  est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

Aussi, on remarque une diminution en valeur du flux 'd'et du courant  $i_d$  à cause du fonctionnement en mode de défluxage de la machine, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

### II.7.3 Essai de la variation de la charge

La figure (II.12) montre la réponse de la MSAP pour la variation de la charge.

On introduit à l'instant  $t=0.2s$  un couple de  $3 N.m$  après un démarrage à vide, puis on applique un autre couple de  $6 N.m$  à l'instant  $t=0.5s$ , qu'on annule à l'instant  $t=0.7s$ .

Cette figure montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, le flux et les courants sont influencées par cette variation. On constate également que le couple suit sa consigne. Le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est performante de point de vue variation de la charge.

**II.7.4 Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation**

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de la vitesse de  $\Omega_{ref}=100(rad/s)$  à  $\Omega_{ref} = -100 (rad/s)$  à  $t=0.5s$ . Cependant, on introduit à l'instant  $t=0.25s$  un couple de  $6 N.m$  après un démarrage à vide qu'on annule à l'instant  $t=0.5s$ . Ensuite on applique un couple de  $6 N.m$  à  $t=0.7s$ . La figure (II.13) montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, le flux et les courants sont influencées par cette variation. On constate également que le couple suit sa consigne. Le courant de phase suit la variation de la charge et l'inversion de sens de rotation, donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

**II.7.5 Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge**

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant  $t=0.2s$ , on applique un couple résistant  $C_r=6 N.m$ . À l'instant  $t=0.5s$ , on augmente de la valeur de la résistance statorique de  $+ 250\%$  de sa valeur nominale. A partir de la figure (II.14), on constate que la dépendance de la loi de commande de la FOC de la résistance statorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.



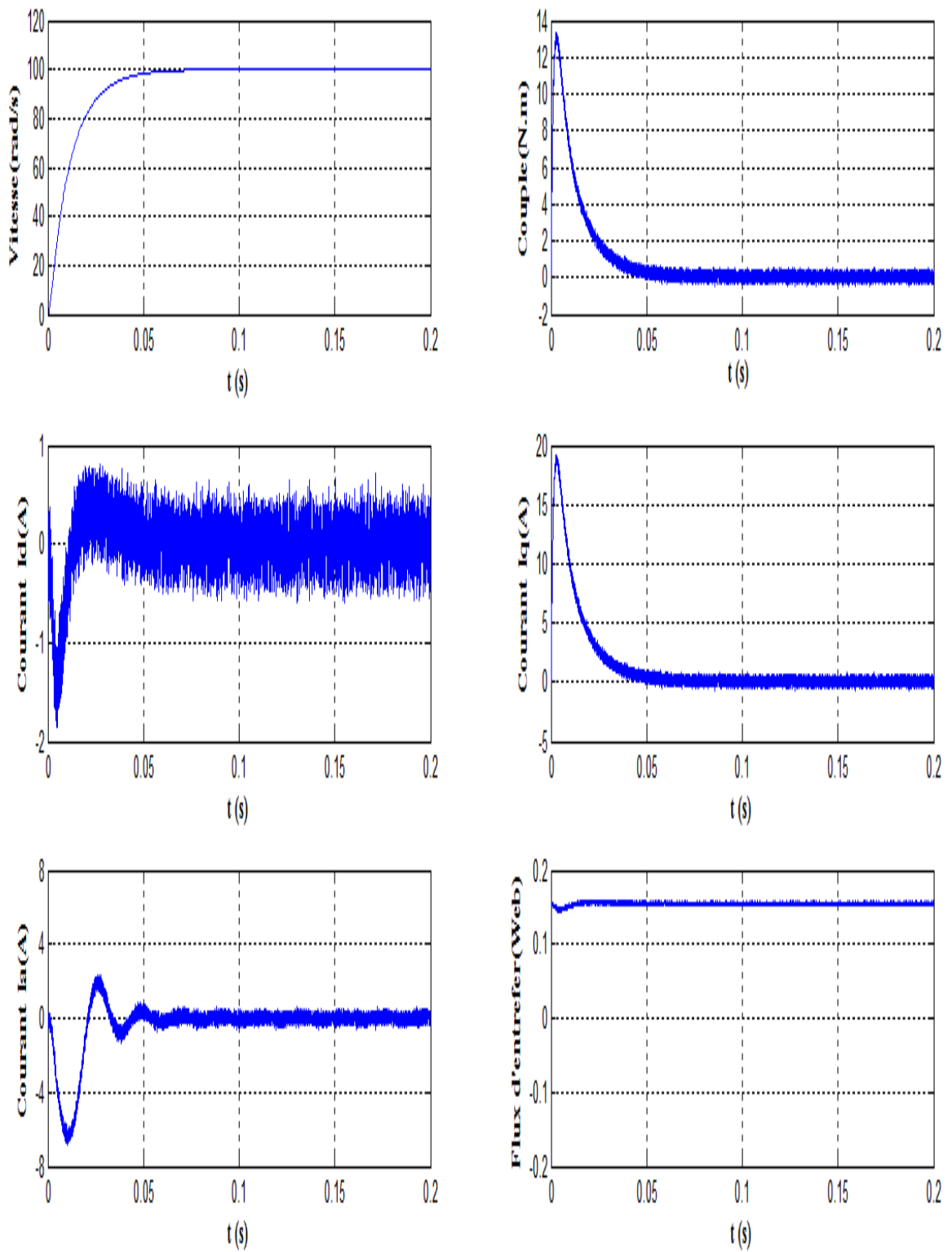


Figure II.10.a : Résultats de simulation du démarrage à vide.

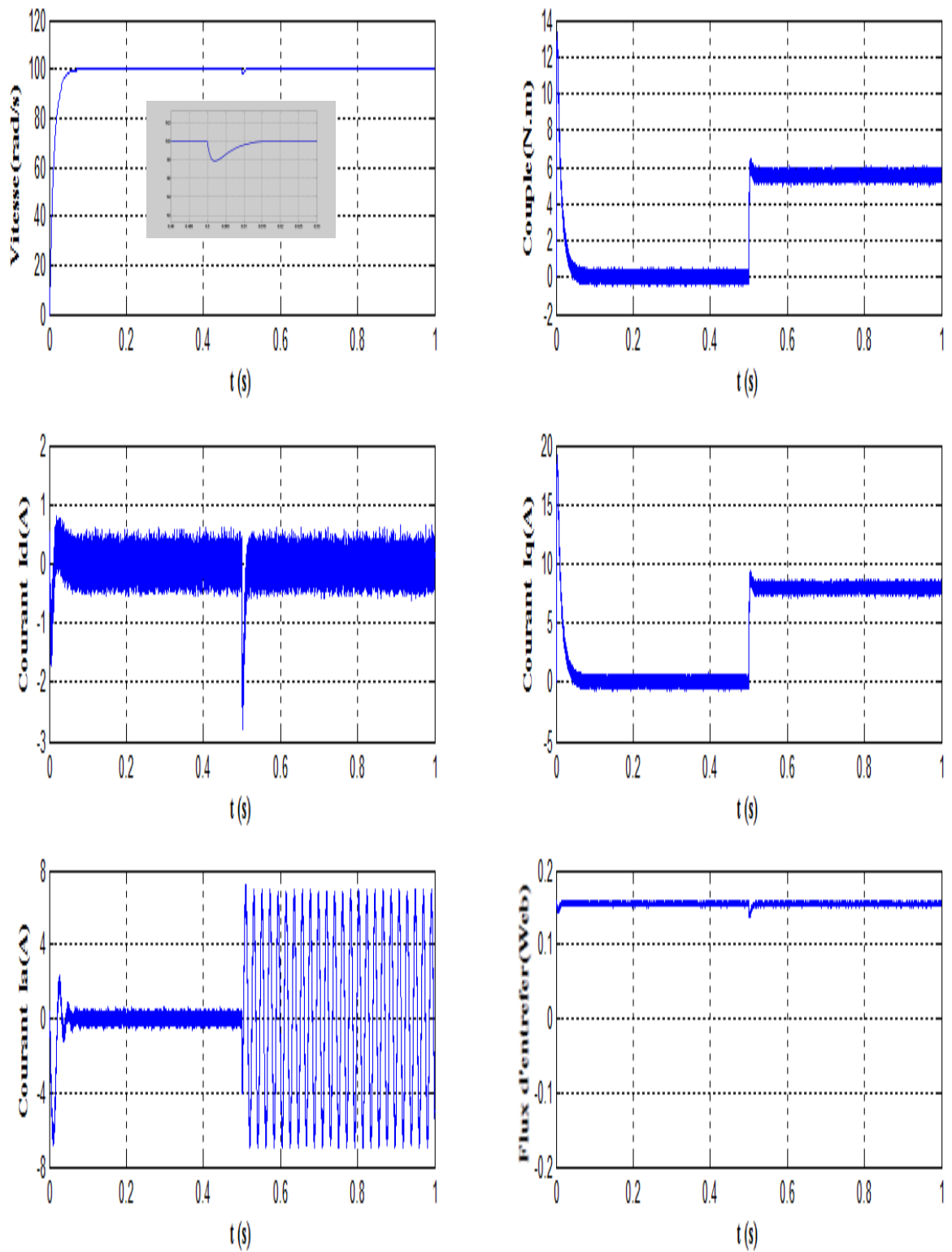


Figure II.10.b : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de  $5.5 \text{ N.m}$  à  $t = 0.5 \text{ s}$ .

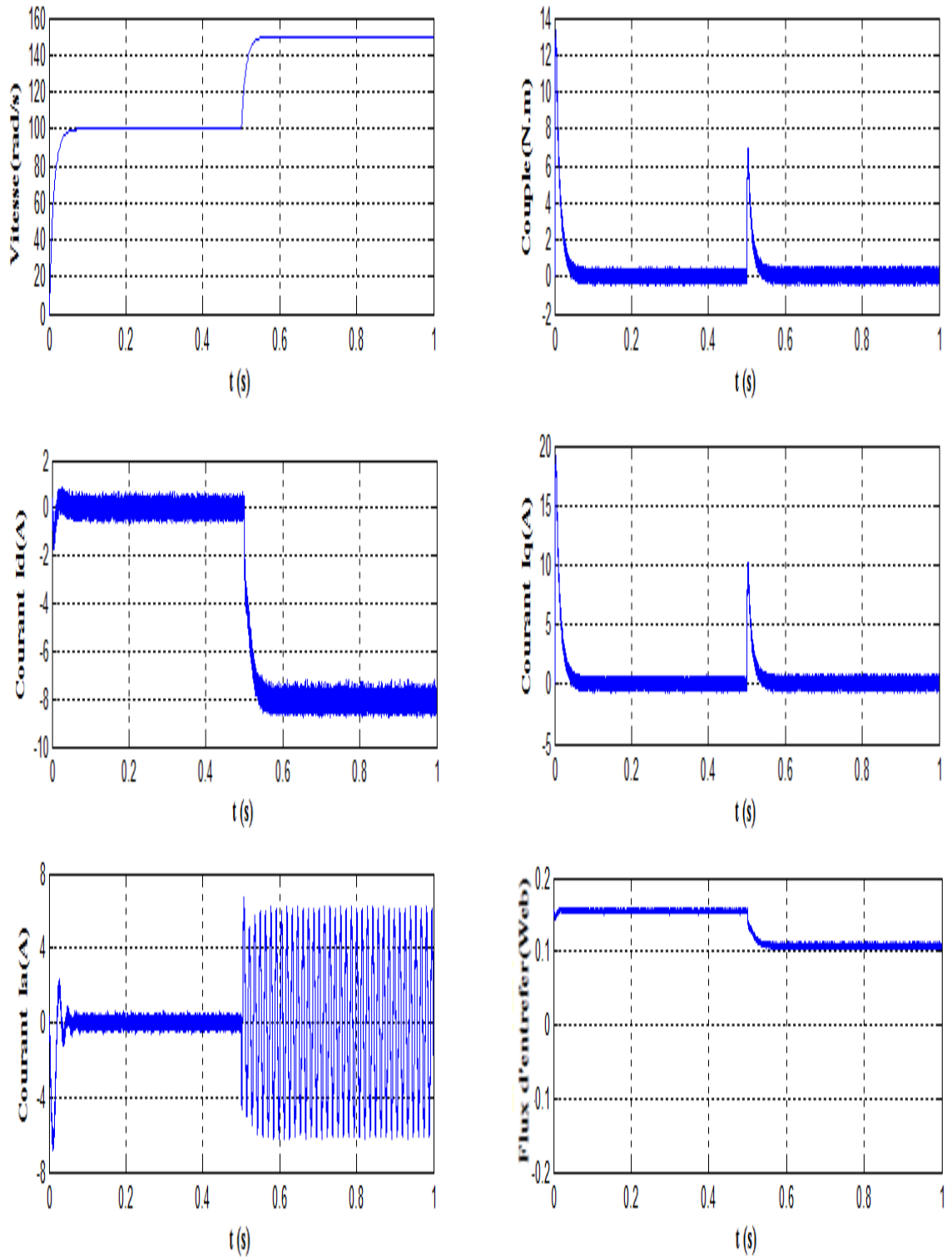


Figure II.11 : Réponse de la commande pour une variation de la vitesse de référence.

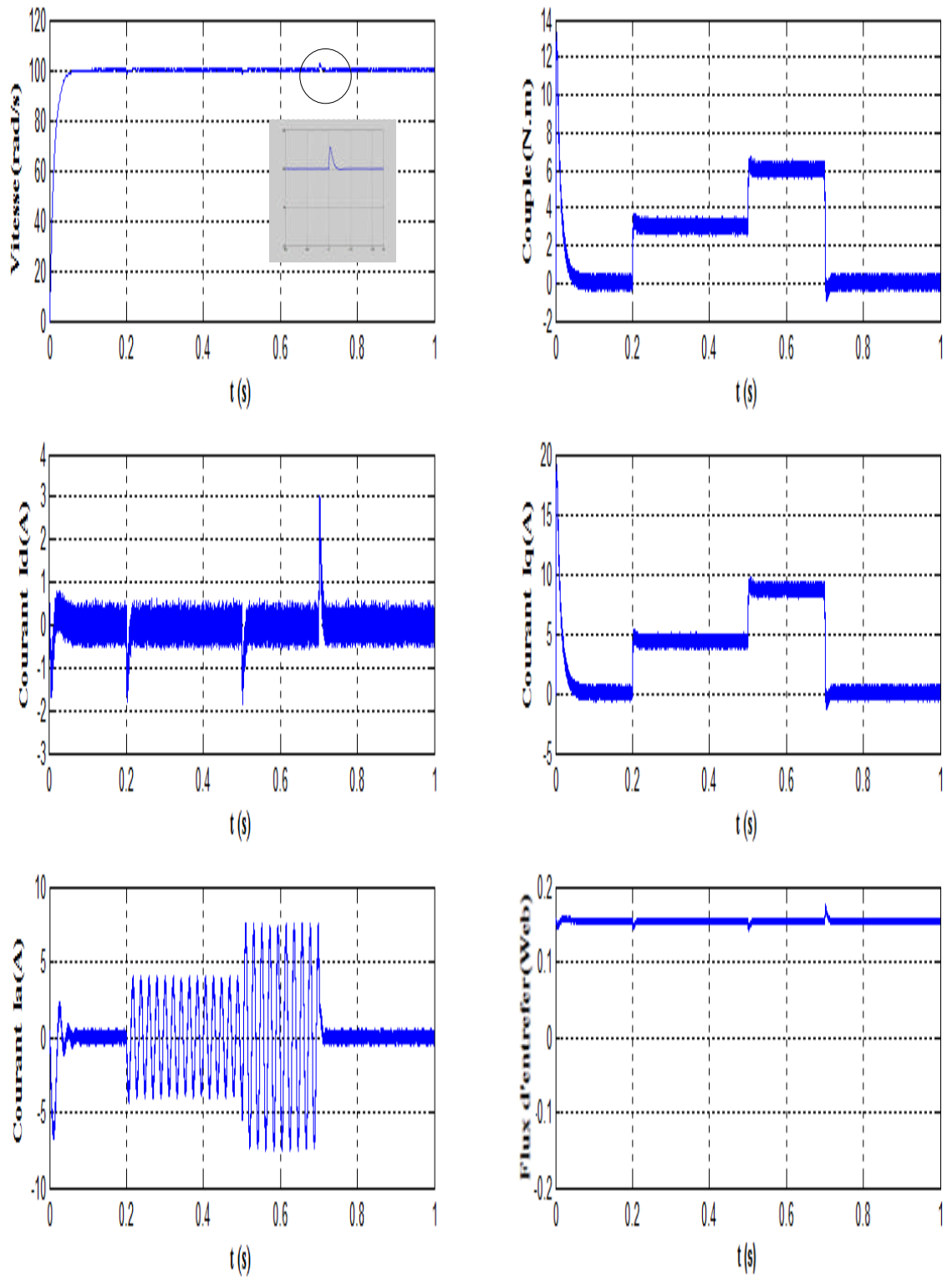


Figure II.12 : Résultats de simulation pour la variation de la charge.

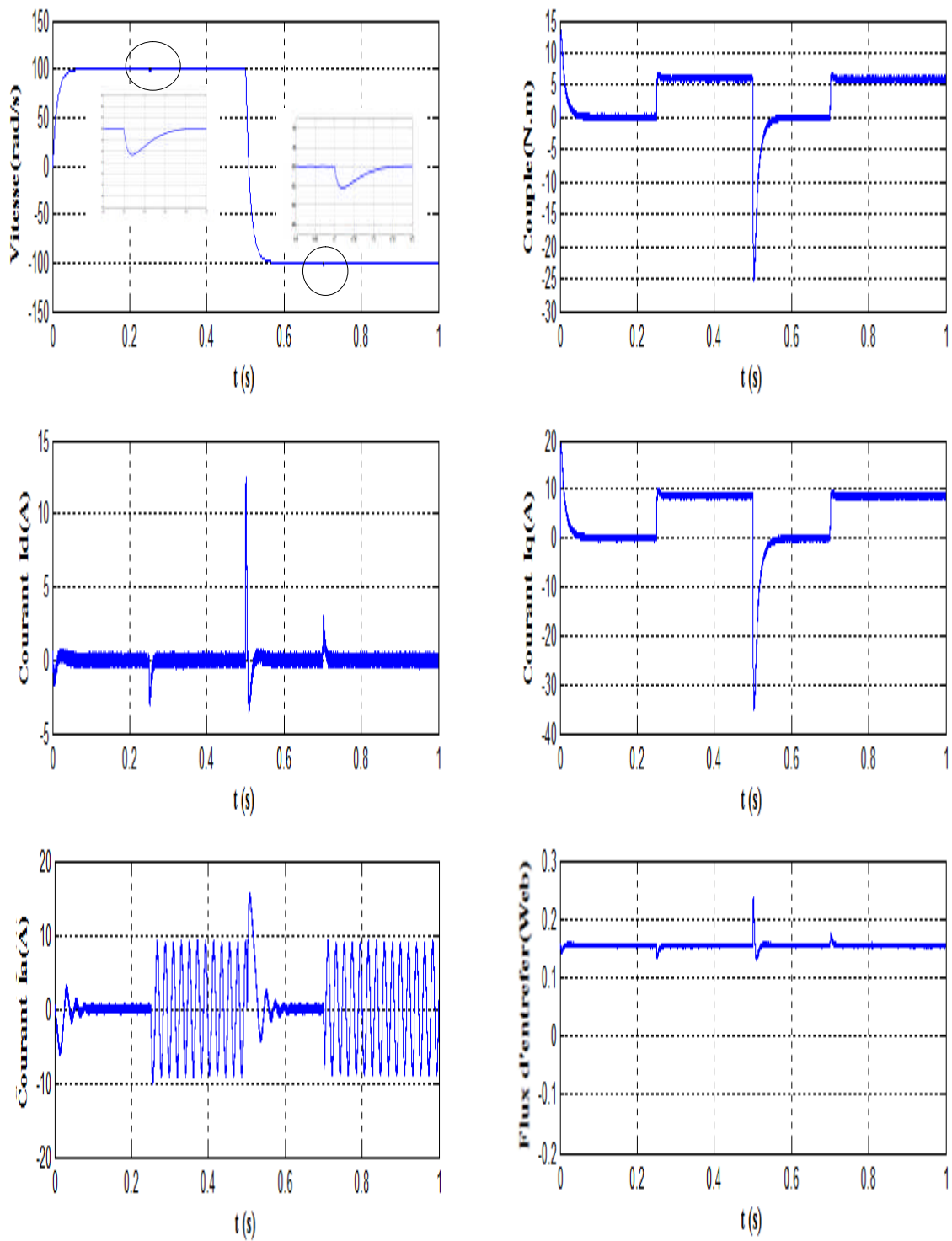


Figure II.13 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.

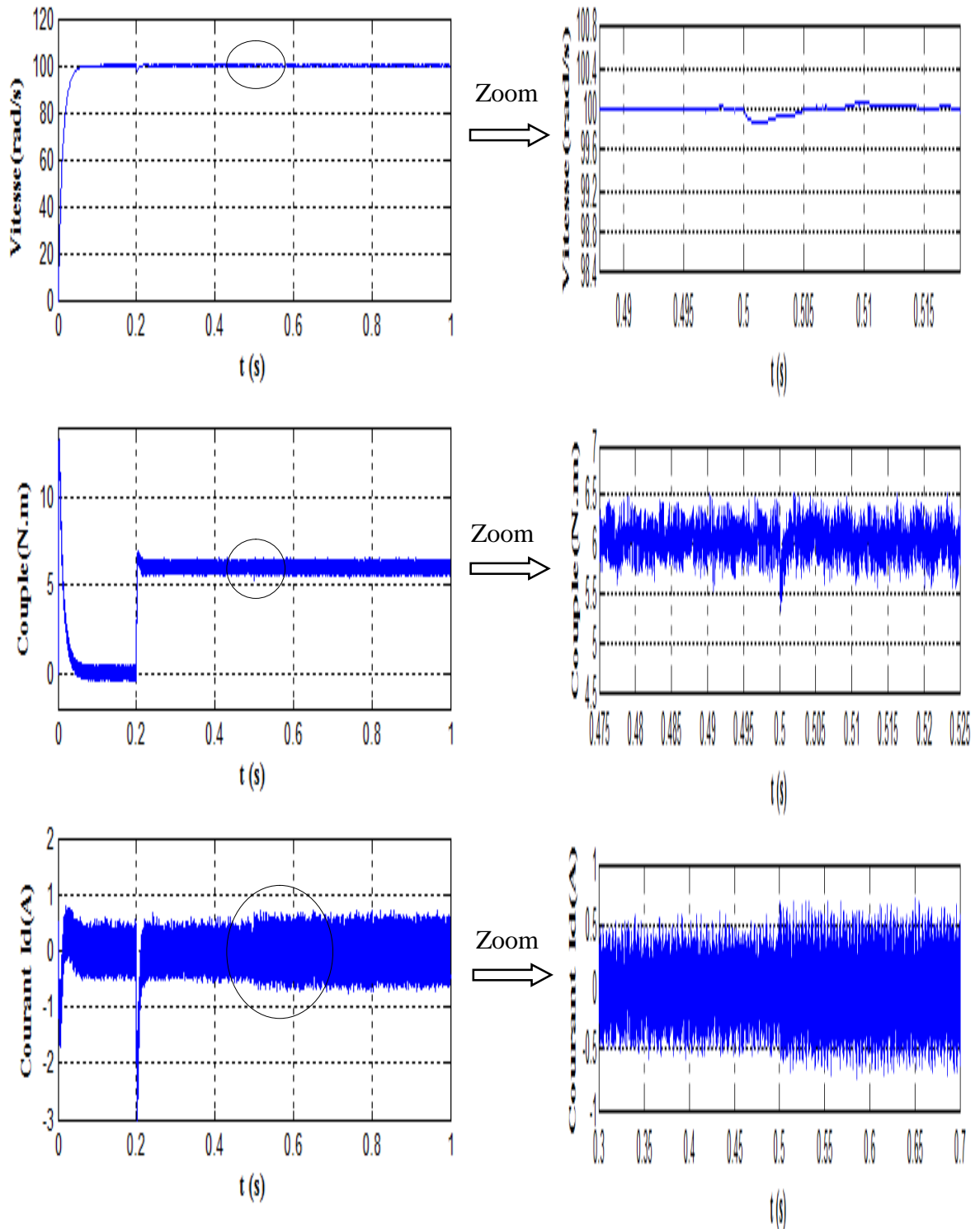


Figure II.14 : Résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

**II.8 CONCLUSION**

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

Avec cette commande, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur *PI*.

Les résultats de simulation que nous avons présentée montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement.

Les régulateurs *PI* dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante, il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste telle que la commande par mode glissant qui est le sujet du chapitre suivant.

# Chapitre III

*Commande par mode glissant de la MSAP*



### III.1 INTRODUCTION

Nous avons vu précédemment que la commande *FOC* à régulateurs *PI*, donne de bons résultats dans le cas où le système est linéaire à paramètres constants. Cependant, elle reste très limitée pour un système non linéaire ayant des paramètres variables, dans ce cas, on doit faire appel à une technique qui répond aux exigences de l'insensibilité aux variations des paramètres et aux perturbations.

La technique de commande à structure variable (*CSV*) par mode glissant en anglais *Sliding Mode Control*, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique[26].

Cette commande a été proposée en premier lieu en Union Soviétique par S.V. *Emelyanov* et fait l'objet de nombreux travaux de son équipe (*Utkin, Taran, Kostyleva, etc.*) à partir des travaux menés par le mathématicien A.F. *Philippov* sur les équations différentielles à second membre discontinu [27].

La commande des systèmes à structures variables par le mode de glissement n'est devenue très intéressante et attractive qu'à partir du début des années 80, elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis. Ceci est dû à la bonne connaissance et à l'appréciation de la robustesse, propriété très importante caractérisant cette commande [28].

Dans ce chapitre nous présentons des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traité dans le plan de phase. On présente son application pour la commande de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, en considérant les modèles linéaire et non linéaire. Les résultats de la simulation permettront de valider les performances de cette commande.

### III.2 SYSTÈMES À STRUCTURES VARIABLES

Un système à structure variable (*SSV*) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés

utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structures variables peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées [28].

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement [29].

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

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure (III.1) [4], [28]:

- **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation  $S(x)=0$ , et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)**: durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x)=0$ .
- **Le mode de régime permanent (MRP)**: il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

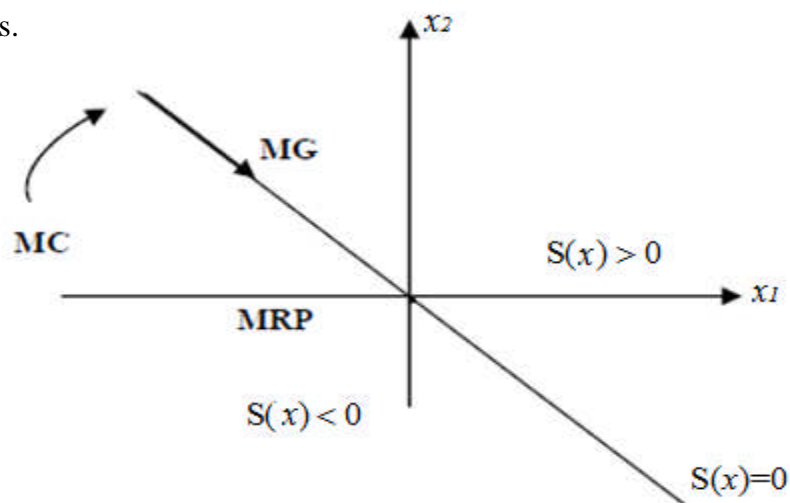


Figure III.1: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

**III.3 CONFIGURATION DE BASE DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE**

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable. Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation entre deux retours d'état différents, Figure (III.2). Une deuxième configuration modifie la structure du système par simple commutation d'interrupteurs, Figure (III.3), ce qui est le cas de tous les convertisseurs statiques [31].

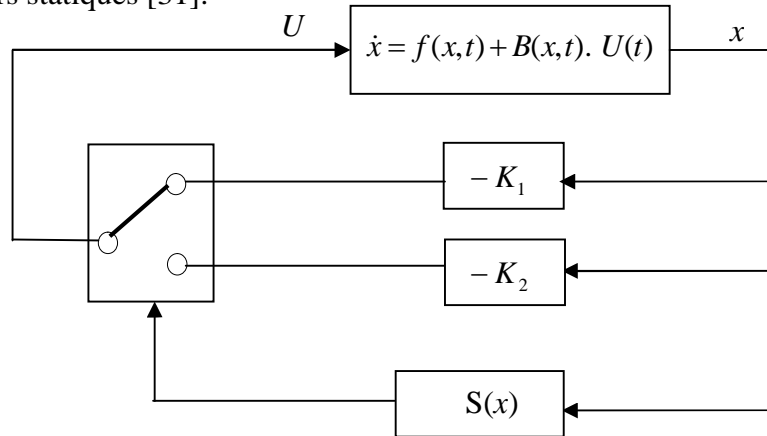


Figure III.2: Configuration par changement de retour d'état.

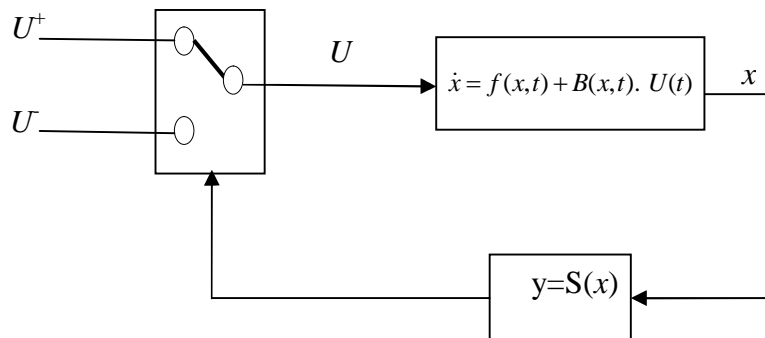


Figure III.3: Configuration avec changement de la structure par la commande.

Dans la première configuration, suivant que  $S(x)$  est positif ou négatif, la commande  $U$  est donnée par le retour d'état:

$$\begin{cases} U = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (III.1)$$

En mode de glissement idéal, le système évolue sur la surface de glissement où  $S(x) = 0$ . Dans le deuxième cas, seule l'information sur le signe de la fonction  $S(x)$  suffit à générer la commande. Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par :

$$U = \begin{cases} U^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ U^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (III.2)$$

L'idée de changement discontinu de la structure du retour d'état s'avère très intéressante. Elle permet d'optimiser la réponse d'un système en combinant les avantages de chaque configuration voire même de transformer des systèmes instables en systèmes stables par logique de commutation.

### III.4 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes à modèle imprécis, dû soit à un problème d'identification soit à un problème de modélisation [28].

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence.

Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties. Une première continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle [28].

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales : [30], [33]

- 1- choix des surfaces,
- 2- l'établissement des conditions d'existence et de convergence,
- 3-détermination de loi de commande.

#### III.4.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante : [32]

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + B(x,t) U(t) \quad (\text{III.3})$$

Avec :

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

Un nombre de "  $m$  " surfaces de glissement pour un vecteur  $U$  de dimension "  $m$  ". En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan de phase [29].

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 à sa valeur de consigne: [23], [28], [29], [32].

L'équation est donnée par:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \tag{III.4}$$

Où:

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

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Pour :  $r = 1, \quad S(x) = e(x)$

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

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

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

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

La figure (III.4), a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre "  $r$  " [32].

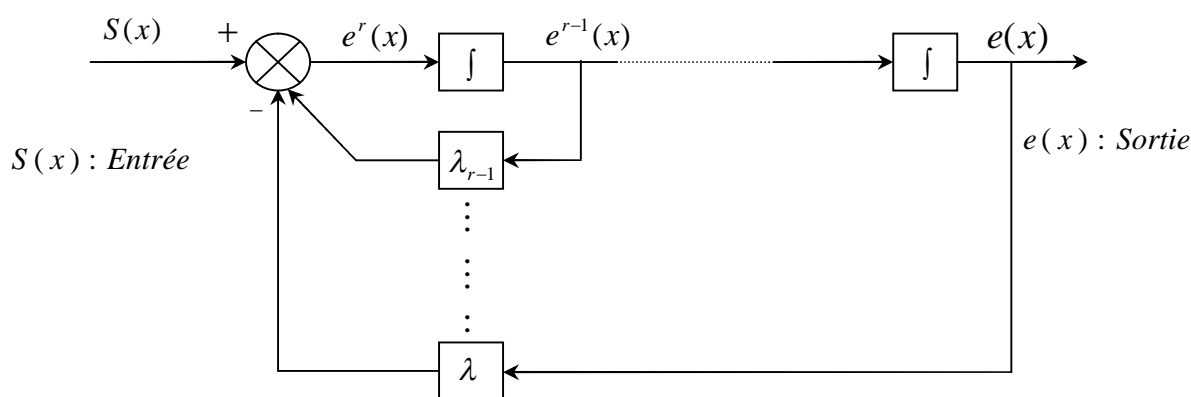


Figure III.4: Linéarisation exacte de l'écart.

### III.4.2 Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [32].

#### III.4.2.1 Fonction directe de commutation

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

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation. Puisque  $S(x)$  change de signe aux deux côtés de la surface de commutation. La condition (III.5) est équivalente à exiger que la dérivée de  $S(x)$  doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation [28].

#### III.4.2.2 Fonction de *Lyapunov*

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de *Lyapunov* définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le problème consiste, alors, à trouver une fonction de *Lyapunov* et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de système [28].

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

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

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.7})$$

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x)$$

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

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.8})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés figure (III.5). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

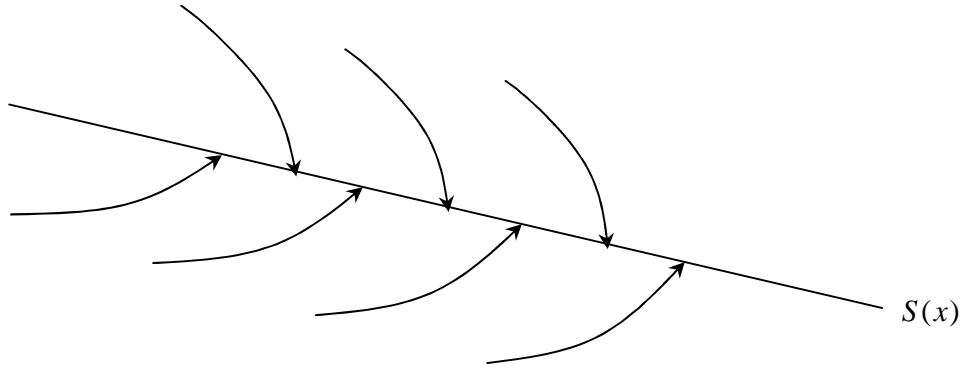


Figure III.5: Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.

### III.4.3 Détermination de loi de commande

#### III.4.3.1 La commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente  $U_{eq}$  se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.3).

Le vecteur  $U$  est composé de deux grandeurs  $U_{eq}$  et  $U_n$  soit : [4]

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.9})$$

L'utilisation de l'équation (III.3) et (III.9) permet d'obtenir la commande équivalente  $U_{eq}$  :

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x,t) + B(x,t)U_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x,t)U_n] \quad (\text{III.10})$$

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

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

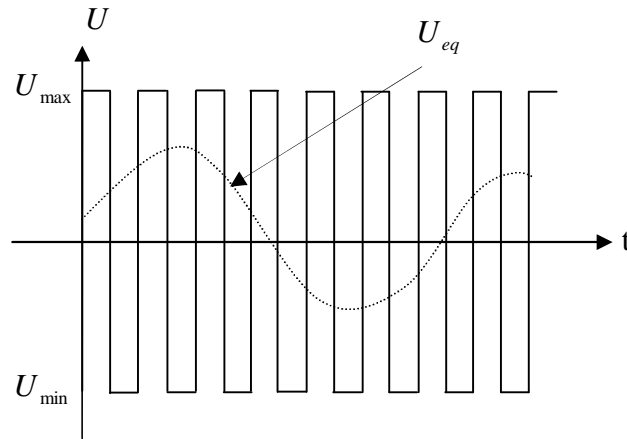
$$U_{eq} = - \left[ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right]^{-1} \left( \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right), \quad U_n = 0 \quad (\text{III.11})$$

En portant  $U_{eq}$  dans l'équation (III.3), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x,t) - B(x,t) \left[ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \quad (\text{III.12})$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement.

La commande équivalente  $U_{eq}$  peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U^+(U_{\max})$  et  $U^-(U_{\min})$  [28], [33].

Figure III.6: Commande équivalente  $U_{eq}$ .

Tant que le régime glissant est assuré [condition (III.8) vérifiée], le système décrit par l'équation (III.3) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui.

#### III.4.3.2 La commande discontinue de base

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

Durant le mode de convergence, on remplace le terme  $U_{eq}$  par sa valeur donnée par (III.11) dans l'équation (III.10). Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x,t)U_n] \quad (\text{III.13})$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  tel que :

$$S(x).\dot{S}(x) = S(x)\frac{\partial S}{\partial x} [B(x,t)U_n] < 0 \quad (\text{III.14})$$

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

$$U_n = K.\text{sign}(S(x)) = K.\frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (\text{III.15})$$

En remplaçant l'expression (III.15) dans (III.14) on obtient :

$$S(x).\dot{S}(x) = S(x)\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t).K.\frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{III.16})$$



Où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)$  est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons.

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

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

- **Commande signe**

Plusieurs choix pour la commande discontinue ( $U_n$ ) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue  $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$  avec la fonction 'sign' par rapport à  $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$ .

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{pour } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure(III.7).

$U_n$  s'exprime donc comme :

$$U_n = K.\text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.18})$$

Où  $K$  est un gain positif.

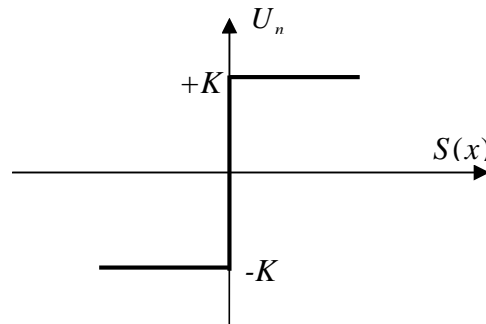


Figure III.7: Fonction sign.

- **Commande avec un seul seuil**

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ U_n = K.\text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

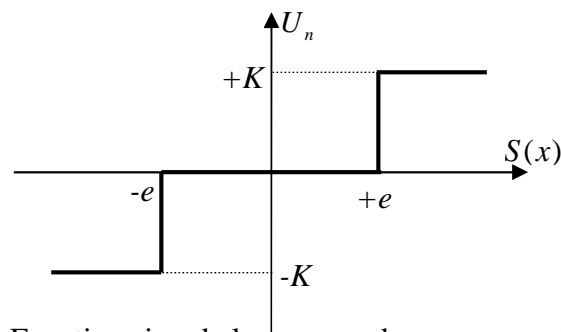


Figure III.8: Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

- **Commande adoucie**

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande  $U_n$  en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil  $e_2$ , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil  $e_1$  alors  $U_n$  est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande  $(e_1, e_2)$ , alors  $U_n$  est une fonction linéaire de la distance (droite de pente  $\frac{K}{e_2 - e_1}$ ).

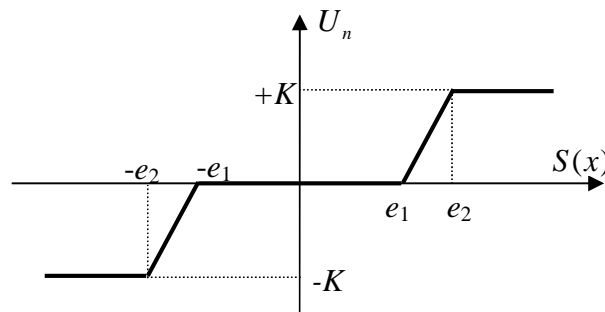


Figure III.9: Fonction sign de la commande adoucie.

- **Commande continue avec composante intégrale [30]**

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande  $U_n$  et en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.20})$$

Où  $\lambda$  : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque  $\lambda \rightarrow 0$  on tend vers la commande  $K \cdot \text{sign}(S(x))$ .

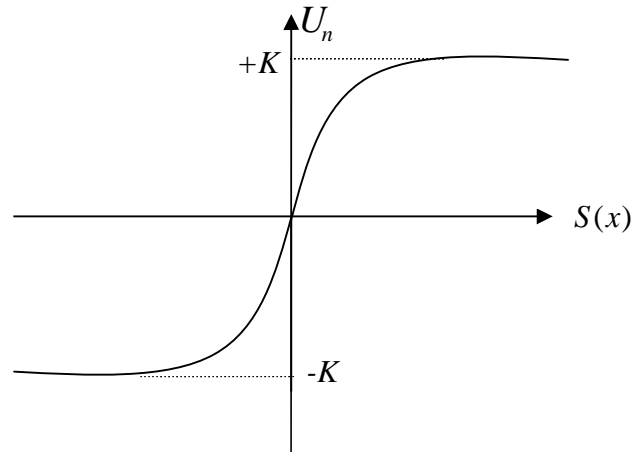


Figure III.10 : Commande rendue continue.

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale.

La loi d'attractivité sera donc :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} + \eta \quad (\text{III.21})$$

Tel que :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$$

Avec:

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 \int S(x).dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \gamma = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

Et

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int S(x).dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \eta = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

Où  $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, e$  sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences. Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction.

### III.5 APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT À LA MSAP

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée, par des résultats de simulation. Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine.

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{-R_s}{L_s} i_d + p\Omega i_q + \frac{V_d}{L_s} \\ \dot{i}_q = \frac{-R_s}{L_s} i_q - p\Omega i_d - \frac{\varphi_f}{L_s} p\Omega + \frac{V_q}{L_s} \\ J\dot{\Omega} = C_e - C_r - f_r\Omega \end{cases} \quad (III.22)$$

#### III.5.1 Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure (III.11) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

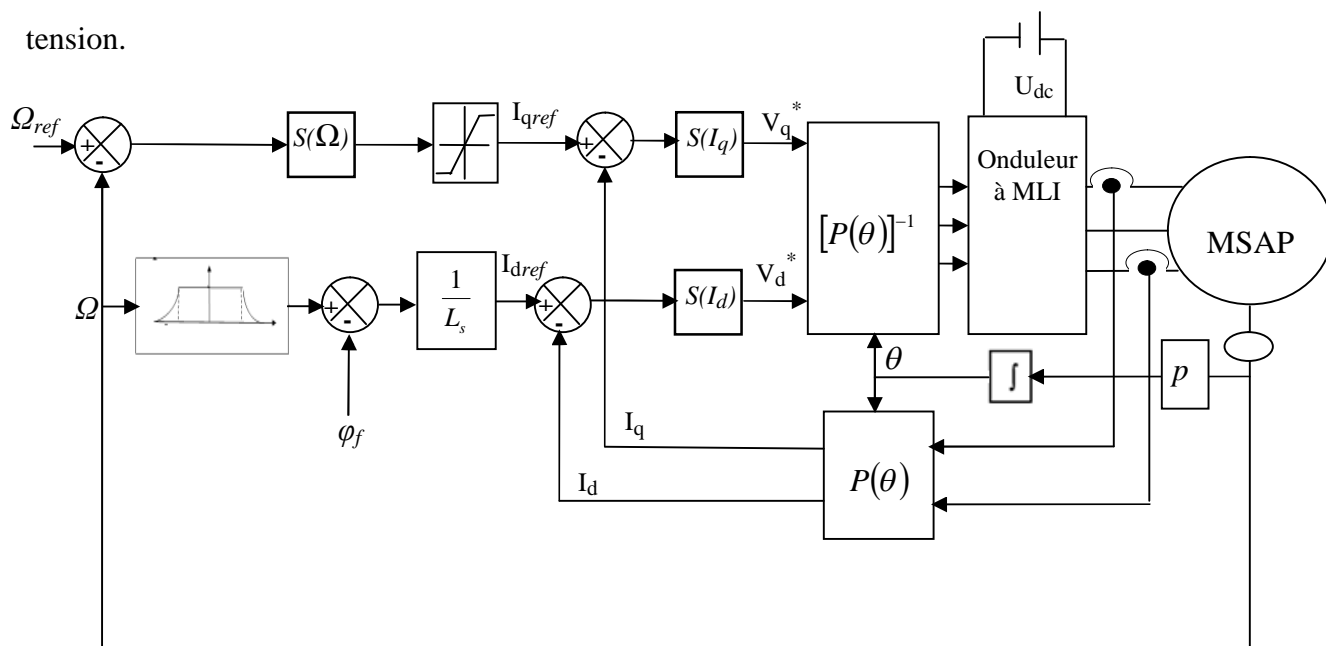


Figure III.11: Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

**A. Commande du courant direct ( $i_d$ )**

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (III.23)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_s} i_d - p\Omega i_q - \frac{V_d}{L_s} \quad (III.24)$$

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

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_d) = 0 &\Rightarrow V_{deq} = R_s i_d - pL_s i_q \Omega \\ \text{et } V_{dn} &= 0 \end{aligned} \quad (III.25)$$

Où  $V_{deq}$  et  $V_{dn}$  sont les deux composantes de la tension de commande  $V_d$ .

La condition  $S(i_d) \cdot \dot{S}(i_d) < 0$  est satisfaite par le choix suivant:

$$V_{dn} = K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (III.26)$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient:

$$V_d = R_s i_d - pL_s i_q \Omega + K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (III.27)$$

**B. Commande de la vitesse:**

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse  $\Omega$  et l'autre est intérieure concerne le courant  $i_q$ .

- **Commande de la vitesse ( $S(\Omega)$ ):**

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

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.28)$$

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

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{qeq} = \frac{2(f_r \Omega + C_r)}{3p\phi_f} \quad (III.29)$$

$$\text{et } i_{qn} = 0$$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence  $S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0$ , tel que:

$$i_{qn} = K_\Omega \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (III.30)$$

- **Commande du courant en quadrature ( $i_q$ )**

La valeur de  $i_{qref}$  à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (III.31)$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = \frac{R_s}{L_s} i_q + p\Omega i_d + \frac{p\Omega\varphi_f}{L_s} - \frac{V_q}{L_s} \quad (III.32)$$

Durant le mode de glissement la surface  $S(i_q)$  devient nulle de même que sa dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_q) = 0 &\Rightarrow V_{qeq} = R_s i_q + p\Omega(\varphi_f + L_s i_d) \\ \text{et } V_{qn} &= 0 \end{aligned} \quad (III.33)$$

La condition  $S(i_q) \cdot \dot{S}(i_q) < 0$  est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{qn} = K_q \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (III.34)$$

La commande  $V_q$  devient :

$$V_q = R_s i_q + p\Omega(\varphi_f + L_s i_d) + K_q \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (III.35)$$

On note que les gains des régulateurs ( $K_d$ ,  $K_\Omega$  et  $K_q$ ) sont donnés en annexe.

### III.5.2 Résultats des Simulations et Discussion

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

#### III.5.2.1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de  $100(\text{rad/s})$ . Les figures (III.12.a), et (III.12.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant  $t=0.5\text{s}$  ( $C_r = 5.5\text{N.m}$ ), on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse. L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge. Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

Le courant  $i_q$  est l'image du couple. Les seules oscillations résiduelles observables sur le couple aux instants  $t=0.5\text{s}$  et  $t=0.501\text{s}$  correspondent à une oscillation qui est très rapidement atténuée, car la commande passe de la commande discontinue à la commande continue et le système entre en régime glissant de  $S(\Omega) = 0$ .

Comme la machine est entraînée à une vitesse inférieure à la vitesse nominale ( $\Omega_{non}=104,67$ ), le flux d'entrefer est égal au flux rotorique ce qui donne un courant  $i_d$  nul ( $\varphi_d = \varphi_f$ ).

### III.5.2.2 Changement de la référence de vitesse

La figure (III.13) présente les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de  $\Omega_{ref} = 100 (rad/s)$  à  $\Omega_{ref} = 150 (rad/s)$  à l'instant  $t=0.5s$ . On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement et linéairement sa nouvelle référence, Le couple subit un pic de transition lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence sans erreur, le courant  $i_q$  est toujours l'image du couple. Le courant statorique suit cette variation.

Aussi, on remarque une diminution linéaire en valeur du flux  $\varphi_d$  et du courant  $i_d$  à cause du fonctionnement en mode de défluxage de la machine.

### III.5.2.3 Essai de la variation de la charge

La figure (III.14) montre les réponses de la MSAP pour la variation de la charge. On introduit à l'instant  $t=0.2s$  un couple de  $3 N.m$  après un démarrage à vide, puis on applique un autre couple de  $6 N.m$  à l'instant  $t=0.5s$  qu'on annule à l'instant  $t=0.7s$ . Cette figure montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, le flux et les courants sont influencées par cette variation. Nous constatons également que le couple suit la consigne. Le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est performante de point de vue variation de la charge

### III.5.2.4 Essai de variation du couple de charge et inversion de sens de rotation

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de rotation de la vitesse de  $\Omega_{ref} = 100 (rad/s)$  à  $\Omega_{ref} = -100 (rad/s)$  à  $t=0.5s$ . Cependant, on introduit à l'instant  $t=0.2s$  un couple de  $6 N.m$  après un démarrage à vide qu'on annule à l'instant  $t=0.5s$ . Ensuite on applique un couple de  $6 N.m$  à  $t=0.7s$ . La figure (III.15) montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, le flux et les courants sont influencées par cette variation. On constate que la vitesse est légèrement influencée par l'introduction de la charge et suit sa vitesse de référence sans dépassement ni erreur statique, le couple suit le couple résistant. On remarque que lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner la machine. Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de  $-100 rad/s$ . On constate également que le couple suit sa consigne. Le courant de phase suit la variation de la charge et l'inversion de sens de rotation, donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

### III.5.2.5 Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant  $t=0.2s$ , on applique un couple résistant  $C_r=6 N.m$ . À l'instant  $t=0.5s$ , on augmente de la valeur de la résistance statorique de +250% de sa valeur nominale. figure(III.16)

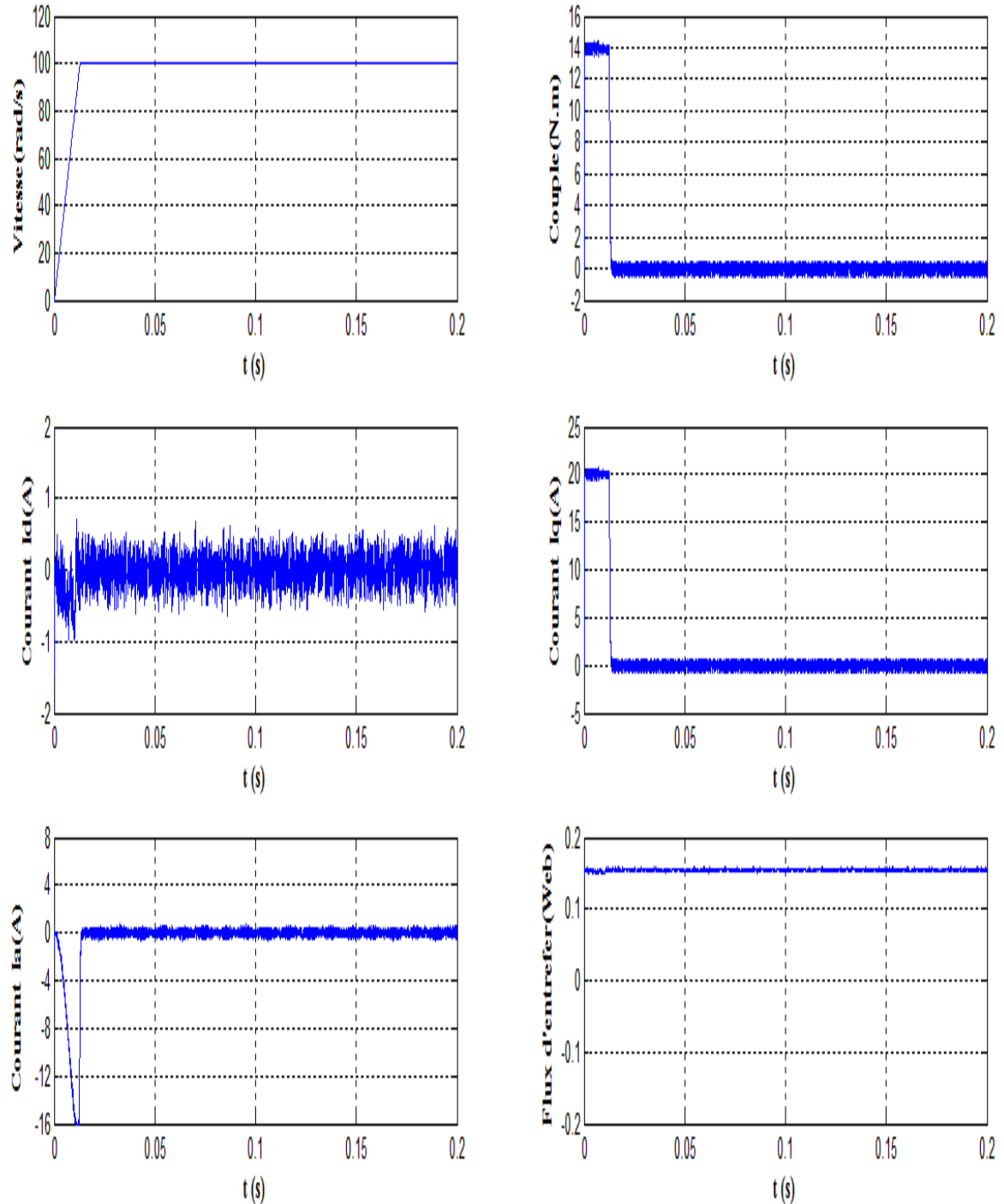


Figure III.12.a : Résultats de simulation du démarrage à vide.



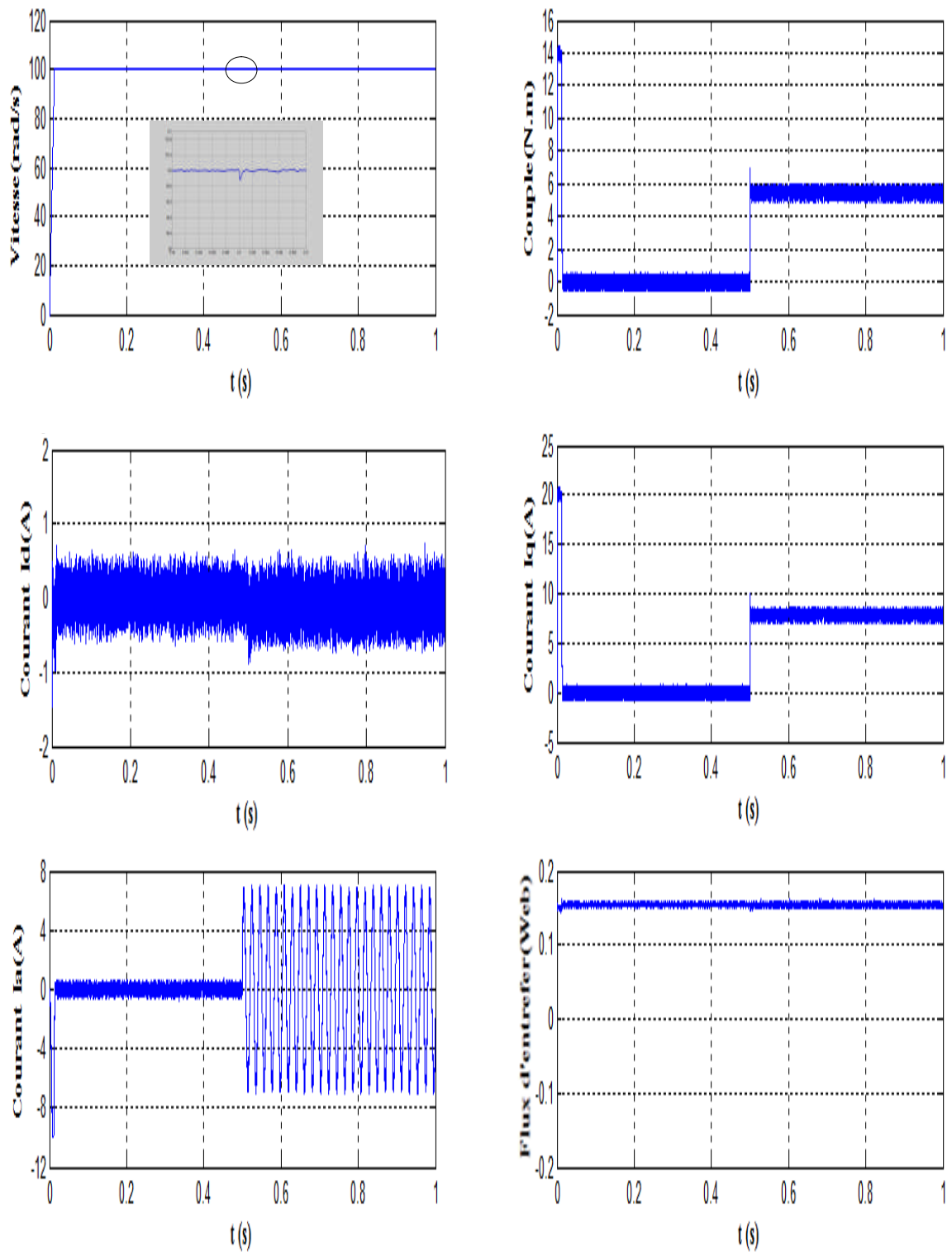


Figure III.12.b : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de  $5.5 \text{ N.m}$  à  $t = 0.5 \text{ s}$ .

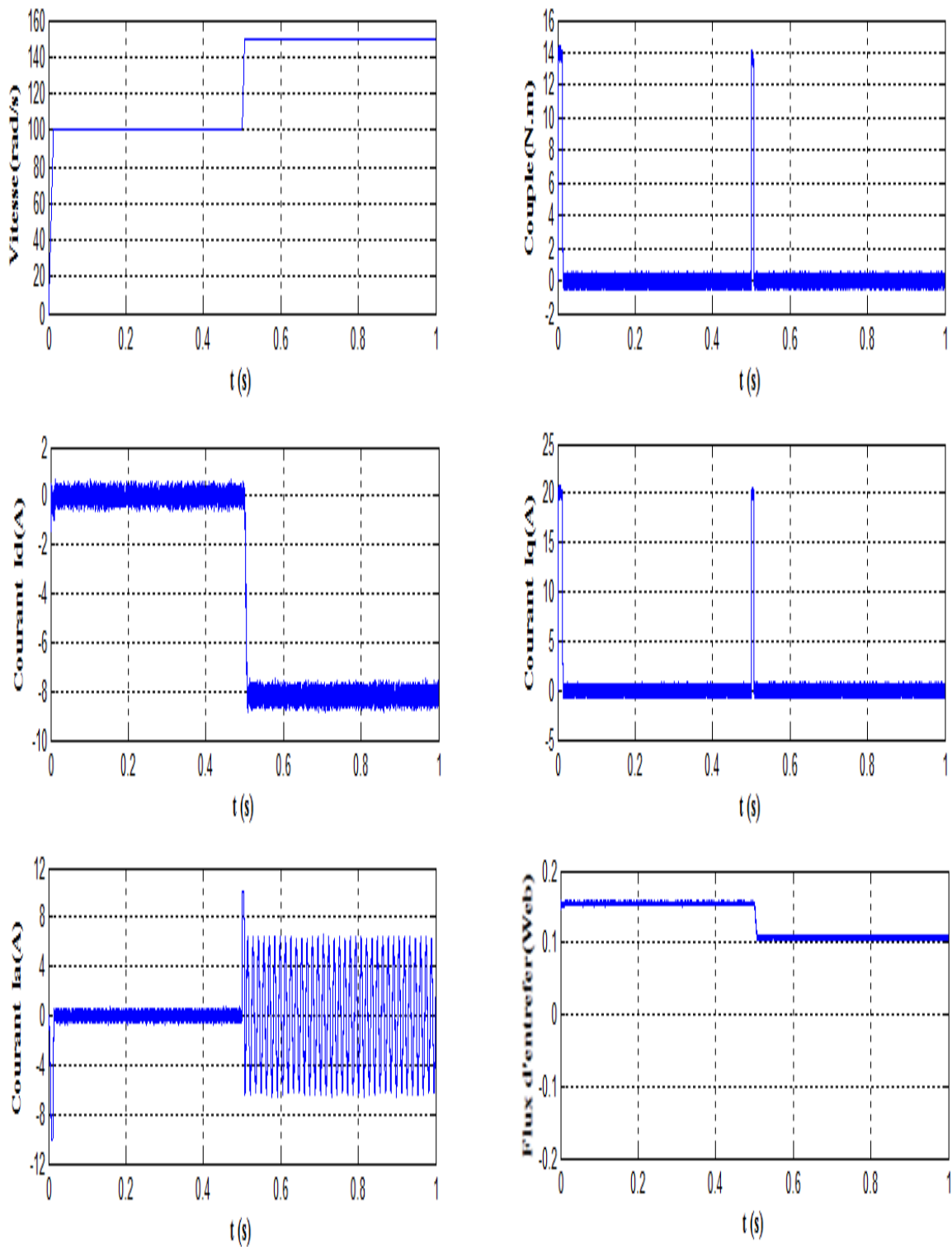


Figure III.13: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

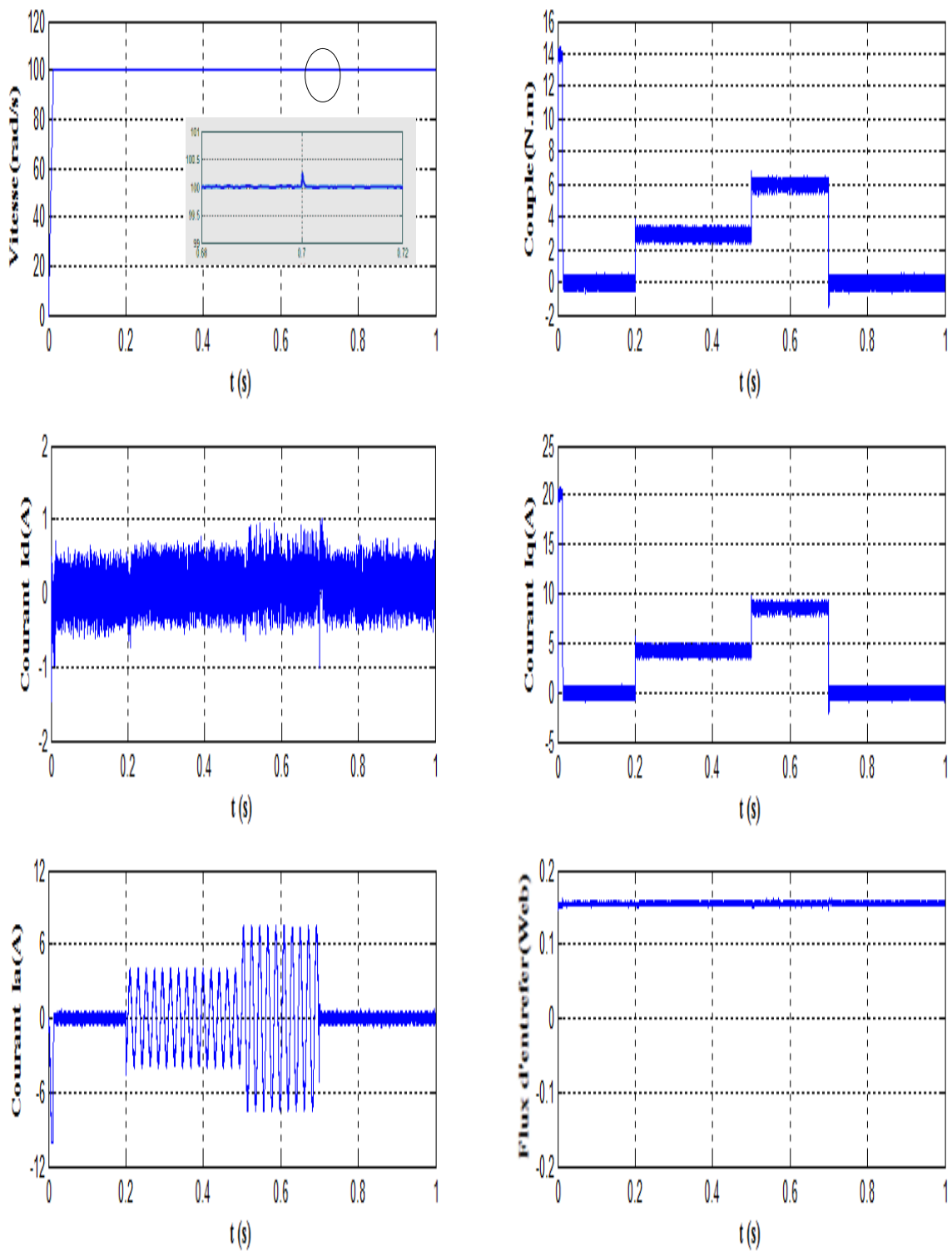


Figure III.14 : Résultats de simulation pour la variation de la charge.

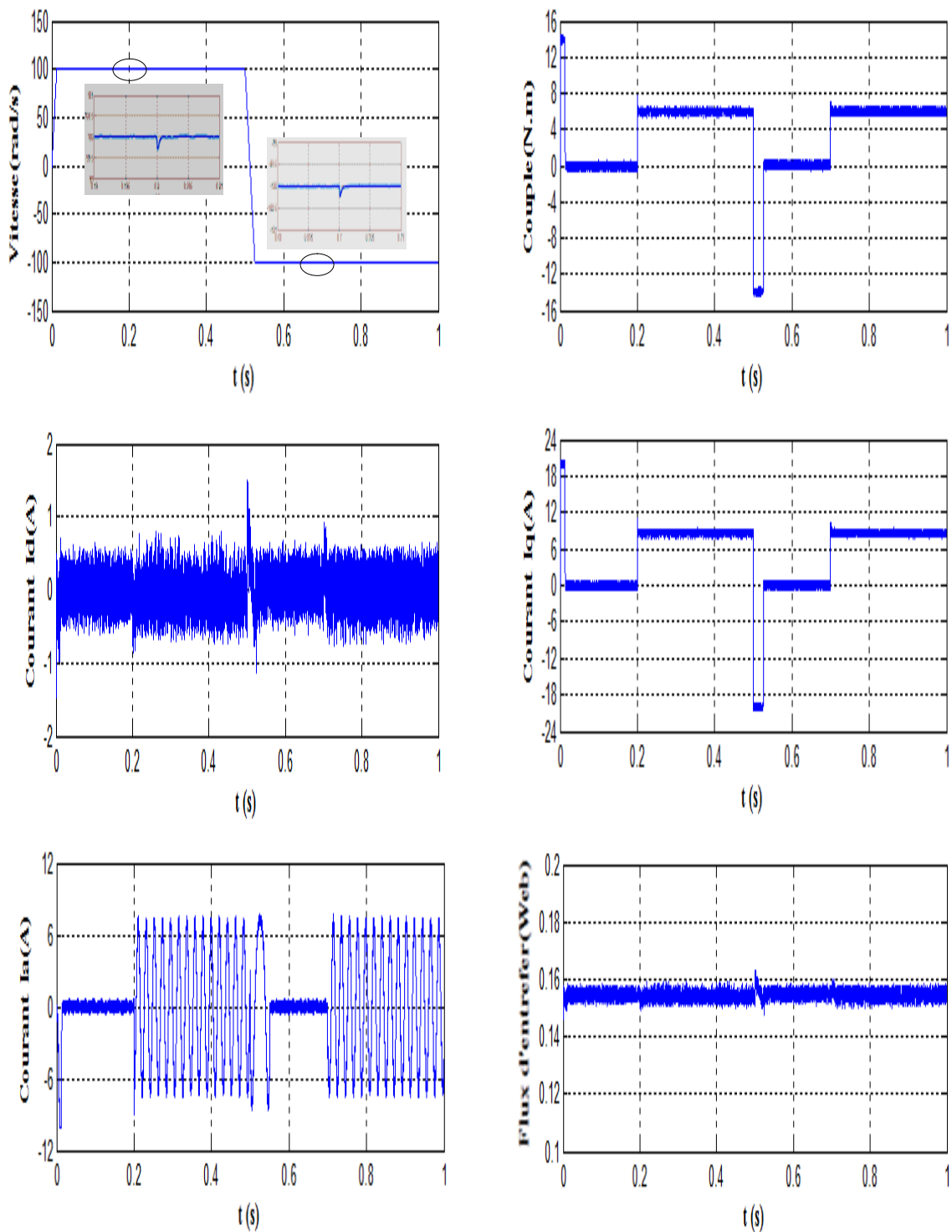


Figure III.15 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.

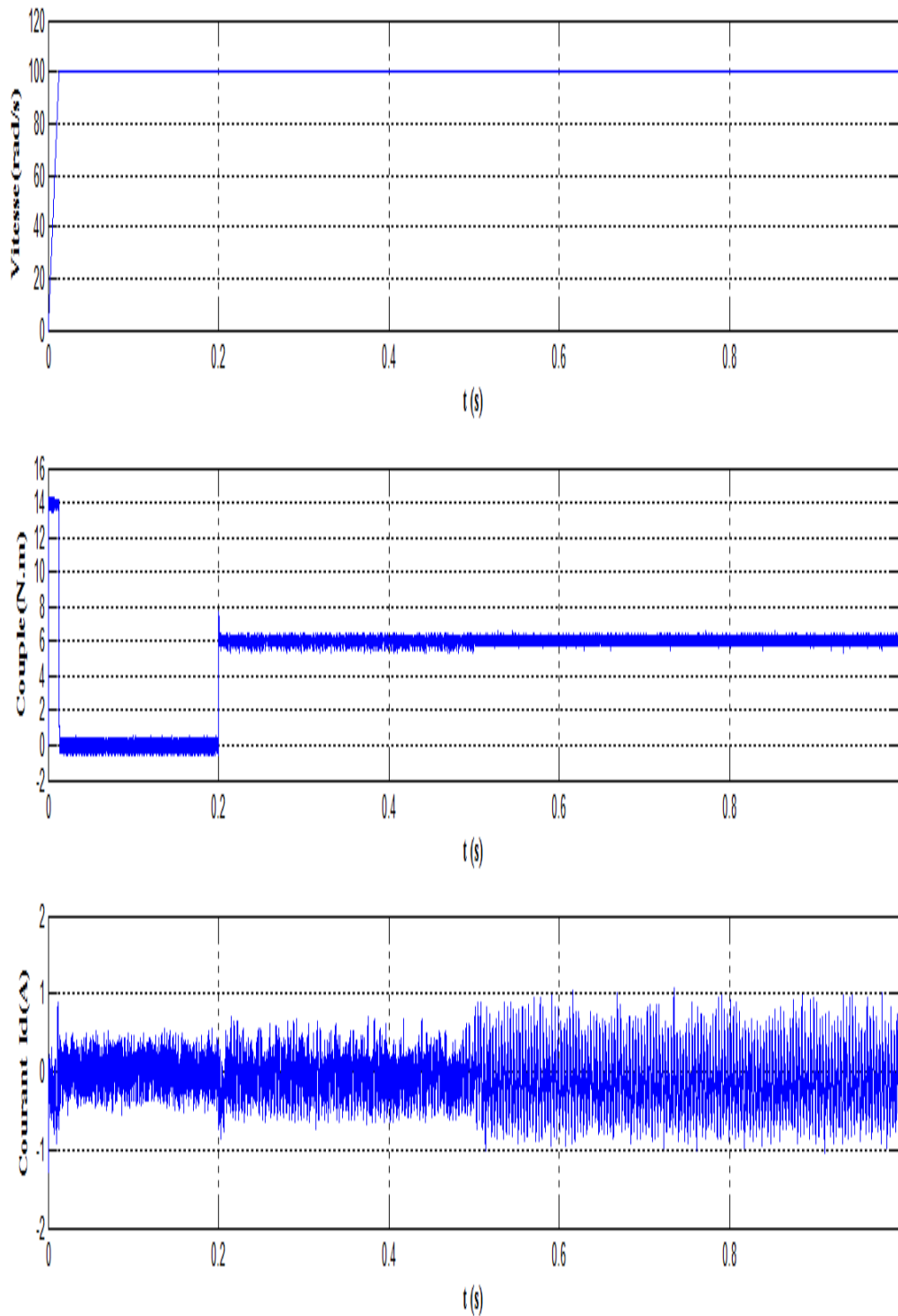


Figure III.16 : Résultats de simulation pour variation de la résistance statorique et le couple de charge.

### III.6 ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA CSV ET LA COMMANDE PI

#### III.6.1 Comparaison au niveau de la variation de vitesse

Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande vis-à-vis de la variation de la vitesse. En effet, la référence doit être suivie sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse du moteur. La figure (III.17) représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de  $100 \text{ rad/s}$ , suivi, à l'instant  $t=0.4 \text{ s}$ , d'une inversion de la vitesse à  $-100 \text{ rad/s}$ , puis d'une deuxième inversion de la vitesse à  $+80 \text{ rad/s}$  à  $t=0.8 \text{ s}$ .

Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec la CSV est plus rapide (temps de réponse très petit) que le système piloté avec la commande PI. La réponse est sans dépassement et suit sa référence dans les deux types de commande. D'autre part, les résultats de la figure (III.17) montrent aussi que le couple obtenu par la commande PI diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la CSV est maintenu plus longtemps à sa valeur maximale, en particulier pendant les phases de changement du sens de rotation de la MSAP.

#### III.6.2 Comparaison au niveau de la variation de charge

La figure (III.18) représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de  $100 \text{ rad/s}$ .

A l'instant  $t=0.4 \text{ s}$ , on applique un couple de charge de  $6 \text{ N.m}$ , puis on l'annule à l'instant  $t=0.8 \text{ s}$ . Concernant la CSV, on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation. Pour la commande PI, on observe que l'erreur sur la vitesse provoquée par la perturbation de la charge est importante. La vitesse rejoint sa référence après une déformation. Le couple ne répond pas instantanément.

#### III.6.3 Comparaison au niveau de 'variation du couple résistant et inversion du sens de rotation'

On remarque que le système commandé avec la CSV est beaucoup plus robuste vis-à-vis des variations de la charge, que celui commandée par des régulateurs PI.

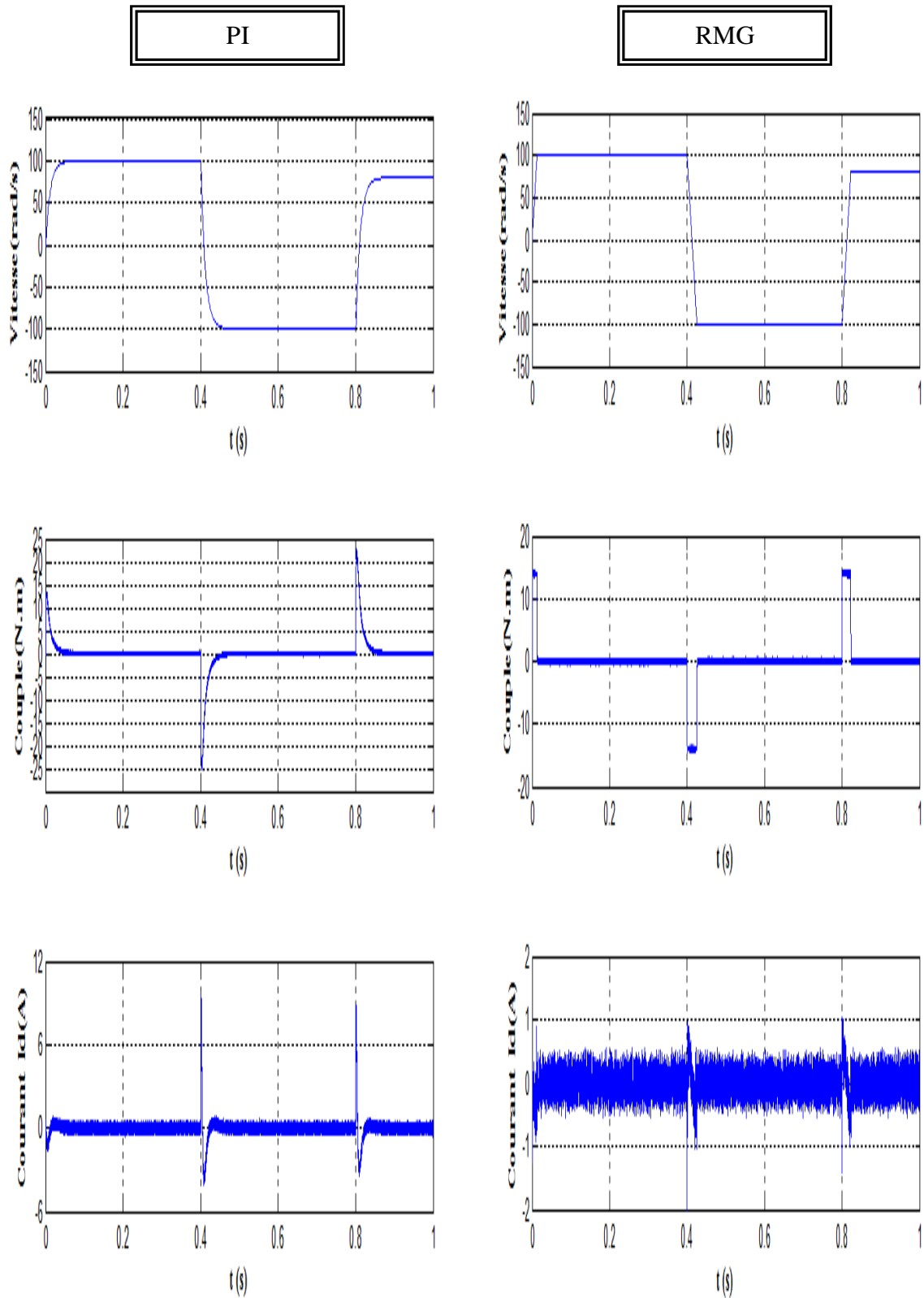


Figure III.17: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

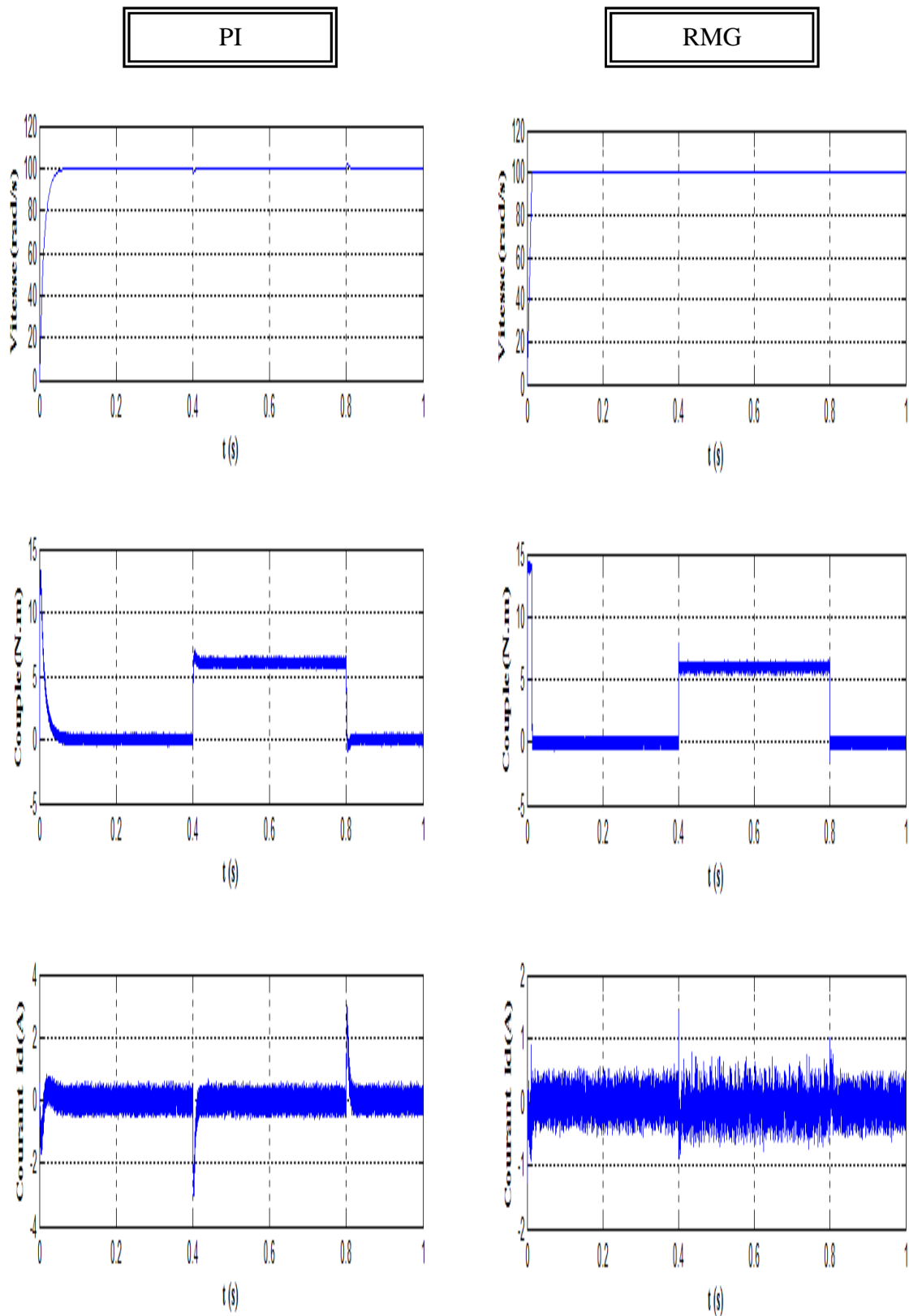


Figure III.18: Résultats de simulation pour une variation de la charge.



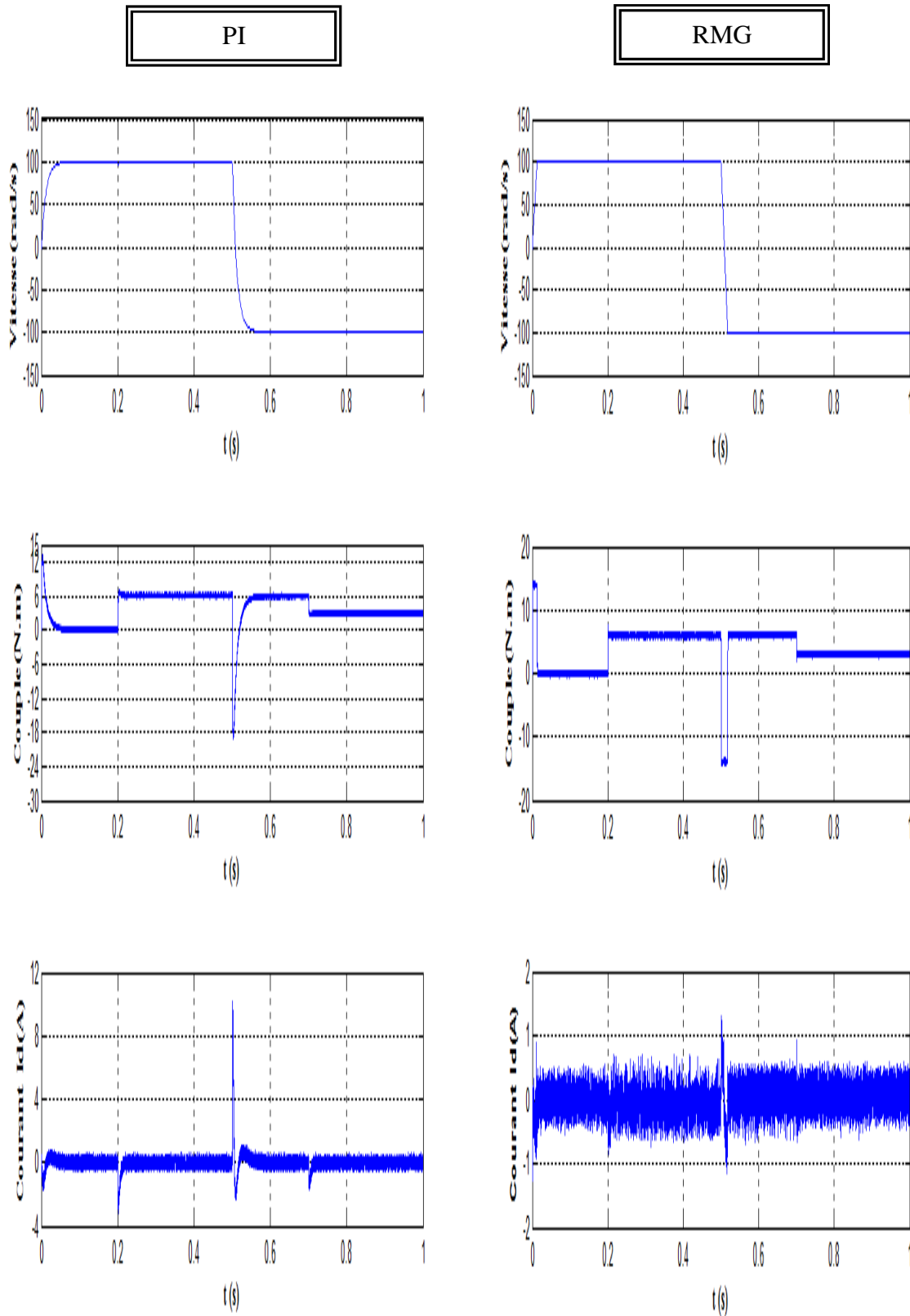


Figure III.19: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.

### **III.7 CONCLUSION**

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, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances.

Les résultats de simulation montrent que les réponses avec la *CSV* sont rapides et robustes. La charge n'a pas d'influence sur la vitesse.

Finalement, on a présenté une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur *PI* et la *CSV* de la MSAP.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

# Chapitre IV

*Commande de la MSAP par la DTC*

## IV.1 INTRODUCTION

Les associations onduleur de tension- machine à courant alternatif constituent un enjeu essentiel dans le milieu industriel, les stratégies de commande de ces associations n'ont cessé de se développer au fil des années. Parmi elles, après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel.

La stratégie de commande *DTC* (venu du terme anglais " Direct Torque Control "), plus récente que la commande vectorielle, à été inventée par *I. Takahashi* au milieu des années 80. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple [34].

La *DTC* est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension [2].

Ce type de commande repose sur la détermination «directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique (onduleur de tension). Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [41]. A l'origine, les commandes *DTC* étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations) [3].

L'absence de boucle de contrôle des courants, de transformation de *Park* et de la *MLI* pendant la réalisation de la commande *DTC*, rend plus aisée cette commande par rapport à la commande par orientation de flux. Cependant, les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes (20 à 30 KHz). Elle présente les avantages suivants :

- Caractéristiques dynamiques exceptionnelles.
- Contrôle par hystérésis qui permet de limiter la fréquence de commutation.
- Grande robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine [35].

Dans ce qui suit, On s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux (*DTC* ou *DTFC*). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande de la MSAP par *DTC*.

## IV.2 PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

Le principe de la commande directe de couple (DTC) doit choisir directement des vecteurs de tension selon les différences entre les références du couple et du flux et leurs valeurs réelles [36]. Selon les erreurs de couple et de flux fournies par des comparateurs à hystérésis, un vecteur de tension est choisi parmi une table de vecteurs [3].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe du couple et du flux se fait à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur;
- La commande des intensités et des tensions du stator de la machine est indirecte;
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales;
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend aussi de la largeur des bandes d'hystérésis [45].

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur [3], [5].

La commande par DTC de la MSAP, peut être schématisée par la figure suivante :

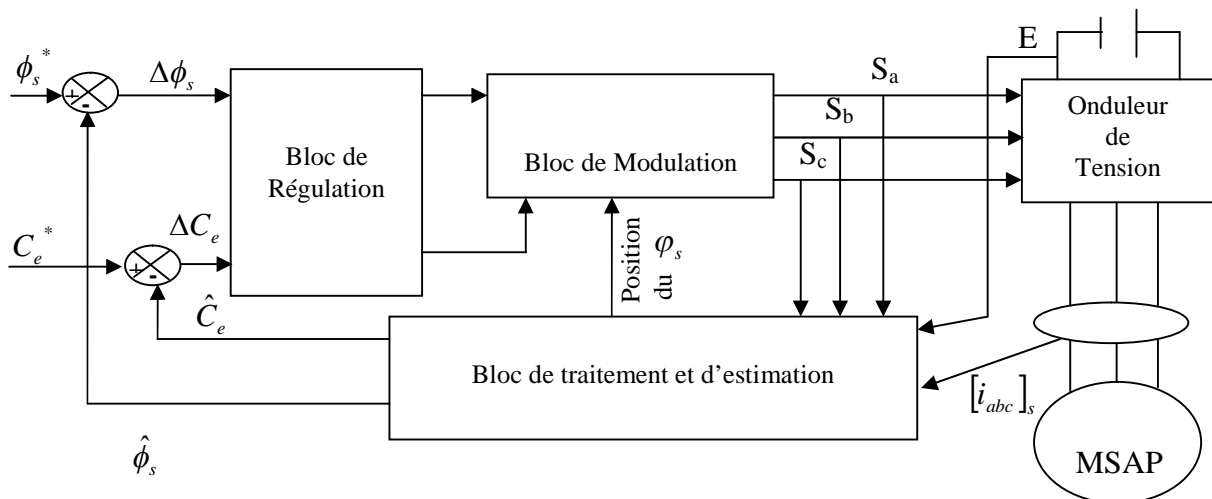


Figure IV.1: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique [37].

En plus :

- La stratégie de contrôle par *DTC* est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator);
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple;
- La mise en œuvre des commandes de type *DTC* se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants.

### IV.3 FONCTIONNEMENT ET SÉQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ :

Dans le plan complexe constitué des axes  $(\alpha, \beta)$ , le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante: [23]

$$\bar{V}_S = V_{S\alpha} + j V_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_A + V_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{IV.1})$$

$[V_A \ V_B \ V_C]^T$  est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande  $C_{Ki}$  ( $i=1, 2, 3$ ), où  $C_{Ki}$  est l'état de l'interrupteur  $K_i$ , supposé parfait, tel que pour le  $i^{\text{ème}}$  bras de l'onduleur ( $i=1, 2, 3$ ) :

- $C_{Ki} = 1$  si l'interrupteur de haut est fermé et l'interrupteur de bas est ouvert ;
- $C_{Ki} = 0$  si l'interrupteur de haut est ouvert et l'interrupteur de bas est fermé.

Dans ces conditions on peut écrire :

$$\bar{V}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[ C_{K1} + C_{K2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + C_{K3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{IV.2})$$

La figure (IV.2) montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur  $\vec{V}_s$  dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux :

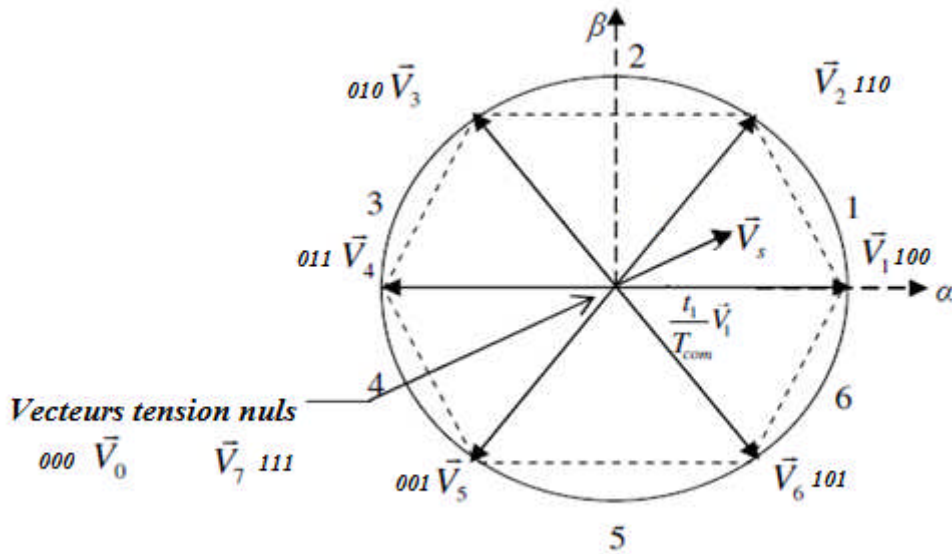


Figure IV.2 Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en six secteurs angulaires.

#### IV.4 STRATÉGIE DE COMMANDE DIRECTE DE COUPLE ET DE FLUX

*Takahashi* a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (*DTC*) qui est basée sur l'algorithme suivant : [2], [37]

- le domaine temporel est divisé en des périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50 \mu s$ ) ;
- pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MSAP ;
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique, en utilisant les équations (IV.8), (IV.13) et (IV.14) ;
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (IV.15);
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

##### IV.4.1 Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle dynamique du couple de la machine synchrone peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine synchrone [39].

Dans le référentiel ( $\alpha, \beta$ ) lié au stator, on peut écrire: [38]

$$\int_{\phi_{s0}}^{\phi_s(t)} d\bar{\phi}_s(t) dt = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (IV.3)$$

Sur un intervalle périodique de contrôle  $[0, T_e]$ , correspondant à une période d'échantillonnage  $T_e$ , l'expression(IV.3) peut s'écrire comme suit:

$$\bar{\phi}_s(T_e) = \bar{\phi}_{s0} + \bar{V}_s T_e - \int_0^{T_e} R_s \bar{I}_s dt \quad (IV.4)$$

Où :  $\bar{\phi}_{s0}$  est le vecteur flux à l'instant  $t = 0$ .

Dans cette étude nous allons considérer le terme  $R_s \bar{I}_s$  négligeable devant le vecteur de tension  $\bar{V}_s$  ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée [30]. A partir de l'équation précédente on trouve :

$$\Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (IV.5)$$

On constate que sur l'intervalle de temps  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur  $\bar{\phi}_s$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par  $\bar{V}_s$ . Figure (IV.3)

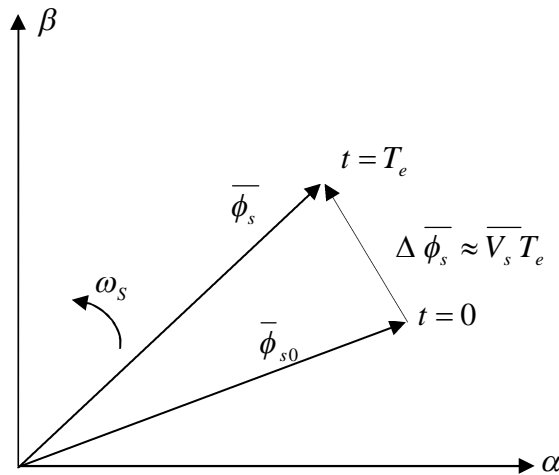


Figure IV.3: Evolution de l'extrémité de  $\bar{\phi}_s$  pour  $R_s \bar{I}_s$  négligeable.

En choisissant une séquence appropriée du vecteur  $\bar{V}_s$  sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\bar{\phi}_s$  la trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux  $\bar{\phi}_s$  pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de  $\bar{\phi}_s$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique  $T_s$  [3], [38].

Dans le cas de la MSAP, le flux statorique continue à changer même lorsque le vecteur de tension nul est appliqué parce que les aimants permanents tournent avec le rotor. Par conséquent



l'application des vecteurs de tension nuls est à proscrire pour contrôler le flux statorique de la MSAP. En d'autres termes, le flux statorique doit être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [7], [36].

En supposant le terme  $R_s \bar{I}_s$  négligeable, on montre que la dérivé du vecteur du flux  $\frac{d\bar{\phi}_s}{dt}$ , qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égal au vecteur de tension  $\bar{V}_s$ . Le flux magnétique se déplace donc sur une droite dans la direction de  $\bar{V}_s$  à une vitesse constante et égale à  $\sqrt{\frac{3}{2}} E$  [38].

Sur la figure (IV.4), on représente trois directions possibles du vecteur flux  $\bar{\phi}_s$ . Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité et de son amplitude conserve sa valeur. Par contre, dans le cas où  $\bar{V}_s$  est décalée par rapport à la perpendiculaire du vecteur flux  $\bar{\phi}_s$  on observe un ralentissement (respectivement, accélération) du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude [37].

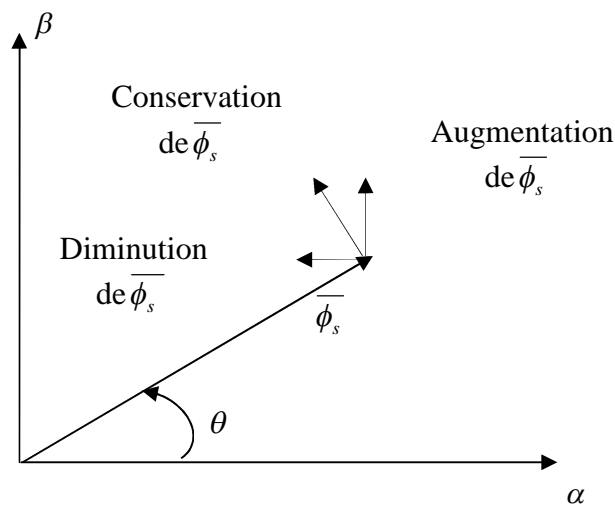


Figure IV.4 : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension  $\bar{V}_s$ .

#### IV.4.2 Contrôle du couple électromagnétique

Pour exposer qualitativement les principes de contrôle du couple synchrone, on suppose pour simplifier que la vitesse de rotation de la machine et l'amplitude du flux rotorique sont constantes. On peut contrôler le vecteur  $\bar{\phi}_s$  à partir du vecteur  $\bar{V}_s$ , aux chutes de Tension  $R_s \bar{I}_s$  près [7].

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [40]:

$$C_e = k(\overline{\phi}_s \times \overline{\phi}'_r) = k \|\overline{\phi}_s\| \|\overline{\phi}'_r\| \sin(\delta) \quad (\text{IV.6})$$

Tel que :  $k = \frac{p}{L_q}$

Avec :

- $\overline{\phi}_s$  est le vecteur de flux statorique ;
- $\overline{\phi}'_r$  est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- $\delta$  est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\overline{\phi}_s$  et  $\overline{\phi}'_r$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\overline{\phi}_s$  (à partir de  $\overline{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\overline{\phi}'_r$ , et le couple électromagnétique de façon découplée.

## IV.5 DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE

### IV.5.1 Sélection du vecteur de tension

Afin de fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit être toujours perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [36], [38].

Ainsi, en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de  $\overline{V}_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\overline{\phi}_s$  dans le référentiel fixe (stator), en décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [28], [38].

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée  $k$ , les deux vecteurs  $\overline{V}_k$  et  $\overline{V}_{k+3}$  ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (IV.5).

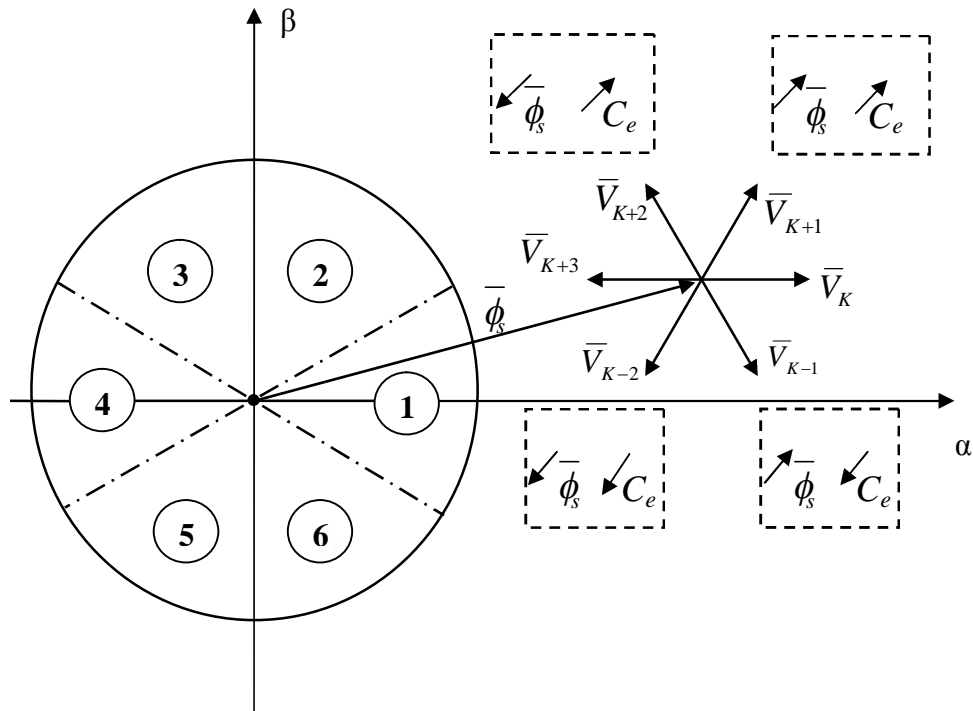


Figure IV.5: Sélection du vecteur de tension selon la zone  $N=k$ .

- Si  $\bar{V}_{K+1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si  $\bar{V}_{K+2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si  $\bar{V}_{K-1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si  $\bar{V}_{K-2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  est sélectionné, alors la rotation du flux  $\bar{\phi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\bar{\phi}_s$  reste inchangé.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $k$ . En début de zone  $k$ , les vecteurs  $\bar{V}_{K+1}$  et  $\bar{V}_{K-2}$  sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre  $\bar{V}_{K-1}$  et  $\bar{V}_{K+2}$  et le vecteur flux sont de  $150^\circ$  et de  $30^\circ$  respectivement. Donc leur composante de couple est très petite. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [38].

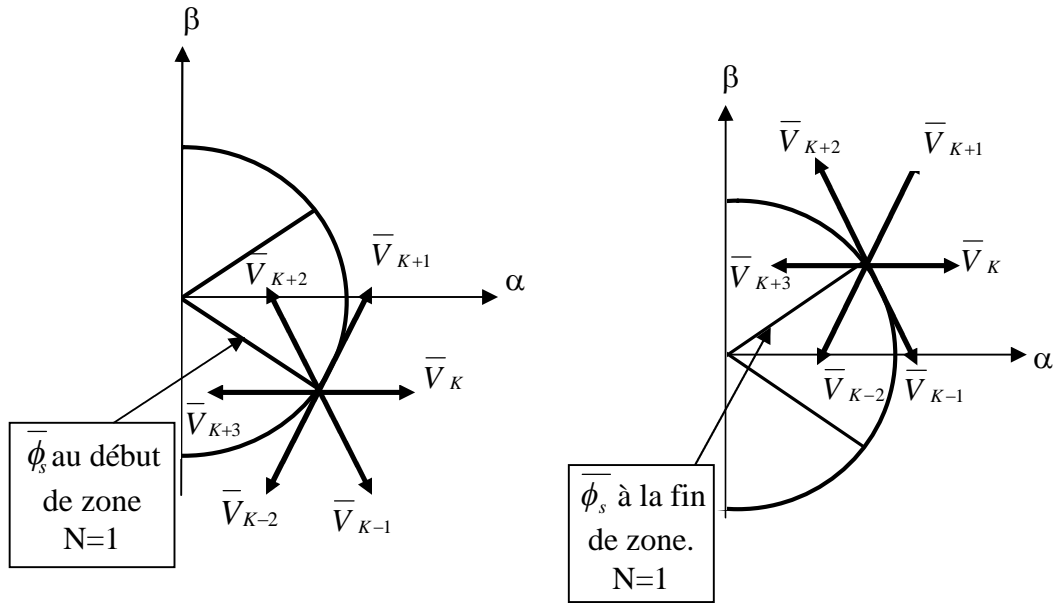


Figure IV.6: Différents effets des vecteurs de tensions au début et à la fin de zone.

**IV.5.2 Structure du système du contrôle direct du couple**

Les principes du contrôle direct du couple ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [38].

**IV.5.3 Estimation du flux statorique**

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Ainsi, à partir de l'expression (IV.3), on établira la décomposition du vecteur flux  $\bar{\phi}_s$ , suivant les axes  $(\alpha, \beta)$  soit: [41], [43]

$$\bar{\phi}_s = \hat{\phi}_{s\alpha} + j\hat{\phi}_{s\beta} \tag{IV.7}$$

Où :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \tag{IV.8}$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  composants de  $\bar{V}_s$  à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur  $E$ , des états de commande  $(C_{K1}, C_{K2}, C_{K3})$  et en utilisant la transformation de *CONCORDIA*, on obtient :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{IV.9}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[ C_{K1} - \frac{1}{2} (C_{K2} + C_{K3}) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} E (C_{K2} - C_{K3}) \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

De même les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  ( $I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = 0$ ) et par application de la transformation de *CONCORDIA*:

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + I_{s\beta} \quad (\text{IV.11})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Le module du flux statorique s'écrit : [16], [42]

$$\angle \hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{IV.13})$$

La zone dans lequel se situe le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est déterminée à partir de composantes  $\hat{\phi}_{s\alpha}$  et  $\hat{\phi}_{s\beta}$ .

L'angle  $\theta$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est égal à :

$$\theta = \text{Arctg} \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \quad (\text{IV.14})$$

#### IV.5.4 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p \left[ \hat{\phi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} I_{s\alpha} \right] \quad (\text{IV.15})$$

On peut remarquer dans cette équation que l'exactitude de cette dernière dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants statoriques.

### IV.6 ÉLABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

#### IV.6.1 Correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\bar{\phi}_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (IV.6). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\bar{\phi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne ( $Cflx$ ) et indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $Cflx=1$ ) ou diminuée ( $Cflx=0$ ) de façon à maintenir : [2], [3], [37], [43]

$$\left| \phi_s^* - \hat{\phi}_s \right| \leq \varepsilon_\phi \tag{IV.16}$$

Avec :  $\phi_s^*$  : La consigne de flux.

$\Delta\phi_s$  : Largeur d'hystérésis du correcteur.

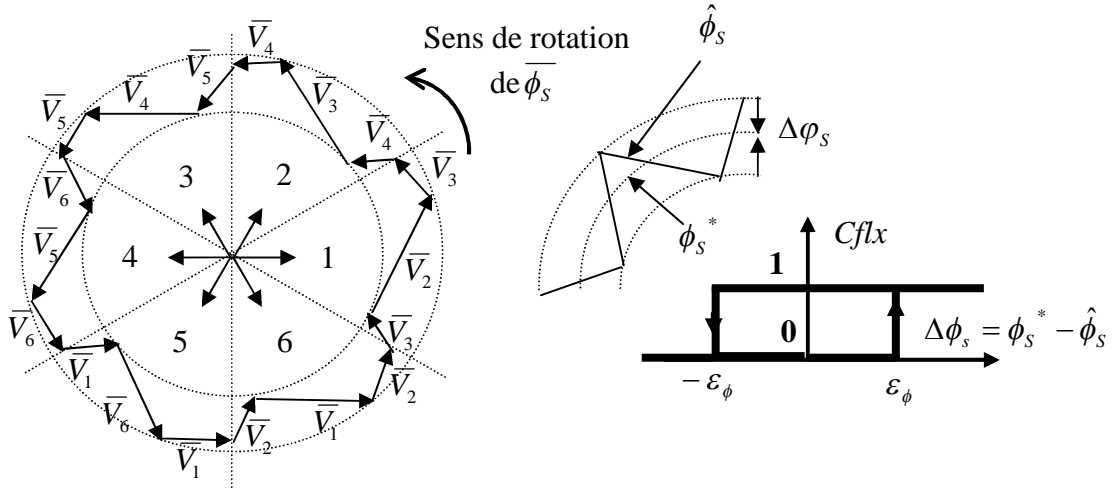


Figure IV.7: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.

On peut écrire ainsi : [44]

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } Cflx = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt > 0 & \text{alors } Cflx = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt < 0 & \text{alors } Cflx = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s \leq -\varepsilon_\phi & \text{alors } Cflx = 0 \end{cases}$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi_s$ , entre le flux de référence  $\phi_s^*$  et le flux estimé  $\hat{\phi}_s$  dans un comparateur(correcteur)à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur ( $Cflx=+1$ ) pour augmenter le flux et ( $Cflx=0$ ) pour le réduire; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs  $\bar{V}_{k+1}$  ou  $\bar{V}_{k+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique  $\phi_s$ .

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux  $\phi_s$ .

Ainsi, pour aller en «marche arrière», on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur[2], [37], [45].

### IV.6.2 Correcteur de couple

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$\left| C_e^* - \hat{C}_e \right| \leq \varepsilon_{C_e} \quad (\text{IV.17})$$

Avec :

$C_e^*$  : La consigne du couple.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées:

- un correcteur à hystérésis à trois niveaux,
- un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

#### A. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\bar{\phi}_s$ . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\bar{V}_{K+1}$  et  $\bar{V}_{K+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter[43].

#### B. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1) permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif [43]. Ce correcteur est modélisé par l'algorithme (IV.18), tels que  $(C_{cpl})$  représente l'état de sortie du comparateur et  $\varepsilon_{C_e}$  la limite de la bande d'hystérésis (voir figure IV.8) :

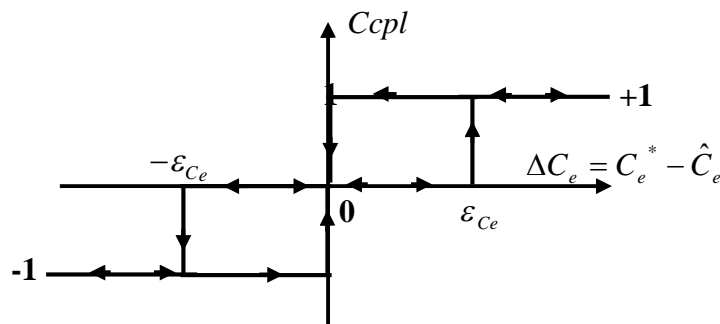


Figure IV.8: Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

On peut écrire alors : [44]

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } Ccpl = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } Ccpl = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } Ccpl = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } Ccpl = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } Ccpl = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } Ccpl = -1 \end{array} \right. \quad (\text{IV.18})$$

En Introduisant l'écart  $\Delta C_e$ , entre le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  et celui estimé  $\hat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur ( $Ccpl=1$ ) pour augmenter le couple, ( $Ccpl= -1$ ) pour le réduire et ( $Ccpl= 0$ ) pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{C_e}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux. De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple, en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de  $\overline{\phi_s}$ ), par exemple on peut appliquer les vecteurs  $\overline{V}_{K-1}$  ou  $\overline{V}_{K-2}$ , si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique). Dans ce cas, le flux  $\overline{\phi_r}$  rattrapera d'autant plus vite le flux  $\overline{\phi_s}$  que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'applications des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre : inversion du sens de rotation de  $\overline{\phi_s}$ " [2], [37].

#### IV.7 ÉLABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$ , et selon la position du vecteur de flux statorique ( $N=1,\dots,6$ ). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (IV.5) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$  suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [2].

Le tableau (IV.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.



	AUGMENTATION	DIMINUTION
$\phi_s$	$V_{K-1}, V_K$ et $V_{K+1}$	$V_{K+2}, V_{K+3}$ et $V_{K-2}$
$C_e$	$V_{K+1}$ et $V_{K+2}$	$V_{K-1}$ et $V_{K-2}$

Tableau (IV.1) : Table de commutation.

Les tableaux ci-dessous résumant, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$\phi_s \uparrow$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$
$\phi_s \downarrow$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$

Tableau (IV.2) : Table de commande du flux.

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$C_e \uparrow$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$C_e \downarrow$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$

Tableau (IV.3) : Table de commande du couple.

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension active :

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
Cflx=0	Ccpl=1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 Niveaux
	Ccpl=0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
Cflx=1	Ccpl=-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux
	Ccpl=1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux
	Ccpl=0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	3 Niveaux
	Ccpl=-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	

Tableau (IV.4) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.

Flux	Couple	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	Correcteur
$Cflx=0$	$Ccpl=1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 Niveaux
	$Ccpl=0$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	
	$Ccpl=-1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux
$Cflx=1$	$Ccpl=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux
	$Ccpl=0$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	
	$Ccpl=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux

Tableau (IV.5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

#### IV.8 STRUCTURE GÉNÉRALE DE LA DTC APPLIQUÉE A LA MSAP

La (Figure IV.9) représente la structure générale du contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension. A chaque période d'échantillonnage  $T_e$  on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposé. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type *PI* pour construire la référence du couple.

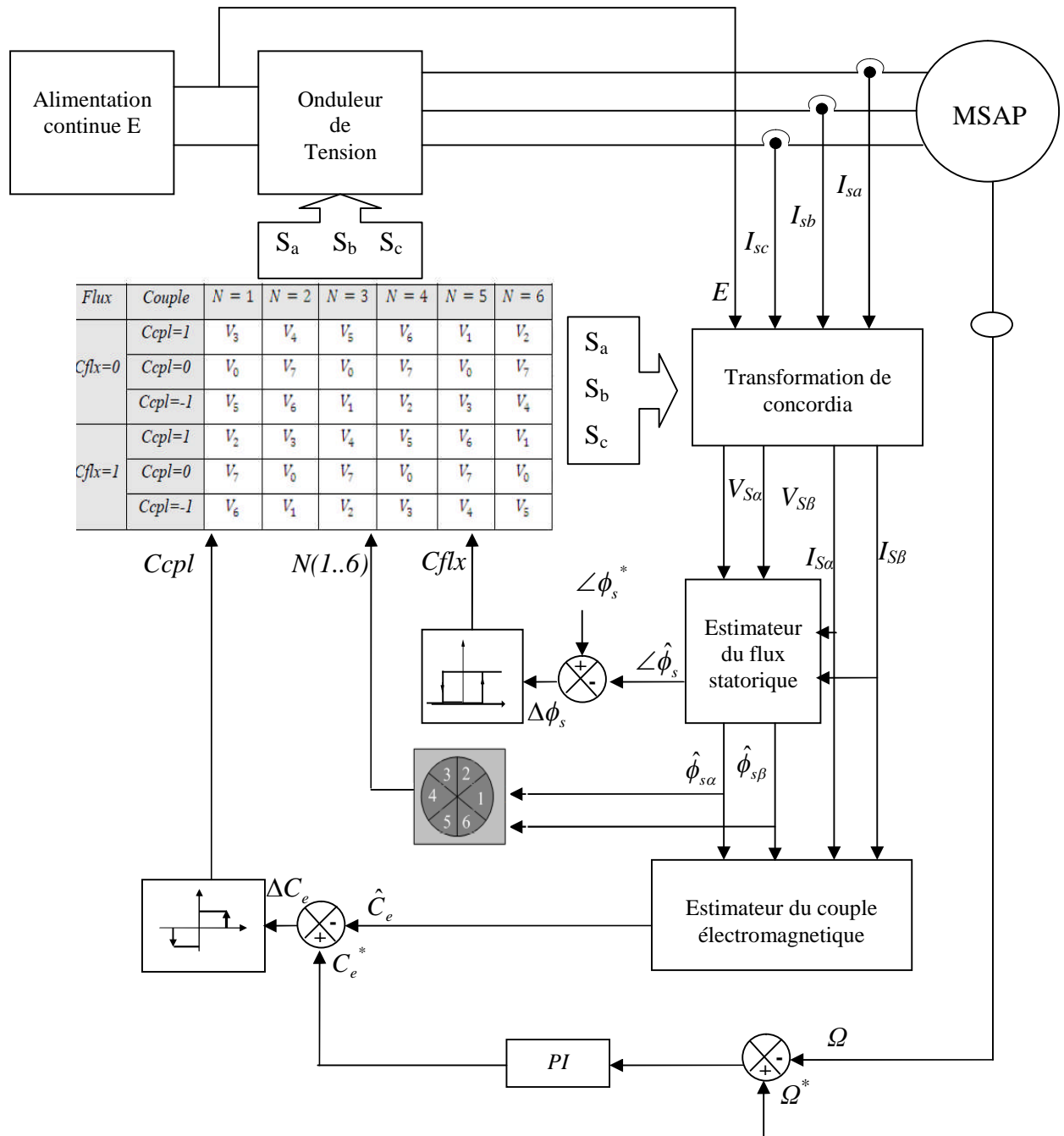


Figure IV.9: Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'une MSAP.

#### IV.9 RÉSULTATS DES SIMULATIONS ET DISCUSSION

En utilisant le schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (Figure IV.9), les simulations sont effectuées dans les conditions suivantes :

$$\phi_s^* = 0.3 \text{ wb} ; \text{ pour le couple } \Delta C_e = 0.012 \text{ N.m} ; \text{ pour le flux } \Delta\phi_s = 0.001 \text{ wb}.$$

$C_e^*$  : est récupéré à la sortie d'un *PI* dont les paramètres sont les mêmes que ceux utilisés pour la commande vectorielle.

#### IV.9.1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de  $100(\text{rad/s})$ . Les figures (IV.10.a) et (IV.10.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de  $14\text{Nm}$  et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. A  $t=0.5\text{s}$  la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale  $5.5\text{Nm}$ , le couple électromagnétique répond positivement et la vitesse est légèrement influencée et se rétablit rapidement à sa référence. La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge, les deux composantes du flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  sont en quadrature ( $\phi_{s\alpha}$  est cosinusoidale,  $\phi_{s\beta}$  est sinusoidale). Le courant  $i_d$  est maintenu constant dans le fonctionnement à vide mais il est diminué dans le fonctionnement en charge.

#### IV.9.2 Changement de la référence de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de  $\Omega_{ref} = 100(\text{rad/s})$  à  $\Omega_{ref} = 150(\text{rad/s})$  à l'instant  $t=0.5\text{s}$ , sont représentés dans la figure (IV.11). on remarque que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les deux composantes du flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par cette variation. On observe que le courant  $i_d$  présente une petite chute qui est rejetée rapidement car la machine est à vide.

#### IV.9.3 Essai de variation de la charge

La Figure (IV.12) présente le résultat de simulation lors de l'application de trois échelons de consigne de couple (à  $t = 0.25\text{s}$ ,  $C_r = 6\text{Nm}$ , à  $t = 0.5\text{s}$   $C_r = 3\text{Nm}$ , à  $t = 0.7\text{s}$ ,  $C_r = 0\text{Nm}$ ). Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement les valeurs de consigne. On remarque que le module du flux et les deux composantes du flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  ne sont pas affectés par la variation de la charge.

La vitesse subit une petite chute qui se rétablit rapidement à sa référence. Ainsi que les courants, répondent avec succès à ce type de test.

#### IV.9.4 Inversion de sens de rotation et variation du couple de charge

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de rotation de  $\Omega_{ref} = 100(\text{rad/s})$  à  $\Omega_{ref} = -100 (\text{rad/s})$  à  $t=0.5\text{s}$ , on introduit à l'instant  $t=0.25\text{s}$  un couple de  $6 \text{ N.m}$  après un démarrage à vide qu'on annulé à l'instant  $t=0.5\text{s}$ . Ensuite on applique un couple de  $6 \text{ N.m}$  à  $t=0.7\text{s}$ , les résultats de simulation sont illustrés sur la figure (IV.13).

On constate dans cette figure que les grandeurs telles que la vitesse, le couple et les courants sont influencés par cette variation. On observe également que la vitesse et le couple suivent leurs valeurs de consigne.

La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement. On peut dire donc, que la commande permet d'obtenir une réponse très rapide des grandeurs de commande.

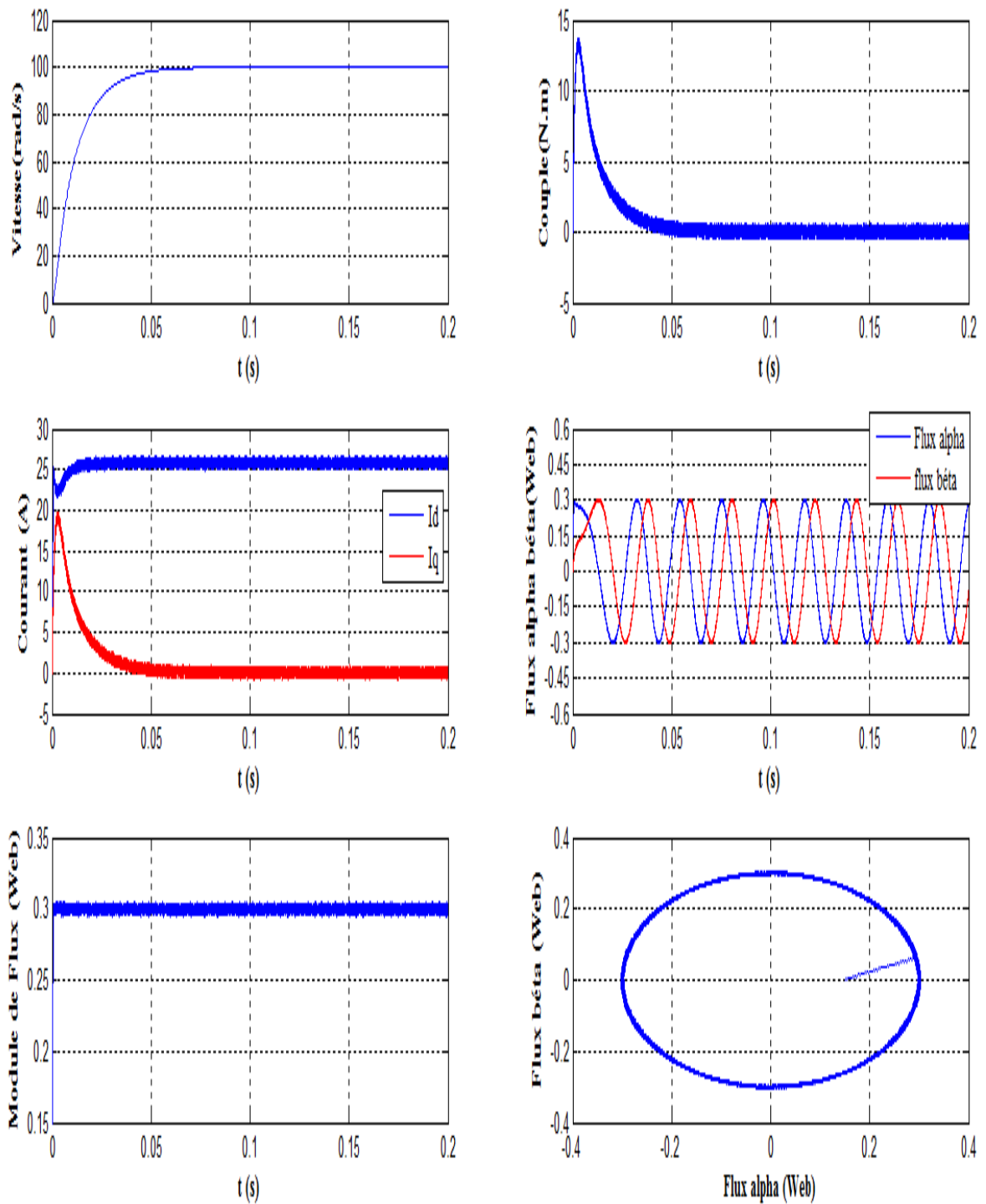


Figure IV.10.a : Résultats de simulation de la DTC pour un démarrage à vide.

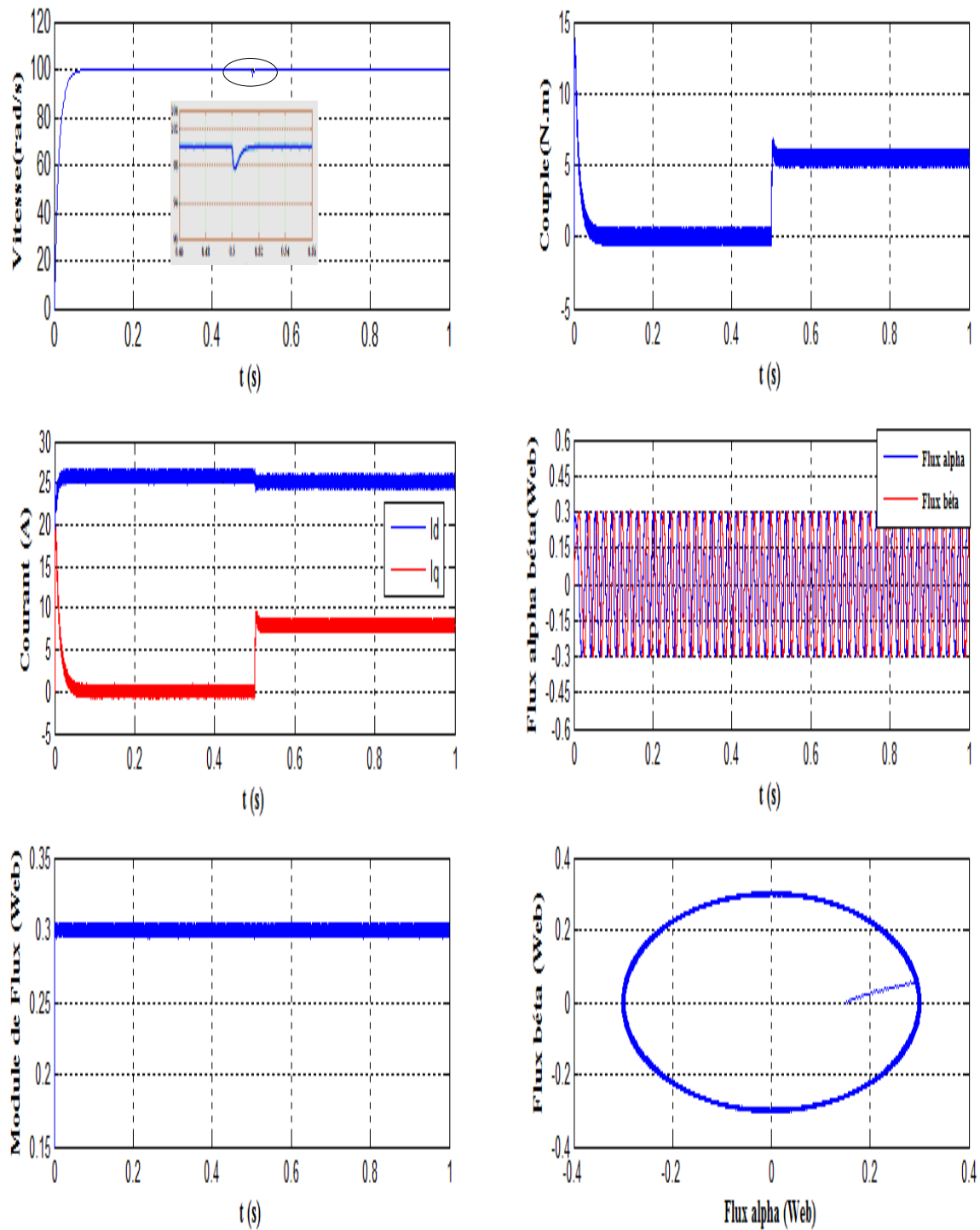


Figure IV.10.b: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5.5 N.m à t = 0.5 s.

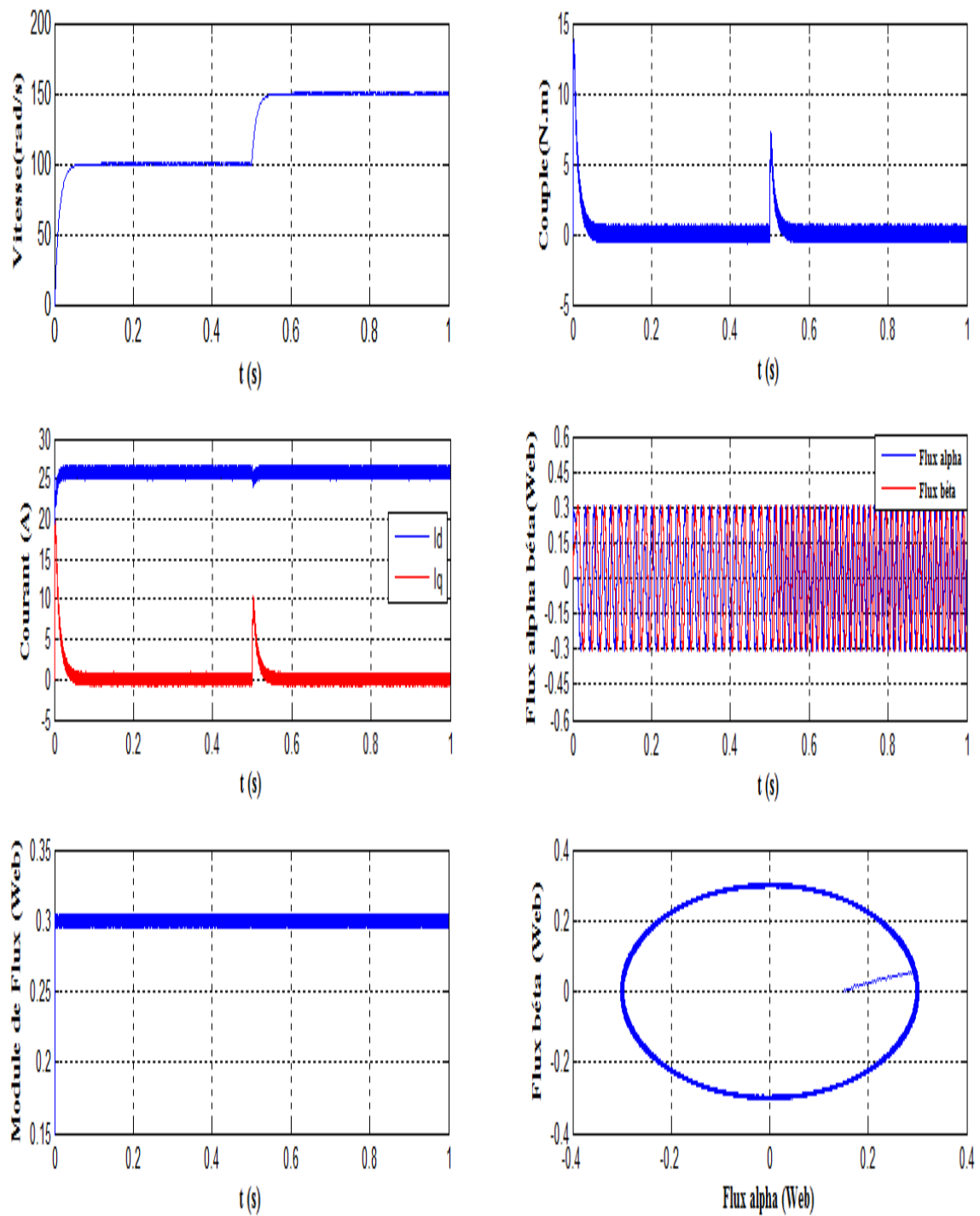


Figure IV.11: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.



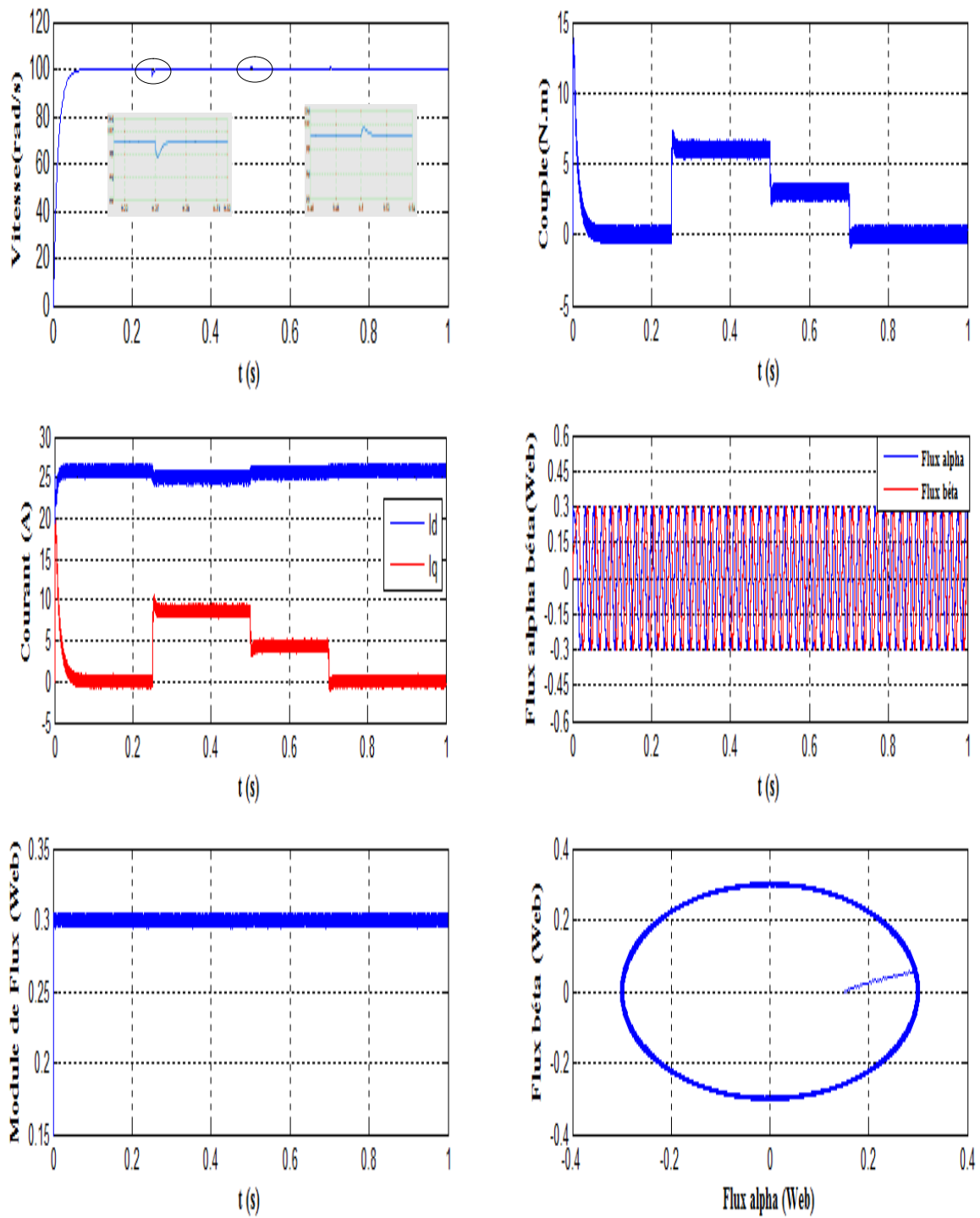


Figure IV.12: Résultats de simulation de la DTC pour la variation de la charge.

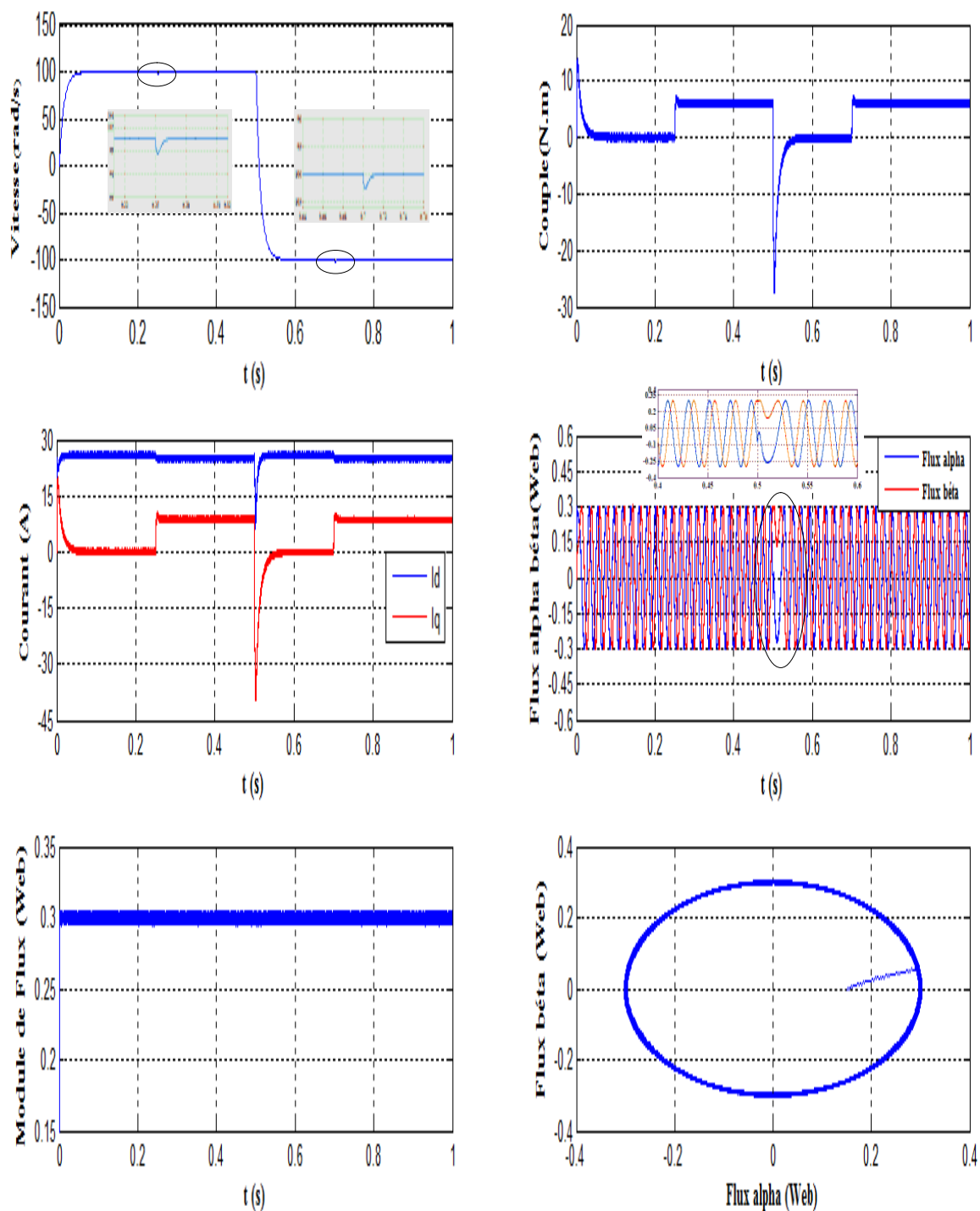


Figure IV.13: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation introduction et suppression de la charge.

#### **IV.10 CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande directe de couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents. Puis, nous avons abordé une structure de commande par *DTC* appliqué à un modèle d'une MSAP alimenté par onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur *PI*, nous avons présenté les résultats obtenus par la simulation de la *MSAP* pour une période d'échantillonnage donnée.

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger de la qualité de la commande. La commande *DTC* permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement ou d'oscillations transitoires. Par conséquent cette commande apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse.

Le choix d'un correcteur à hystérésis malgré sa simplicité est une solution bien adaptée pour la commande directe du couple. L'application de cette commande nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur le flux statorique et le couple. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présente des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commande.

# Chapitre V

*Commande sans capteur de vitesse de la MSAP*

## V.1 INTRODUCTION

Les différentes applications industrielles des variateurs synchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent, leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées, ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leur commande. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques (courants, tension) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques captés. De plus, ils manifestent une sensibilité aux interférences extérieures et exigent une maintenance très coûteuse. D'un autre côté, certaines grandeurs internes d'une machine ne sont pas mesurables directement (flux, couple résistant). Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient l'un des critères les plus importants dans de nombreuses applications. On s'intéresse surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne. On essaie donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul utilisés pour reconstituer la vitesse de la machine [2]. Avec les progrès des calculateurs numériques il y a tendance à remplacer ces capteurs par des observateurs qui transforment les signaux de courants et de tensions en information concernant d'autres variables du moteur telle que la vitesse [22]. On trouve maintenant dans la littérature de nombreuses méthodes de commande sans capteurs mécaniques.

Pour toutes ces raisons, on a recours à la théorie d'observateurs et d'estimateurs. Nombreux sont les observateurs proposés dans la littérature pour la MSAP.

Ce chapitre fera l'objet d'une étude de la commande sans capteur de vitesse d'une MSAP commandé par *DTC* et par *FOC* et associé à un observateur à mode glissant.

À la fin de ce chapitre, on présentera les résultats obtenus par simulation, ainsi que la validité du choix de l'observateur à mode glissant.

## V.2 CONCEPTS D'ESTIMATEUR ET D'OBSERVATEUR

### V.2.1 Estimateurs

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais

sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours du fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur la figure (V.1) [17].

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

### V.2.2 Observateurs

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain  $K$  pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur Figure(V.1) [17].

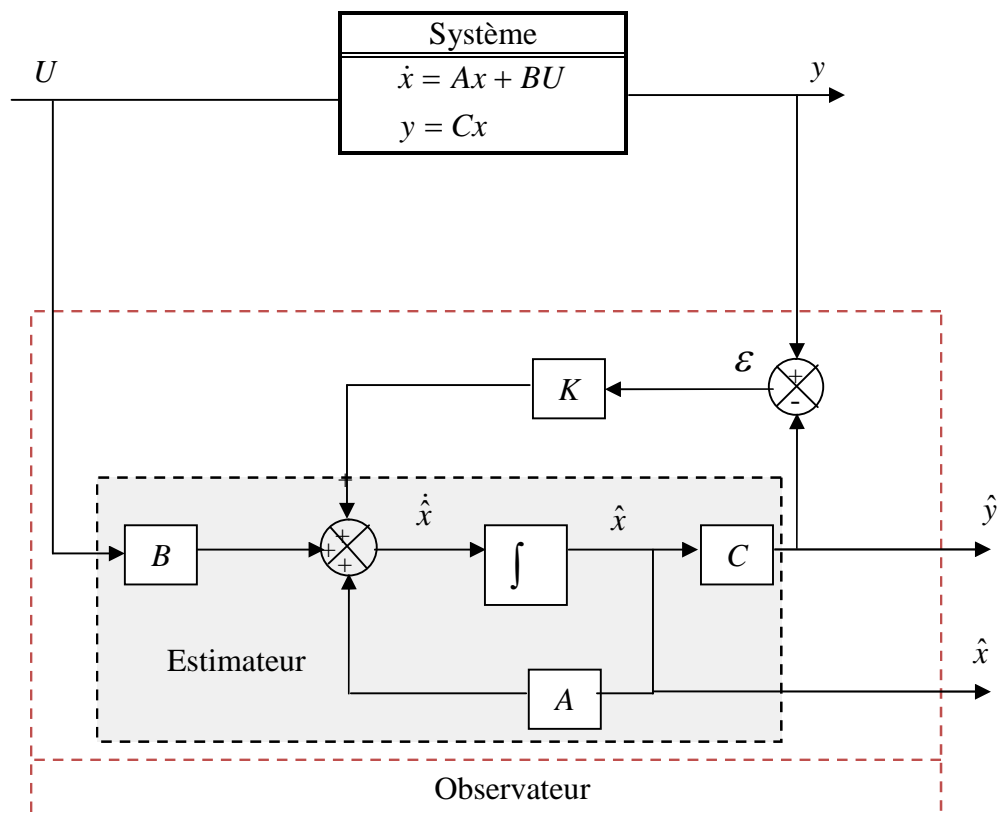


Figure V.1: Schéma bloc d'un observateur d'état.

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

- Un vecteur d'entrée  $U$  du système réel et de l'observateur,

- Un vecteur d'état  $x$  constitué des grandeurs à observer,
- Un vecteur de sortie  $y$  dont les composantes sont mesurables (tensions, courants).

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante [2] :

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

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

### V.3 CLASSIFICATION DES OBSERVATEURS

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

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [7]:

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

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

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

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

En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux familles [2]:

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

des informations sur les deux variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet.

En fin, en fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [5] :

- Observateurs de type déterministes,
- Observateurs de type stochastiques.

#### **V.4 MÉTHODES DE COMMANDE SANS CAPTEUR MÉCANIQUE**

Cette partie est consacrée à l'exposé de deux stratégies de base utilisées pour l'estimation de la vitesse ainsi que leurs limites d'utilisation.

##### **V.4.1 Méthodes sans modèle**

###### **V.4.1.1 Estimation de la vitesse à partir des saillances magnétiques de la machine**

Cette stratégie d'estimation est basée sur la saillance magnétique de la machine due à la saturation ou à sa construction géométrique spéciale. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse [47]. Dans cette approche, l'estimation de vitesse peut se faire, à partir de l'analyse spectrale des harmoniques de courant. Néanmoins, cette méthode n'est valable pour certains moteurs possédant une conception spéciale, en effet, elle peut être utilisée pour les moteurs de faible saillance, et puis encore les problèmes liés aux basses vitesses persistent toujours [27].

###### **V.4.1.2 Estimation basée sur l'intelligence artificielle**

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux de neurones sont tous des techniques de calcul numérique à base d'intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l'informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l'ingénierie. Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes. Leurs robustesses sont très bonnes même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur le système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique [47].



## V.4.2 Méthodes avec Modèle

### V.4.2.1 Méthodes à base d'estimateur

Les estimateurs connus longtemps, s'appuient sur la duplication de modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel. Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [47], On peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la vitesse. La technique utilisée pour estimer la vitesse et la position est basée sur la mesure des courants et des tensions d'alimentation de la machine [46].

#### \*Système adaptatif utilisant un modèle de référence

Le *MRAS* (Système Adaptatif avec Modèle de Référence) est une technique utilisée pour l'estimation des variables d'état de la machine. Les sorties du modèle de référence sont comparées avec celles d'un modèle adaptatif (ajustable), avec un mécanisme d'adaptation. Le traitement de l'erreur issue de cette comparaison permet de générer la vitesse de rotation qui est utilisée pour ajuster le modèle adaptatif [48]. Le *MRAS* a été initialement introduite pour la machine asynchrone par C. Schauder en 1989. [38]

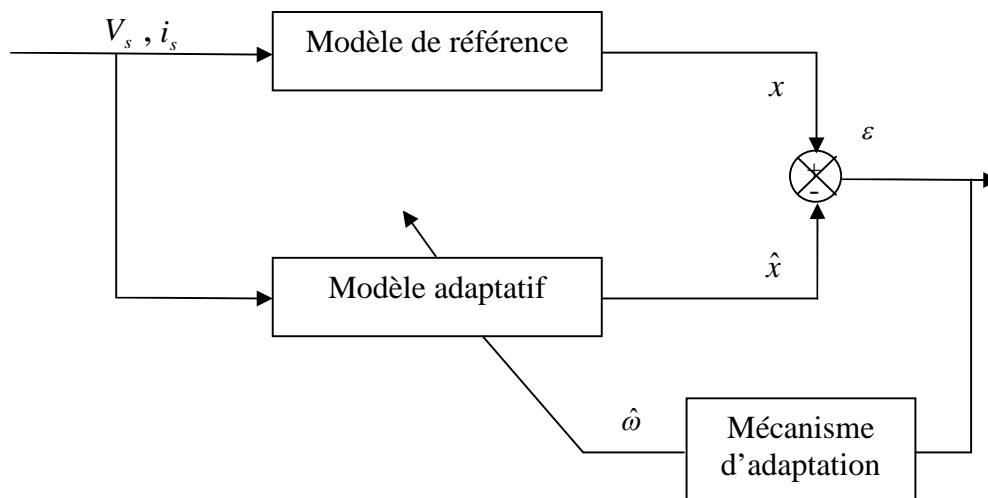


Figure V.2: Structure *MRAS* pour l'estimation de la vitesse.

### V.4.2.2 Méthodes à base d'observateur

Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable. Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse.

### A/ Observateur déterministe

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les observateurs présentent une entrée supplémentaire qui assure éventuellement la stabilité exponentielle de la reconstruction, et impose la dynamique de convergence. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain [23], [46], [47].

### B/ Observateur stochastique (Filtre de Kalman)

Dans le cas où le système est l'objet de variation paramétrique ou bien à des perturbations aléatoires provenant du système de mesure, il est possible de chercher une matrice de gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisant un observateur d'état stochastique. L'algorithme du filtre de Kalman étendu, adapté au calcul en temps réel, permet l'estimation optimale en ligne simultanément des états du système et des paramètres non mesurables, lorsque les variances des bruits sont connues [46]. Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés [47].

Dans ce travail, on s'intéresse à l'observateur à modes glissants (OMG) à cause de sa robustesse (invariance contre la variation paramétrique) et sa simplicité.

## V.5 OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS

Une des classes les plus connues des observateurs non linéaires robustes est celle des observateurs à modes glissants. Un observateur à modes glissants est un observateur dont le terme correcteur est une fonction "sign" discontinue. Ce type d'observateur est basé sur la théorie des systèmes à structure variable. Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre ' $n$ ' à évoluer en temps fini sur une variable  $S$ , de dimension  $(n-p)$ , dite surface de glissement. Cette variable est définie ( $S = \{x \mid s(x, t) = 0\}$ ). L'attractivité et l'invariance de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et  $y$  évolue selon une dynamique d'ordre  $(n-p)$ . Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles de l'erreur d'observation de l'état  $e = x - \hat{x}$ , où  $e$  est l'erreur,  $x$  est l'état et  $\hat{x}$  est l'estimation de l'état [9]. On impose l'évolution de ces dynamiques sur une variété sur laquelle l'erreur d'estimation de la

sortie  $\varepsilon = y - \hat{y}$ , est nulle. Les dynamiques sur cette variété sont stabilisées, ou assignées, de manière à borner ou annuler le reste de l'erreur d'estimation [2].

### V.6 SYNTHÈSE D'UN OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS D'ORDRE COMPLET

Cet observateur est basé sur le modèle complet de la MSAP. Le modèle (I.18) est utilisé pour la commande. En utilisant la transformation de Concordia, le modèle de la MSAP dans le repère  $(\alpha, \beta)$  est donné par les équations suivantes [49]:

$$\begin{aligned} \dot{i}_{s\alpha} &= -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} - \frac{e_\alpha}{L_s} + \frac{1}{L_s} V_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} &= -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{e_\beta}{L_s} + \frac{1}{L_s} V_{s\beta} \end{aligned} \quad (\text{V.2})$$

Où  $e_\alpha$  et  $e_\beta$  sont les forces électromotrices :

$$e_\alpha = -\varphi_f \omega \sin \theta_e \quad e_\beta = \varphi_f \omega \cos \theta_e \quad (\text{V.3})$$

Le couple électromagnétique  $C_e$  est alors écrit dans un repère fixe  $(\alpha, \beta)$  :

$$C_e = \frac{3}{2} p \varphi_f (i_{s\beta} \cos \theta_e - i_{s\alpha} \sin \theta_e) \quad (\text{V.4})$$

L'équation mécanique associée est donnée par :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} C_e - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{V.5})$$

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

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{p\varphi_f}{L_s} \Omega \sin \theta_e + \frac{1}{L_s} V_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{p\varphi_f}{L_s} \Omega \cos \theta_e + \frac{1}{L_s} V_{s\beta} \\ \dot{\Omega} = \frac{3p\varphi_f}{2J} (i_{s\beta} \cos \theta_e - i_{s\alpha} \sin \theta_e) - \frac{f_r}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \\ \dot{\theta} = \Omega \end{cases} \quad (\text{V.6})$$

Avec :

$$\theta_e = p\theta \quad (\text{V.7})$$

Alors le modèle de l'observateur peut être exprimé sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{s\alpha} + \frac{p\varphi_f}{L_s} \hat{\Omega} \sin \hat{\theta}_e + \frac{1}{L_s} V_{s\alpha} + K_1 \text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{s\beta} - \frac{p\varphi_f}{L_s} \hat{\Omega} \cos \hat{\theta}_e + \frac{1}{L_s} V_{s\beta} + K_1 \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\Omega}} = \frac{3p\varphi_f}{2J} (\hat{i}_{s\beta} \cos \hat{\theta}_e - \hat{i}_{s\alpha} \sin \hat{\theta}_e) - \frac{f_r}{J} \hat{\Omega} - \frac{1}{J} C_r + K_2 \text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) + K_2 \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\theta}} = \hat{\Omega} \end{cases} \quad (\text{V.8})$$

$$\text{Où : } \bar{i}_{s\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \quad \bar{i}_{s\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \quad (\text{V.9})$$

$K_1$  et  $K_2$  sont les gains de l'observateur.

La surface de glissement  $S$  est définie par :

$$S = [s_1 \quad s_2]^T = [i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \quad i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}]^T \quad (\text{V.10})$$

Le modèle de l'OMG sous la forme d'équation d'état est :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\Omega}} \\ \dot{\hat{\theta}} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Omega} \\ \hat{\theta} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ C_r \end{bmatrix} + K \text{sign} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (\text{V.11})$$

Avec :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad K = \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_1 \\ K_2 & K_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.12})$$

$$A = A_1 + A_2 + A_3 = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + \sin \hat{\theta}_e \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{p\varphi_f}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-3p\varphi_f}{2J} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \cos \hat{\theta}_e \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-p\varphi_f}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{3p\varphi_f}{2J} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.13})$$

• **Analyse de la stabilité**

Les dynamiques des erreurs d'estimation, obtenues par la différence entre l'équation (V.6) et l'équation (V.8), sont :

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_{s\alpha} = -\frac{R_s}{L_s} \bar{i}_{s\alpha} + \frac{p\varphi_f}{L_s} (\Omega \sin \theta_e - \hat{\Omega} \sin \hat{\theta}_e) - K_1 \text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) \\ \dot{\bar{i}}_{s\beta} = -\frac{R_s}{L_s} \bar{i}_{s\beta} - \frac{p\varphi_f}{L_s} (-\Omega \cos \theta_e + \hat{\Omega} \cos \hat{\theta}_e) - K_1 \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) \\ \dot{\bar{\Omega}} = \frac{3p\varphi_f}{2J} [(i_{s\beta} \cos \theta_e - i_{s\alpha} \sin \theta_e) - (\hat{i}_{s\beta} \cos \hat{\theta}_e - \hat{i}_{s\alpha} \sin \hat{\theta}_e)] - \frac{f_r}{J} \bar{\Omega} - K_2 \text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) - K_2 \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) \\ \dot{\bar{\theta}} = \Omega - \hat{\Omega} \end{cases} \quad (\text{V.14})$$

Où :  $\bar{\Omega} = \Omega - \hat{\Omega}$        $\bar{\theta} = \theta - \hat{\theta}$

Pour prouver la convergence de cet observateur, on considère la fonction candidate de *Lyapunov*:

$$V = \frac{1}{2} (\bar{i}_{s\alpha}^2 + \bar{i}_{s\beta}^2 + \bar{\Omega}^2 + \bar{\theta}^2) \quad (\text{V.15})$$

L'observateur (des courants, de la vitesse et de la position) est stable pourvu que  $\dot{V} < 0$ , Alors sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \bar{i}_{s\alpha} \dot{\bar{i}}_{s\alpha} + \bar{i}_{s\beta} \dot{\bar{i}}_{s\beta} + \bar{\Omega} \dot{\bar{\Omega}} + \bar{\theta} \dot{\bar{\theta}} \\ \dot{V} &= -a_1 \bar{i}_{s\alpha}^2 + a_2 \bar{i}_{s\alpha} (\Omega \sin \theta_e - \hat{\Omega} \sin \hat{\theta}_e) - K_1 |\bar{i}_{s\alpha}| \\ &\quad - a_1 \bar{i}_{s\beta}^2 + a_2 \bar{i}_{s\beta} (\Omega \cos \theta_e - \hat{\Omega} \cos \hat{\theta}_e) - K_1 |\bar{i}_{s\beta}| \\ &\quad - a_4 \bar{\Omega}^2 + a_3 \bar{\Omega} [(i_{s\beta} \cos \theta_e - i_{s\alpha} \sin \theta_e) - (\hat{i}_{s\beta} \cos \hat{\theta}_e \\ &\quad - \hat{i}_{s\alpha} \sin \hat{\theta}_e)] - \bar{\Omega} K_2 \text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) - \bar{\Omega} K_2 \text{sign}(\bar{i}_{s\beta}) + \bar{\theta} \bar{\Omega} \end{aligned} \quad (\text{V.16})$$

Où :

$$a_1 = \frac{R_s}{L_s}, a_2 = \frac{p\varphi_f}{L_s}, a_3 = \frac{3p\varphi_f}{2J}, a_4 = \frac{f_r}{J}.$$

On pose : [49]

$$\begin{aligned} |\Omega \sin \theta_e - \hat{\Omega} \sin \hat{\theta}_e| &< 2\Omega_{\max} \\ |\bar{i}_{s\alpha} (\Omega \sin \theta_e - \hat{\Omega} \sin \hat{\theta}_e)| &< 4i_{\max} \Omega_{\max} \end{aligned} \quad (\text{V.17})$$

Où  $|\bar{i}_{s\alpha}| = |\bar{i}_{s\beta}| < 2i_{\max}$  et de la même façon :

$$\begin{aligned}
\left| \bar{i}_{s\beta} (\Omega \cos \theta_e - \hat{\Omega} \cos \hat{\theta}_e) \right| &< 4i_{\max} \Omega_{\max} \\
\left| \bar{\Omega} (\text{sign}(\bar{i}_{s\alpha}) + \text{sign}(\bar{i}_{s\beta})) \right| &< 4\Omega_{\max} \\
\left| \bar{\Omega} [(i_{s\beta} \cos \theta_e - i_{s\alpha} \sin \theta_e) - (\hat{i}_{s\beta} \cos \hat{\theta}_e - \hat{i}_{s\alpha} \sin \hat{\theta}_e)] \right| &< 8i_{\max} \Omega_{\max} \\
\left| \bar{\theta} \bar{\Omega} \right| &< 4\theta_{\max} \Omega_{\max}
\end{aligned} \tag{V.18}$$

Ces conditions étant satisfaites au temps  $t = 0$ , il est possible de déterminer alors les gains de l'observateur qui permettront d'imposer la convergence de l'observateur pour  $t > 0$ . Pour cela, étant donné que : [9]

$$\begin{aligned}
-a_1 \bar{i}_{s\alpha}^2 &< 0 \\
-a_1 \bar{i}_{s\beta}^2 &< 0 \\
-a_4 \bar{\Omega}^2 &< 0
\end{aligned}$$

Il suffit de prendre  $K_1$  et  $K_2$  comme suit :

$$\begin{cases} K_1 > |4a_2 \Omega_{\max}| \\ K_2 > \left| 2a_3 i_{\max} + \frac{\theta_{\max}}{2} \right| \end{cases} \tag{V.19}$$

## V.7 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE DE LA MSAP DOTÉE D'UN OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS

### ✓ Partie I (utilisation de la commande vectorielle(FOC))

#### A/ Schéma fonctionnel

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

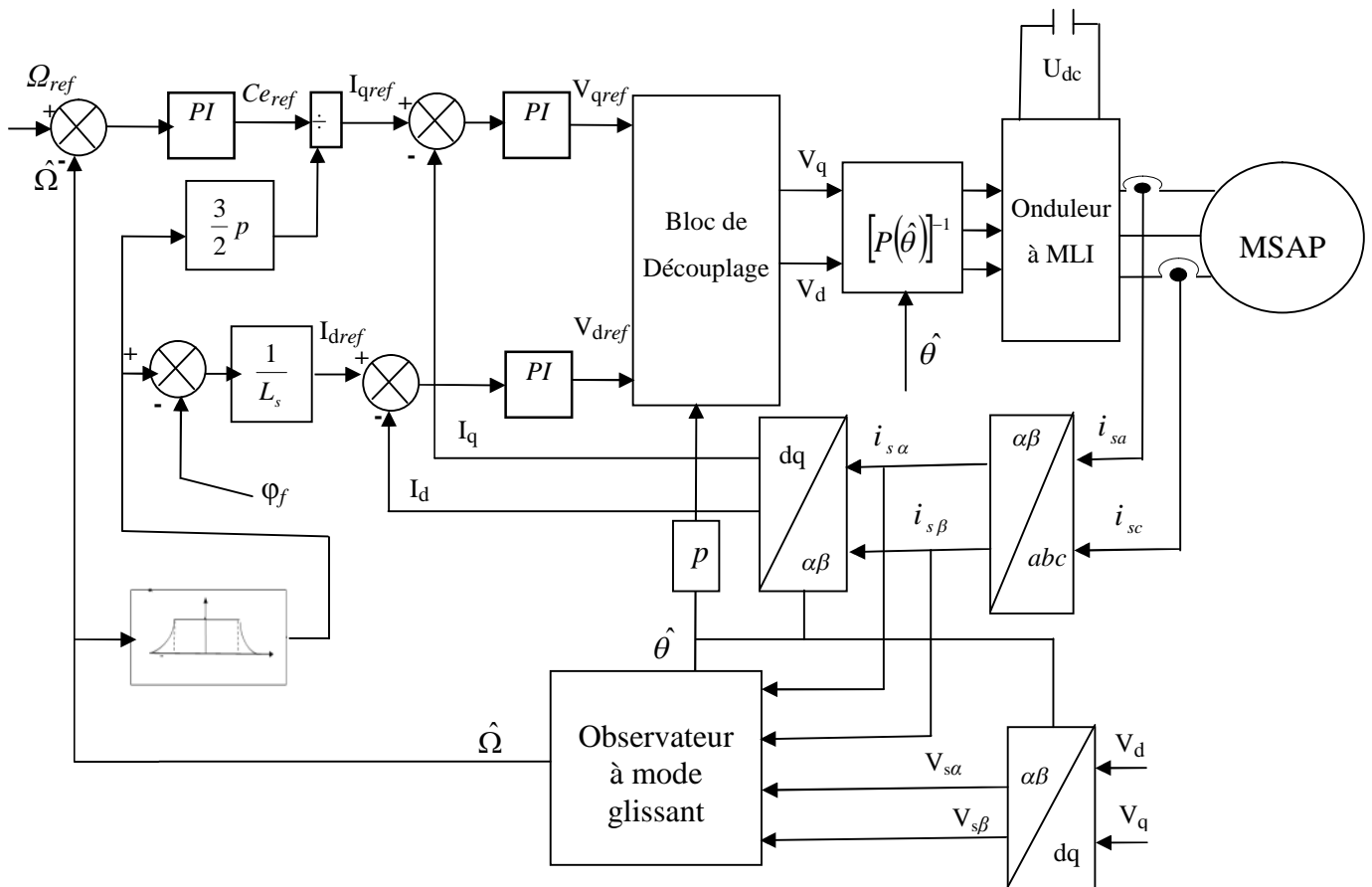


Figure V.3 : Régulation de vitesse par la FOC d'une MSAP associé à un observateur à mode glissant.

**B/ Résultats de simulation et discussion**

Afin d'évaluer les performances de l'observateur à mode glissant et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à divers tests de simulations numériques presque similaires à celles réalisées dans les chapitres précédents :

**B/1 Test ' Benchmark'**

Ce test a pour objectif de valider les algorithmes de commande sans capteurs de la machine synchrone et donc de l'observation des grandeurs mécaniques dans des trajectoires difficiles définies selon des contraintes industrielles. Les trajectoires de référence du *Benchmark* présenté dans la figure (V.4), sont définies de la manière suivante A  $t=0.5s$  la vitesse de la machine est portée à  $50 \text{ rad/s}$  et reste constante jusqu'à  $t=1s$  et, le couple de charge ( $C_r=6N.m$ ) est appliqué entre  $t=0.65s$  et  $t=0.9s$ . Cette première phase permet de tester et d'évaluer les performances de l'observateur en basse vitesse avec charge.

Ensuite, on accélère la machine jusqu'à atteindre une vitesse nominale, puis, à  $t=1.65s$ , on applique à nouveau le couple de charge ( $C_r=6N.m$ ) et on l'annule à l'instant  $t=1.9s$ . Cette

deuxième phase a pour but de tester le comportement de l'observateur en haute vitesse. Ensuite, on décélère rapidement la machine, pour atteindre, à  $t=2.5s$ , une vitesse nulle.

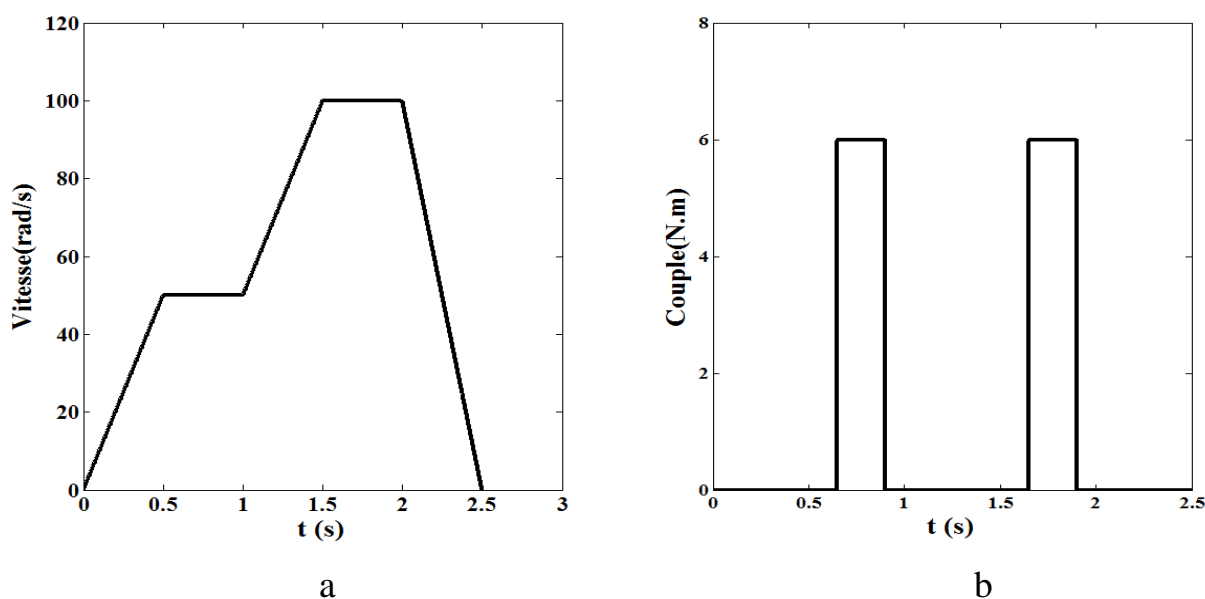


Figure V.4: Trajectoires du Benchmark commande:

a -vitesse de référence ( $rad/s$ ). b -Couple de charge ( $N.m$ ).

On remarque d'après la figure (V.5) qu'en termes de suivi de trajectoire, la vitesse estimée et la vitesse réelle suivent correctement la vitesse de référence. Après l'application de la charge, on constate un bon rejet de perturbation en basse et en haute vitesse. Le courant est influencé par la variation de la charge. Le couple subit une petite valeur au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. Les erreurs d'estimation de la vitesse et de la position sont, respectivement de  $0.04 (rad/s)$ ,  $0.1 (rad/s)$  et  $0.01 (rad)$ ,  $0.04 (rad)$ .

## B/ 2 Test de Changement de la vitesse de référence

On applique à l'entrée de commande un échelon de vitesse de  $100(rad/s)$ , puis à l'instant  $t=0.5s$  on applique un autre échelon de  $150(rad/s)$ . La figure (V.6) représente les résultats de simulation de ce test. On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse réelle et estimée suivent rapidement leur nouvelle référence.

Cette figure montre aussi que le courant sur l'axe '*alfa*' estimé converge vers le courant réel, Il en est de même pour la position. Les courbes des courants 'réelle et estimé' présentent des pics au moment de démarrage et de variation de la vitesse. Les erreurs d'estimation de la vitesse et du courant sont, respectivement de  $0.04 (rad/s)$  et  $0.02 (A)$  en régime permanent. Ceci confère à l'observateur de bonnes performances.



**B/3 Test de la variation de la charge**

La figure (V.7) montre les réponses de la MSAP pour la variation de la charge.

On introduit à l'instant  $t=0.2s$  un couple de  $3 N.m$  après un démarrage à vide, puis on applique un autre couple de  $6 N.m$  à l'instant  $t=0.5s$ , ensuite, on l'a annule à l'instant  $t=0.7s$ .

On remarque que les grandeurs telles que la vitesse et le courant sont influencées par cette variation. On remarque aussi, que le courant estimé converge vers le courant réel. Il en est de même pour la position et la vitesse. Les erreurs d'estimation de la vitesse et du courant sont, respectivement de  $0.04 (rad/s)$  et  $0.015(A)$  en régime permanent. On peut dire que les performances de l'observateur sont acceptables pour ce test.

**B/4 Test de variation du couple de charge et inversion de sens de rotation**

La figure (V.8) illustre les courbes pour ce test, on remarque que la vitesse estimée suit la vitesse réelle, le courant estimé suit le courant réel de même pour la position avec une incertitude sur la vitesse de  $0.04 (rad/s)$  au maximum. L'allure de courant estimé et de courant réel présente un pic lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur du régime permanent.

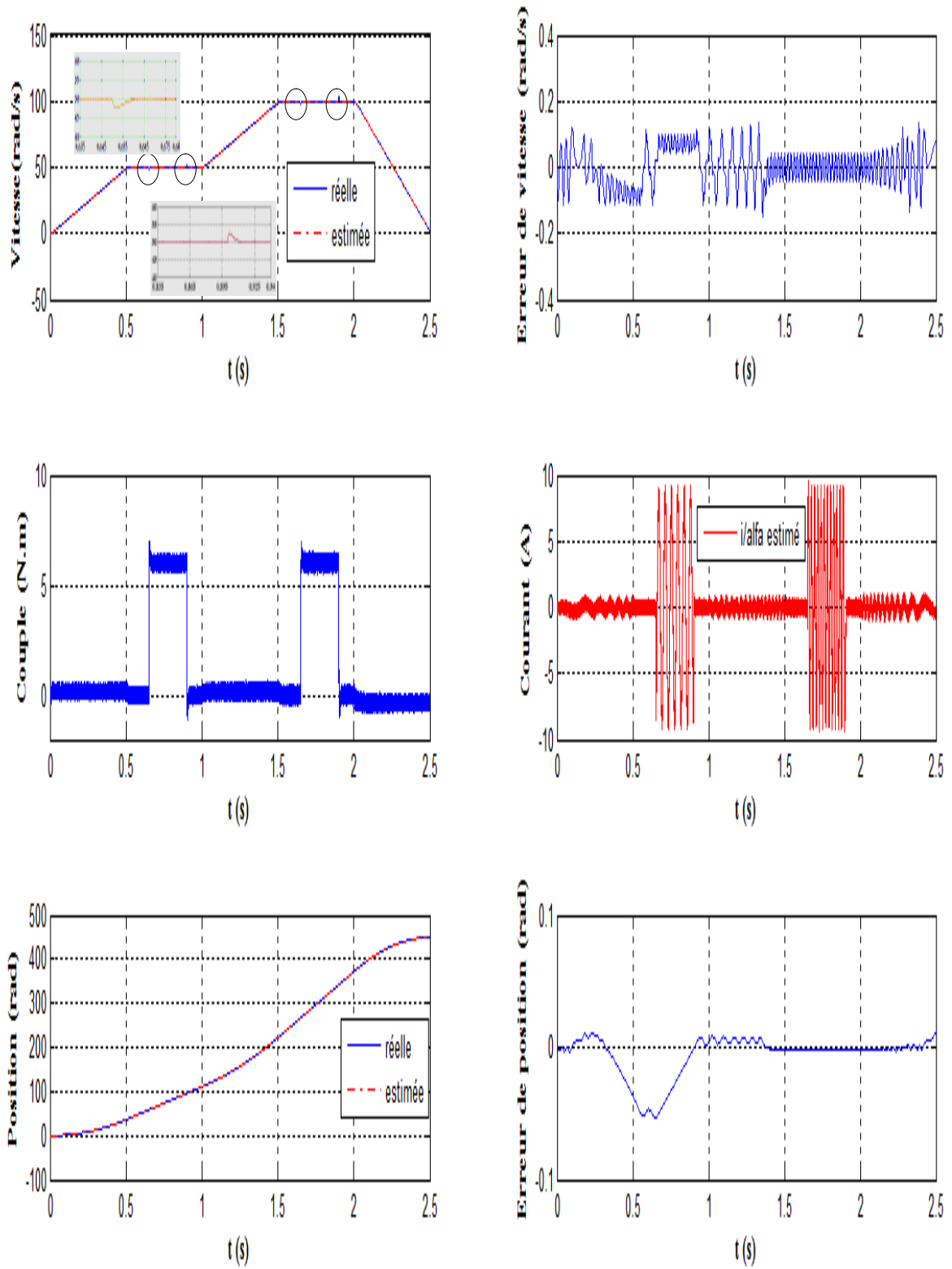


Figure V.5: Résultats de simulation pour Trajectoires du Benchmark.

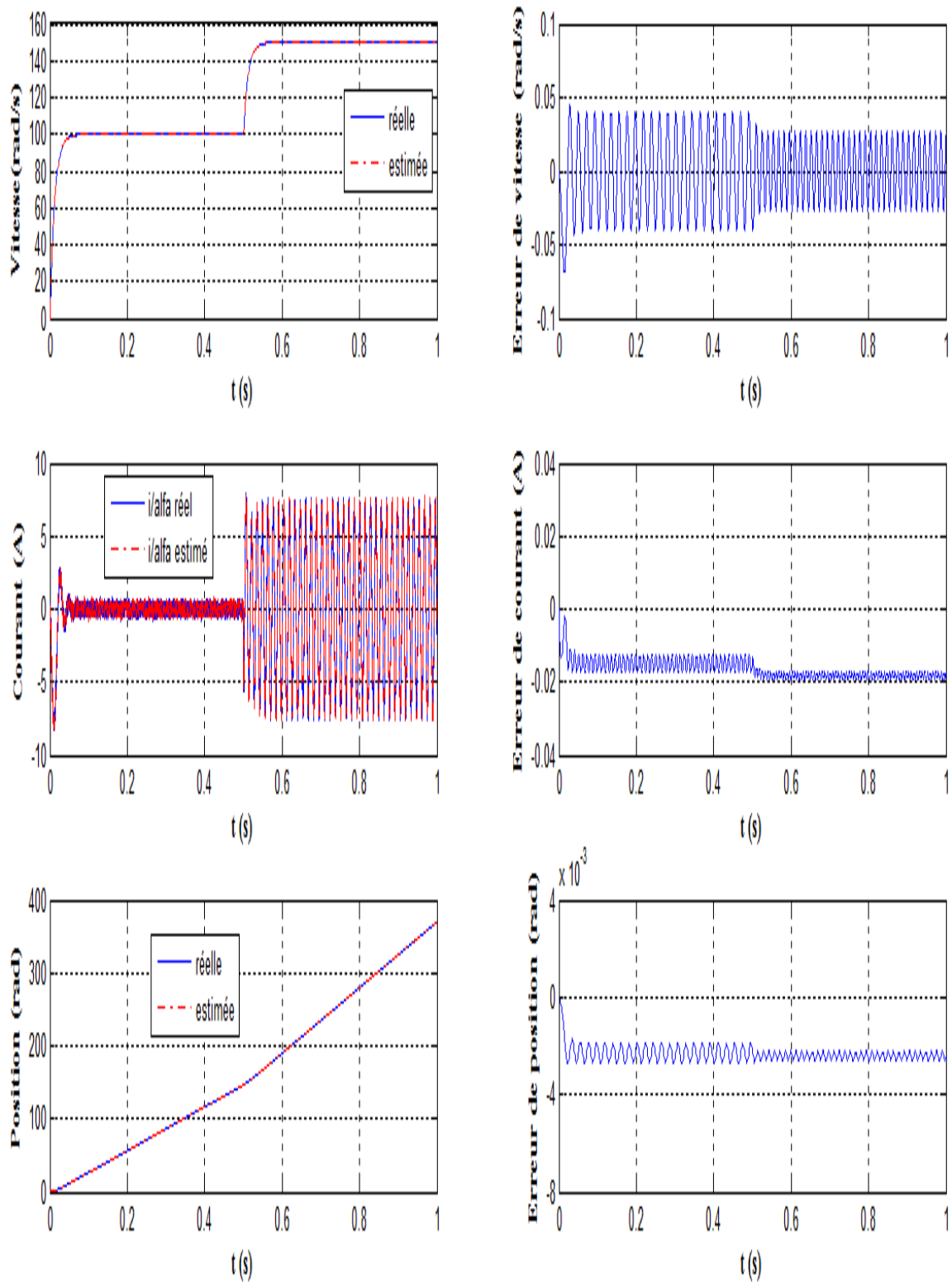


Figure V.6: Résultats de simulation pour la variation de la vitesse de référence.

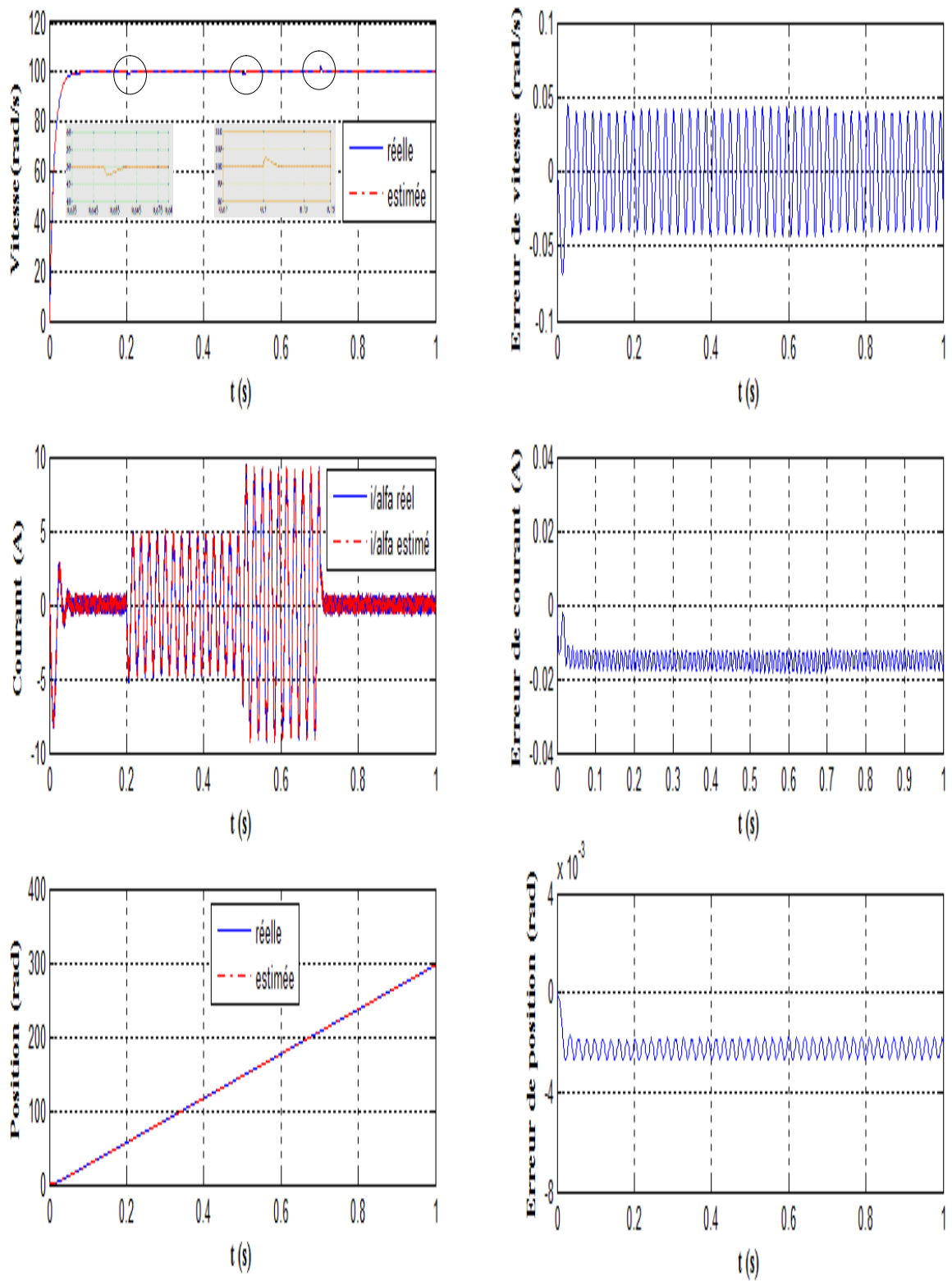


Figure V.7: Résultats de simulation pour la variation de la charge.

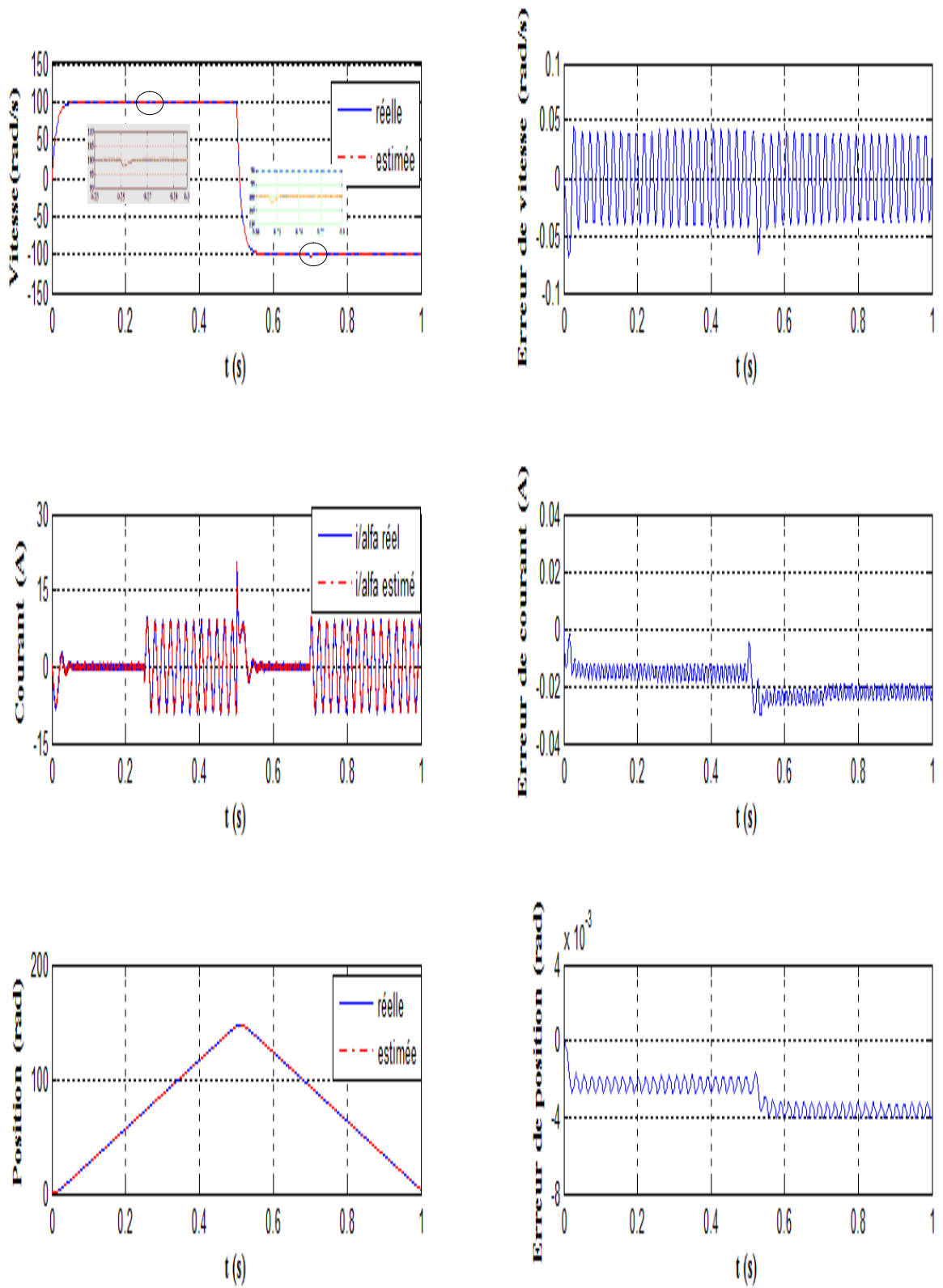


Figure V.8: Résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation avec application de la charge.

✓ **Partie II (utilisation de la commande DTC)**

**A/ Schéma fonctionnel**

L'OMG peut être introduit dans une boucle de commande par DTC d'une MSAP, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma ci-dessous illustre une structure générale de la commande DTC d'une MSAP associée à un observateur à mode glissant.

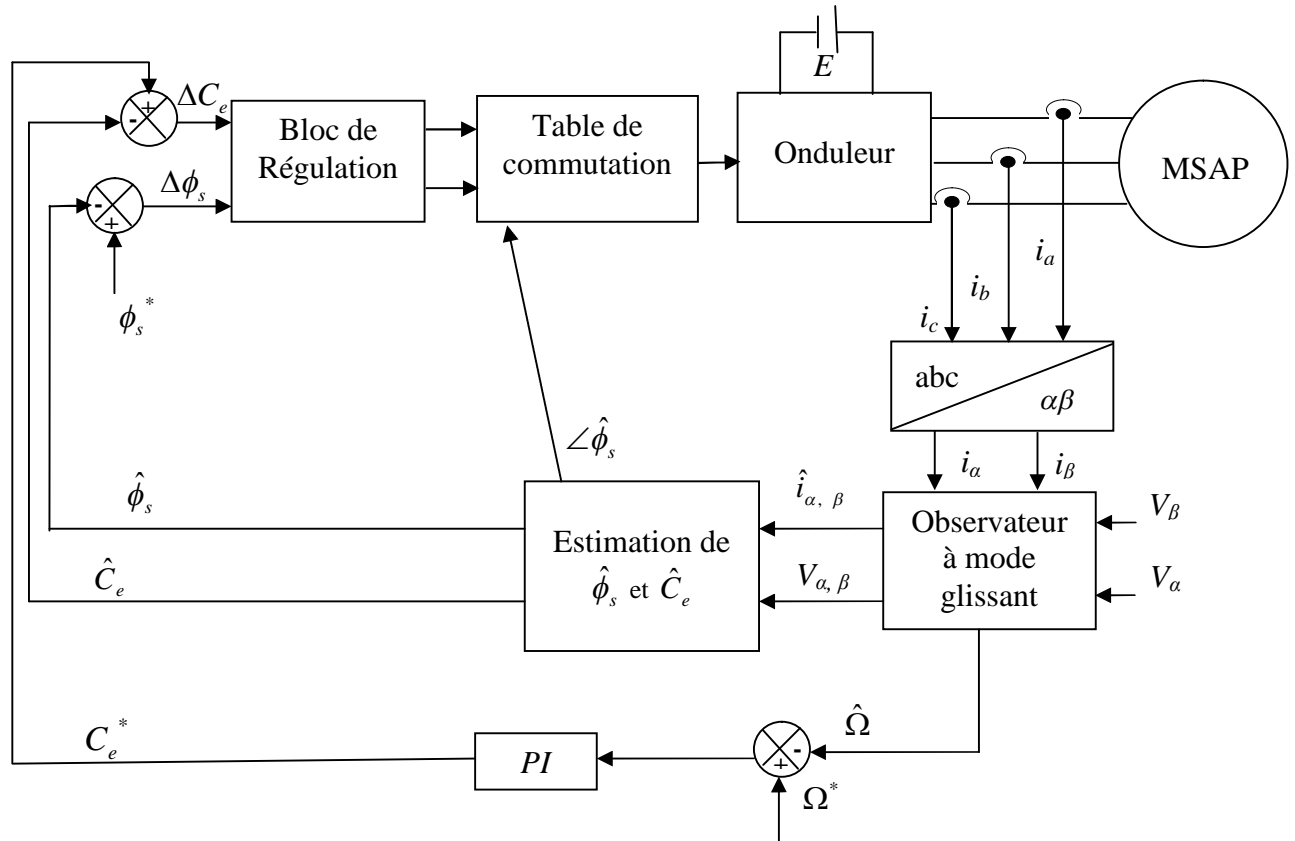


Figure V.9: Régulation de vitesse par la DTC d'une MSAP avec introduction d'un observateur à mode glissant.

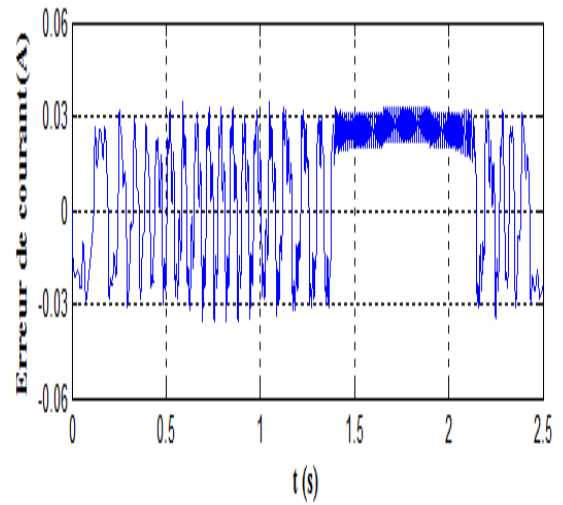
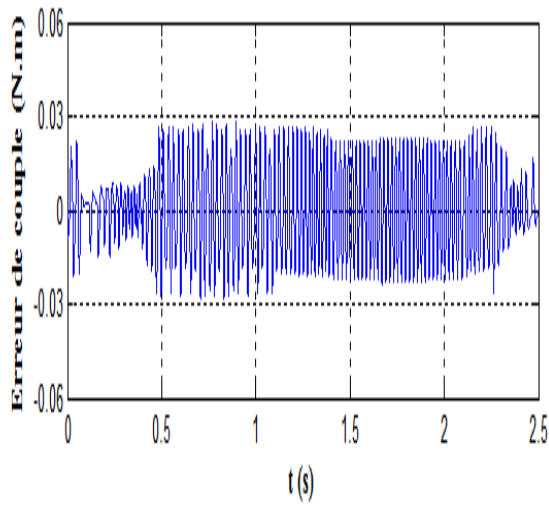
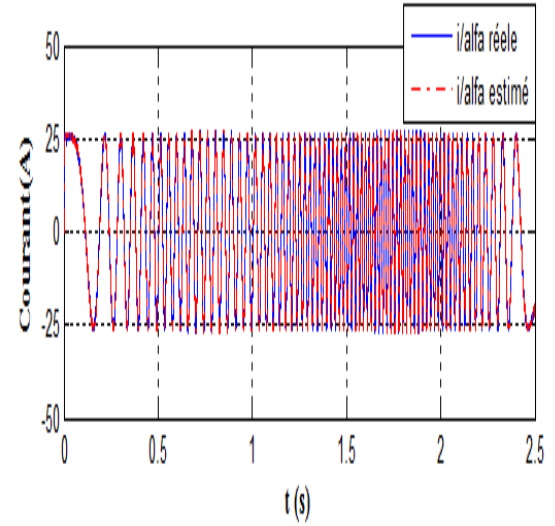
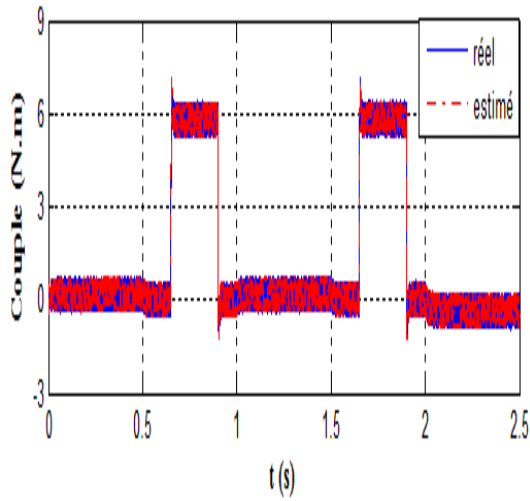
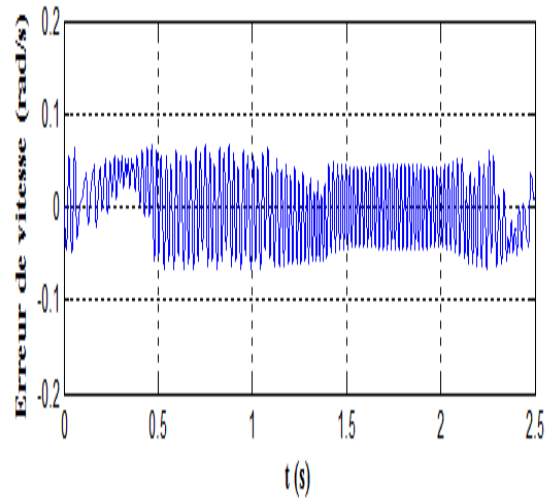
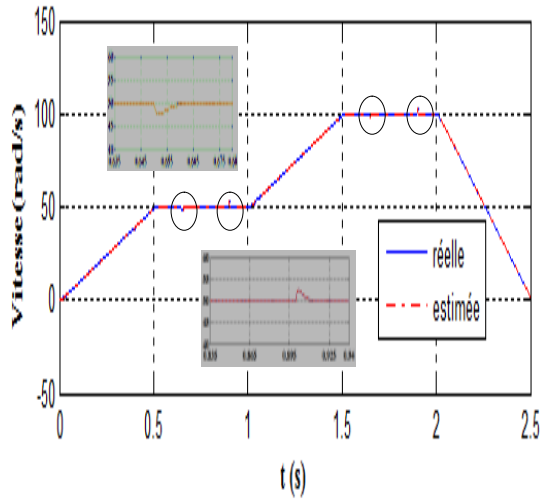
**B/ Résultats de simulation et discussion**

Pour tester les performances de la commande DTC associée à l'observateur à mode glissant on effectué les mêmes essais que pour la commande précédente.

**B/1 Test 'Benchmark'**

On remarque d'après la figure (V.10) qu'en termes de suivi de trajectoire, la vitesse estimée et la vitesse réelle suivent correctement la vitesse de référence avec une incertitude de 0.06 (rad/s) au maximum. Après l'application de charge, on constate un bon rejet de perturbation en basse et en haute vitesse. Le courant estimé converge vers le courant réel, Il en est de même pour le couple. La trajectoire du flux estimé décrit un cercle dans le plan (α, β) comme le cercle dans le chapitre précédent, le module du flux estimé garde la même allure, il n'est pas affecté par la variation de la vitesse et du couple de charge. Le courant est influencé par la variation de la

charge. Les erreurs d'estimation du courant et du couple ne dépassent pas, respectivement 0.035(A) ,0.027(N.m).



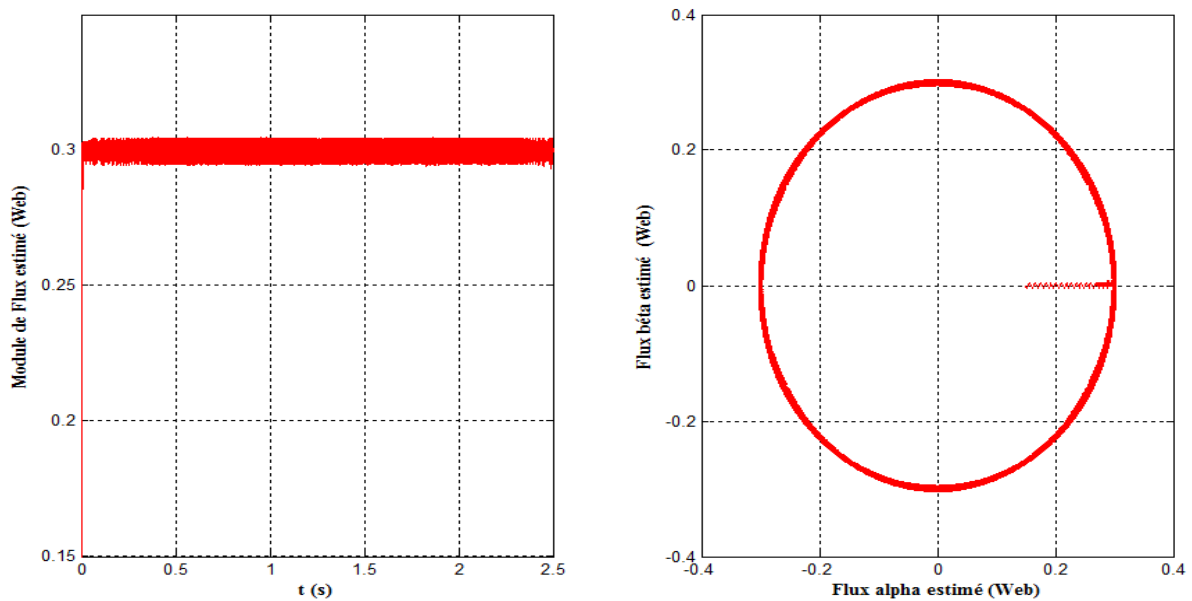
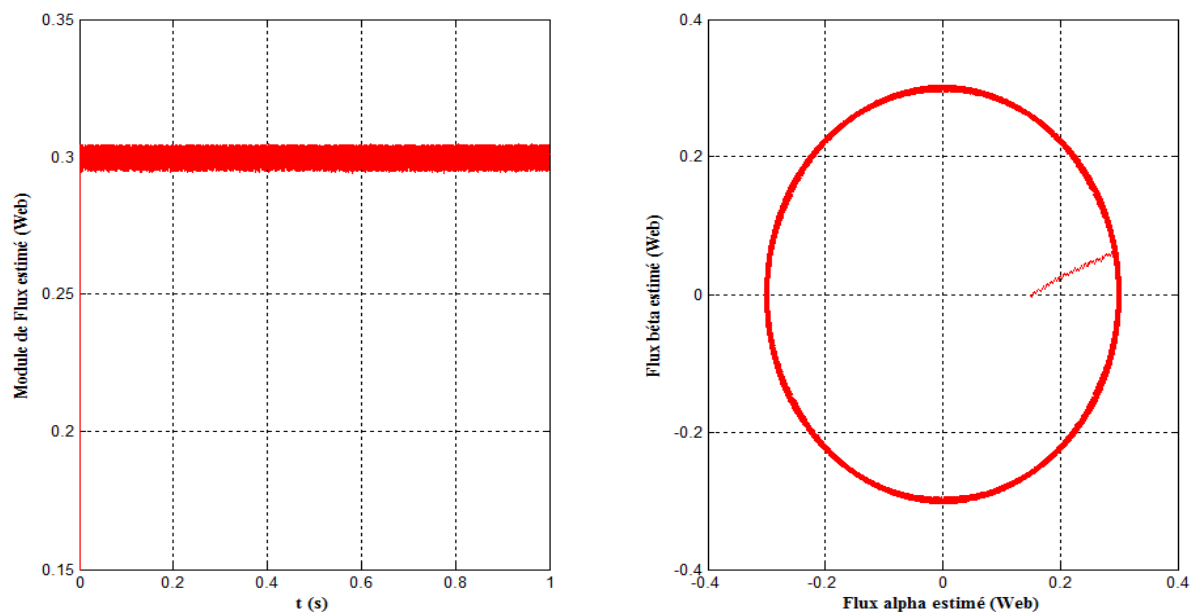


Figure V.10: Résultats de simulation pour Trajectoires du Benchmark.

### B/ 2 Test de Changement de la vitesse de référence

La figure (V.11) représente les résultats de simulation du changement de la vitesse de référence. On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse réelle et estimée suivent rapidement leur nouvelle référence avec une incertitude de  $0.045 \text{ (rad/s)}$  au maximum. Le couple 'réel et estimé' subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le module du flux estimé garde la même allure. Les erreurs d'estimation du courant et du couple ne dépassent pas, respectivement  $0.032(A)$ ,  $0.02(N.m)$ .





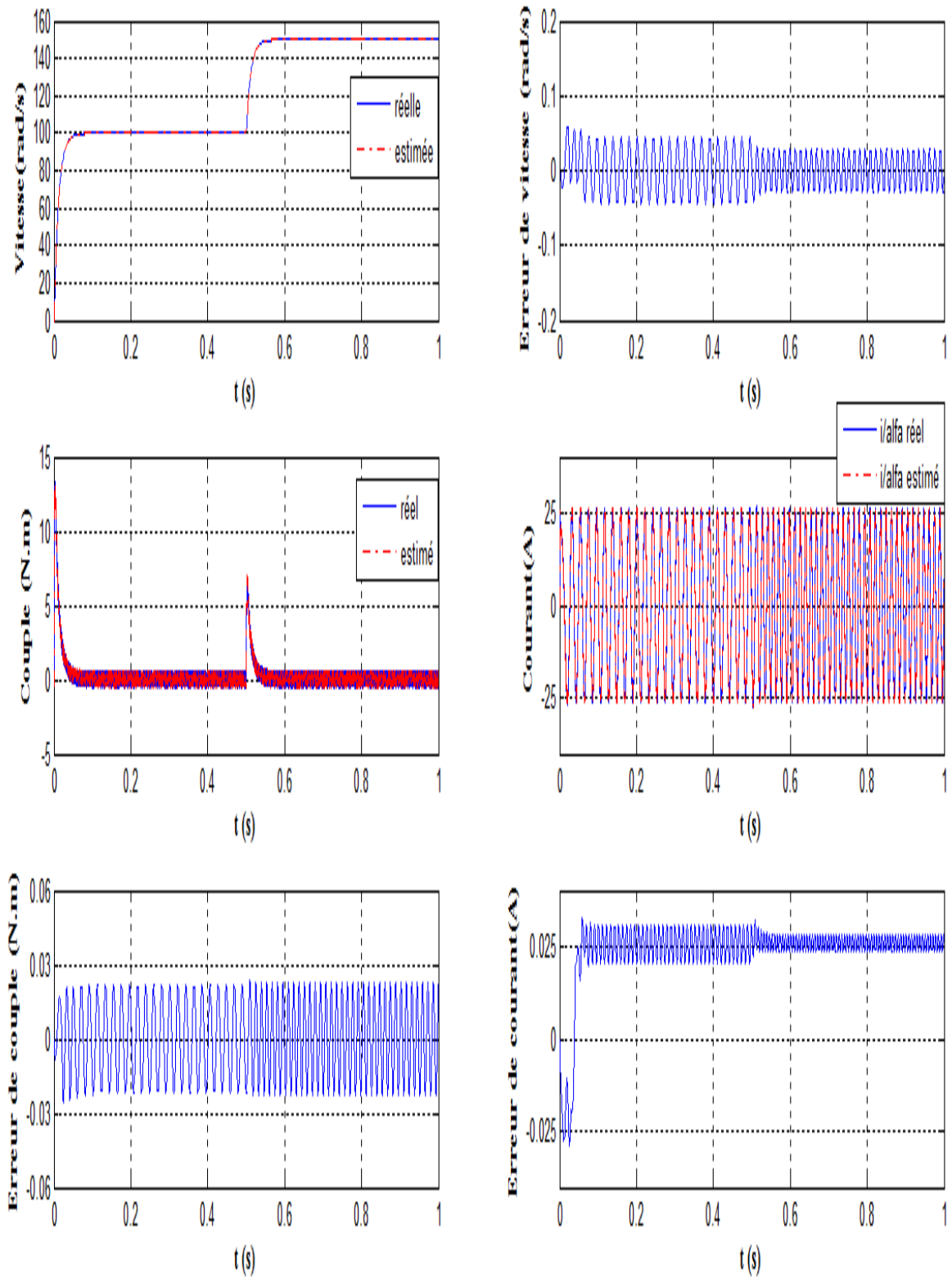


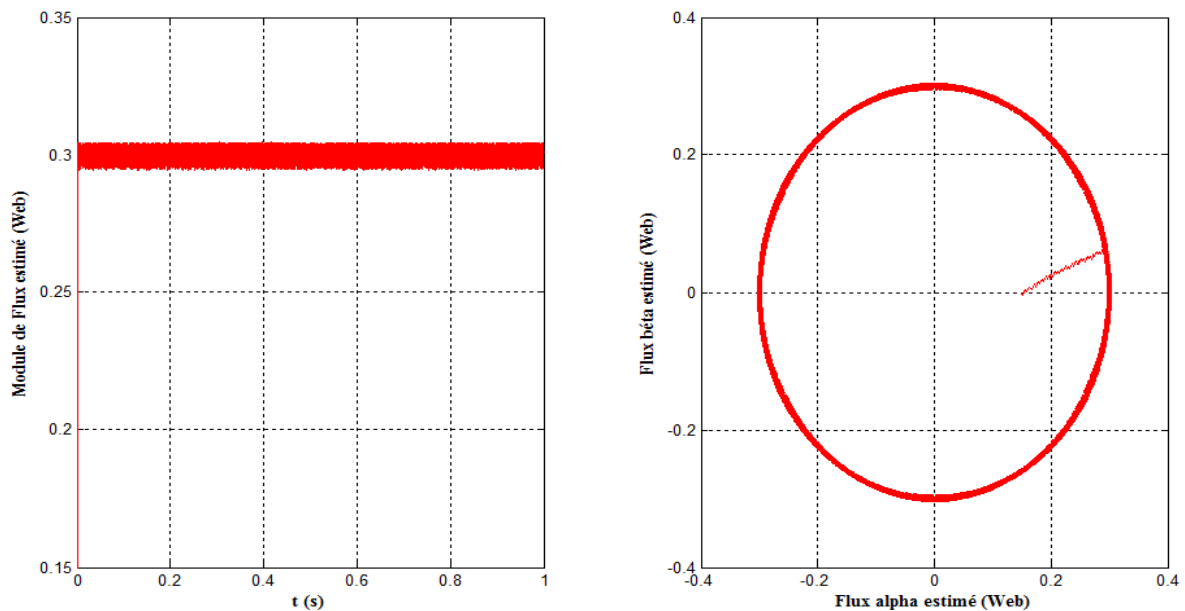
Figure V.11: Résultats de simulation pour la variation de la vitesse de référence.

### B/3 Test de la variation de la charge

Les résultats de simulation de la figure (V.12) montrent que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement. Les chutes de vitesse et les survitesses sont dues normalement au régulateur *PI*. On remarque, que le courant estimé converge vers le courant réel. Il en est de même pour le couple et pour la vitesse. Les erreurs d'estimation de la vitesse, et du couple et du courant sont, respectivement de 0.045 (*rad/s*), 0.032 (*A*), 0.02 (*N.m*).

### B/4 Test de variation du couple de charge et inversion de sens de rotation

La figure (V.13) illustre les courbes pour ce test, on remarque que la vitesse estimée suit la vitesse réelle, le courant estimé suit le courant réel de même pour le couple avec une incertitude sur la vitesse de 0.04 (*rad/s*) au maximum. La trajectoire du flux estimé est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement. Les erreurs d'estimation est les mêmes erreurs des tests précédents. Ceci montre les bonnes performances de l'observateur.



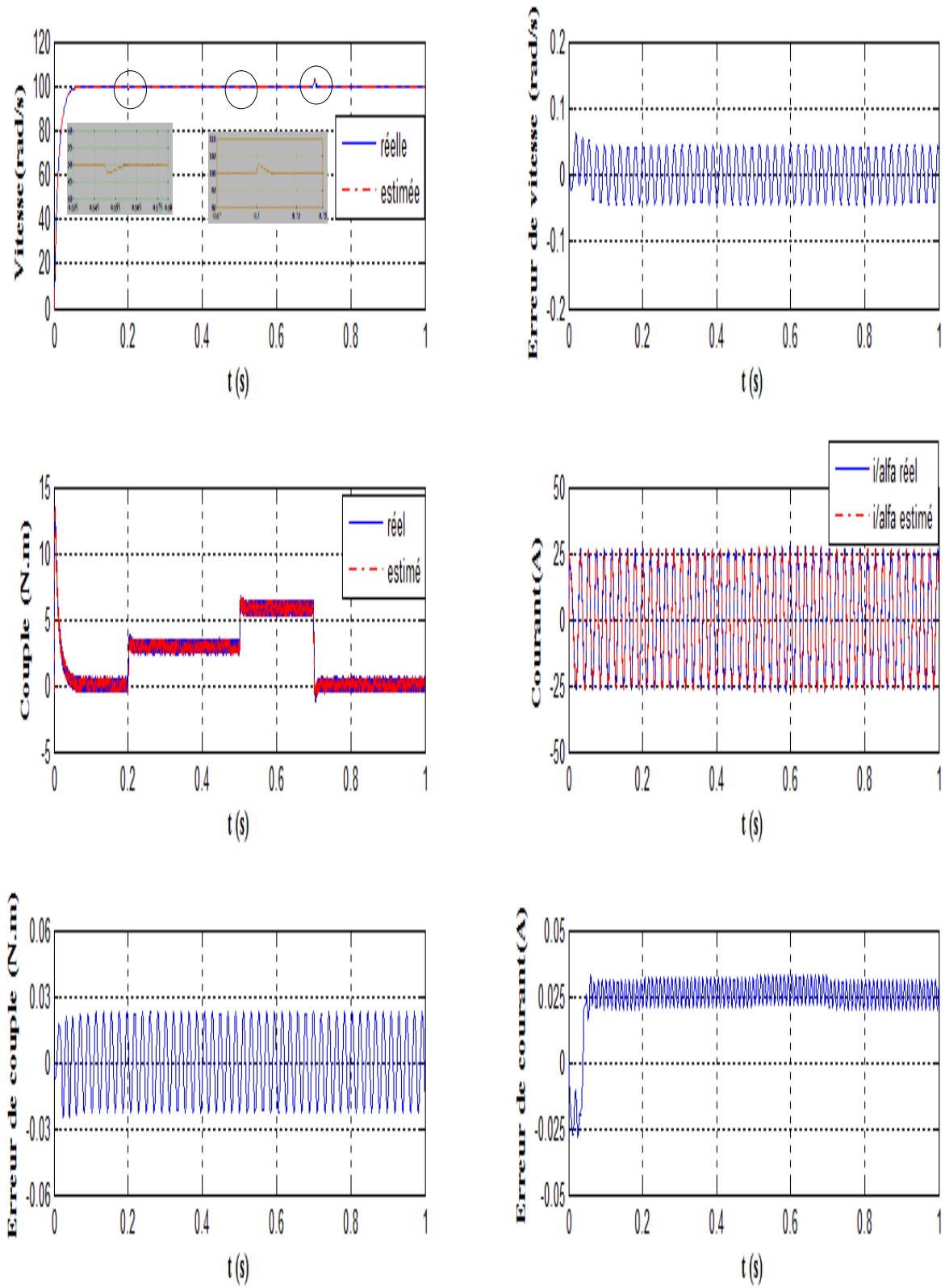
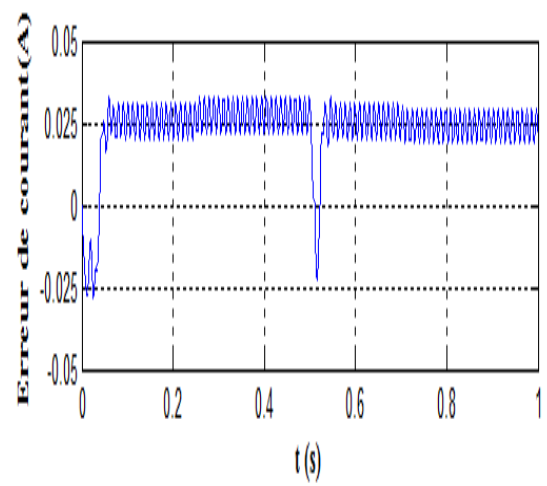
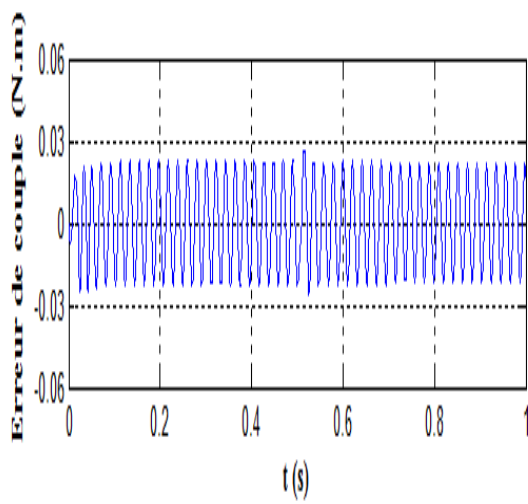
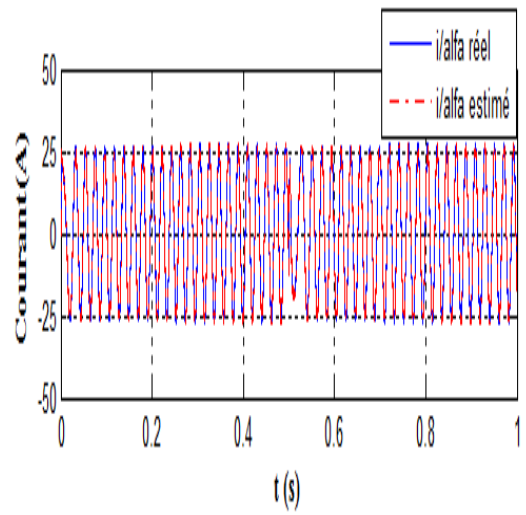
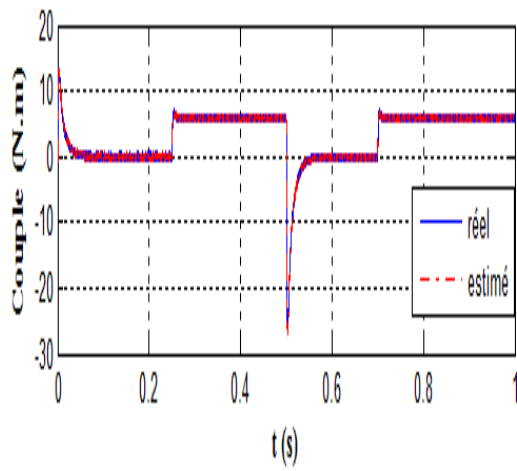
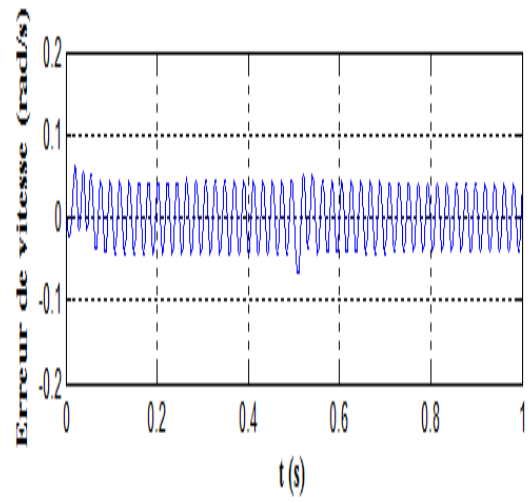
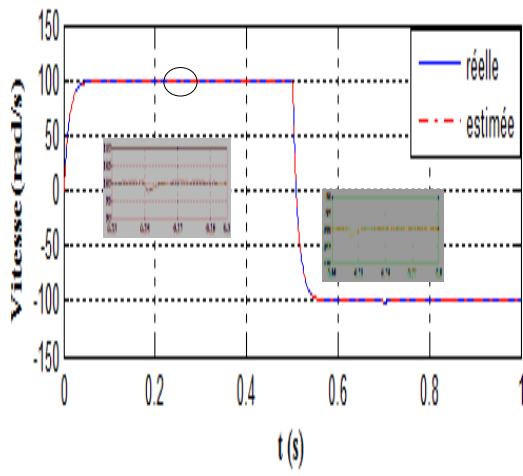


Figure V.12: Résultats de simulation pour variation de la charge.



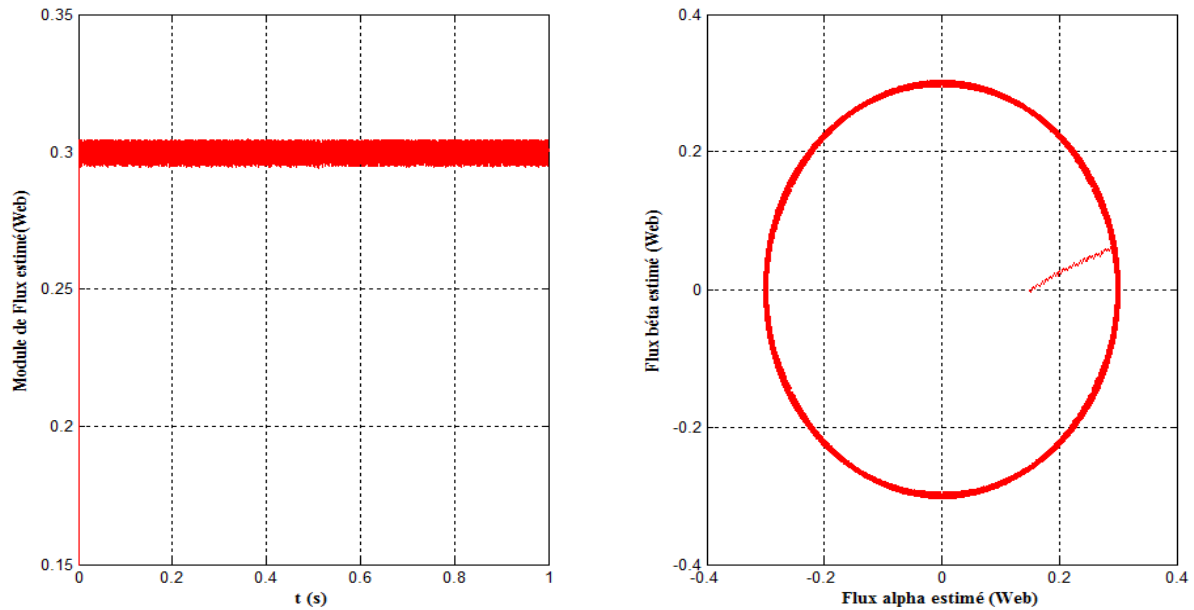


Figure V.13: Résultats de simulation pour inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.

## V.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, elle est présentée dans le chapitre (III), avec quelques notions sur les observateurs. La commande sans capteur mécanique de vitesse est en pleine évolution, elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que : fragilité, coût, bruit et encombrement etc. Pour aboutir à l'estimation de la vitesse nous avons utilisé un observateur basé sur la technique des modes glissants. Cette technique est exploitée dans la commande vectorielle (*FOC*) et la commande *DTC* afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine synchrone à aimant permanent, associée à un régulateur classique de type (PI).

Globalement, pour les deux types de commande, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (vide, charge, inversion de sens de rotation, Benchmark).

# Conclusion Générale

## CONCLUSION GÉNÉRALE

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse de deux techniques de commande pour le contrôle de la vitesse d'une MSAP, ce sont :

- ✓ La commande vectorielle (*FOC*).
- ✓ La commande directe du couple (*DTC*).

La commande (*FOC*) est associée dans un premier lieu à des régulateurs *PI* et dans un second lieu à des régulateurs à mode glissant tandis que la commande *DTC* est associée à un régulateur *PI*.

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de *Park* pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à *MLI* sinus triangle.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la MSAP associée à des régulateurs *PI*. Les résultats de simulation de l'entraînement sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle: la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques de la machine. En effet, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient stables.

Ce problème est surmonté, au troisième chapitre, à travers l'utilisation des régulateurs à mode glissant au sein de la commande vectorielle. Malheureusement, avec ces régulateurs à mode glissant, on remarque des oscillations à hautes fréquences (le phénomène de *chattering*) qui sont dues à la commande (*sign*). Pour réduire ces oscillations, on a recouru à l'utilisation de la fonction intégrale au lieu de la fonction *sign*. Les résultats obtenus sont satisfaisants. En effet, le système est rapide, la charge n'a pas d'influence sur le comportement du moteur et l'inversion du sens de rotation se fait en suivant précisément la consigne. Les résultats obtenus avec les *RMG* sont comparés avec ceux obtenus avec les régulateurs de type *PI*. Quelles que soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses avec les *RMG* sont plus rapides et plus robustes vis-à-vis des variations des charges.

Le quatrième chapitre est consacré à la commande *DTC*, cette structure de commande se présente comme une alternative aux commandes vectorielles basées sur l'orientation du flux rotorique (*FOC*), elle est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

de la MSAP à travers les deux grandeurs mesurées tension et courant, et la valeur nominale de la résistance statorique qui est le seul paramètre de la machine utilisé dans cette estimation. Cette commande est affectée par les changements de ce paramètre clé qui réduit la robustesse et apporte des erreurs sur la reconstitution du flux statorique et du couple électromagnétique pour un fonctionnement à basses vitesses. La technique *DTC* présente des avantages telles que (un découplage naturel, absence du bloc *MLI*, absence du capteur de vitesse, réponse excellente du couple, ...etc.), elle ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

D'autre part, la commande des machines synchrones par *DTC* et par *FOC* nécessite la bonne connaissance des grandeurs difficilement ou même non mesurables. Les techniques développées en automatique connues sous le nom d'observation d'état apportent une aide considérable pour l'approche et la résolution de ces problèmes. En effet, grâce à un observateur à modes glissants, on a pu obtenir une commande performante, fiable et robuste, et fonctionnelle, et même de se débarrasser du capteur mécanique. Les résultats de simulation montrent que l'observateur utilisé a de bonnes performances.

Enfin, on propose quelques perspectives pour l'avenir :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique,
- L'utilisation des techniques d'intelligences artificielles telles que les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques,
- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.



# Annexe

## ANNEXE

### A.1 PARAMÈTRES DU MOTEUR SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS ÉTUDIÉ

Paramètre	Valeur (S.I)
Fréquence	50 HZ
Puissance	3000 Watt
Tension d'alimentation	220/380
Nombre de paire des pôles	3
Résistance statorique	1.4 $\Omega$
Inductance statorique	0.0058 H
Flux d'un aimant	0.1546 web
Coefficient de frottement	0.000388 N.m.s/rad
Inertie	0.00176 Kg.m <sup>2</sup>
Vitesse de rotation nominale	105 rad/s

Tous les résultats sont testés par simulation numérique dans l'environnement MATLAB /SIMULINK 7.4 en utilisant les méthodes de discrétisation Range-kutta.

#### A.2 RÉGULATEURS **PI** DES COURANTS :

$$K_{id}=K_{iq}=337.931$$

$$K_{pd}=K_{pq}=1.3855$$

#### A.3 RÉGULATEUR **PI** DE VITESSE :

$$K_i=410.1784$$

$$K_p=1.6993$$

#### A.4 LES GAINS DES REGULATEURS À MODE GLISSANT ( $K_d$ , $K_\Omega$ et $K_q$ ) :

Dans le régime permanent, on a:

$$\dot{i}_d = 0, \quad \dot{i}_q = 0, \quad \dot{\Omega} = 0. \quad (A.1)$$

En remplaçant (A.1) dans (III.22), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s i_d + pL_s \Omega i_q + V_d = 0 \\ -R_s i_q - pL_s \Omega i_d - p\Omega \varphi_f + V_q = 0 \\ C_e - C_r = f_r \Omega \end{cases} \quad (A.2)$$

Les conditions d'existence du mode de glissement sont donc :

$$\begin{aligned} K_d &\geq \left| -R_s i_d + pL_s \Omega i_q \right| \\ K_q &\geq \left| -R_s i_q - pL_s \Omega i_d - p\Omega \varphi_f \right| \\ K_\Omega &\geq \left| \frac{2}{3p\varphi_f} (-f_r \Omega - C_r) \right| \end{aligned}$$

On choisi  $K_d$ ,  $K_\Omega$  et  $K_q$  respectivement 1800,50 et 2000.

#### A.5 GAINS DE L'OBSERVATEUR À MODE GLISSANT D'ORDRE COMPLET :

$$K_1=3000$$

$$,K_2=4000.$$

# Bibliographie

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] **A. Kaddouri**, " Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.
- [2] **A. Aneur**, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [3] **M.S. Merzoug**, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)" , Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [4] **F. Benchabane**, " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [5] **D. Lahouel**, " Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [6] **G. Segurier**, et **F. Notelet**, " Electrotechnique Industrielle", Technique et Documentation Lavoisier 1977.
- [7] **L. Litim**, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [8] **A. Ben Ferdia**, " Commande non Linéaire D'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents" , Thèse de magistère, Université de Batna, 2006.
- [9] **M. Ezzat**, " Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
- [10] **K. Yahia**, " Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé ", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [11] **M. Chakir**, " Commande Robuste Tolérante aux Défauts Application à la MSAP", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [12] **A. Nait Seghir**, " Contribution a la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [13] **H. Tamrabet**, " Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine Asynchrone", Thèse de magistère, Université de Batna, 2006.
- [14] **M. A. Ferreira. de Sousa**, " Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie variable ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [15] **G. Segurier**, " Électronique de puissance", 7<sup>e</sup> édition, p: 290, 291, 292, Dunod, Paris, 1999.
- [16] **L. Benalia**, " Commande en tension des moteurs à induction double alimentés ", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

- [17] **F. Bouchafaa**, " Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [18] **R. Azaizia**, " Etude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux", Thèse de magistère, Université de Boumerdes, 2008.
- [19] **D. Aguglia**, " Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle", Thèse pour l'obtention du grade de Maitre ès Sciences, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2004.
- [20] **A. Golea**, " Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [21] **E. Merabet**, " Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile", Mémoire de Magister de l'Université de Batna, 2008.
- [22] **N. Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune**, " Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", pp.147-150, N°06, Juin 2005.
- [23] **A. Aoufi**, " Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.
- [24] **M. Larbi, S. Hassaine, B. Mazzari**, " Commande par modèle interne avec observateur d'une machine synchrone à aimants permanents", Acta Electrotechnica, volume 50, nombre 2, 2009.
- [25] **A. Merbet**, " Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone", Thèse de doctorat en ingénierie, Université du QUÉBEC à Chicoutimi, 2007.
- [26] **S, E. Rezgui**, " Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel, Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques, SVPWM, Mode Glissant, MRAS", Thèse de magistère, Université de Constantine, 2009.
- [27] **M. Ali-Bey**, " Commande en Effort des Robots Manipulateurs ", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2005.
- [28] **A. Boumediene**, " Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [29] **L. Nezli, D. Boudana, M.S. Boucherit**, " Réglage par Mode de Glissement en Cascade d'une Machine Synchrone Auto-pilotée Alimentée en Courant", Conférence nationale SMAPDIMA'99 Annaba.
- [30] **A. Saïbi**, " Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrone à Double Etoile", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [31] **P. Liutanakul**, " Stabilité des réseaux embarqués, Interaction Puissance-Structure-Commande", Thèse de doctorat de l'INP de Lorraine, 2007.

- [32] **A.E. Khaldi**, " Diagnostic et commande d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [33] **A. Kechich, B. Mazari, I. K. Bousserhane**, " Application of Nonlinear Sliding-Mode Control to Permanent Magnet Synchronous Machine", International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 (2007), pp. 125–138.
- [34] **K. Benmansour**, " Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs Multicellllaires, Série : Approche Hybride", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2009.
- [35] **A. Dissa**, " Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire", Thèse de magistère, Université de Batna, 2010.
- [36] **K. Bebmansour**, " Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur", Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2006.
- [37] **R. Kechida**, "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts", Thèse de magistère, Université d'El-Oued, 2010.
- [38] **Z. Rabah**, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux" , Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2007.
- [39] **Y.A. Chapuis, D. Roye, J. Davoine**, " Principles and implementation of direct torque control by stator flux orientation of an induction motor", 0-7803-2482-Xt95, IEEE,1995.
- [40] **A. Ameer, A. Cheknane, B. Mokhtari, M. Birame, A. Hamdi**, " Commande d'un système photovoltaïque à deux degrés de liberté par un moteur à reluctance variable contrôlé par DTC", Revue des Energies Renouvelables ICRES-07 Tlemcen 5 – 10, 2007.
- [41] **A. Meroufel**, " Contrôle de la machine asynchrone: \*Commande scalaire \*Commande vectorielle \*Commande directe du couple", Cour magistère, Université Sidi Bel-Abbès, 2009.
- [42] **A.M. Llor, J.M. Rétif, X. Lin-Shi, S. Arnalte**, " Direct stator flux linkage control technique for a permanent magnet synchronous machine", 0-7803-7754-0/03, IEEE, 2003.
- [43] **A. Elbacha, M.T. Lamchich, M. Cherkaoui**, "Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement", 4ème Conférence Internationale – JTEA'06, 12 – 14 mai 2006, université de Tlemcen Algérie.
- [44] **K. Nabti**, " Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue", Thèse de magistère, Université de Constantine, 2006.
- [45] **R. Toufouti**, " Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.
- [46] **S. Chaouch**, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.

- [47] **S. Chekroun**, " Commande Neuro-Floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée", Thèse de magistère, Université d'Oran, 2009.
- [48] **M. Bendjedia**, " Synthèse d'algorithmes de commande sans capteurs de moteurs pas à pas et implantation sur architecture programmable", Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2007.
- [49] **M. Ezzat**, " Commande sans capteur des MSAP", Journée des Doctorants de l'Ecole Doctorale STIM, Ecole des Mines de Nantes, Mai 2009.