

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Larbi Ben M'Hidi, Oum El Bouaghi

Faculté des Sciences & Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



THESE

Présentée pour l'obtention du diplôme de

Doctorat LMD en Électrotechnique

Option : Commande Electrique

Thèse préparée au Laboratoire de Génie Electrique et Automatique LGEA

Thème

Contribution à la Commande et l'Estimation d'un Variateur de Vitesse Asynchrone par l'Approche du Mode Glissant

Présentée par :

FARHI Salah Eddine

Soutenue le 22 /09/2022 devant le jury composé de :

Dr. D. RAHEM	Professeur	Université de OEB	Président
Dr. N. GOLÉA	Professeur	Université de OEB	Rapporteur
Dr. D. SAKRI	Maître de Conférence	Université de OEB	Co-Rapporteur
Dr. A. GOLÉA	Professeur	Université de Biskra	Examineur
Dr. A. BETKA	Professeur	Université de Biskra	Examineur
Dr. K. BARRA	Professeur	Université de OEB	Examineur

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

- ✓ A mes chers parents que dieu protège.
- ✓ A mes chers frères et ma sœur : Abdenmour, Islam & Hasna.

- ✓ A tous les membres de ma famille, en particulier mon oncle Hassouna, que dieu lui fasse miséricorde.
- ✓ A tous mes amis de ma vie sociale et universitaire.

- ✓ A tous mes enseignants qui m'ont enseigné pendant toutes mes années d'études, et particulièrement, Dr GOLÉA et Dr SAKRI.



Salah Eddine Farhi

Remerciements

“Celui qui ne remercie pas les gens ne remercie pas Dieu”

Je tiens tout d'abord à remercier **Allah** le tout puissant de m'avoir honoré de la connaissance, et m'a donné la force et la patience pour accomplir cet humble travail.

J'exprime ma sincère gratitude et mes appréciations à mon superviseur Monsieur **GOLÉA Noureddine**, Professeur à l'université d'Oum el Bouaghi, pour l'encadrement sérieux de cette thèse, l'aide qu'il m'a apportée, ses conseils, son support technique et financier tout au long de la réalisation de ce travail. Je le remercie également pour ses compétences scientifiques et ses conseils précieux qui ont largement contribué à la réalisation de ce travail.

J'exprime aussi ma profonde reconnaissance à mon Co-superviseur Monsieur **SAKRI Djamel**, Maître de conférence à l'université d'Oum el Bouaghi, pour la confiance et les encouragements incessants tout au long de la réalisation de ce travail ainsi que pour les conseils et les suggestions précieuses. Merci de partager votre temps et votre sagesse.

Je tiens à remercier le Professeur **RAHEM Djamel**, d'avoir accepté d'examiner ce travail avec intérêt et pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury.

Je remercie chaleureusement Monsieur **GOLÉA Amar**, Professeur à l'université de Biskra, pour avoir participé au jury et pour avoir examiné cette présente thèse

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **BETKA Achour**, Professeur à l'Université de Biskra, pour avoir accepté d'évaluer ce travail et de participer au jury d'évaluation de cette thèse.

Je tiens à remercier le Professeur **Barra Kamel**, Directeur du laboratoire de génie électrique et automatique LGEA, pour avoir accepté d'évaluer ce travail. Je le remercie également d'avoir fourni l'environnement approprié pour la recherche et le travail expérimental au sein du laboratoire LGEA.

Je ne saurais terminer sans remercier chaleureusement toute **ma famille** et tous **mes collègues** du laboratoire.

Résumé

Contribution à la Commande et l'Estimation d'un Variateur de Vitesse Asynchrone par l'Approche du Mode Glissant

Associée à des convertisseurs de puissance, la machine asynchrone constitue un variateur de vitesse dont l'utilisation industrielle ne cesse de croître. C'est le moteur le plus courant dans de nombreux domaines en raison de ses avantages intrinsèques bien connus. Cependant, sa nature non linéaire et ses incertitudes internes rendent sa commande plus compliquée. L'une des plus performantes solutions proposées pour résoudre ce problème est l'utilisation de la commande par mode glissant SMC (Sliding Mode Control).

La commande par modes glissants pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée depuis son introduction. Celle-ci appartient à une classe plus large appelée commandes à structure variable. L'objectif de la méthode est, à l'aide d'une commande discontinue, de contraindre et forcer le système à évoluer au bout d'un temps fini et de se maintenir sur une surface, appelée surface de glissement, où le comportement résultant correspond à la dynamique souhaitée. Le régime du système ainsi commandé est appelé mode glissant et la dynamique de celui-ci peut être rendue insensible aux variations paramétriques, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations externes. La loi SMC est de conception relativement simple et en particulier présente des qualités de robustesse vis-à-vis de certaines classes de perturbations.

Dans cette optique, et afin d'atteindre cet objectif, tout d'abord une présentation rapide des commandes classiques a été faite, ensuite les techniques de commande par mode glissant ont été développées pour assurer un contrôle séparé du flux et de la vitesse et dont la robustesse aux incertitudes paramétriques est élevée.

De plus, et afin de réduire le maximum possible le phénomène de chattering, qui est le principal obstacle à la mise en œuvre de la technique de mode glissant en temps réel, plusieurs techniques ont été testées et qui ont apportés une amélioration à savoir la fonction barrière. Encore et pour éliminer l'utilisation de capteurs, des observateurs classiques et des observateurs basés sur le mode glissement ont été introduits pour l'estimation du flux, de la vitesse et du couple de charge.

Enfin, et dans le but de mettre en évidence les avantages et les limitations de cette technique, les lois de commande classiques et par mode glissant ont été testées par simulation et expérimentalement sur un banc d'essai à base d'une carte DSPACE 1104.

Mots-clés: machine asynchrone, variateur de vitesse, commande par mode glissant, chattering, fonction barrière, observateur, commande sans capteur, implémentation.

Abstract

Contribution to the Control and Estimation of an Asynchronous Variable Speed Drive by Sliding Mode Approach

Associated with power converters, the induction motor constitutes a variable speed drive whose industrial use is continuously growing. It is the most common motor in many fields due to its well-known intrinsic advantages. However, its nonlinear nature and internal uncertainties make its control more complicated. One of the most efficient solutions proposed to solve this problem is the use of sliding mode control (SMC).

Sliding mode control for nonlinear systems has been widely studied and developed since its introduction. This kind of control belongs to a large class known as variable structure control. The objective of this method is, using a discontinuous control, to constrain and force the system to progress after a finite time and to maintain itself on a surface, called the sliding surface, where the resulting behavior corresponds to the desired dynamics. The regime of the controlled system is called sliding mode and its dynamics can be made insensitive to parametric variations, modeling mismatches and some external disturbances. The SMC law is of relatively simple design and in particular strong robustness against (matched) uncertainties or disturbances.

In this perspective, and in order to achieve this objective, first of all a quick presentation of the classical controls are made, then the sliding mode control techniques are developed to ensure a separate control of the flux and the speed with a strong robustness against parametric uncertainties.

In addition, to overcome the inherent problem for implementation of the sliding mode technique in real time, several techniques have been tested to reduce or eliminate the chattering effect, such as the barrier function. Moreover, in order to eliminate the use of sensors, classical and sliding mode observers have been introduced for the estimation of flux, speed and load torque.

Finally, to highlight the advantages and limitations of this technique, the classical and sliding mode control laws have been tested by simulation and experimental implementation based on real-time interface using DSPACE 1104 board.

Keywords: induction machine, variable speed drive, sliding mode control, chattering, barrier function, observer, sensorless control, implementation.

مُلخَص

المساهمة في التحكم و الملاحظة في مغير سرعة لاتزامني عن طريق التحكم بواسطة النمط الانزلاقي

مرتبطاً بمحاولات الطاقة ، يشكل المحرك التحريضي غير التزامني محركاً مُتغير السرعة يتزايد استخدامه في المجال الصناعي باستمرار. فهو يعتبر المحرك الأكثر شيوعاً في العديد من المجالات نظراً لمزاياه الجوهرية المعروفة. مع ذلك ، فإن طبيعته غير الخطية والإرتيابات الداخلية تجعل تحكمه أكثر تعقيداً. أحد الحلول الأكثر فاعلية المُقترحة لحل هذه المشكلة هو استخدام التحكم بواسطة النمط الانزلاقي (SMC).

تم دراسة وتطوير التحكم بواسطة النمط الانزلاقي للأنظمة غير الخطية على نطاق واسع منذ طرحه . ينتمي هذا النوع من التحكم إلى فئة كبيرة تُعرف باسم التحكم ذو البنية المتغيرة. تهدف هذه الطريقة إلى، باستخدام تحكم منقطع، تقييد النظام ليتطور بعد فترة زمنية محدودة ويبقى على سطح يسمى السطح المنزلق، حيث يتوافق السلوك الناتج مع الديناميكيات المرغوبة . يسمى النظام المتحكم فيه بالوضع الانزلاقي ويمكن جعل ديناميكياته غير حساسة لتغير المُعاملات وأخطاء النمذجة وبعض الاضطرابات الخارجية . قانون التحكم بواسطة النمط الانزلاقي ذو تصميم بسيط نسبياً وله صفات المتانة فيما يتعلق بفئات معينة من الاضطرابات.

في هذا السياق، ومن أجل تحقيق هذا الهدف، تم أولاً تقديم عرض سريع لتقنيات التحكم الكلاسيكية، ثم تم تطوير طرق التحكم بواسطة النمط الانزلاقي لضمان التحكم المنفصل في التدفق والسرعة، ولتحقيق قوة عالية في مواجهة حالات عدم اليقين في المُعاملات.

بالإضافة إلى ذلك ، ومن أجل الحد من ظاهرة الترترة قدر الإمكان، والتي تعد العقبة الرئيسية أمام تنفيذ تقنية النمط الانزلاقي في الوقت الحقيقي ، فقد تم اختبار العديد من التقنيات والتي نتج عنها تحسينات كبيرة، من بينها تقنية وظيفة الحاجز. كذلك، للتخلص من استخدام الحساسات، تم ادخال تقنية المُلاحظات التقليدية و المُلاحظات المُرتكزة على تقنية النمط الانزلاقي لتقدير التدفق والسرعة وعزم دوران الشحن.

أخيراً، ومن أجل تسليط الضوء على مزايا ونقائص هذه التقنية، تم اختبار قوانين التحكم التقليدية وتقنيات التحكم المنزلق عن طريق المحاكاة وكذلك تجريبياً على منصة اختبار مُهيئة بلوحة DSPACE 1104.

الكلمات الدالة: محرك غيرالمتزامن، مغير السرعة، التحكم بواسطة النمط الانزلاقي، الترترة، وظيفة الحاجز، المُلاحظات، التحكم دون حساسات، التنفيذ.

Liste des publications liées à la thèse

Communications Internationales

- [1] **Salah Eddine Farhi**, Djamel Sakri, Noureddine Goléa, “Control and Observation of Induction Motor Using First-Order Sliding Mode”, en 4th International Conference On Electrical Engineering and Control Applications (ICEECA’2019), Constantine/ Algeria, December 17-19, 2019.
- [2] **Salah Eddine Farhi**, Djamel Sakri, Noureddine Goléa, “Sensorless Control of Induction Motor Using Second-Order Sliding Mode Algorithms”, en 2019 1st International Conference on Sustainable Renewable Energy Systems and Applications (ICSRESA), Tebessa/Algeria, December 04-05, 2019.
- [3] **Salah Eddine Farhi**, Djamel Sakri, Noureddine Goléa, “Super Twisting Algorithm-Based Discrete-Time Control of Induction Motor ”, en 8 European Conference on Renewable Energy Systems (ECRES), Istanbul / Turkey, 24-25 August 2020.

Publications Internationales

- [1] **Salah Eddine Farhi**, Djamel Sakri, Noureddine Goléa, “High-Performance Induction Motor Drive Based on Adaptive Super-Twisting Sliding Mode Control Approach ”, Archives of Electrical Engineering, Vol. 71, No. 1, pp. 245–263, 2022.

Liste des figures

Fig. I.1	Schéma d'un variateur de vitesse asynchrone	7
Fig. I.2	Représentation schématique des enroulements de la MAS triphasée	9
Fig. I.3	Transformation triphasée -biphasée	11
Fig. I.4	Transformation d-q	13
Fig. I.5	Transformations entre les axes biphasés	14
Fig. I.6	Représentation schématique de l'onduleur de tension	21
Fig. I.7	Principe de la technique MLI	24
Fig. II.1	Analogie de la MAS avec MCC à excitation séparée	28
Fig. II.2	Schéma représentatif de l'orientation du flux rotorique	29
Fig. II.3	Bloc de défluxage	30
Fig. II.4	Régulation et découplage par compensation	32
Fig. II.5	Boucle de régulation de la vitesse	32
Fig. II.6	Schéma bloc du modèle biphasé de la MAS dans un repère lié au champ tournant	32
Fig. II.7	Schéma structurel de la commande vectorielle indirecte de la MAS	33
Fig. II.8	Boucle de régulation de flux	34
Fig. II.9	Schéma structurel de la commande vectorielle directe de la MAS	34
Fig. II.10	Résultats de simulation de la commande DFOC en tension	35
Fig. II.11	Evolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$	38
Fig. II.12	Délimitation des 6 secteurs et choix des vecteurs des tensions	40
Fig. II.13	Trajectoire du flux statorique par sélection appropriée du vecteur de tension	41
Fig. II.14	Contrôleurs à hystérésis	41
Fig. II.15	Régulateur de vitesse PI anti-windup	43
Fig. II.16	Diagramme schématique de la commande directe du couple de la MAS	44
Fig. II.17	Résultats de simulation de la MAS commandée par DTC	45
Fig. II.18	Système découplé et linéarisé	52
Fig. II.19	Diagramme schématique de la commande FL de la MAS	53
Fig. II.20	Résultats de simulation de la MAS commandée par la commande FL	54
Fig. III.1	Trajectoire du système sur le plan de phase	58
Fig. III.2	Fonction « <i>sign</i> »	59
Fig. III.3	Phénomène de chattering	59
Fig. III.4	Schéma structurel de la SMC d'ordre un de la MAS	62

Fig. III.5	Résultats de simulation de la SMC appliquée à la MAS	64
Fig. III.6	Tests de robustesse	64
Fig. III.7	Approche de la couche limite pour réduire le chattering	66
Fig. III.8	Fonction de saturation	66
Fig. III.9	Fonction tangente hyperbolique	67
Fig. III.10	Fonction sigmoïde	67
Fig. III.11	Schéma structurel de la commande SMC lisse associée à la commande DFOC	71
Fig. III.12	Résultats de simulation de la commande FOC-SMC-C	73
Fig. III.13	Résultats de simulation de la commande SMC-C pour profil de vitesse variable	75
Fig. III.14	Convergence de l'algorithme twisting dans le plan de phase	77
Fig. III.15	Convergence de l'algorithme sous-optimal dans le plan de phase	78
Fig. III.16	Convergence de l'algorithme super-twisting dans le plan de phase	79
Fig. III.17	Schéma structurel de la SMC d'ordre deux de la MAS	82
Fig. III.18	Fonction barrière et fonction quasi-barrière	84
Fig. III.19	Schéma structurel du contrôle adaptatif de BSTA	85
Fig. III.20	Schéma structurel de la commande DTC-STA	86
Fig. III.21	Résultats de simulation de la commande STA et BSTA	87
Fig. III.22	Résultats de simulation de la commande DTC-STA	90
Fig. III.23	Schéma structurel de la SMC discret de la MAS	93
Fig. III.24	Réponse de vitesses avec variation du temps d'échantillonnage	94
Fig. III.25	Réponse du flux pour $T_e = 10\mu s$	95
Fig. III.26	Réponse de vitesse et du couple pour $T_e = 10\mu s$	96
Fig. IV.1	Schéma bloc de l'observateur adaptatif avec l'estimateur du couple de charge	104
Fig. IV.2	Structure du filtre de Kalman étendu appliqué à la MAS	108
Fig. IV.3	Estimations de la vitesse et du flux par observateur de Luenberger	109
Fig. IV.4	Resultats de l'estimation par l'observateur de Luenberger : tests de robustesse	109
Fig. IV.5	Estimations du couple de charge par SMO et par l'observateur de Luenberger	110
Fig. IV.6	Estimations de la vitesse et du flux par FKE	111
Fig. IV.7	Résultats de l'estimation par FKE : tests de robustesse	111
Fig. IV.8	Estimations de la vitesse et du flux du moteur par observateur à mode glissant d'ordre un et d'ordre deux	117
Fig. IV.9	Estimations de la vitesse et du flux rotorique par SMO1 et SMO2	118
Fig. V.1	Photographie du banc d'essai expérimental	119
Fig. V.2	MAS triphasée utilisée en pratique	120
Fig. V.3	Frein à poudre et son unité de commande	120

Fig. V.4	Onduleur triphasé utilisé dans les tests expérimentaux	121
Fig. V.5	Autotransformateur triphasé	122
Fig. V.6	Carte d'interface	122
Fig. V.7	Génératrice tachymétrique	123
Fig. V.8	Cartes de mesure des tensions et des courants	123
Fig. V.19	Carte DSPACE 1104	124
Fig. V.10	Control panel- CLP 1104	124
Fig. V.11	Ecran de ControlDesk	125
Fig. V.12	Schéma SIMULINK expérimental de la commande DFOC	126
Fig. V.13	Résultats pratique de la commande DFOC	127
Fig. V.14	Résultats pratique de la commande DTC	129
Fig. V.15	Résultats pratique de la commande FL	131
Fig. V.16	Résultats pratiques de la commande par mode glissant lisse	133
Fig. V.17	Test de variation de profile de vitesse	134
Fig. V.18	Résultats pratiques de la commande DTC-STA	136
Fig. V.19	Test de variation de profile de vitesse	137

Liste des tableaux

Tableau I.1	Basculement entre référentiels	15
Tableau II.1	Sorties des contrôleurs à hystérésis	41
Tableau II.2	Tableau de sélection des vecteurs de tension	42
Tableau III.1	Distorsion harmonique totale d'une phase statorique	74
Tableau III.2	Valeurs moyennes quadratiques (RMS) des surfaces	74
Tableau III.3	Performances de contrôle en régime permanent	88
Tableau III.4	Quelques comparaisons entre les valeurs de gains du STA et de BSTA	88
Tableau III.5	Valeurs moyennes quadratiques (RMS) des surfaces	89
Tableau III.6	RMS de l'erreur de vitesse	95
Tableau V.1	Informations sur la fiche technique du convertisseur statique	121
Tableau V.2	Comparaison des résultats expérimentaux	138
Tableau C.1	Paramètres de la MAS	144
Tableau C.2	Paramètre de la commande DFOC	144
Tableau C.3	Paramètre de la commande DTC	144
Tableau C.4	Paramètre de la commande FL	144
Tableau C.5	Paramètre de la SMC d'ordre un	145
Tableau C.6	Paramètre de la SMC lisse	145
Tableau C.7	Paramètre de la SMC d'ordre deux	145
Tableau C.8	Paramètre de la SMC discret	145
Tableau C.9	Paramètre des observateurs conventionnels	145
Tableau C.10	Paramètre des observateurs par mode glissant	145

Nomenclatures

Abréviations

Acronyme	Signification
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
FOC	Commande Vectorielle avec Orientation du Flux
IFOC	Commande Vectorielle avec Orientation Indirecte du Flux Rotorique
DFOC	Commande Vectorielle avec Orientation Directe du Flux Rotorique
FL	linéarisation par bouclage (Feedback Linearization Control)
DTC	Commande Directe du Couple (Direct Torque Control)
PI	Correcteur Proportionnel Intégrateur
F.C.É.M.	Force Contre Électromotrice
DSP	Digital Signal Processing
FEM	Force Électromotrice
VSD	Variable Speed Drives
VSI	Onduleur de Source de Tension
CSI	Onduleur de Source de Courant
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
GTO	Gate Turn Off
MLI (PWM)	Modulation de Largeur d'Impulsion (Pulse Width Modulation)
SVM	Technique de Modulation Vectorielle
LGEA	Laboratoire de Génie Electrique et Automatique
SISO	Mono-entrée Mono-sortie
MIMO	Multi-Entrées Multi-Sorties
SMC	Commande par Mode Glissant (Sliding Mode Control)
SMC-C	Commande par Mode Glissant Continu
SMC-2	Commande par Mode Glissant d'ordre 2
STA	Algorithme de Super-Twisting
BSTA	Algorithme de Super-Twisting Basé Sur la Fonction Barrière
QBF	Fonction Quasi-Barrière

DSTA	Discrete Time Super-Twisting Like Algorithm
RMS	Valeur Moyenne Quadratique
VSC	Commande à Structure Variable
THD	Total Harmonic Distortion
MRAS	Système Adaptatif à Modèle de Référence
FFT	Fast Fourier Transform
SMO1	Observateur par Mode Glissant d'Ordre 1
SMO2	Observateur par Mode Glissant d'Ordre 2
FKE	Filtre de Kalman Étendu

Indice

Indice	Signification
d, q	Indices pour les composantes directe et quadrature dans un référentiel lié au champ tournant
α, β	Indices pour les composantes directe et quadrature dans un référentiel lié au stator
S, R, C	Indices des référentiels liés au: stator, rotor et champ tournant respectivement
s	Opérateur de Laplace

Symboles

Symbole	Signification	Unité
$[V_{SABC}]_r, [V_{rabc}]$	Vecteur de tension statorique et rotorique	[V]
\bar{V}_s, \bar{V}_r	Vecteur complexe de tension statorique et rotorique	[V]
V_{dc}	Tension du bus continu	[V]
$[i_{SABC}]_r, [i_{rabc}]$	Vecteur de courant statorique et rotorique	[A]
\bar{i}_s, \bar{i}_r	Vecteur complexe du courant statorique et rotorique	[A]
$[\varphi_{SABC}]_r, [\varphi_{rabc}]$	Vecteur de flux statorique et rotorique	[Wb]
$\bar{\varphi}_s, \bar{\varphi}_r$	Vecteur complexe du flux statorique et rotorique	[Wb]
R_r, R_s	Résistance d'une phase statorique et rotorique	[Ω]
l_r, l_s	Inductance propre d'une phase statorique et rotorique	[H]
L_r, L_s	Inductances propres cycliques statorique et rotorique	[H]
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	[H]
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotorique	[H]
M_{rs}	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.	[H]
$M = \frac{3}{2} M_{rs}$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor	[H]
σ	Coefficient de dispersion magnétique de Blondel	/
$\theta_s, \theta_r, \theta_{sl}$	Angles électriques statorique, rotorique et de glissement	[rad]

$\omega_s, \omega_r, \omega_{sl}$	Pulsations statorique, rotorique, et de glissement	[rad/sec]
Ω_r	Vitesse de rotation angulaire	[rad/sec]
f	Coefficient des frottements visqueux	[N.m.sec/rad]
J	Moment d'inertie	[Kg.m ²]
C_{em}	Couple électromagnétique	[N.m]
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine	[N.m]
g	Glissement	/
p	Nombre de paires de pôles	/
T_r	Constante du temps rotorique	[sec]
T_e	Temps d'échantillonnage	[sec]
$S(x)$	Surface de glissement	/
r	Degré relatif	/
u	Vecteur de commande	/
u_{eq}	Commande équivalente	/
u_n	Commande discontinue	/
A	Matrice dynamique du système	/
B	Matrice de commande	/
y	Vecteur de sortie (les mesures)	/
\hat{x}	État estimé	/

Table des matières

Dédicace

Remerciements

Résumé

Travaux scientifiques

Liste des figures

Liste des tableaux

Nomenclatures

Table des matières

Introduction générale 1

Chapitre I

Modélisation d'un Variateur Asynchrone

I.1 Introduction	6
I.2 Principe d'un variateur asynchrone	6
I.2.1 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone	6
I.2.2 Principe de commande du moteur asynchrone	6
I.2.2.1 Variateur de vitesse asynchrone	7
I.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée	9
I.3.1 Modèle de la machine asynchrone triphasée	9
I.3.1.1 Équations électromagnétiques triphasées	10
I.3.2 Transformation triphasée -biphasée	11
I.3.2.1 Transformation de Clarke	12
I.3.2.2 Transformation de Park	12
I.3.2.3 Opérateur de rotation	13
I.3.3 Modèle de la MAS	14
I.3.3.1 Équations de la MAS	14
I.3.3.2 Choix de référentiel	14
I.4 Modélisation de l'onduleur à MLI	20
I.4.1 Modélisation de l'onduleur triphasée	20
I.4.1.1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension	20
I.4.2 Techniques de commande de l'onduleur triphasée	23
I.4.2.1 Commande par modulation de largeur d'impulsions	23
I.5 Conclusion	25

Chapitre II

Commandes Conventionnelles

II.1 Introduction	26
II.2 Commande vectorielle à flux rotorique orienté	26
II.2.1 Techniques d'orientation du flux	27
II.2.2 Principe de la commande vectorielle	27
II.2.3 Commande vectorielle de la MAS	28
II.2.3.1 Mise en équation de la commande vectorielle	28
II.2.3.2 Orientation du flux rotorique	28
II.2.3.3 Estimation de la pulsation statorique	29
II.2.3.4 Expression du flux rotorique	29
II.2.3.5 Expression du couple électromagnétique	30
II.2.4 Description des régulateurs de courant et de vitesse	31
II.2.5 Machine asynchrone alimentée en tension	32
II.2.5.1 Commande vectorielle indirecte	32
II.2.5.2 Commande vectorielle directe	33
II.2.6 Résultats de simulation de la commande DFOC	34
II.3 Commande directe du couple (DTC) de la MAS	36
II.3.1 Modèle de la MAS dédié à la DTC	37
II.3.2 Principe de la DTC	37
II.3.2.1 Contrôle du flux statorique	37
II.3.2.2 Contrôle du couple électromagnétique	38
II.3.3 Description de la structure de contrôle	39
II.3.3.1 Sélection du vecteur de tension	39
II.3.3.2 Contrôleurs à hystérésis	40
II.3.3.3 Table de commutation	42
II.3.3.4 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique	43
II.3.3.5 Régulation de la vitesse	43
II.3.3.6 Schéma général de la DTC	44
II.3.4 Validation par simulation de la commande DTC	44
II.4 Feedback linéarisation	46
II.4.1 Dérivée de Lie et degré relatif des systèmes non linéaires	47
II.4.2 Linéarisation entrée-sortie des systèmes MIMO	47
II.4.3 Application de la linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone	49
II.4.3.1 Conditions d'application de la loi de commande	50

II.4.3.2 Transformation diffeomorphique (changement de coordonnées)	50
II.4.3.3 Loi de commande stabilisante (imposition de trajectoire)	51
II.4.4 Validation par simulation de la commande FL	53
II.5 Conclusion	55

Chapitre III

Commande par Mode Glissant

III.1 Introduction	56
III.2 SMC d'ordre 1	57
III.2.1 Surface de glissement	57
III.2.2 Conditions de convergence	57
III.2.3 SMC basée sur la commande équivalente	57
III.2.4 Phénomène de chattering	59
III.2.5 Application de la SMC à la MAS	60
III.2.5.1 Contrôle de la vitesse et du flux	60
III.2.5.2 Condition de stabilité	61
III.2.5.3 Résultats de simulation de la SMC d'ordre 1	63
III.3 Commande SMC lisse	65
III.3.1 Approximations continues de la fonction discontinue	65
III.3.1.1 Fonction de saturation	66
III.3.1.2 Fonction tangente hyperbolique	67
III.3.1.3 Fonction sigmoïde	67
III.3.2 Application de la SMC continu à la machine asynchrone	68
III.3.2.1 Conception du contrôleur de vitesse et de flux	68
III.3.2.2 Conception du contrôleur de courant	69
III.3.3 Validation par simulation de la commande FOC-SMC-C	71
III.4 SMC d'ordre 2	75
III.4.1 Concepts de base	76
III.4.2 Algorithmes du mode glissant d'ordre deux	77
III.4.2.1 Algorithme de twisting	77
III.4.2.2 Algorithme sous-optimal	78
III.4.2.3 Algorithme de super-twisting	79
III.4.3 Commande de la MAS par SMC d'ordre deux	80
III.4.3.1 Algorithme de super-twisting basé sur la commande équivalente	80
III.4.3.2 Algorithme de super-twisting basé sur la fonction barrière	83
III.4.3.3 Commande DTC-STA	85

III.4.3.4 Résultats de simulation de la commande par SMC d'ordre deux	86
III.5 SMC discret	90
III.5.1 Modèle discrétisé de la MAS	91
III.5.2 Commande de la MAS par mode glissant discret	92
III.5.3 Résultats de simulation de la SMC discret	94
III.6 Conclusion	96

Chapitre IV

Commande Sans Capteurs

IV.1 Introduction	98
IV.2 Observabilité	98
IV.3 Observateurs déterministes	99
IV.3.1 Estimation des flux rotoriques	99
IV.3.2 Estimation des flux et de la vitesse rotoriques	101
IV.3.3 Estimation du couple de charge	102
IV.4 Estimateur stochastique (filtre de Kalman)	105
IV.4.1 Modèle étendu discrétisé et linéarisé de la MAS	105
IV.4.2 Conception du filtre de Kalman	106
IV.4.3 Résultats de simulation	109
IV.5 Observateurs par mode glissant	112
IV.5.1 Observateur basé sur le mode glissant d'ordre un	112
IV.5.2 Observateur basé sur le mode glissant d'ordre deux	114
IV.5.3 Résultats de simulation	116
IV.6 Conclusion	118

Chapitre V

Validation Expérimentale

V.1 Introduction	119
V.2 Description du banc d'essai	119
V.2.1 Partie mécanique	120
V.2.2 Partie électronique de puissance	120
V.2.3 Environnement de mesure	122
V.2.4 Partie contrôle -commande	123
V.3 Validation expérimentale de commandes conventionnelles	125
V.3.1 Réalisation pratique de la commande DFOC	126

V.3.2 Validation de la commande DTC	128
V.3.3 Validation de la commande FL	130
V.4 Validation expérimentale de la commande par mode glissant	131
V.4 .1 Commande par mode glissant lisse	131
V.4 .2 Commande DTC-STA	135
V.5 Conclusion	138
Conclusion Générale	139
Annexe	141
Références Bibliographiques	

Introduction Générale



Introduction Générale

Pendant très longtemps, l'effort physique humain et animal a été la seule source d'énergie disponible pour les activités quotidiennes de l'homme (transports, machines, agriculture, etc.). Au 19^e siècle, les moteurs ont été inventés pour faciliter le travail humain. Les moteurs électriques sont plus performants que les moteurs à vapeur, hydrauliques, diesel, etc., ils sont maintenant utilisés dans la plupart des applications industrielles.

Le moteur électrique est un dispositif qui peut convertir l'énergie mécanique en énergie électrique ou l'énergie électrique en énergie mécanique. Le premier moteur électrique construit s'inspire par la découverte de l'induction électromagnétique par Michael Faraday et Joseph Henry en 1831. Plus tard en 1834, M. Jacobi a inventé le premier moteur à courant continu. En 1888, Nikola Tesla a obtenu un brevet pour son invention des moteurs à courant alternatif qui comprennent un moteur synchrone, un moteur à réluctance et un moteur asynchrone [KIM'17].

Traditionnellement, les moteurs asynchrones ont été largement utilisés dans des applications à vitesse constante en raison de leur faible coût et de leur construction robuste. D'autre part, les moteurs à courant continu ont été largement utilisés pour les applications de contrôle de vitesse et de position en raison de la facilité de leur contrôle en raison du découplage naturel qui existe entre le couple et le flux. Cependant, les machines à courant continu (MCC), en plus de leur coût élevé, ont aussi des problèmes de maintenance liés aux collecteurs et aux balais qui limitent le fonctionnement de la machine dans le domaine des grandes puissances. Face à ces limitations et avec la disponibilité des convertisseurs statiques de puissance, le rôle de ces machines a été remplacé par les machines à courant alternatif et plus particulièrement par les machines asynchrones.

La machine asynchrone est la machine la plus utilisée dans l'industrie en raison de sa construction robuste, de son coût relativement faible et de sa fiabilité. Aujourd'hui, on les retrouve dans plusieurs applications telles que les trains à grande vitesse (TGV), les ascenseurs, les téléphériques, les compresseurs, les ventilateurs, etc. Ainsi que dans des applications à haute performance telles que les véhicules électriques et autres applications embarquées [ARA'12]. Toutefois, la commande de la MAS est une tâche plus difficile que la commande de la MCC, car elle représente un système complexe (système non linéaire multi variables fortement couplées) puisqu'il y a deux entrées indépendantes et deux sorties à contrôler : la sortie principale est la vitesse du rotor pour atteindre la performance dynamique requise, tandis que la sortie secondaire est le module de flux du rotor pour la maximisation de l'efficacité énergétique.

Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'automatique et l'outil informatique, de nombreuses stratégies de commande ont été développées et mises en œuvre sur les moteurs asynchrones. Parmi les techniques de commande classiques, on peut trouver la commande scalaire et les commandes vectorielles (tels que FOC et DTC).

À ce jour, la méthode la plus simple est la commande scalaire classique qui occupe jusqu'à aujourd'hui une grande partie des applications industrielles à faible performance

[REZ'15], elle est basée sur l'imposition d'un rapport constant entre le module de tension d'alimentation et sa fréquence (V/f) [MEZ'09], cependant, cette stratégie ne permet pas d'obtenir une bonne précision dans la réponse en vitesse et la réponse dynamique est lente en raison de la simplicité de sa structure qui ne prend en compte que le régime permanent [MER'09].

Autre technique classique de la MAS est la commande vectorielle à flux orienté développée par Karl Hasse et Blaschke [HAS'69], [BLA'72], son principe consiste à supprimer le couplage entre le couple et le flux, elle permet donc d'obtenir un fonctionnement similaire à celui de la MCC à excitation séparée. Cette technique permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques mais utilise des régulateurs classiques de type PI qui sont très sensibles aux variations paramétriques.

La commande directe du couple (DTC) introduit par Takahashi et Depenbrock [TAK'86], [DEP'87], est également une technique populaire pour la MAS. Contrairement à la commande à flux orienté, la DTC ne nécessite pas de transformation de coordonnées ou de régulateur de courant. Elle contrôle le flux et le couple directement en fonction de leurs erreurs instantanées, ce qui entraîne une réponse rapide du couple. De plus, la DTC minimise l'utilisation des paramètres de la machine, elle est donc très peu sensible à la variation des paramètres [ZHA'10]. Cependant, la DTC conventionnelle utilise des comparateurs à hystérésis, qui font varier la fréquence de commutation de l'onduleur et provoquent donc des oscillations au niveau du courant, du couple et du flux [SAK'17]. De plus, cette commande présente encore quelques problèmes lorsque le moteur tourne à basse vitesse (influence du terme résistif).

Ces dernières années, de nombreuses améliorations ont été apportées à la DTC classique et qui ont permis d'obtenir une meilleure réponse en terme de réduction de l'ondulation du couple, mais au prix d'une plus complexité de cette commande.

Pour améliorer les performances des commandes de la MAS et surmonter les problèmes susmentionnés, on peut appliquer des commandes non linéaires robustes, par exemple la commande par mode glissant ou la commande backstepping. En outre, il existe des techniques basées sur l'intelligence artificielle comme la logique floue, les réseaux de neurones artificiels et les algorithmes génétiques.

L'un des problèmes de contrôle les plus importants est le contrôle dans des conditions d'incertitude. Dans la résolution de tout problème pratique, il y aura toujours une divergence entre le système réelle et son modèle mathématique. Cette divergence (ou inadéquations) proviennent de perturbations externes inconnues ou de dynamiques non modélisées, ce qui a suscité un grand intérêt pour le développement des méthodes de contrôle dites robustes, censées résoudre ce problème [SHT'14].

- **Commande à structure variable**

Au milieu du siècle dernier, de nombreux travaux ont été développées pour rechercher une loi de contrôle capable de fournir une robustesse aux variations des paramètres du système pour les applications militaires et aéronautiques. À la fin des années cinquante, Emelyanov et plusieurs co-chercheurs comme Utkin et Itkis de l'union soviétique, ont proposé une nouvelle technique de commande dans le domaine de l'ingénierie des systèmes de contrôle [EME'67], [POP'50], [HUN'93] connue sous le nom de commande par mode glissant ou commande à structure variable, qui est liée au terme de robustesse.

L'idée de la commande par mode glissant (SMC) n'était pas connue de la communauté du contrôle jusqu'à ce qu'Itkis [ITK'76] publie un livre et Utkin publie un article de recherche [UTK'77] dans les transactions IEEE. Par conséquent, la commande par mode glissant a été largement étudiée et mise en œuvre comme solution à divers problèmes en robotique et en machines électriques [UTK'08]. Ensuite, les modes glissants sont devenus le principal mode de fonctionnement des systèmes à structure variable [UTK'78], [UTK'92], [HUN'93], [FER'96].

L'approche de la commande par mode glissant a été reconnue comme l'un des commandes robustes pour les systèmes non linéaires complexes fonctionnant dans diverses conditions d'incertitude [UTK'08]. La conception d'une SMC nécessite de deux étapes : premièrement, la surface de glissement est choisie d'une manière appropriée qui est strictement liée à l'objectif de contrôle. Ensuite, la commande est conçue pour amener le système à atteindre la surface de glissement en un temps fini.

Bien que les SMC aient prouvé leur grande précision et leur robustesse contre les perturbations internes et externes, ils révèlent également leur principal inconvénient : ce que l'on appelle le "chattering" ou "Ripple" dans la littérature de l'électronique de puissance, qui sont des vibrations dangereuses à haute fréquence dans le système contrôlé [LEV'10], [LEE'06]. Le chattering du mode glissant est causé par la fréquence élevée, théoriquement infinie, de la commande discontinue [LEV'10]. Si l'on supposant que la commande discontinue commute idéalement, le chattering peut également être causé par une dynamique rapide non prise en compte pour les capteurs, les actionneurs, les retards ou les effets de discrétisation dans tels systèmes [HEI'08], [LEV'10]. Ce phénomène peut réduire la précision de la commande et provoquer des bruits indésirables, une forte dégradation des pièces mécaniques et des pertes de chaleur importantes dans les circuits de puissance [HEI'08], [UTK'09]. Cela limite sérieusement la mise en œuvre de la SMC en temps réel.

Pour éviter le chattering dangereux qui est souvent associés au mode glissement du premier ordre, certaines approches ont été proposées. Parmi elles, une commande équivalente a été ajoutée pour réduire ce phénomène [UTK'92] ou le remplacement de la fonction « *sign* » par une fonction similaire lisse telle que la fonction de saturation [SLO'83], [SLO'84] ou la fonction sigmoïde [AMB'84]. L'idée de cette dernière approche est de suivre une dynamique lisse afin d'éviter la discontinuité de la commande discontinue. Cependant, certaines propriétés du mode glissement ont été perdues [LEV'02]. En plus du problème de chattering, les modes de glissement classiques sont associés à un degré relatif égal à un. C'est-à-dire que le terme de contrôle doit apparaître dans la dérivée première de la variable glissante [LEV'14].

Les modes de glissement d'ordre supérieur [LEV'85], [LEV'93] éliminent la restriction du degré relatif mentionnée ci-dessus et conservent les caractéristiques principales du mode de glissement, tout en éliminant totalement l'effet de chattering [LEV'02], [LEV'07]. D'une manière générale, les commandes par mode glissant d'ordre deux ont été largement étudiées, conduisant à des algorithmes bien établis comme l'algorithme de twisting [LEV'85], super-twisting [LEV'93], et l'algorithme sous-optimal [BAR'97]. Les modes de glissement d'ordre deux font disparaître les variables de glissement en temps fini, lorsque le degré relatif de la variable est égal à deux, et sont capables de résoudre le même problème au moyen d'un contrôle continu, si le degré relatif est égal à un, cela permet d'éliminer les vibrations dangereuses dans le système [SHTE'14].

Les concepts et les principes de la commande par mode glissant appliquée aux moteurs électriques sont présentés dans [UTK'93] et certains aspects de la mise en œuvre sont illustrés dans [UTK'99]. Dans la littérature, plusieurs travaux utilisant cette approche pour le contrôle des moteurs asynchrones ont été développées [BEN'99], [RAS'05], [MOR'18], [WAN'18], [FAR'22]. Dans [UTK'99], la SMC du premier ordre a été utilisée pour contrôler la vitesse et le flux du moteur sans impliquer explicitement le contrôle du courant, et dans [RAS'05], la SMC du second ordre a été développée pour découpler et contrôler la vitesse et le flux du moteur. D'autre part, la SMC a également été combinée avec des commandes classiques pour améliorer les performances de la MAS, comme dans [OLI'15] la SMC a été liée à la commande FOC et dans [LAS'20] elle a été associée à la commande DTC. Les résultats des techniques combinées ont été comparés avec des contrôleurs PI classique sur la base des tests expérimentaux. En plus, Dans [MOR'18], la MAS a été contrôlée par la combinaison d'une commande feedback linéarisation et la SMC de second ordre. Cependant, toutes les approches mentionnées ci-dessus rivalisent en termes de réduction du chattering et de robustesse élevée.

✓ **Commande sans capteur**

Plusieurs techniques de commande de la MAS nécessitent une bonne connaissance des variables d'état afin d'être utilisées dans une boucle de contrôle. Dans les applications pratiques, la minimisation du nombre de capteurs est nécessaire, car l'ajout des capteurs augmente le coût de l'installation et affecte la fiabilité du contrôle [HOU'14].

Ainsi, au cours de la dernière décennie, on s'est beaucoup intéressé à l'élimination des capteurs mécaniques et à leur remplacement par des observateurs. Cette technique est souvent appelée "commande sans capteur" ou encore "sensorless" dans la littérature anglo-saxonne.

Les observateurs pour une MAS utilisent un modèle mathématique de la machine pour produire des estimations des grandeurs rotorique à partir de mesures simples des courants et des tensions du stator. Il existe dans la littérature une grande variété d'observateurs d'état pour la MAS, qui montrent des performances supérieures en termes de conditions de fonctionnement, parmi lesquels on trouve l'observateur de Luenberger [ORL'89], le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) [CAO'93], le filtre de Kalman étendu [BAR'07], les réseaux neuronaux [WOL'04], et l'observateur par mode glissant proposé par Utkin [UTK'93].

La difficulté majeure de la commande sans capteur est l'estimation des variables d'état dans des conditions d'incertitude. Récemment, beaucoup d'attention a été accordée aux commandes sans capteur de la MAS basées sur la théorie de la SMC. Comme déjà mentionné, le succès de ce type de commande est principalement dû à son rejet des perturbations, sa grande robustesse et sa facilité de mise en œuvre. Dans la littérature, il existe plusieurs articles qui visent cette approche pour l'estimation des grandeurs rotorique de la MAS ([RAO'09], [AUR'07], [BEN'99]).

✓ **Objectifs de la thèse**

Les objectifs visés pour cette thèse sont :

- ✓ Mettre en œuvre et comparer plusieurs lois de commande par mode glissant afin d'améliorer les performances d'un variateur de vitesse avec machine asynchrone.
- ✓ Afin de diminuer le nombre de capteurs, des observateurs à base du mode glissant seront développés pour l'estimation du flux, de la vitesse et du couple de charge.

- ✓ La validation par simulation et expérimentale des différentes lois de commande par mode glissant sur un banc d'essai à base d'une carte DSPACE 1104 afin de mettre en évidence les avantages et les limitations de cette technique.

La contribution principale de cette thèse est la mise à jour des gains de la SMC d'ordre 2 afin qu'il varie en fonction de la perturbation du système, cette approche élimine le chattering nuisible tout en préservant les propriétés du mode glissant.

✓ **Organisation de la thèse**

Cette thèse est organisée en cinq chapitres principaux :

Le premier chapitre sera consacré à une brève description du principe de fonctionnement de la MAS triphasée, où nous présenterons le modèle mathématique de la MAS dans un repère biphasé, aussi que la modélisation et les techniques de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Dans le deuxième chapitre, trois types de commandes conventionnelles de la MAS seront présentés, tout d'abord, la stratégie de la commande vectorielle à flux orienté (FOC) sera discutée, puis la commande directe du couple (DTC), qui est une alternative intéressante de la commande vectorielle sera détaillée, et enfin nous présentons la commande feedback linéarisation. Toutes ces commandes seront validées par simulation.

Le troisième chapitre sera dédié à introduire des principaux concepts de la commande par mode glissant (SMC) et à l'explication des étapes de conception de cette commande. De plus, dans ce chapitre nous présenterons plusieurs variantes de la commande par mode glissant telles que la SMC d'ordre 1 et d'ordre 2, la SMC lisse et la SMC discrète, toutes ces commandes seront appliquées à la MAS et comparées en termes de chattering.

Dans le quatrième chapitre, le sujet de la commande sans capteur sera abordé, nous présenterons certains observateurs conventionnels et quelques observateurs basés sur le mode glissant pour l'estimation des grandeurs rotoriques d'une machine asynchrone. Tous ces observateurs seront simulés en environnement MATLAB-Simulink.

Quant au dernier chapitre, il s'intéressera à la validation expérimentale de toutes les techniques classique vue dans cette thèse aussi que quelque technique par mode glissant. Le banc d'essai utilisé pour cet effet est à base d'une carte DSPACE 1104.

Le travail de cette thèse s'achèvera sur une conclusion générale récapitulant l'essentiel des résultats obtenus et les suggestions et les recommandations pour la poursuite de ce travail.

Chapitre I...



Modélisation d'un Variateur Asynchrone

I.1 Introduction

Dans les systèmes physiques, la modélisation est une étape essentielle pour analyser les différentes évolutions de leurs grandeurs électromagnétiques et mécaniques. La machine asynchrone est un système dynamique non linéaire. Par conséquent, la mise en œuvre des stratégies de commande et d'observation efficaces pour cette machine nécessite un bon modèle mathématique reflétant son comportement statique et dynamique. En effet, la répartition des enroulements triphasée de la MAS rend son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'utilisation de la transformation de PARK, sous certaines hypothèses simplificatrices, permet de passer vers une représentation diphasée équivalente. Cela permet de réduire la complexité du modèle et d'obtenir des équations simples qui reflètent fidèlement le fonctionnement de la machine [MER'09], [BER'16].

Ce chapitre est organisé en trois parties principales : la première partie donne une brève description du principe de fonctionnement de la MAS. Ensuite, nous présenterons mathématiquement le modèle triphasé de la machine asynchrone et sa transformation dans le système biphasé selon le choix du repère, tournant ou stationnaire. La troisième partie de ce chapitre est consacré à la modélisation de l'onduleur qui sera utilisé pour alimenter la machine.

I.2 Principe d'un variateur asynchrone

Le moteur asynchrone triphasé est l'une des machines qui convertissent l'énergie électrique en énergie de production, cette machine peut être alimentée directement par une source sinusoïdale parfaite, elle ne peut donc pas être contrôlée, ou au moyen d'un convertisseur statique permet la mise en œuvre de divers algorithmes de contrôle.

I.2.1 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

La machine asynchrone se compose principalement d'un stator cylindrique et d'un rotor mobile autour de l'axe symétrie de la machine. Le fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil repose sur la connexion d'une alimentation triphasée à la partie stator, ce qui amène les enroulements du stator à produire un champ magnétique tournant (Rotating Magnetic Field RMF) qui tourne à la vitesse synchrone. Tant que les conducteurs du rotor (court-circuités) sont stationnaires, selon les lois de Faraday et de Lenz, une force électromotrice (FEM) est induite dans les conducteurs du rotor, et en raison de cette FEM, des courants commencent à circuler dans les barres du rotor [GIR'13]. C'est pourquoi ce moteur est appelé moteur à induction, le courant du rotor est produit en raison de la force électromotrice induite. Le courant induit dans le rotor génère un flux alternatif autour de lui, l'interaction entre ce champ magnétique et la RMF dans les enroulements du stator produit un couple mécanique qui fait tourner le rotor. Pendant ce temps, le rotor du moteur à induction tourne à une vitesse nominale inférieure à la vitesse synchrone de RMF, car la rotation à vitesse synchrone n'induit pas de courant dans le rotor, et donc aucun couple ne serait produit [BAR'03]. Cette vitesse relative est appelée vitesse de glissement et elle est responsable de la rotation du rotor, c'est la raison pour laquelle le moteur à induction est également connu sous le nom de moteur asynchrone.

I.2.2 Principe de commande du moteur asynchrone

D'après le principe de fonctionnement du moteur asynchrone triphasé, on constate que la vitesse du rotor est liée à la vitesse synchrone du champ tournant, qui est proportionnelle à

la fréquence d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles créées par les enroulements.

Il existe différentes manières de faire varier la vitesse du moteur, la première consiste à changer le nombre de pôles, comme dans le cas des moteurs Dahlander, cette méthode permet d'obtenir deux vitesses dans un seul moteur, mais ce changement de pôles constitue un changement physique du moteur. L'inconvénient de cette méthode est que la taille de ces moteurs devient beaucoup plus grande que celle des moteurs à vitesse unique, environ 1.6 fois plus grande [GÁB'18], en raison du doublement des enroulements dans le moteur. Cette méthode provoque également une distorsion harmonique élevée pendant la commutation des pôles.

La deuxième méthode pour faire varier la vitesse du moteur consiste à adapter la fréquence électrique du stator, mais cet ajustement influence la densité de flux dans l'entrefer, car elle est directement relative à l'amplitude de la tension d'alimentation et inversement proportionnelle à la fréquence d'alimentation [BAR'03]. Dans la pratique, si la densité de flux diminue à un niveau très bas, le couple diminuera et affectera les performances du moteur, et si le flux magnétique augmente de manière significative, cela provoquera des contraintes thermiques et des pertes mécaniques sur le moteur [BAR'03].

Ainsi, pour éviter la saturation magnétique et garantir le couple nominal dans toutes les plages de vitesse, la densité de flux doit être maintenue constante, ce qui signifie que la tension statorique doit être ajustée dans la même proportion que la fréquence lors du contrôle de la vitesse. D'où l'appellation anglaise de Variable Voltage, Variable Frequency converter (VVVF) [KUM'18], [BAR'03].

Il existe de nombreux termes pour décrire les dispositifs qui peuvent contrôler la vitesse, tels que Variable Frequency Drive (VFD), Adjustable Speed Drives (ASD), Variable Speed Drives (VSD) [SAI'12].

I.2.2.1 Variateur de vitesse asynchrone

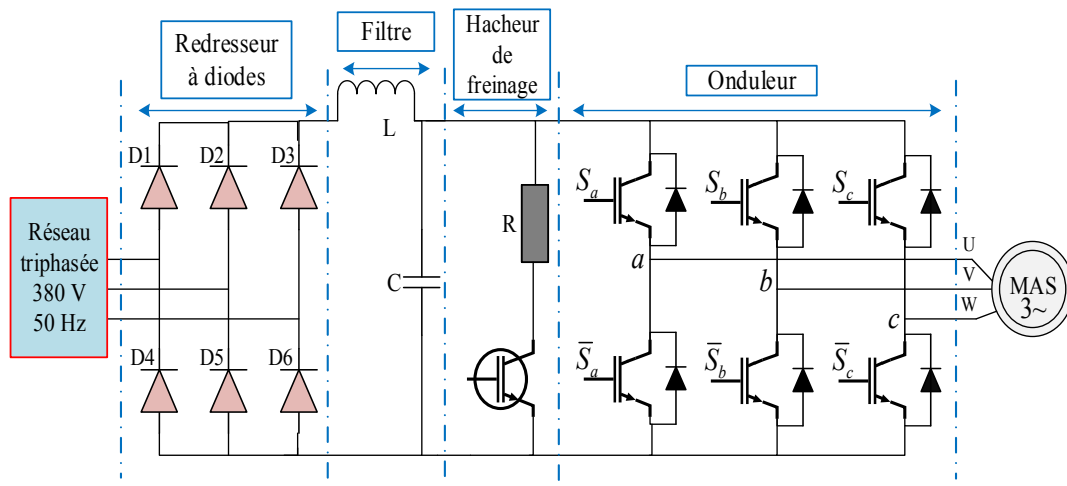


Fig. I.1 Schéma d'un variateur de vitesse asynchrone

Un Variateur de Vitesse Asynchrone (VSD) est un convertisseur d'énergie qui permet d'adapter la vitesse en modulant l'énergie électrique fournie au moteur. Les deux principaux types de VSD sont connus sous le nom d'onduleur de source de tension (VSI) et d'onduleur de source de courant (CSI). En d'autres termes, le VSD est appelé VSI si la tension d'entrée reste constante et CSI si le courant d'entrée est resté constant [WIS'02].

Dans les marchés industriels, la topologie VSI s'est avérée avoir une réponse dynamique plus efficace et plus rapide lors du fonctionnement des machines asynchrones de faible et moyenne puissance [KHA'15]. Le système VSD type VSI avec un moteur asynchrone est illustré dans la figure I.1.

a) Architecture d'un variateur de vitesse

Le variateur de vitesse est souvent composé des étages de puissance suivants :

✓ Redresseur à diodes

Le redresseur à diodes (également connu sous le nom PD3 à diodes) est un convertisseur de puissance électronique utilisé pour convertir le courant alternatif fourni par le réseau en courant continu. Ce convertisseur possède une topologie de pont triphasé basée sur des diodes de puissance supposées parfaites, fonctionnant en commutation naturelle.

✓ Filtre Passe-bas

L'inductance et le condensateur se comportent comme un filtre passe-bas et sont utilisés pour :

- filtrer la tension redressée et d'obtenir un courant continu lisse.
- protéger l'onduleur contre les surtensions et les surintensités.
- réduire les bruits et les harmoniques de courant alternative d'entrée.
- fournir une puissance réactive nécessaire au fonctionnement de la MAS.

✓ Hacheur de freinage

Entre le filtre et l'onduleur, la résistance de freinage (hacheur de freinage) est insérée pour dissiper la puissance électrique prise de la MAS lorsque ce moteur freine ou agit en génératrice.

✓ Pont onduleur

L'onduleur (appelé aussi convertisseur DC/AC) est la dernière partie du variateur de vitesse, il permet d'alimenter le moteur avec des grandeurs électriques variables, en convertissant la tension continue filtrée en une tension de sortie alternative dont l'amplitude et la fréquence sont contrôlables. Cette conversion est assurée par la commutation rapide des six interrupteurs IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) de cet onduleur. Typiquement, ces interrupteurs IGBT sont activés et désactivés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

b) Avantages d'un variateur de vitesse

Les VSD sont devenus une méthode techniquement viable et économique pour faire varier la vitesse du moteur et fournir un contrôle lisse. Les avantages de l'application de VSD sont [RAS'11], [TAM'13] :

- ✓ Fonctionnement à des vitesses différentes de la vitesse synchrone (décélération, accélération et inversion du sens de rotation).
- ✓ Ajustement de la vitesse du moteur pour répondre aux exigences de cahier de charge et fournir une commande lisse de vitesse.
- ✓ Grandes économies d'énergie et augmentation de la durée de vie des composants grâce à une vitesse de fonctionnement plus faible.

- ✓ Réduire les contraintes thermiques et mécaniques (démarrages progressifs) sur le moteur.
- ✓ Réduire la consommation d'énergie électrique du moteur de 30-60 %.
- ✓ Facteur de puissance élevé.

I.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.3.1 Modèle de la machine asynchrone triphasée

Une bonne étude du fonctionnement de la machine nécessite avant tout un modèle mathématique efficace. La MAS est un système très complexe à étudier. Avant de commencer la synthèse des lois de commande, il est nécessaire de développer un modèle plus simple. Le modèle mathématique d'une MAS doit représenter toutes les équations décrivant les principales grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques.

La figure I.2 illustre la structure des enroulements triphasés du moteur asynchrone: la partie statorique est constituée de trois enroulements identiques décalés de 120 degrés les uns par rapport aux autres. Tandis que la partie rotor, puisque il s'agit d'une cage d'écureuil, peut être représentée par trois enroulements identiques dont la tension aux bornes de chaque enroulement est nulle.

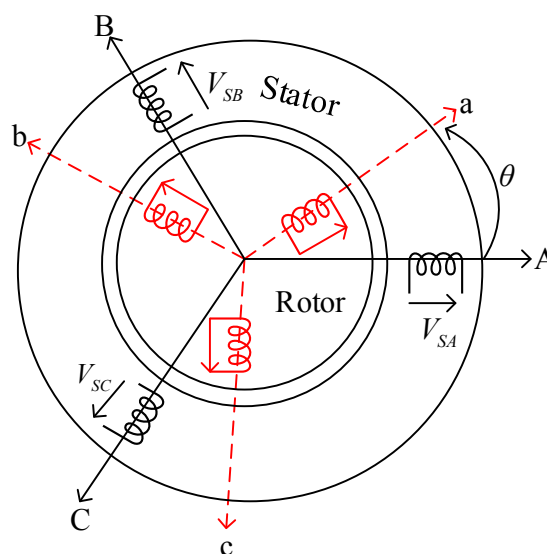


Fig. I.2 Représentation schématique des enroulements de la MAS triphasée

Dans le schéma de la machine ci-dessus, les lettres majuscules (ABC) correspondent au stator et les lettres minuscules (abc) au rotor, et l'angle θ définit la position des axes du rotor par rapport aux axes du stator.

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre, est un système très complexe, il est difficile de prendre en compte tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent dans sa modélisation. Certaines hypothèses conventionnelles sont généralement adoptées afin de simplifier l'analyse et d'obtenir un modèle mathématique satisfaisants. Nous considérons les hypothèses suivantes [SAK'17], [KUZ'19]:

- ✓ La machine est symétrique (symétrie axiale, enroulement triphasés équilibrés).
- ✓ L'entrefer est supposé constant et l'effet d'encoche est négligeable.

- ✓ La distribution spatiale des champs magnétiques dans l'entrefer est considérée comme sinusoïdale.
- ✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ✓ Effet de peau et les pertes fer sont négligés.
- ✓ Toutes les inductances sont considérées constantes.
- ✓ L'équivalence du rotor en court circuit à un enroulement triphasé équilibré.

I.3.1.1 Équations électromagnétiques triphasées

Avec les hypothèses précédentes, les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère triphasé sont :

$$\begin{bmatrix} V_{SA} \\ V_{SB} \\ V_{SC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{SB} \\ i_{SC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{SA} \\ \varphi_{SB} \\ \varphi_{SC} \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Celles du rotor sont:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

En forme réduite, nous écrivons :

$$\begin{aligned} [V_{SABC}] &= [R_s][i_{SABC}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{SABC}] \\ [V_{rabc}] &= [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{rabc}] \end{aligned} \quad (\text{I.3})$$

Les valeurs instantanées des flux de la machine pour toutes les phases peuvent être exprimées comme suit:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{SABC} \\ \varphi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] \\ [M_{rs}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [M_{sr}] \\ [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{SABC} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Où les inductances impliquées dans la dynamique sont :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Et :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

À partir des équations des flux (I.4), il est possible de voir la complexité du comportement du moteur asynchrone triphasé, où les inductances mutuelles entre deux enroulements varient périodiquement en fonction de la position du rotor. Afin de résoudre ces équations matricielle, il existe de nombreuses options logicielles telles que MATLAB ou même LABVIEW, qui nécessite un effort de calcul élevé pour obtenu un résultat. La solution alternative est de résoudre toutes ces équations dans l'axe biphasé, ce qui va certainement réduire l'ordre de ces matrices et faire disparaître les termes non linéaires.

I.3.2 Transformation triphasée -biphasée

Pour simplifier la modélisation du système de la machine, il est courant de transformer les variables d'état du système triphasé (abc) en quantités biphasées équivalentes, c'est-à-dire que les tensions, courants et flux des trois phases sont transformés en variables biphasées par des transformations mathématiques appropriées [VUK'13]. Il existe principalement deux transformations:

- ✓ Transformation de Clarke
- ✓ Transformation de Park

Ces équations peuvent être simplifiées en utilisant la notation de vecteur d'espace complexe et le vecteur de décalage $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$:

$$\bar{X} = \sqrt{\frac{2}{3}} (X_a + \alpha X_b + \alpha^2 X_c) = X_\alpha + jX_\beta \quad (I.7)$$

Où le vecteur \bar{X} peut être un courant, une tension ou un flux. L'avantage de ces transformations est de réduire le nombre de composantes de phase, ce qui signifie une réduction du nombre de contrôleurs nécessaires, ainsi que l'élimination de toutes les inductances variant dans le temps des équations de tension du moteur.

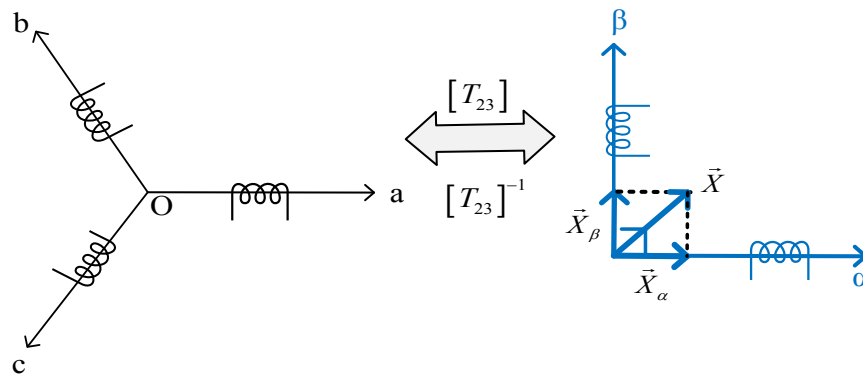


Fig. I.3 Transformation triphasée –biphasée

I.3.2.1 Transformation de Clarke

La transformée de Clarke est une transformation linéaire qui convertit les quantités triphasées en un référentiel stationnaire orthogonal à deux axes ($\alpha\beta$), où chaque vecteur de tension, de flux ou de courant peut être représenté comme la somme de deux composantes, qui sont des projections du vecteur sur une représentation orthogonale comme indiqué sur la figure I.3 [WAN'13], [VUK'13].

Le processus de transformation peut être décrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [T_{23}] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Où la transformation de Clarke est exprimée par:

$$[T_{32}] = C_{32} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Si la constante C_{32} prend la valeur $2/3$, cette matrice conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (elle doit être multipliée par un coefficient $3/2$). Alors que si elle prend la valeur $\sqrt{2/3}$, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes des grandeurs [SAK'17].

I.3.2.2 Transformation de Park

La transformation de Park, également appelée la transformation d-q, est une révolution dans l'analyse des machines car elle convertit un système ABC triphasé en un système d-q orthogonal tournant, qui tourne de manière synchrone avec le champ du stator, ce qui fait que toutes les variables sont observées comme des valeurs constantes à l'équilibre. La figure I.4 donne la nouvelle représentation des enroulements de phase dans le repère d-q :

O_d : axe direct (indice d)

O_q : axe quadratique (indice q)

O_0 : axe homopolaire (indice 0).

Le processus de transformation entre les grandeurs réelles (courants, tensions et flux) en leurs grandeurs équivalentes peut être décrit par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Où X_0 est la composante homopolaire et égale à zéro lorsque le système est équilibré.

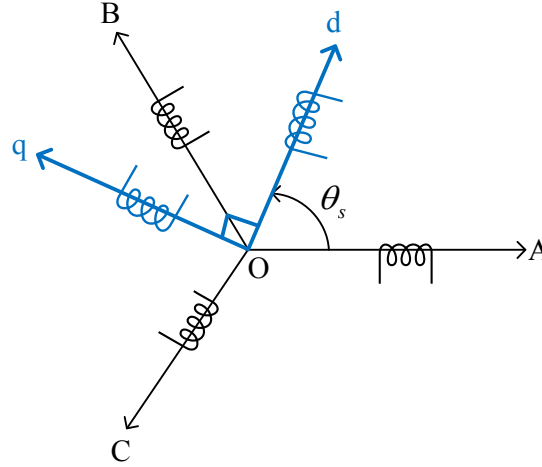


Fig. I.4 Transformation d-q

La matrice de transformation de Park applicable aux grandeurs triphasées statoriques est :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

De même, pour obtenir X_{ABC} à partir de X_{dq0} la transformation inverse de Park est introduite comme :

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

I.3.2.3 Opérateur de rotation

Les structures de contrôle peuvent inclure deux référentiels en même temps, pour changer les variables électriques d'un système stationnaire orthogonal biphasé (grandeurs sinusoïdales) à un référentiel orthogonal tournant par rapport au stator, la matrice suivante est appliquée :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [T(\theta_s)] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La transformation inverse est également appliquée comme :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Cette transformation peut être illustrée dans la figure I.5.

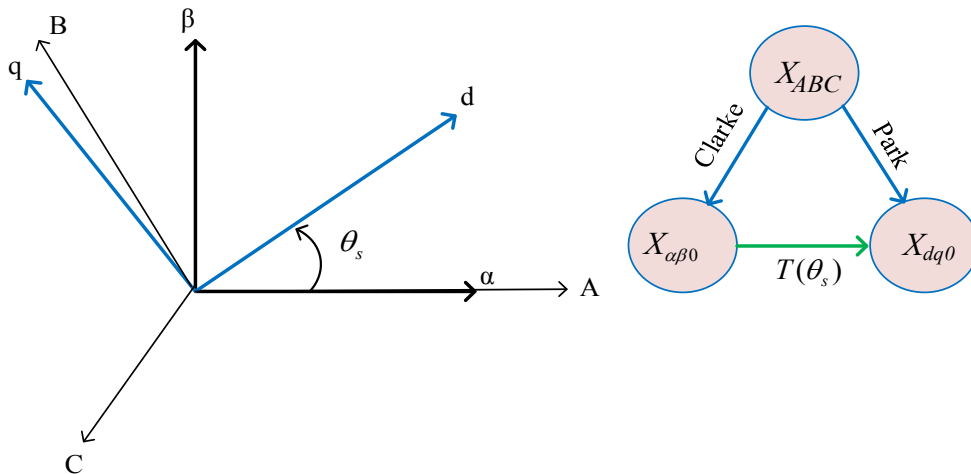


Fig. I.5 Transformations entre les axes biphasés

Toutes ces transformations de Park, de Clarke ou celle permettent le basculement, elles sont utilisées pour le développement du modèle de la MAS.

I.3.3 Modèle de la MAS

I.3.3.1 Équations de la MAS

Les équations de tension du moteur dans les axes biphasés sont données par :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\varphi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j\omega_{sl} \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Les flux de la machine sont donnés par :

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

L'équation associée du mouvement mécanique s'écrit sous la forme :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{I.17})$$

I.3.3.2 Choix de référentiel

Le modèle de la MAS admet plusieurs classes de représentations d'état. Ces classes dépendent directement des objectifs de commande (position, vitesse, couple) et du choix des variables d'état (flux ou courants, statoriques ou rotoriques) [GHO'05].

Le basculement entre les trois références statorique (S), rotorique (R) ou champ tournant (C) se fait comme suit [SAK'17] :

Tableau I.1: Basculement entre référentiels

	Formule de passage
Grandeur exprimée au stator et ramenée au rotor	$X(R) = X(S)e^{-j\theta_r}$
Grandeur exprimée au rotor et ramenée au stator	$\bar{X}(S) = \bar{X}(R)e^{j\theta_r}$
Grandeur exprimée au stator et ramenée au champ tournant	$\bar{X}(C) = \bar{X}(S)e^{-j\theta_s}$
Grandeur exprimée au champ tournant et ramenée au stator	$\bar{X}(S) = \bar{X}(C)e^{j\theta_s}$
Grandeur exprimée au rotor et ramenée au champ tournant	$\bar{X}(C) = \bar{X}(R)e^{-j\theta_{st}}$
Grandeur exprimée au champ tournant et ramenée au rotor	$\bar{X}(R) = \bar{X}(C)e^{j\theta_{st}}$

a) Référentiel lié au stator

C'est un référentiel immobile fixe au stator (repère stationnaire), utilisé dans l'étude des observateurs, des régimes de démarrage et de freinage des machines alternatifs. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec des grandeurs instantanées car il ne nécessite pas de transformation vers le système réel, les variables prennent une forme sinusoïdale, et la matrice de transformation est constante.

Les expressions des vecteurs de tension de la MAS sont données par :

$$\begin{cases} \bar{V}_s(S) = R_s \bar{i}_s(S) + \frac{d\bar{\varphi}_s(S)}{dt} \\ \bar{V}_r(R) = 0 = R_r \bar{i}_r(R) + \frac{d\bar{\varphi}_r(R)}{dt} \end{cases} \quad (I.18)$$

Les équations des flux en fonctions des courants dans un repère lié au stator sont données comme suit :

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s(S) = L_s \bar{i}_s(S) + M \bar{i}_r(R) e^{jp\theta_r} \\ \bar{\varphi}_r(R) = L_r \bar{i}_r(R) + M \bar{i}_s(S) e^{-jp\theta_r} \end{cases} \quad (I.19)$$

À partir de l'équation ci-dessus, les courants rotoriques s'écrivent :

$$\bar{i}_r(R) = \frac{1}{L_r} \left(\bar{\varphi}_r(R) - M \bar{i}_s(S) e^{-jp\theta_r} \right) \quad (I.20)$$

Par dérivation, on a :

$$\frac{d\bar{i}_r(R)}{dt} = \frac{1}{L_r} \left(\frac{d\bar{\varphi}_r(R)}{dt} - M \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} e^{-jp\theta_r} + jp \frac{d\theta_r}{dt} M \bar{i}_s(S) e^{-jp\theta_r} \right) \quad (I.21)$$

A partir des équations de tension du rotor (I.18), on peut trouver :

$$\frac{d\bar{\varphi}_r(R)}{dt} = -R_r \bar{i}_r(R) \quad (I.22)$$

En remplaçant l'équation (I.20) dans l'équation (I.22), ce qui conduit à :

$$\frac{d\bar{\varphi}_r(R)}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\bar{\varphi}_r(R) + \frac{R_r M}{L_r}\bar{i}_s(S)e^{-jp\theta_r} \quad (\text{I.23})$$

En substituant (I.23) dans (I.21), nous aurons :

$$\frac{d\bar{i}_r(r)}{dt} = -\frac{R_r}{L_r^2}\bar{\varphi}_r(R) - \frac{M}{L_r}\frac{d\bar{i}_s(S)}{dt}e^{-jp\theta_r} + \frac{1}{L_r}\left(\frac{M}{L_r}R_r + jpM\frac{d\theta_r}{dt}\right)\bar{i}_s(S)e^{-jp\theta_r} \quad (\text{I.24})$$

En dérivant l'expression du flux statorique de l'équation (I.19), on obtient :

$$\frac{d\bar{\varphi}_s(S)}{dt} = L_s\frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} + M\frac{d\bar{i}_r(R)}{dt}e^{jp\theta_r} + jp\frac{d\theta_r}{dt}M\bar{i}_r(R)e^{jp\theta_r} \quad (\text{I.25})$$

Par substitution de (I.24) dans (I.25), le vecteur tension statorique s'écrit comme suit :

$$\bar{V}_s(S) = \left(R_s + \frac{M}{L_r}\frac{M}{L_r}R_r\right)\bar{i}_s(S) + L_s\sigma\frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} + \frac{M}{L_r}\left(jp\frac{d\theta_r}{dt} - \frac{R_r}{L_r}\right)\bar{\varphi}_r(R)e^{jp\theta_r} \quad (\text{I.26})$$

Où : $\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)$ est le coefficient de dispersion magnétique de Blondel.

La pulsation rotorique ω_r est directement liée à la vitesse angulaire du rotor Ω_r par le nombre de paires de pôles comme :

$$\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{I.27})$$

Pour l'équation du flux rotorique :

$$\bar{\varphi}_r(S) = \bar{\varphi}_r(R)e^{jp\theta_r} \quad (\text{I.28})$$

La dérivée temporelle de l'équation ci-dessus est :

$$\frac{d\bar{\varphi}_r(S)}{dt} = \frac{d\bar{\varphi}_r(R)}{dt}e^{jp\theta_r} + jp\frac{d\theta_r}{dt}e^{jp\theta_r}\bar{\varphi}_r(R) \quad (\text{I.29})$$

En remplaçant (I.23) dans (I.29) on obtient :

$$\frac{d\bar{\varphi}_r(S)}{dt} = \left(-\frac{R_r}{L_r}\bar{\varphi}_r(S) + \frac{R_r M}{L_r}\bar{i}_s(S)\right) + jp\frac{d\theta_r}{dt}\bar{\varphi}_r(S) \quad (\text{I.30})$$

Les équations de tension statorique en termes de variables de la machine peuvent être écrites comme :

$$\begin{cases} \bar{V}_s(S) = \left(R_s + \frac{M}{L_r}\frac{M}{L_r}R_r\right)\bar{i}_s(S) + L_s\sigma\frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} + \frac{M}{L_r}\left(jp\frac{d\theta_r}{dt} - \frac{R_r}{L_r}\right)\bar{\varphi}_r(S) \\ \frac{d\bar{\varphi}_r(S)}{dt} = \frac{R_r M}{L_r}\bar{i}_s(S) + \left(jp\frac{d\theta_r}{dt} - \frac{R_r}{L_r}\right)\bar{\varphi}_r(S) \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

La projection sur les axes α et β donne :

$$\bar{V}_s(s) = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad \bar{\varphi}_r(s) = \varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta} \quad \bar{i}_s(s) = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (\text{I.32})$$

La réécriture de système d'équations (I.31) donne :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) i_{s\alpha} + L_s \sigma \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{M}{L_r} \left(p\Omega_r \varphi_{r\beta} + \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} \right) \\ V_{s\beta} = \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) i_{s\beta} + L_s \sigma \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{M}{L_r} \left(p\Omega_r \varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} \right) \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} - p\Omega_r \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{s\beta} + p\Omega_r \varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

Ensuite, l'équation associée du mouvement mécanique s'écrit sous la forme :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{I.34})$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite en termes des variables d'état :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{I.35})$$

f : coefficient de frottement visqueux

C_r : couple résistant à appliquer sur l'arbre du moteur

J : inertie du moteur

A partir de système d'équations (I.33), le modèle de la machine en termes de variables d'état $(i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta})$ et de variables d'entrée $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_s \sigma} \left(V_{s\alpha} - \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) i_{s\alpha} + \frac{M}{L_r} \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{M}{L_r} p \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{r\beta} \right) \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s \sigma} \left(V_{s\beta} - \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) i_{s\beta} - p \frac{M}{L_r} \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{r\alpha} + \frac{M}{L_r} \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} \right) \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\alpha} - p \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{s\beta} + p \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

A partir de l'équation précédente, nous obtenons le modèle d'espace d'état global de la MAS dans le repère stationnaire comme suit :

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sa}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{b}{T_r} & b\omega_r & 0 \\ 0 & -\gamma & -b\omega_r & \frac{b}{T_r} & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & \mu i_{s\beta} & -\mu i_{s\alpha} & \frac{-f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{s\beta} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

Avec:

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \varphi_{r\alpha} & \varphi_{r\beta} & \Omega_r \end{bmatrix}^T, \quad u = \begin{bmatrix} V_{sa} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^T$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \gamma = \frac{1}{L_s \sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right), b = \frac{M}{L_r L_s \sigma}, \mu = \frac{P}{J} \frac{M}{L_r}$$

b) Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est généralement utilisé pour obtenir les variables d'états sous forme continue, car il convertit les grandeurs sinusoïdales en régime permanent d'un repère triphasé (A, B, C) à un référentiel diphasé tournant avec le champ statorique.

Le modèle mathématique de la MAS dans un repère stationnaire est décrit par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s(S) = \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) \bar{i}_s(S) + L_s \sigma \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} + \frac{M}{L_r} \left(j p \frac{d\theta_r}{dt} - \frac{R_r}{L_r} \right) \bar{\varphi}_r(S) \\ \frac{d\bar{\varphi}_r(S)}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} \bar{i}_s(S) + \left(j p \frac{d\theta_r}{dt} - \frac{R_r}{L_r} \right) \bar{\varphi}_r(S) \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

En partant de ce système et on ramène chaque vecteur, exprimé dans le stator, au champ tournant, c'est-à-dire:

$$\bar{X}(S) = \bar{X}(C) e^{j\theta_s} \quad (\text{I.39})$$

$$\begin{cases} \bar{V}_s(C) e^{j\theta_s} = \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) \bar{i}_s(C) e^{j\theta_s} + L_s \sigma \frac{d\bar{i}_s(C) e^{j\theta_s}}{dt} + \frac{M}{L_r} \left(j p \Omega_r - \frac{R_r}{L_r} \right) \bar{\varphi}_r(C) e^{j\theta_s} \\ \frac{d\bar{\varphi}_r(C) e^{j\theta_s}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} \bar{i}_s(C) e^{j\theta_s} + \left(j p \Omega_r - \frac{R_r}{L_r} \right) \bar{\varphi}_r(C) e^{j\theta_s} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

Considérons les termes dérivés suivants :

$$\frac{d\bar{i}_s(C) e^{j\theta_s}}{dt} = \frac{d\bar{i}_s(C)}{dt} e^{j\theta_s} + j \omega_s e^{j\theta_s} \bar{i}_s(C) \quad (\text{I.41})$$

$$\frac{d\bar{\varphi}_r(C)e^{j\theta_s}}{dt} = \frac{d\bar{\varphi}_r(C)}{dt}e^{j\theta_s} + j\omega_s e^{j\theta_s}\bar{\varphi}_r(C) \quad (\text{I.42})$$

En éliminant les termes de dérivation dans (I.40), à l'aide de (I.41) et (I.42), on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{V}_s(C)e^{j\theta_s} &= \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) \bar{i}_s(C)e^{j\theta_s} + L_s \sigma \left(\frac{d\bar{i}_s(C)}{dt} e^{j\theta_s} + j\omega_s e^{j\theta_s} \bar{i}_s(C) \right) \\ &\quad + \frac{M}{L_r} \left(jp\Omega_r - \frac{R_r}{L_r} \right) \bar{\varphi}_r(C)e^{j\theta_s} \\ \frac{d\bar{\varphi}_r(C)}{dt} e^{j\theta_s} &= \frac{R_r M}{L_r} \bar{i}_s(C)e^{j\theta_s} + \left(jp\Omega_r - j\omega_s - \frac{R_r}{L_r} \right) \bar{\varphi}_r(C)e^{j\theta_s} \end{aligned} \right. \quad (\text{I.43})$$

Alors :

$$\left\{ \begin{aligned} \bar{V}_s(C) &= \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r + jL_s \sigma \omega_s \right) \bar{i}_s(C) + L_s \sigma \frac{d\bar{i}_s(C)}{dt} + \frac{M}{L_r} \left(jp\Omega_r - \frac{R_r}{L_r} \right) \bar{\varphi}_r(C) \\ \frac{d\bar{\varphi}_r(C)}{dt} &= \frac{R_r M}{L_r} \bar{i}_s(C) + \left(jp\Omega_r - j\omega_s - \frac{R_r}{L_r} \right) \bar{\varphi}_r(C) \end{aligned} \right. \quad (\text{I.44})$$

La projection sur les axes d et q donne :

$$\bar{V}_s(C) = V_{sd} + jV_{sq} \quad \bar{\varphi}_r(C) = \varphi_{rd} + j\varphi_{rq} \quad \bar{i}_s(C) = i_{sd} + ji_{sq} \quad (\text{I.45})$$

Le système d'équations de la machine en coordonnées (d, q) s'écrit :

$$\left\{ \begin{aligned} V_{sd} &= \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) i_{sd} - L_s \sigma \omega_s i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_{rd} - \frac{M}{L_r} p\Omega_r \varphi_{rq} \\ V_{sq} &= L_s \sigma \omega_s i_{sd} + \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} p\Omega_r \varphi_{rd} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} &= \frac{R_r M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + (\omega_s - p\Omega_r) \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} &= \frac{R_r M}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - p\Omega_r) \varphi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq} \end{aligned} \right. \quad (\text{I.46})$$

Le couple électromagnétique peut être exprimé en termes de courants et de flux de la machine comme suit:

$$\begin{aligned} C_{em} &= P \left(\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd} \right) \\ C_{em} &= P \left(\varphi_{rq} i_{rd} - \varphi_{rd} i_{rq} \right) \\ C_{em} &= PM \left(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq} \right) \\ C_{em} &= P \frac{M}{L_r} \left(\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd} \right) \end{aligned} \quad (\text{I.47})$$

A partir de système d'équations (I.46), le modèle de la machine en termes de variables d'état $(i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq})$ et les variables de commande (V_{sd}, V_{sq}) s'écrit comme suit :

$$\begin{cases}
\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_s \sigma} \left(V_{sd} - \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) i_{sd} + L_s \sigma \omega_s i_{sq} + \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_{rd} + \frac{M}{L_r} p \Omega_r \varphi_{rq} \right) \\
\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_s \sigma} \left(V_{sq} - L_s \sigma \omega_s i_{sd} - \left(R_s + \frac{M}{L_r} \frac{M}{L_r} R_r \right) i_{sq} - \frac{M}{L_r} p \Omega_r \varphi_{rd} + \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_{rq} \right) \\
\frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + (\omega_s - p \Omega_r) \varphi_{rq} \\
\frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{sq} - (\omega_s - p \Omega_r) \varphi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq}
\end{cases} \quad (I.48)$$

Finalement, le modèle de la machine alimentée en tension lié au champ tournant sous forme d'espace d'état s'écrit:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{b}{T_r} & b\omega_r & 0 \\ -\omega_s & -\gamma & -b\omega_r & \frac{b}{T_r} & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & \mu i_{sq} & -\mu i_{sd} & \frac{-f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \Omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.49)$$

I.4 Modélisation de l'onduleur à MLI

I.4.1 Modélisation de l'onduleur triphasée

L'onduleur est un convertisseur statique permettant de convertir une tension d'alimentation continue en une tension alternative. Son objectif est de générer des formes d'onde de tension ou de courant proches de la forme sinusoïdale avec une amplitude et une fréquence contrôlables.

Les circuits d'onduleurs communs peuvent être classés en onduleurs à source de tension ou à source de courant. Dans le cas d'un onduleur à source de tension (VSI), l'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante ou à faible impédance telle qu'une batterie ou un redresseur. D'autre part, l'onduleur à source de courant (CSI) est alimenté par un courant contrôlé provenant d'une source de courant continu à haute impédance. Dans le présent travail, seul le type d'onduleur VSI est considéré tout au long de la thèse.

I.4.1.1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est principalement constitué de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs, chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode de roue libre montée en antiparallèle. Dans cette structure, Les interrupteurs constituant un même bras sont commandés de manière complémentaire, où des temps morts sont introduits

pour éviter le court-circuit de l'alimentation continue (ouverture simultanée de deux transistors d'une même branche).

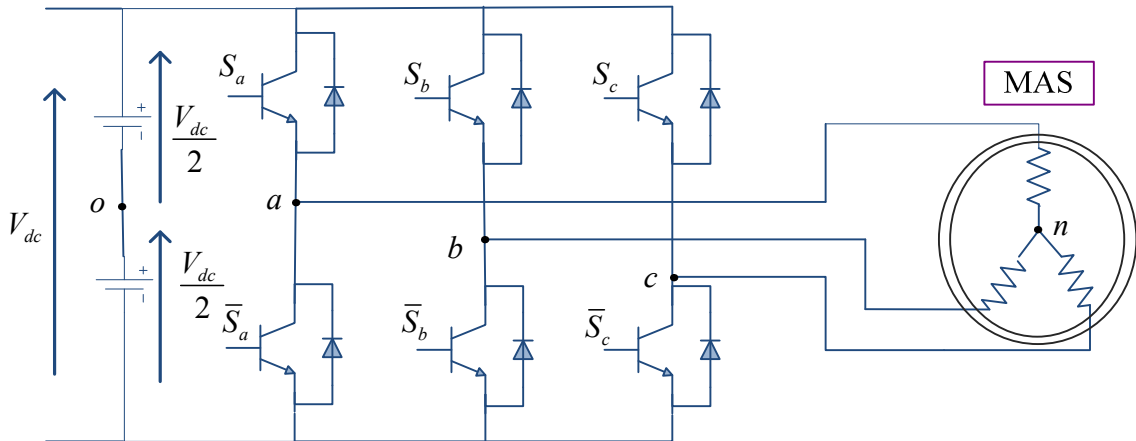


Fig. I.6 Représentation schématique de l'onduleur de tension

Les interrupteurs d'un onduleur sont généralement des composants de puissance, il peut s'agir de MOSFET, d'IGBT ou même de GTO, et sont choisis selon la puissance de l'onduleur et de la fréquence de commutation.

Habituellement, l'onduleur obtient son alimentation continue par un redresseur ou d'une autre source continue [AMM'17]. La figure I.6 donne une représentation schématique de cet onduleur.

Les gros condensateurs connectés à la borne d'entrée servent à rendre l'entrée DC constante et aussi à supprimer les harmoniques renvoyées à la source. Afin de simplifier la modélisation de l'onduleur, nous supposons que les différents interrupteurs sont parfaits, (la commutation est instantanée et les pertes sont négligeables), la charge triphasée est équilibrée et couplée en étoile. L'onduleur est commandé à partir des signaux d'entrée binaires $S_i (i = a, b, c)$, définis comme suit :

$S_i = 1$ cas où l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.

$S_i = 0$ cas où l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Dans le cas d'une commutation parfaite des interrupteurs, on peut écrire les tensions V_{io} en fonction des signaux de commande S_i comme suit :

$$V_{io} = \left(S_i - \frac{1}{2} \right) V_{dc}, \quad i = a, b, c \tag{I.50}$$

L'expression des tensions composées sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \tag{I.51}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée, on aura donc:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \tag{I.52}$$

Nous pouvons exprimer également les tensions simples à partir des tensions composées comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (I.53)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont:

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (I.54)$$

On peut déduire le potentiel entre le point neutre coté source et le point neutre de la charge comme suit :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.55)$$

Où : o est le neutre fictif côté source, n est le neutre de la charge triphasée couplée en étoile.

À partir de la relation (I.50) on obtient:

$$\begin{cases} V_{ao} = \left(S_a - \frac{1}{2}\right)V_{dc} \\ V_{bo} = \left(S_b - \frac{1}{2}\right)V_{dc} \\ V_{co} = \left(S_c - \frac{1}{2}\right)V_{dc} \end{cases} \quad (I.56)$$

En remplaçant l'équation (I.55) dans le système (I.54) on aura :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.57)$$

A partir des équations (I.56) et (I.57), les tensions délivrées à la charge triphasée (MAS) sont exprimées mathématiquement par:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (I.58)$$

Puisque notre objectif est de contrôler la vitesse de la machine asynchrone, Il existe plusieurs techniques de commande MLI permet de produire des tensions d'amplitude et de fréquence variables à la sortie de l'onduleur. On mentionnera la technique bien connue, appelée MLI-sinus-triangle.

I.4.2 Techniques de commande de l'onduleur triphasée

Les principaux avantages des convertisseurs de puissance modernes, tels qu'un rendement élevé et un fonctionnement rapide, sont obtenus grâce à l'utilisation du fonctionnement en mode commutation, dans lequel les dispositifs semi-conducteurs de puissance sont commandés en mode ON/OFF.

Plusieurs méthodes ont été développées dans le but de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale avec le moins d'harmonique possible. Une tension de sortie variable peut être obtenue en faisant varier le gain de l'onduleur, tandis que la fréquence est déterminée par la vitesse à laquelle les dispositifs à semi-conducteurs sont allumés et éteints. Ceci peut être réalisé par l'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion (MLI/ en anglais dite Pulse Width Modulation) dans le circuit de commande de l'onduleur [WIS'02].

De nombreuses techniques MLI ont été développées pour atteindre les objectifs suivants: large plage de modulation linéaire, moins de pertes de commutation, moins de distorsion harmonique totale (THD), ainsi que une mise en œuvre facile et moins de temps de calcul [MIS'14]. Parmi les différentes techniques MLI on peut citer [REZ'15], [KAM'14] :

- 1) Modulation sinusoidale-triangulaire (SPWM).
- 2) Modulation vectorielle (SVPWM).
- 3) Modulation de largeur d'impulsion à hystérésis (Delta).
- 4) Modulation aléatoire (RPWM).
- 5) Modulation d'injection harmonique.

I.4.2.1 Commande par modulation de largeur d'impulsions

La MLI est le terme utilisé pour décrire l'utilisation d'un signal numérique pour générer un signal de sortie analogique [LU'11]. Cette technique est couramment utilisée dans des applications telles que le contrôle de la vitesse du moteur, les convertisseurs, les amplificateurs audio, ...etc.

a) Principe de la technique sinus-triangle

Le principe de cette stratégie est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension pendant la période d'échantillonnage [BEN'16]. Pour ce faire, on compare un signal de référence sinusoïdal (signal modulant) avec une forme d'onde triangulaire (signal porteur), la fréquence du signal modulant étant la fréquence fondamentale (égale à $f=50$) et la fréquence porteuse définissant la fréquence de commutation (haute fréquence). Le résultat de la comparaison de ces deux signaux est un signal rectangulaire, que l'on considère comme les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

Le principe de ce type de modulation et la forme d'onde du signal de commande sont illustrés par la figure I.7.

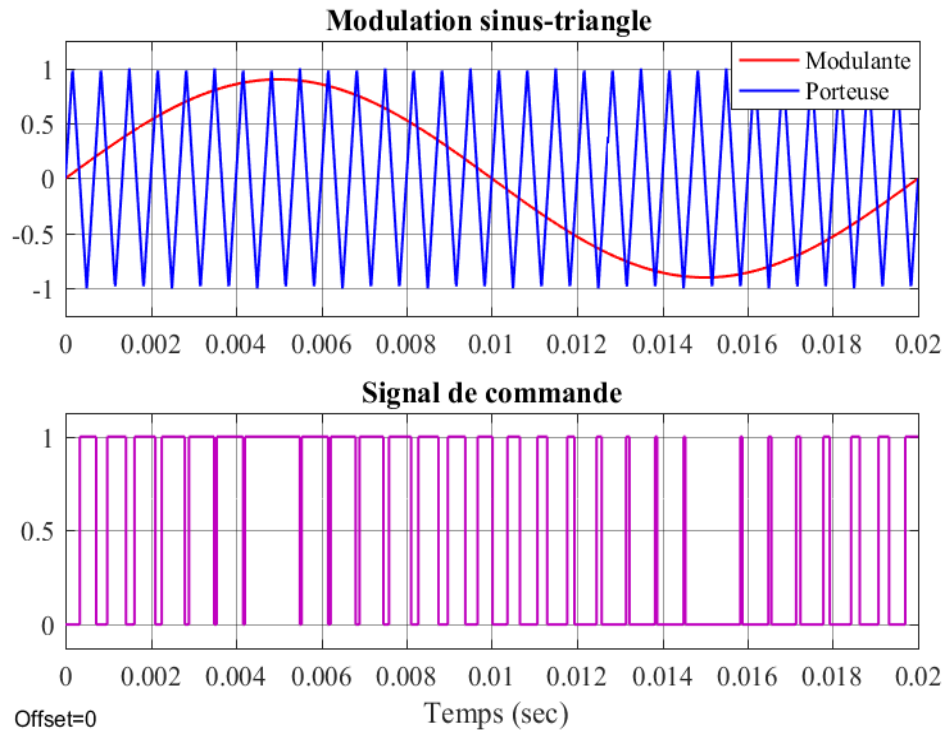


Fig. I.7 Principe de la technique MLI.

Les trois phases références de la MLI sont décalées de 120° et donc le signal de sortie sera constitué de tensions triphasées symétriques. Il ya deux paramètres caractérisent cette commande :

- 1) L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de la référence :

$$m_f = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (\text{I.59})$$

- 2) Le taux de modulation (ou rapport cyclique) qui donne le rapport entre l'amplitude de la modulante et la valeur crête de la porteuse:

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p} \leq 1 \quad (\text{I.60})$$

Où :

f_p : fréquence du signal porteur qui définit la fréquence de commutation.

f_{ref} : fréquence du signal de modulation (signal sinusoïdal).

V_{ref} : tension maximale de la modulante.

V_p : tension maximale de la porteuse.

b) Inconvénients de la technique MLI

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. L'implémentation de la MLI est très simple et permet de se rapprocher du signal désiré, mais il existe des problèmes associés à cette technique, à savoir [SAK'17], [MIS'14]:

- 1) La MLI génère des harmoniques dans la tension de sortie, provoquant des oscillations du couple.
- 2) Aucune gestion des déséquilibres du système triphasé.
- 3) Des pertes dans le réseau et dans la charge (des pertes fer et des pertes Joule)
- 4) Des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques.
- 5) Grande difficulté à contrôler les variables avec des références sinusoïdales : les régulateurs PI ne peuvent pas effectuer une régulation sinusoïdale sans endommager la référence sinusoïdale.

Les inconvénients mentionnés de la MLI sinus-triangle sont réduits en utilisant la technique modulation vectorielle (SVM). La SVM consiste à utiliser un schéma de commutation spécial des six interrupteurs d'un convertisseur de puissance triphasé. Cette technique utilise plus efficacement la tension du bus et génère moins de distorsion harmonique dans l'onduleur de tension triphasée. Bien que la SVM soit plus compliquée que la technique MLI sinus-triangle, il peut être facilement mis en œuvre avec les cartes DSP modernes [MIS'14].

I.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la détermination du modèle mathématique de la MAS triphasée alimentée en tension ainsi qu'à la modélisation de l'onduleur qui sera utilisé pour alimenter cette machine. La première partie de ce chapitre a été consacrée à une brève description du principe de fonctionnement d'un variateur de vitesse asynchrone. Ensuite, la modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension a été présentée. L'application de la transformation de Park a permis de réduire la complexité du modèle et d'obtenir un modèle biphasé de la MAS dans différents référentiels. Enfin la modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux et sa commande par la technique MLI a été développée.

Le chapitre suivant sera consacré à la présentation de trois types de commandes conventionnelles de la MAS: la commande vectorielle à flux orienté (FOC), la commande directe du couple (DTC) et la commande feedback linéarisation.

Chapitre II...



Commandes Conventionnelles

II.1 Introduction

Aujourd'hui, il existe de nombreuses techniques de commande du moteur asynchrone, les principales différences entre elles étant les performances, la viabilité et le coût de la mise en œuvre réelle. Il convient de noter que les progrès significatifs en informatique et le développement de l'électronique de puissance ont permis de réduire les coûts et d'améliorer les performances des moteurs à courant alternatif ainsi que de mettre en œuvre en temps réel de méthodes complexes de commande de ces machines.

Ce chapitre est consacré à la présentation de quelques techniques de commande classiques pour le contrôle de la MAS triphasée. Les principes de base et les caractéristiques de chaque méthode seront données en détail. Tout d'abord, la commande vectorielle à flux rotorique orienté sera discutée d'une manière détaillée. Ensuite la commande directe du couple dite en abrégé (DTC), et qui est une alternative intéressante à la commande vectorielle sera présentée. Enfin, le principe, la théorie et la mise en équations de la commande linéarisation par bouclage dans le sens entrée-sortie seront développés. Les trois techniques appliquées à la machine asynchrone seront validées par simulation dans un environnement MATLAB-SIMULINK.

II.2 Commande vectorielle à flux rotorique orienté

Les machines à courant continu sont utilisées en robotique et dans les applications à vitesse variable, ces machines ayant une qualité intrinsèque, elles permettent un contrôle indépendant du flux et du couple [GRE'97].

Dans toute application de contrôle de vitesse et de position, le couple est la variable principale qui doit être contrôlée. Dans un moteur à courant continu à excitation séparée, comme indiqué sur la figure II.1, le flux et le couple électromagnétique sont contrôlés directement et indépendamment par le courant d'excitation et le courant d'induit. Pour un courant de flux constant, le courant d'induit détermine de manière unique et linéairement le couple électromagnétique résultant [MOH'14], [FIL'13].

Comparés aux moteurs à courant continu et à courant continu sans balais, les moteurs asynchrones se caractérisent par un coût inférieur, une construction plus robuste et une maintenance relativement facile. Nous avons donc cherché à les remplacer par des machines asynchrones [MOH'14], [GRE'97]. Au contraire, la machine asynchrone présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques [BEN'16]. D'après les principes de l'électrotechnique, il est connu que les grandeurs triphasées des machines à courant alternatif triphasé peuvent être résumées en vecteurs complexes. Ces vecteurs peuvent être représentés dans des repères cartésiens, qui sont spécifiquement choisis pour présenter convenablement les relations physiques des machines [QUA'15]. Grâce à ces relations et aux avancées technologiques dans le domaine de l'électronique de puissance et de signal, la commande vectorielle à flux orienté (Field Oriented Control (FOC)) a été introduite au début des années 1970 [REZ'15].

À la fin des années 60 et au début des années 70, des chercheurs allemands ont proposé une nouvelle théorie de commande, appelée commande à flux orienté, qui s'applique à la fois aux machines asynchrones et synchrones. Le but de la commande vectorielle (commande à flux orienté) d'une machine asynchrone est d'émuler le comportement d'une machine à

courant continu à excitation séparée. Cela est réalisé en séparant les courants statoriques de la machine asynchrone en deux composantes: l'une composante directe produisant le flux et l'autre une composante quadrature produisant le couple, en utilisant des transformations biphasées de Park, [BOS'87], [VAS'98], [FIL'13], [NAM'18]. L'implémentation de cette stratégie de contrôle améliore le comportement dynamique et statique de la machine [WIS'02] [BEN'16]. De plus, cette commande fondée sur le principe du découplage entre le flux et le couple a permis aux machines alternative d'être largement utilisées dans l'industrie, aussi bien dans les domaines de la traction électrique que dans celui de la robotique [GRE'97].

Dans cette section, nous présentons la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée en tension.

II.2.1 Techniques d'orientation du flux

Dans le cas de la MAS, la technique d'orientation du flux est triée selon le choix de la référence du flux que l'on souhaite orienter. Par conséquent, trois types d'orientation du flux sont possibles :

- ✓ Orientation du flux rotorique : $\varphi_{rd} = \varphi_r$, $\varphi_{rq} = 0$
- ✓ Orientation du flux statorique : $\varphi_{sd} = \varphi_r$, $\varphi_{sq} = 0$
- ✓ Orientation du flux d'entrefer : $\varphi_{ed} = \varphi_e$, $\varphi_{eq} = 0$

L'orientation du flux rotorique est le plus populaire pour sa simplicité et sa bonne nature de découplage [NAM'18].

Un obstacle technique est la difficulté de mesurer ou d'estimer l'angle du flux rotorique. Selon la méthode d'obtention du module de flux et d'accès à son angle, les contrôles orientés sont classés en méthode directe DFOC et indirecte IFOC. La commande directe est basée sur des estimations ou des mesures de flux pour pouvoir effectuer sa régulation [NAM'18], [VAS'98] tandis que la méthode indirecte repose sur l'équation de glissement [MEL'18].

II.2.2 Principe de la commande vectorielle

Dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté, l'axe d est considéré comme l'axe de référence et le vecteur de flux est aligné avec cet axe principal (figure II.2). Cela se fait en transformant les courants triphasés instantanés en un référentiel biphasé, ce qui produit deux composantes, la composante directe joue le rôle du courant d'excitation qui permet d'ajuster la valeur du flux, et la composante quadratique, étant orthogonal à l'axe d, joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple [NAM'18], [GLU'15].

Par conséquent, si les deux composants i_{sd}, i_{sq} étaient complètement indépendants l'un de l'autre, et donc complètement découplés, le concept fonctionnerait parfaitement avec deux contrôleurs PI de courant séparés.

Dans les deux cas d'alimentation, en courant ou en tension, le principe de la commande vectorielle est le même, c'est-à-dire que le contrôle des deux composantes de courant est indépendant [SAK'17].

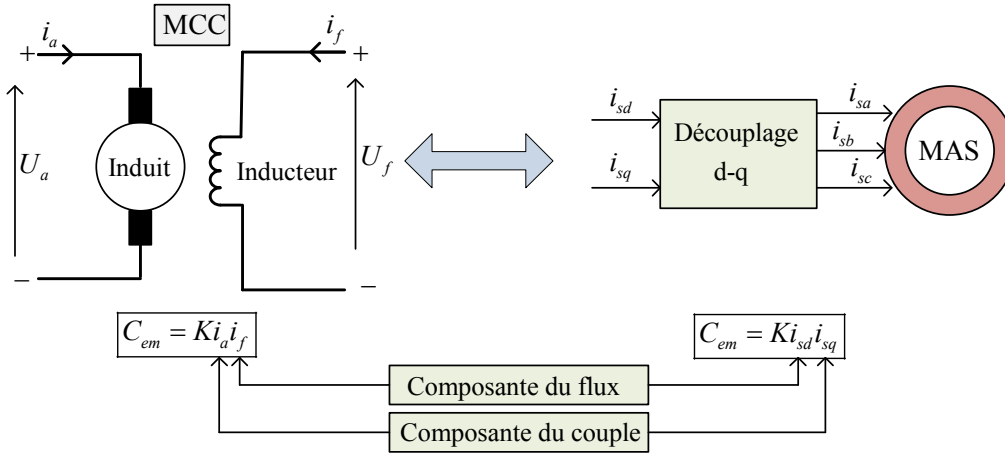


Fig. II.1 Analogie de la MAS avec MCC à excitation séparée

II.2.3 Commande vectorielle de la MAS

II.2.3.1 Mise en équation de la commande vectorielle

Dans un repère mobile lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MAS ainsi que l'équation de couple, sont les suivantes:

$$\begin{cases}
 V_{sd} = a_1 i_{sd} - L_s \sigma \omega_s i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{M}{T_r L_r} \varphi_{rd} - \frac{M}{L_r} p \Omega \varphi_{rq} \\
 V_{sq} = L_s \sigma \omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} p \Omega \varphi_{rd} - \frac{M}{T_r L_r} \varphi_{rq} \\
 \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + (\omega_s - p \Omega) \varphi_{rq} \\
 \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - p \Omega) \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \\
 C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd})
 \end{cases} \quad (II.1)$$

Avec :

$$a_1 = \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right), T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

II.2.3.2 Orientation du flux rotorique

Par principe de la commande vectorielle, le flux rotorique est entièrement orienté selon l'axe d, si le repère est parfaitement orienté, la composante du flux en quadrature devient nulle :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r, \quad \varphi_{rq} = 0 \quad (II.2)$$

Elle peut être représentée par le schéma suivant :

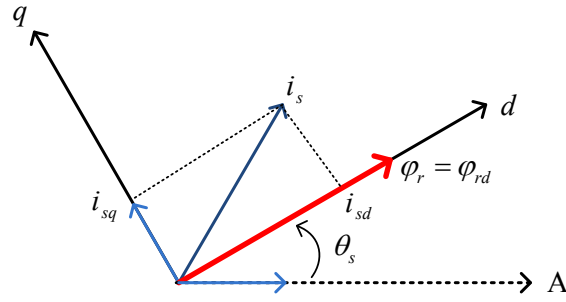


Fig. II.2 Schéma représentatif de l'orientation du flux rotorique

L'angle θ_s , reflète la position de l'axe direct (d) du nouveau référentiel tournant par rapport à l'axe du référentiel fixe. Après orientation du vecteur flux rotorique selon l'axe direct (d), le modèle du moteur asynchrone est simplifié de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = a_1 i_{sd} - L_s \sigma \omega_s i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{M}{T_r L_r} \varphi_r \\ V_{sq} = L_s \sigma \omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} p \Omega \varphi_r \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\ \omega_{sl} = \frac{M i_{sq}}{T_r \varphi_r} \\ C_{em} = P \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \end{array} \right. \quad (II.3)$$

II.2.3.3 Estimation de la pulsation statorique

L'angle d'orientation est calculé à partir de la pulsation statorique qui est reconstruite en utilisant la vitesse électrique ajoutée à la pulsation de glissement :

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sl} = p\Omega_r + \frac{M i_{sq}}{T_r \varphi_r} \quad (II.4)$$

La position du flux rotorique est alors déterminée par l'intégration de la pulsation statorique:

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (II.5)$$

Où:

ω_s : pulsation statorique (de synchronisme).

ω_{sl} : pulsation de glissement.

ω_r : vitesse mécanique qui peut être mesurée ou estimée.

II.2.3.4 Expression du flux rotorique

En appliquant la transformée de Laplace aux systèmes d'équation (II.3), le flux rotorique s'écrit :

$$\varphi_r = \frac{M}{T_r s + 1} i_{sd} \quad (\text{II.6})$$

II.2.3.5 Expression du couple électromagnétique

Par l'application d'orientation du flux rotorique de la machine, le couple électromagnétique se réduira à :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{II.7})$$

Les relations (II.6) et (II.7) montrent qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique, à partir des grandeurs des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} respectivement, ce qui donne à la machine asynchrone des caractéristiques analogues à celles de la MCC à excitation séparée [GOL'94], [MER'07]. Les caractéristiques sont linéaires, si le flux rotorique est constant, on voit que le couple électromagnétique est proportionnel à la composante i_{sq} , ainsi que l'amplitude du flux rotorique est déterminée par la composante directe i_{sd} . Aux vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale, la stratégie du contrôle vectoriel maintient le flux constant à sa valeur nominale afin d'assurer à tout moment un couple électromagnétique maximale.

Plusieurs applications nécessitent un fonctionnement en survitesse à puissance constante, sachant que la puissance mécanique maximale est proportionnelle au produit du couple et de la vitesse nominale. Pour un fonctionnement en survitesse et en gardant un niveau énergétique constant, le flux résultant est réduit, c'est ce qu'on appelle le défluxage. Dans ce cas, le processus de découplage disparaît (en régime transitoire) et le couple diminue et il est difficile de le contrôler [MER'09]. Le bloc de défluxage est défini par la fonction non-linéaire suivante :

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_{rn} & \text{pour } |\Omega_r| \leq \Omega_n & \text{mode normal} \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} \varphi_{rn} & \text{pour } |\Omega_r| > \Omega_n & \text{mode défluxage} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

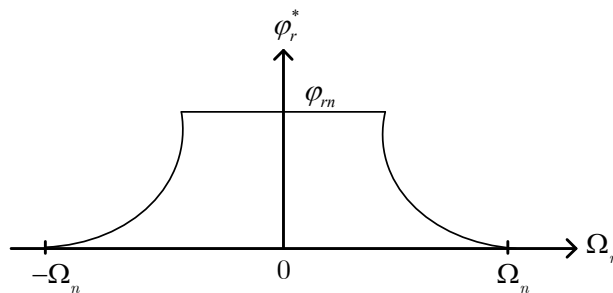


Fig. II.3 Bloc de défluxage

φ_r^* : flux rotorique de référence.

φ_{rn} : flux rotorique nominal.

Ω_n : vitesse mécanique nominale.

Un régulateur PI pour le flux permet d'accélérer la réponse du flux de la machine uniquement en régime transitoire. Pour cette raison, un régulateur de type PI pour le flux est optionnel dans la commande vectorielle indirecte [MIN'97].

II.2.4 Description des régulateurs de courant et de vitesse

Afin de garder les performances de la commande vectorielle, il est nécessaire de mettre en œuvre des boucles de régulation des courants statoriques pour les deux axes d et q. Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, nous avons choisi d'utiliser des régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI). Ce type de contrôle est simple à mettre en œuvre et assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle [REZ'15]. Pour dimensionner les régulateurs, nous utilisons les équations de tension du stator :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= (a_1 + sL_s\sigma) i_{sd} - L_s\sigma\omega_s i_{sq} - \frac{M}{T_r L_r} \varphi_r \\ V_{sq} &= (a_1 + sL_s\sigma) i_{sq} + L_s\sigma\omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} p\Omega_r \varphi_r \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

Les équations de tension contiennent des termes de couplage entre les axes d et q, qui influencent les deux courants i_{sd} et i_{sq} , et donc le flux et le couple. Dans ce cas, un découplage doit être effectué entre les deux axes afin de permettre un contrôle indépendant des composantes du courant statorique et donc éviter de perturber le flux rotorique.

En remplaçant l'expression de la vitesse électrique (II.4) dans les équations de tension statoriques (II.9), les tensions s'écrivent:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= (a_1 + sL_s\sigma) i_{sd} - L_s\sigma\omega_s i_{sq} - \frac{M}{T_r L_r} \varphi_r \\ V_{sq} &= (a_1 + sL_s\sigma) i_{sq} + L_s\sigma\omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \left(\omega_s \varphi_r - \frac{M}{T_r} i_{sq} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

Nous pouvons réécrire les tensions de références en séparant les termes de couplage :

$$\begin{aligned} V_{sd}^* &= (a_1 + sL_s\sigma) i_{sd} = V_{sd} + e_{sd} \\ V_{sq}^* &= (a_1 + sL_s\sigma) i_{sq} = V_{sq} + e_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Les termes de compensation qui pouvant être considérées comme des perturbations sont définis par :

$$\begin{aligned} e_{sd} &= +L_s\sigma\omega_s i_{sq} + \frac{M}{T_r L_r} \varphi_r \\ e_{sq} &= -L_s\sigma\omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \left(\omega_s \varphi_r - \frac{M}{T_r} i_{sq} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Il existe deux techniques principales approches: le découplage par retour d'état et découplage par compensation. Dans ce travail, nous effectuons un découplage par compensation qui est présenté sur la figure II.4. La mise en œuvre de la régulation peut alors se faire sur le nouveau système découplé (II.10). Parmi les différentes méthodes d'adaptation

des correcteur PI, il est nécessaire de prendre en compte l'annulation des erreurs statiques, la stabilité et la rapidité dans les deux boucles de courants, ainsi que la prise en compte tous les retards qui pouvant affecter la commande [BEN'13].

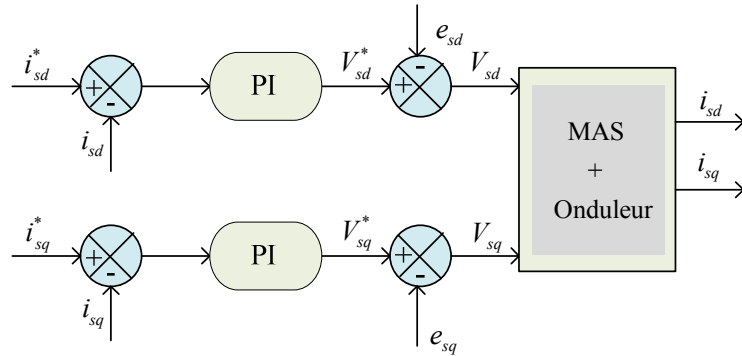


Fig. II.4 Régulation et découplage par compensation

A partir de l'équation mécanique du moteur (I.17), la fonction de transfert de régulateur de vitesse s'écrit sous la forme suivante :

$$\Omega_r = \frac{1}{J_s + f} (C_{em} - C_r) \tag{II.13}$$

Afin de contrôler la vitesse de la machine asynchrone qui est liée au couple, nous supposons que le flux est parfaitement régulé et nous utilisons un correcteur PI classique. La boucle de régulation est représentée sur la figure suivante :

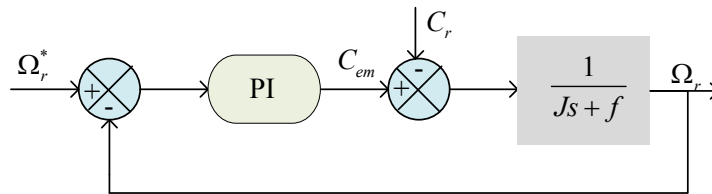


Fig. II.5 Boucle de régulation de la vitesse

II.2.5 Machine asynchrone alimentée en tension

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques et la pulsation statorique sont considérées comme des variables de commande, le flux rotorique et la vitesse mécanique sont considérés comme variables d'état.

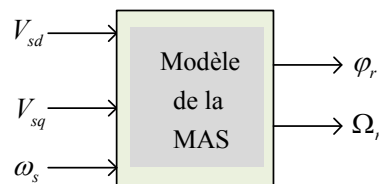


Fig. II.6 Schéma bloc du modèle biphasé de la MAS dans un repère lié au champ tournant

II.2.5.1 Commande vectorielle indirecte

La commande vectorielle par la méthode indirecte (IFOC) a été proposée par Karl Hasse (1969) [HAS'69]. Dans cette méthode le flux n'est pas régulé et il est fixé en boucle ouverte [GRE'97], de sorte que les capteurs et les observateurs de flux ne sont pas nécessaires. D'autre part, sa position doit être connue pour effectuer les changements de

coordonnées. Cela nécessite un capteur de vitesse du rotor, cette vitesse est ajoutée à une consigne de glissement, l'intégration de cette somme fournit la position du flux [BEN'16].

La technique IFOC est généralement préférée à la DFOC car elle est plus simple et n'exige pas beaucoup de capteurs et d'observateurs. Mais l'inconvénient majeur de la méthode indirecte est que l'équation de glissement dépend de la résistance du rotor qui sont affectées par la température et de l'effet de peau [MEL'18]. La méthode IFOC est basée sur les équations de la machine dans un référentiel tournant, le schéma global de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension est illustré par la figure suivante :

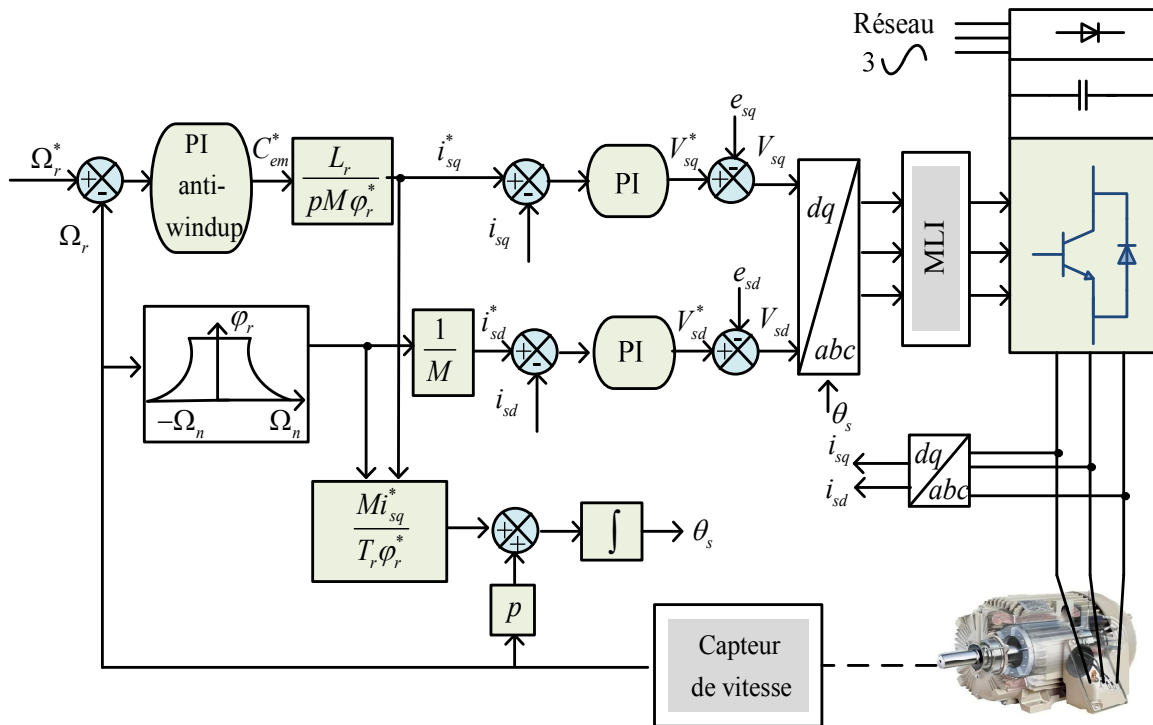


Fig. II.7 Schéma structurel de la commande vectorielle indirecte de la MAS

II.2.5.2 Commande vectorielle directe

En 1971 Blaschke [BLA'72] a développé la commande vectorielle directe (DFOC) dans les laboratoires de Siemens [REZ'15]. Dans cette méthode, le flux rotorique est régulé par une boucle de contre-réaction, ce qui nécessite sa mesure ou son estimation [GOL'94]. Pour la mesure de flux, l'idée est d'utiliser des capteurs à effet Hall ou des bobines supplémentaires dans l'entrefer de la machine et de mesurer directement le vecteur de flux. La mesure directe avec ces capteurs est très coûteuse car elle nécessite des modifications au stator de la machine [MEL'18]. En plus, ces capteurs sont soumis à des conditions extrêmes à l'intérieur du moteur (température, vibrations, ...etc.). L'avantage de la méthode directe est que les mesures de tension et du courant sont disponibles pour l'estimation du flux et cette méthode est moins dépendante des variations de paramètres de la machine [MEL'18], [GOL'94]. D'autre part, la pulsation de glissement est directement calculée à partir des grandeurs mesurées ou estimées.

Dans la méthode directe d'orientation du flux, la régulation de flux est nécessaire, il suffit d'ajouter un régulateur proportionnel-intégral pour contrôler le flux rotorique comme illustré dans la figure suivante :

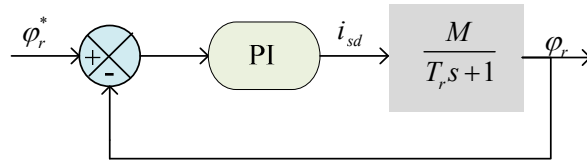


Fig. II.8 Boucle de régulation de flux

Le schéma global de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée en tension est représenté sur la figure suivante:

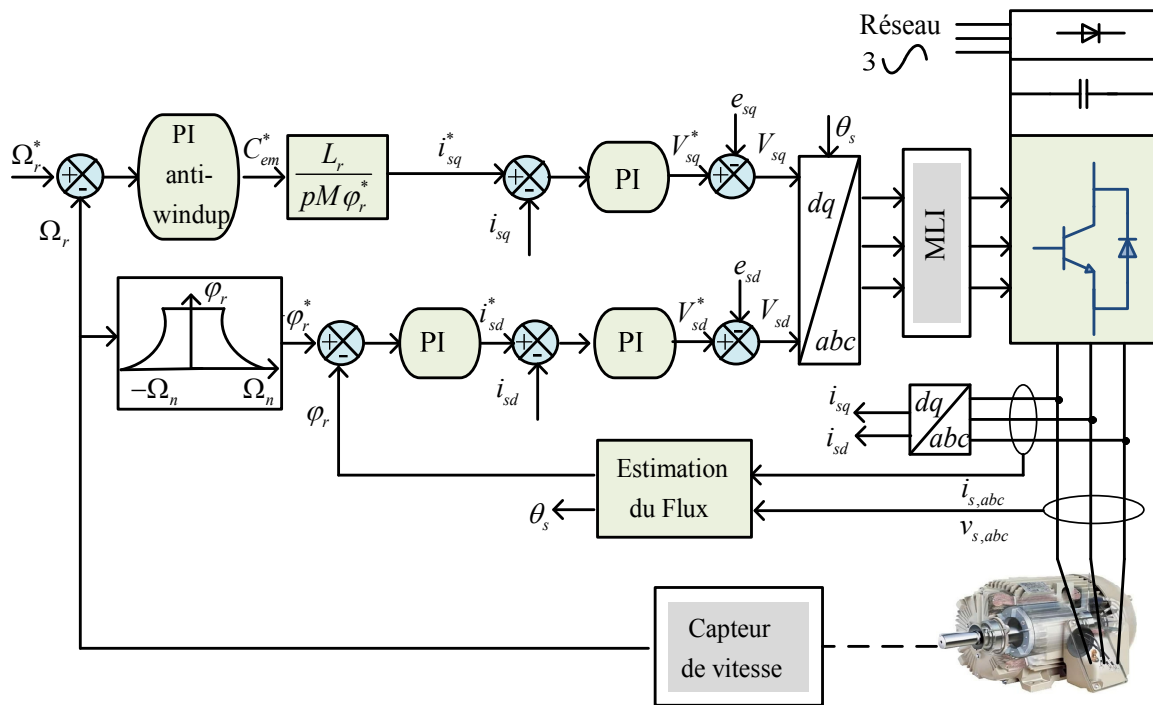


Fig. II.9 Schéma structurel de la commande vectorielle directe de la MAS

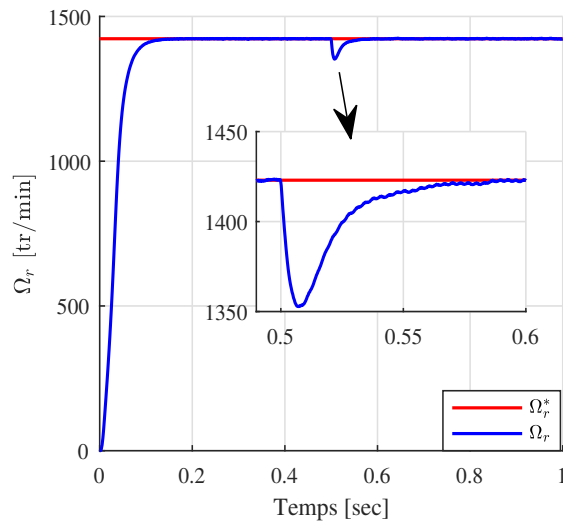
Au cours de notre travail, nous nous limiterons à commander la machine asynchrone via la version directe de la commande vectorielle, car nous utiliserons beaucoup la boucle de régulation de flux dans les prochains chapitres.

II.2.6 Résultats de simulation de la commande DFOC

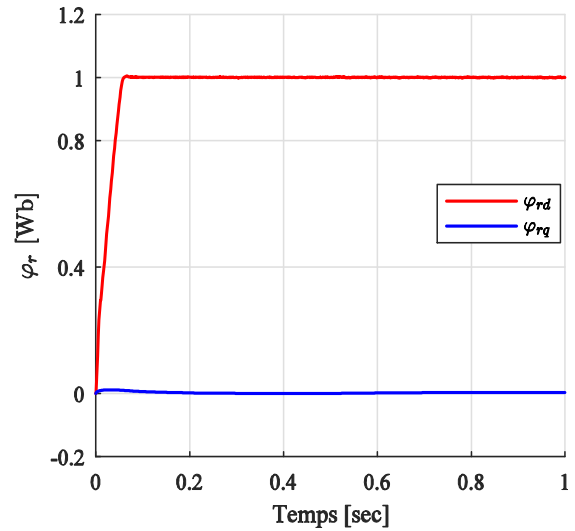
Dans cette section, nous allons vérifier l'efficacité de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la MAS. Le système est simulé à l'aide d'un logiciel MATLAB-SIMULINK. Le modèle de la machine est celui étudié au premier chapitre dans un référentiel biphasé lié au champ tournant, le temps de simulation est fixé à $t=1$ sec et les paramètres du moteur sont donnés dans l'annexe C. Des régulateurs PI classiques sont utilisés pour la régulation du flux, ainsi que des courants statoriques et un régulateur de type PI anti-windup pour la boucle de vitesse.

La figure II.10 montre l'évolution des grandeurs caractéristiques de la machine lors d'une commande directe avec un flux de référence constant égale 1Wb . La vitesse de référence est maintenue constante à sa valeur nominale 1423 tr/min avec un couple de charge de 10 Nm appliqué à $t=0.5$ sec. Nous pouvons noter que :

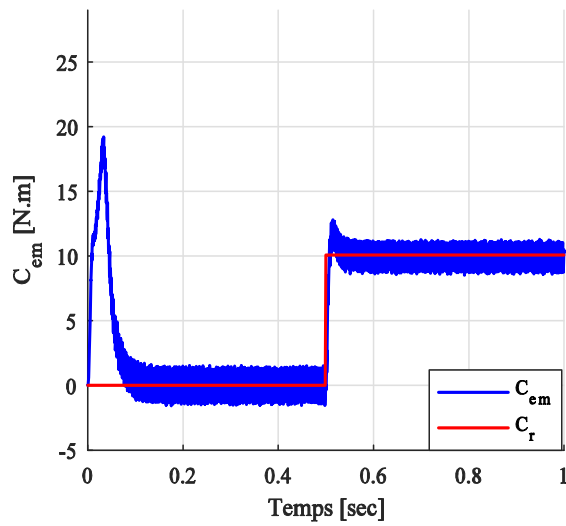
- ✓ La vitesse atteint et suit parfaitement sa référence au bout de $t=0.1$ sec, avec une bonne dynamique sans dépassement et sans erreurs statique.



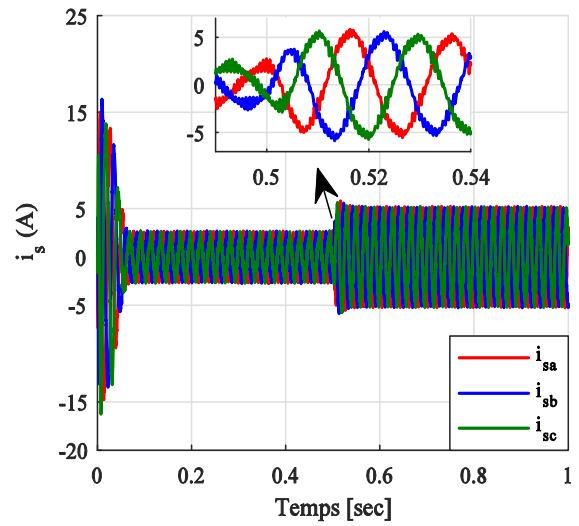
a : Vitesses de rotation



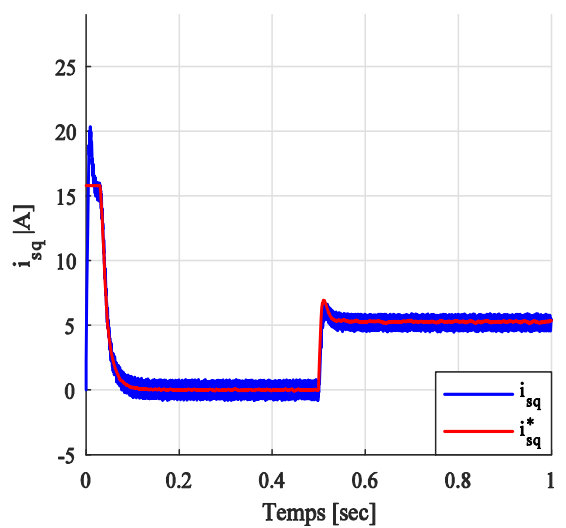
b : Flux rotoriques suivants les deux axes d-q



c : Couple électromagnétique et couple de charge



d : Courants de phases statoriques



e : Composantes quadratiques et directes des courants statorique

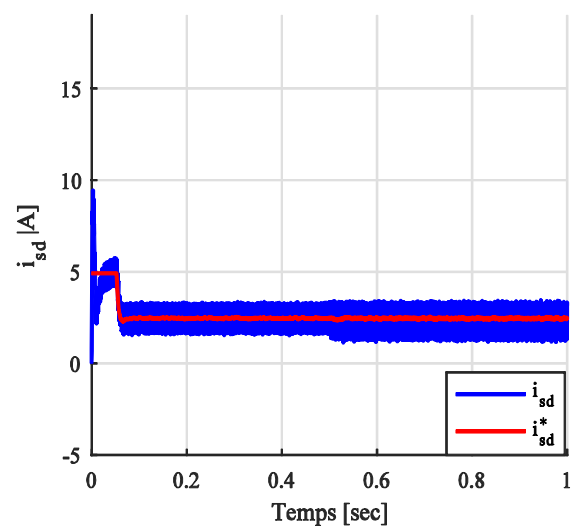


Fig. II.10 Résultats de simulation de la commande DFOC en tension

- ✓ On remarque une chute de vitesse de 5 % au moment de l'application du couple. Cette perturbation est rapidement rejetée et la vitesse regagne sa valeur imposée.
- ✓ Les courants triphasés sont quasi-sinusoïdaux avec un appel de courant de 16A (valeur de crête) au démarrage.
- ✓ En présence de la charge à l'instant $t=0.5$ sec, le courant atteint une valeur crête de 5 A.
- ✓ Au démarrage, le couple électromagnétique a un dépassement de valeur 20 N.m et après oscille autour de zéro, ces oscillations correspondent à un appel de courant.
- ✓ À l'insertion de l'application de la charge $t=0.5$ sec, le couple électromagnétique bien compense le couple de charge.
- ✓ Le principe du flux rotorique orienté est assuré rapidement, du fait que la composante en quadratique de flux rotorique est nulle comme souhaité, tandis que la composante directe se stabilise à la valeur imposée 1Wb.
- ✓ Le découplage entre le flux et le couple est parfaitement réalisé : on observe une bonne poursuite du flux selon la valeur imposée indépendamment de la charge appliquée.
- ✓ Le découplage est assuré du fait que les courants directe et quadratique suivent exactement leurs références.
- ✓ On constate que la composante quadratique i_{sq} est proportionnelle à la variation du couple tandis que la composante directe i_{sd} est peu perturbée et à la même forme que celle du flux.

En bref, nous notons que cette commande offre des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de suivi ainsi qu'une réjection acceptable des perturbations. Les performances sont similaires à celles de la machine à courant continu. Cependant, elle est sensible aux variations des paramètres dans le temps dus à la saturation, à la température, ...etc. Par conséquent, les correcteurs PI classique n'atteindront plus les performances requises [GRE'97], [MER'09].

II.3 Commande directe du couple (DTC) de la MAS

La commande directe du couple de la machine asynchrone a été introduite au milieu des années 80 au Japon par Takahashi et Nagochi [TAK'86] et également en Allemagne par Depenbrock [DEP'87], [DEP'88]. Cette stratégie de commande directe appartient à la catégorie des lois de commandes en amplitude au lieu de lois de commande en durée (Modulation de Largeur d'Impulsions MLI) [MAI'17].

La commande DTC correspond à un contrôle séparé et direct du flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine asynchrone. L'idée de base de cette méthode est de minimiser les erreurs du couple et du flux à zéro en utilisant une paire de comparateurs à hystérésis et ensuite en sélectionnant l'état approprié de commutation de l'onduleur [VAS'98], [LIN'05]. Par rapport aux commandes conventionnelles (scalaire et vectorielle), DTC présente de nombreux avantages tels que : une mise en œuvre plus simple, une réponse rapide du couple, moins de dépendance aux paramètres de la machine et aucune transformation entre les coordonnées ainsi que l'absence des régulateurs de courant [ZHA'06], [ZHA'16].

Bien que la DTC soit de plus en plus populaire, il existe certains inconvénients auxquels il faut remédier. En raison de l'utilisation des régulateurs à hystérésis, la fréquence de commutation de l'onduleur n'est pas constante, ce qui entraîne l'apparition d'oscillation au niveau du couple et du flux statorique, ainsi qu'une difficulté à contrôler le couple et le flux dans les basses vitesses [MAI'17], [CAS'02], [TAZ'15]. Pour surmonter ces problèmes, de nombreux travaux scientifiques sont apparus dans la littérature principalement pour améliorer les performances de la DTC pour la machine asynchrone et chacun a ses propres avantages et inconvénients, tels que :

- ✓ DTC hybride [BUJ'04].
- ✓ DTC prédictif [OUH'16].
- ✓ DTC à fréquence constante [KAN'99].

Néanmoins, l'objectif de ce chapitre est d'étudier les commandes conventionnelles de la machine asynchrone. Par conséquent, nous nous focaliserons sur la technique DTC classique que nous retrouvons fréquemment dans la littérature. Cette technique sera validée par simulation.

II.3.1 Modèle de la MAS dédié à la DTC

Le modèle mathématique d'une machine asynchrone peut être écrit dans un repère stationnaire en supposant que le courant et le flux statorique sont des variables d'état. Le modèle mathématique d'une MAS destiné au contrôle direct du couple s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) i_{s\alpha} - \omega_r i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s T_r} \varphi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} \omega_r \varphi_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) i_{s\beta} + \omega_r i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s T_r} \varphi_{s\beta} - \frac{1}{\sigma L_s} \omega_r \varphi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \\ \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

II.3.2 Principe de la DTC

II.3.2.1 Contrôle du flux statorique

Les expressions vectorielles des tensions et des flux de la machine asynchrone, dans un référentiel fixe lié au stator, sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} - j\omega_r \bar{\varphi}_r \\ \bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

A partir des équations de tension statorique (II.15), le flux peut être obtenu comme suit :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \bar{\varphi}_s(0) + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II.16})$$

Nous considérons que la chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée par rapport à la tension pour les régions à grande vitesse, l'expression du flux deviendra :

$$\bar{\varphi}_s(t) \approx \bar{\varphi}_s(0) + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.17})$$

Pendant un court intervalle de contrôle $[0 T_e]$ correspondant à la période d'échantillonnage T_e . Le vecteur du flux du stator peut être modifié progressivement en appliquant le vecteur de tension du stator :

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + T_e \bar{V}_s \Rightarrow \Delta \bar{\varphi}_s = T_e \bar{V}_s \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$\bar{\varphi}_s(0)$: est le vecteur flux à $t=0$ (flux initial).

$\bar{\varphi}_s(k)$: est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\bar{\varphi}_s(k+1)$: est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \bar{\varphi}_s$: est la variation du vecteur de flux statorique.

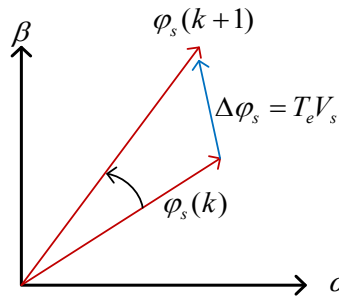


Fig. II.11 Évolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$

L'équation (II.18) implique que la trajectoire du vecteur de flux statorique suit la direction du vecteur de tension, de sorte que, l'extrémité du vecteur de flux décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension [SAK'17], [BEL'11] comme illustré à la figure II.11.

II.3.2.2 Contrôle du couple électromagnétique

A partir des expressions des flux (II.15), le courant du rotor s'écrit :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\sigma L_r} \left(\bar{\varphi}_r - \frac{M}{L_s} \bar{\varphi}_s \right) \quad (\text{II.19})$$

En injectant (II.19) dans l'équation de tension rotorique (II.15), on obtient une relation entre les flux statoriques et rotorique comme suit :

$$\frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega_r \right) \bar{\varphi}_r = \frac{M}{\sigma T_r L_s} \bar{\varphi}_s \quad (\text{II.20})$$

Dans la relation (II.20) nous pouvons observer que le flux rotorique est plus lent que le flux statorique avec un retard de temps constant égal à σT_r . En supposant que pendant un pas d'échantillonnage, le flux rotorique peut être considéré invariant [WAN'14]. D'autre part, le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs de flux statorique et rotorique :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r L_s} (\bar{\varphi}_s \otimes \bar{\varphi}_r) = P \frac{M}{L_r L_s} |\bar{\varphi}_s| |\bar{\varphi}_r| \sin(\theta_{sr}) \quad (\text{II.21})$$

θ_{sr} : l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

$|\bar{\varphi}_s|$: module du vecteur flux stator.

$|\bar{\varphi}_r|$: module du vecteur flux rotor.

D'après (II.21), on peut remarquer que le couple dépend de l'amplitude du flux statorique et rotorique ainsi que de l'angle entre eux. Étant donné que le flux rotorique suit les variations du flux statorique, et que ce dernier peut contrôler son module et sa position à partir de la tension statorique, il est donc possible de contrôler le couple électromagnétique.

Dans le moteur asynchrone, le flux du rotor se déplace lentement mais le flux du stator peut être modifié immédiatement. Dans la méthode de contrôle direct du couple, l'angle entre le flux statorique et rotorique θ_{sr} peut être utilisé comme variable de contrôle du couple. De plus, le flux du stator peut être facilement ajusté par la tension du stator.

II.3.3 Description de la structure de contrôle

II.3.3.1 Sélection du vecteur de tension

Le concept de base de la commande DTC, appliquée à la MAS, est de contrôler le couple électromagnétique et le flux directement et indépendamment en utilisant six ou huit vecteurs de tension disponibles dans l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux [OZT'08], [ZHA'16]. Le vecteur de tension statorique peut être représenté en utilisant les états de commutation de l'onduleur et la tension du bus continu par [BEN'14] :

$$V_s(S_a, S_b, S_c) = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{II.22})$$

Où V_{dc} est la tension du bus continu et le premier coefficient provient de la transformation biphasée.

L'équation (II.22) décrit huit vecteurs de tension qui correspondent aux états possibles de l'onduleur, ces vecteurs sont représentés sur la figure II.12. Il y a six vecteurs actifs \bar{V}_i jusqu'à \bar{V}_{i-1} et deux vecteurs nuls \bar{V}_0, \bar{V}_7 . Les six vecteurs de tension non nuls sont distants des 60° les uns des autres. D'après (II.18) la variation de flux statorique dépend directement de la tension de l'onduleur et donc une sélection correcte du vecteur de tension par l'état de

l'onduleur (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer le vecteur du flux de manière à maintenir son amplitude constante.

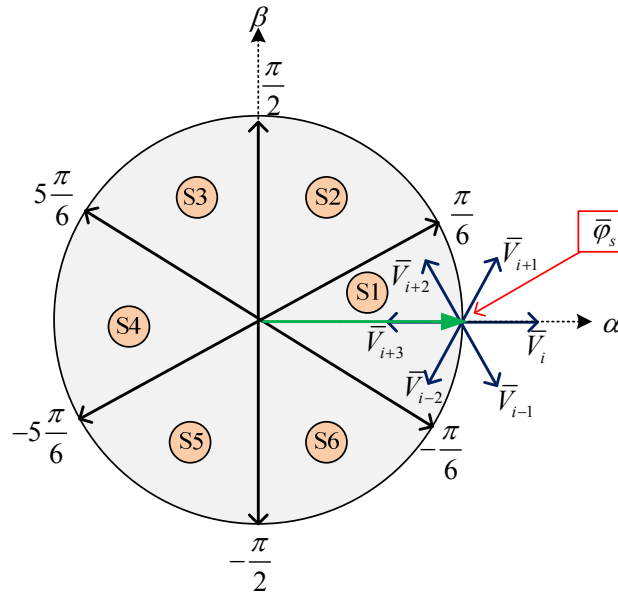


Fig. II.12 Délimitation des 6 secteurs et choix des vecteurs des tensions

D'autre part, la figure II.12 illustre la localisation dynamique possible du flux statorique, et ses différentes variations en fonction des états de commutation de l'onduleur choisis. Comme discuté ci-dessus, un changement dans le vecteur du flux aura également une incidence sur le couple. Par conséquent, le choix du vecteur de tension dépend de l'amplitude ainsi que de la position du vecteur du flux du stator afin de respecter l'évolution du couple souhaitée. Pour cela, la trajectoire du vecteur du flux statorique circulaire sera divisée en six secteurs symétriques [BEN'14], [AMM'17]. Les emplacements des six secteurs sont indiqués dans la figure II.13 par la ligne continue.

II.3.3.2 Contrôleurs à hystérésis

La commande DTC est basée sur deux contrôleurs à hystérésis, l'un pour la correction d'erreur du couple et l'autre pour la correction d'erreur du flux. Le contrôleur à hystérésis du couple essaie de maintenir le couple du moteur dans une bande d'hystérésis prédéfinie et le contrôleur à hystérésis du flux fait tourner le flux du stator de manière circulaire le long de la trajectoire de référence [OZT'08], comme illustré à la figure II.13.

Le principe des contrôleurs à hystérésis consiste à reformuler les différences entre le couple et le flux estimés et leurs références en des sorties entières. À partir de ces sorties des contrôleurs et des informations sur le secteur du vecteur de flux, un vecteur de tension optimal est sélectionné à partir d'une table de commutation puis appliqué à l'onduleur pour minimiser les erreurs du couple et du flux rapidement et efficacement [ZHA'16]. Le flux statorique est contrôlé à l'aide d'un comparateur à hystérésis à 2 niveaux afin de maintenir ce vecteur dans une couronne circulaire, tandis que le couple électromagnétique est contrôlé à l'aide d'un comparateur à hystérésis à 3 niveaux qui permet de fonctionner dans les quatre quadrants.

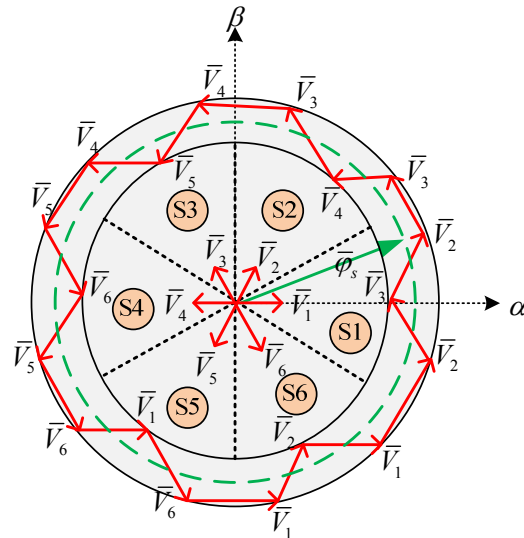


Fig. II.13 Trajectoire du flux statorique par sélection appropriée du vecteur de tension

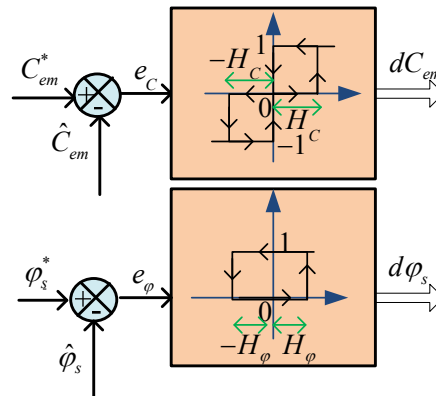


Fig. II.14 Contrôleurs à hystérésis

Les signaux de sortie des contrôleurs à hystérésis sont définis dans le tableau suivant :

Tableau II.1: Sorties des contrôleurs à hystérésis

Sortie de contrôleurs du flux		Sortie de contrôleurs du couple	
État d'erreur	État de Sortie	État d'erreur	État de Sortie
$e_\varphi > H_\varphi$	$d\varphi_s = 1$	$e_C > H_C$	$dC_{em} = 1$
$e_\varphi < -H_\varphi$	$d\varphi_s = 0$	$e_C = 0$	$dC_{em} = 0$
		$e_C < -H_C$	$dC_{em} = -1$

Avec :

H_φ, H_C : largeur d'hystérésis du correcteur.

$d\varphi_s = 0$: le module de flux statorique doit être diminué.

$d\varphi_s = 1$: le module de flux statorique doit être augmenté.

$dC_{em} = 1$: le couple doit être augmenté pour une consigne positive.

$dC_{em} = 0$: le couple doit être diminué.

$dC_{em} = -1$: le couple doit être diminué pour une consigne négative.

Pour un secteur particulier, le vecteur de tension active est généralement choisi parmi quatre vecteurs de tension non nuls pour contrôler le couple et rendre la trajectoire du flux statorique circulaire de sorte que [ZHA'16], [AMM'17]:

- ✓ Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné, φ_s augmente et C_{em} augmente.
- ✓ Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné, φ_s augmente et C_{em} diminue.
- ✓ Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné, φ_s diminue et C_{em} augmente.
- ✓ Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné, φ_s diminue et C_{em} diminue.

Pour chaque secteur, les deux vecteurs de tension (\bar{V}_i, \bar{V}_{i+3}) ne sont pas pris en compte puisqu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux dans le même secteur. D'autre part, les vecteurs de tension nulle $\bar{V}_0(000)$ et $\bar{V}_7(111)$ sont sélectionnés lorsque l'erreur du couple se situe dans les limites d'hystérésis données (dans ce cas le couple diminue et le module du flux reste inchangé) [ARI'01], [ZHA'16].

II.3.3.3 Table de commutation

La table de commutation permet de contrôler le flux et le couple en fonction du signal généré par les contrôleurs d'hystérésis, un seul vecteur de tension peut être sélectionné pour ajuster le couple et le flux. Le choix de ce vecteur dépend des sorties des contrôleurs et de la position du vecteur du flux statorique [TAZ'15]. La table résultante pour la commande DTC qui a été proposée par Takahashi est présentée dans le tableau II.2 [TAK'86] :

Tableau II.2: Tableau de sélection des vecteurs de tension

État d'erreur de flux	État d'erreur de couple	Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
0	1	$\bar{V}_3(010)$	$\bar{V}_4(011)$	$\bar{V}_5(001)$	$\bar{V}_6(101)$	$\bar{V}_1(100)$	$\bar{V}_2(110)$
	0	$\bar{V}_0(000)$	$\bar{V}_7(111)$	$\bar{V}_0(000)$	$\bar{V}_7(111)$	$\bar{V}_0(000)$	$\bar{V}_7(111)$
	-1	$\bar{V}_5(001)$	$\bar{V}_6(101)$	$\bar{V}_1(100)$	$\bar{V}_2(110)$	$\bar{V}_3(010)$	$\bar{V}_4(011)$
1	1	$\bar{V}_2(110)$	$\bar{V}_3(010)$	$\bar{V}_4(011)$	$\bar{V}_5(001)$	$\bar{V}_6(101)$	$\bar{V}_1(100)$
	0	$\bar{V}_7(111)$	$\bar{V}_0(000)$	$\bar{V}_7(111)$	$\bar{V}_0(000)$	$\bar{V}_7(111)$	$\bar{V}_0(000)$
	-1	$\bar{V}_6(101)$	$\bar{V}_1(100)$	$\bar{V}_2(110)$	$\bar{V}_3(010)$	$\bar{V}_4(011)$	$\bar{V}_5(001)$

II.3.3.4 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

Dans la commande DTC, les références du couple et du flux électromagnétiques sont comparées aux valeurs estimées pour fournir des erreurs aux contrôleurs à hystérésis. À partir du modèle de la machine exprimé dans un référentiel lié au stator, les composantes du flux statorique peuvent être estimées par :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

L'amplitude du flux statorique peut alors être estimée par :

$$|\bar{\varphi}_s| = \sqrt{\hat{\varphi}_{s\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{s\beta}^2} \quad (\text{II.24})$$

L'angle de phase du flux statorique peut être calculé par :

$$|\theta_s| = \angle \bar{\varphi}_s = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\varphi}_{s\beta}}{\hat{\varphi}_{s\alpha}} \right) \quad (\text{II.25})$$

Les composantes du vecteur de tension peuvent être reconstruites à partir de la mesure de la tension du bus continu et des signaux de commande :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Le couple électromagnétique de la MAS est estimé par :

$$C_{em} = P (\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.27})$$

II.3.3.5 Régulation de la vitesse

La stratégie DTC a la capacité de fonctionner même sans boucle de régulation de vitesse, elle ne nécessite donc aucune information sur la vitesse du rotor [AMM'17]. Cependant, pour répondre aux exigences des systèmes fonctionnant à vitesse variable, il est nécessaire d'ajouter au système un régulateur de vitesse qui est nécessaire pour générer la valeur de référence du couple électromagnétique.

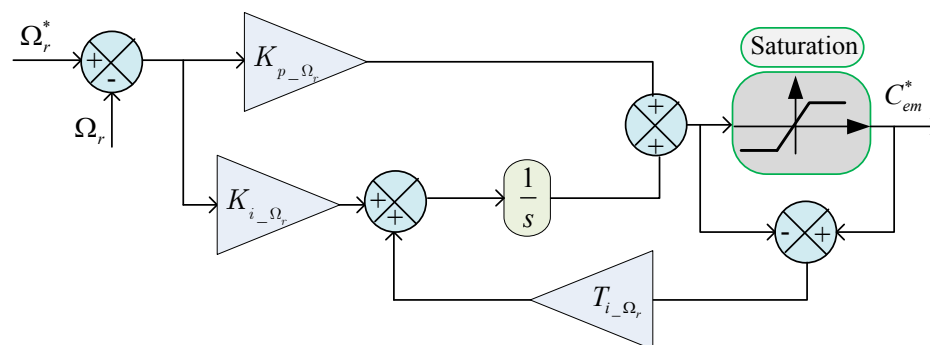


Fig. II.15 Régulateur de vitesse PI anti-windup

Le contrôleur utilisé dans la boucle de vitesse est un régulateur de type PI anti-windup, il permet d'améliorer les performances de contrôle de la vitesse en annulant le phénomène de windup qui est causé par la saturation de l'intégrateur (cas des changements importants de la consigne sont effectués) [YAN'15]. La figure II.15 présente le schéma fonctionnel du contrôleur PI anti-windup.

II.3.3.6 Schéma général de la DTC

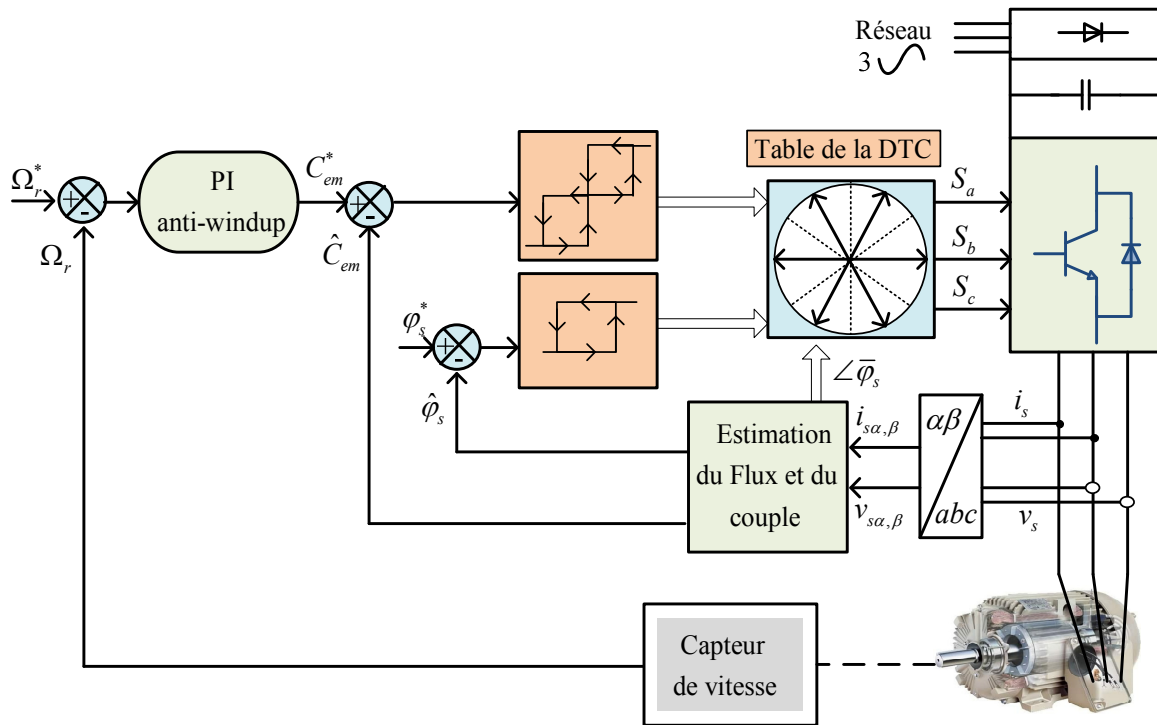


Fig. II.16 Diagramme schématisé de la commande directe du couple de la MAS

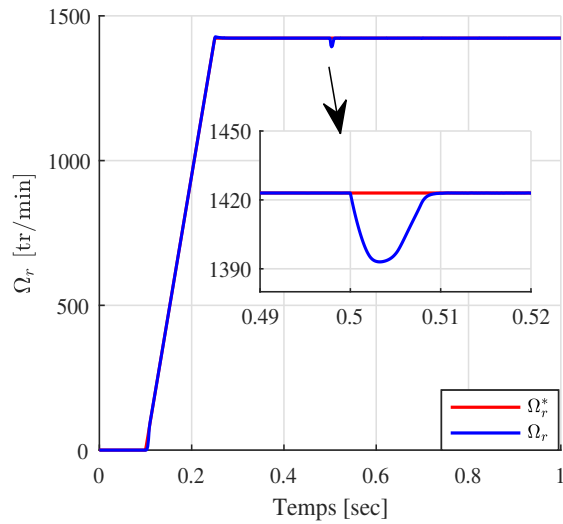
Le schéma de DTC conventionnelle d'une MAS est illustré par la figure II.16, qui se compose généralement de quatre parties : estimateur du couple et du flux, des contrôleurs à hystérésis, une table de commutation et un régulateur de vitesse.

II.3.4 Validation par simulation de la commande DTC

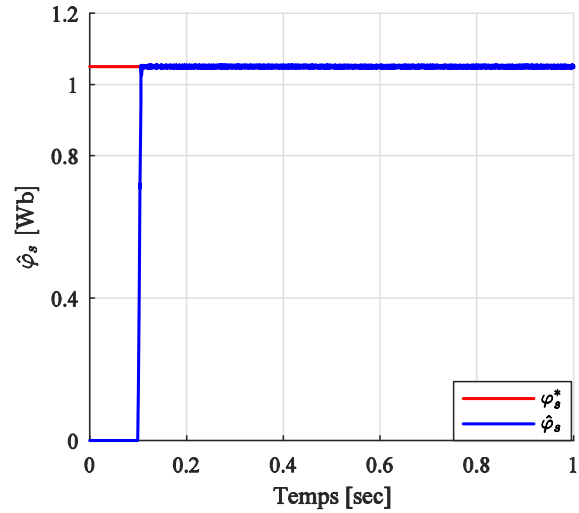
Pour vérifier l'efficacité et les performances dynamiques de la stratégie DTC, une simulation a été réalisée en utilisant le logiciel MATLAB-SIMULINK pour une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension. Les paramètres de la machine sont mentionnés dans l'annexe C.

La figure II.17 présente les résultats de simulation obtenus pour les conditions suivantes :

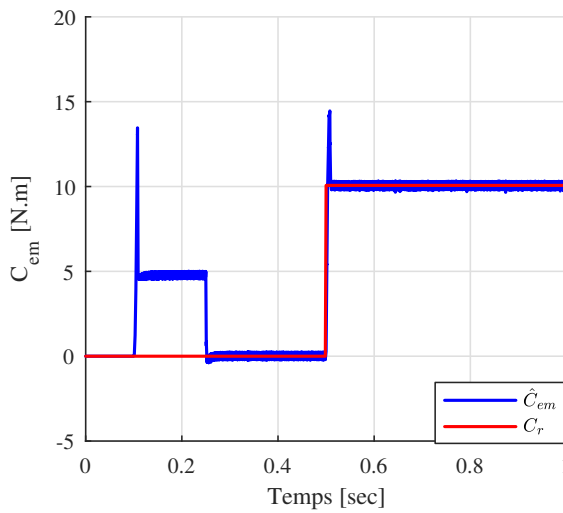
- ✓ Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge nominal $C_r = 10$ Nm à $t = 0.5$ sec.
- ✓ Une référence de vitesse nominale égale à 1423 tr/min.
- ✓ Un flux statorique de référence de 1.05 Wb.
- ✓ Une bande d'hystérésis de 0.001 Wb pour le flux et de 0.01 Nm pour le couple.



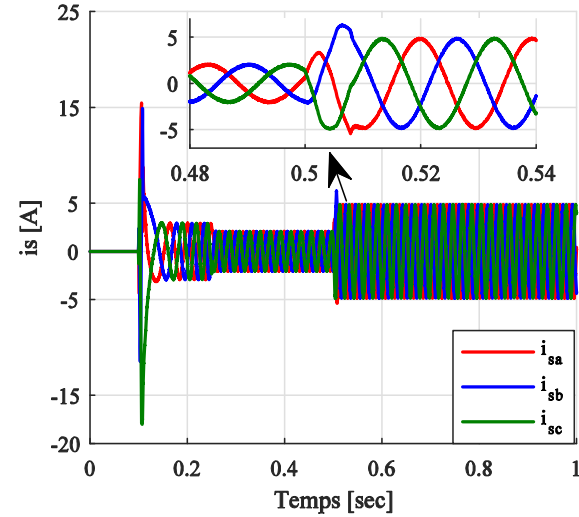
a : Vitesses de rotation



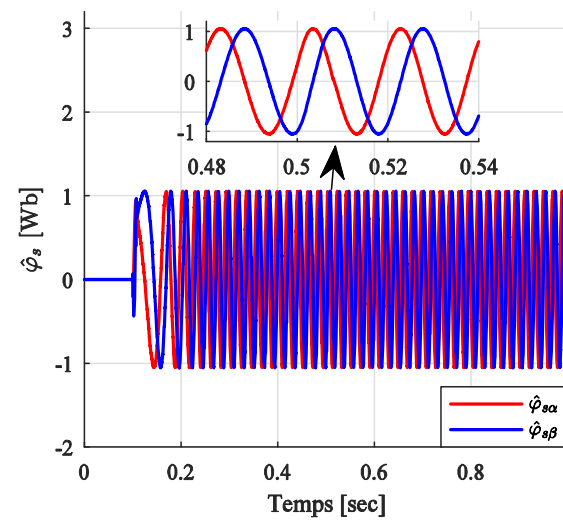
b : Module du flux statorique



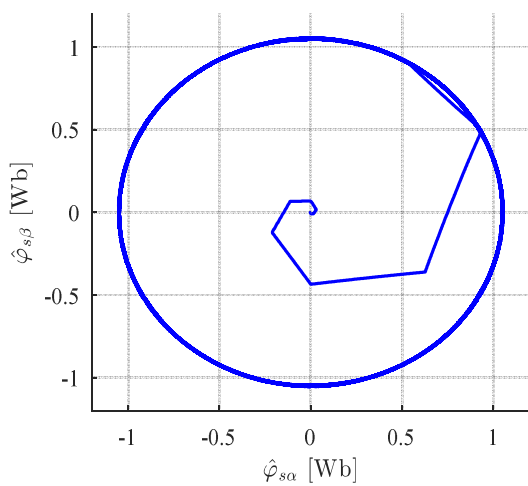
c : Couple électromagnétique et couple de charge



d : Courants de phases statoriques



e : Composants du flux statorique



f : Trajectoire du flux statorique

Fig. II.17 Résultats de simulation de la MAS commandée par DTC

Les résultats obtenus peuvent être résumés en :

- ✓ La réponse de la vitesse est rapide et satisfaisant, sans dépassement et suit parfaitement sa référence.
- ✓ La boucle de régulation de la vitesse rejette rapidement la perturbation de charge appliquée.
- ✓ Le couple compense parfaitement et instantanément la valeur du couple de charge appliquée.
- ✓ La réponse du couple électromagnétique a un fort couple de démarrage de 14 Nm et souffre d'une grande ondulation de couple d'environ 0.3 Nm, due au contrôleur à hystérésis.
- ✓ Les courants statoriques absorbés par la machine sont sinusoïdaux.
- ✓ Le flux statorique estimé suit parfaitement sa référence. Cela est très évident par la présentation dans le plan complexe qui montre que le flux est piégé dans une bande d'hystérésis quelque soit la charge appliquée: il démarre du point (0,0) puis tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon 1.05 Wb fixé par la consigne. On peut conclure que le couple et le flux sont découplés.

En générale, la DTC classique est utilisée pour sa réponse dynamique rapide ainsi que pour sa simplicité, mais il souffre d'un inconvénient majeur qui est la variation de la fréquence de commutation de l'onduleur qui provoque des oscillations au niveau du courant, du couple et du flux. De plus, pour des basses vitesses, la résistance statorique ne peut être négligée, ce qui dégrade les performances de cette technique.

II.4 Feedback linéarisation

La linéarisation par bouclage est une approche de commande non-linéaire qui permet d'appliquer des stratégies de contrôle linéaire pour les systèmes non linéaires tels que le moteur asynchrone. L'idée principale de FL (Feedback Linearization control en anglais) est de transformer algébriquement la dynamique d'un système non linéaire (complètement ou en partie) en un système linéaire équivalent, de sorte que des techniques de contrôle linéaire puissent être appliquées [LAS'17], [AHM'10], [FET'20]. La linéarisation par bouclage est apparue dans les années 1980 avec les travaux d'Isidori [ISO'89], puis plusieurs travaux ont été proposés comme dans [KIM'90], [MAR'93], [SLO'91], [ISO'95], [CHI'98] [BOU'04]. Cette technique est basée sur des concepts théoriques de la géométrie différentielle telle que la dérivée de Lie, les crochets de Lie, le difféomorphisme...etc, et a été employée avec succès pour résoudre certains problèmes pratiques de commande [AHM'10]. La linéarisation est réalisée par des transformations exactes et un bouclage, il existe deux notions de linéarisation :

- ✓ Linéarisation entrée - sortie qui consiste à établir la relation entrée-sortie qui permet de calculer une loi de commande linéarisante et stabilisante et ceci suivant des conditions sur la dynamique interne du système.
- ✓ Linéarisation entrée-état qui consiste à déterminer une sortie linéarisante qui permet d'établir une loi de commande linéarisante et stabilisante.

Par l'application de l'approche de la linéarisation entrée-sortie sur une machine asynchrone, nous pouvons garantir un bon découplage entre le flux et la vitesse [MAR'93] ou

entre le flux et le couple [VON'94]. Ainsi, cette méthode de contrôle permet d'obtenir un très bon comportement en régime dynamique et en régime statique.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous présentons quelques notions générales de la linéarisation par bouclage pour les systèmes non linéaire mono-entrée mono-sortie (SISO), et les systèmes multi-entrées multi-sorties (MIMO), puis nous faisons l'application de cette technique sur la machine asynchrone.

II.4.1 Dérivée de Lie et degré relatif des systèmes non linéaires

Considérons le système non linéaire SISO écrit sous la forme d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

Où $x \in R^n$ est le vecteur d'état, $f(x), g(x)$ deux champs de vecteurs lisses, u est l'entrée de commande, $h(x)$ une fonction scalaire lisse (la sortie de système).

Définition 1 : la dérivée de Lie de h par rapport à f et g est une fonction scalaire définie par:

$$\begin{cases} L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) \\ L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} g(x) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Ainsi, la dérivées de Lie de $L_f h$ et $L_g h$ est simplement la dérivées directement de h le long de la direction du vecteur f et g respectivement.

Définition 2: Si les dérivées de Lie d'ordre i , $L_f^i h(x)$ dans la direction de $g(x)$, dans un voisinage de $x = x_0$, sont tel que :

$$\begin{aligned} L_g L_f^i h(x) &= 0, i = 0, 1, 2, \dots, r-2 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) &\neq 0 \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

Où :

$$\begin{aligned} L_g L_f^i h(x) &= L_g [L_f^i h(x)] \\ L_f^i h(x) &= L_f [L_f^{i-1} h(x)], i = 0, 1, 2, \dots, r-1 \\ L_f^0 h(x) &= h(x) \end{aligned}$$

Alors, le système est dit de degré relatif r dans un voisinage fini de x_0 . Donc, le degré relatif r correspond au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie $y = h(x)$ par rapport au temps pour que l'entrée de commande u apparaisse d'une façon explicite dans l'équation résultante.

II.4.2 Linéarisation entrée-sortie des systèmes MIMO

Soit le système non linéaire MIMO décrit par la représentation d'état:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \\ y_i &= h_i(x), i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

Où :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix}, g_i(x) = \begin{bmatrix} g_{i1}(x) \\ g_{i2}(x) \\ \vdots \\ g_{in}(x) \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

La linéarisation entrée-sortie des systèmes MIMO est obtenue comme dans le cas SISO, en différenciant les sorties y_i , jusqu'à ce que les entrées apparaissent. Supposons que r_i , est le plus petit nombre entier assurant que, au moins l'une des entrées apparaît dans $y_i^{(r_i)}$ [AHM'10] alors:

$$y_i^{r_i} = L_f^{r_i} h_i + \sum_{j=1}^m L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i u_j \quad (\text{II.33})$$

Avec : $L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(x) \neq 0$.

Si on exécute cette procédure pour chaque sortie y_i , on obtient m équations de la forme:

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ y_2^{(r_2)} \\ \vdots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} + E(x)u \quad (\text{II.34})$$

Où la matrice $E(x)$ est définie comme :

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1 & \cdots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1 \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2 & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2 & \cdots & L_{g_m} L_f^{r_2-1} h_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m & L_{g_2} L_f^{r_m-1} h_m & \cdots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

On définit alors Ω comme l'intersection des Ω_i . Si, comme supposé précédemment, les degrés relatifs partiels r_i , sont tous bien définis, alors Ω est lui-même un voisinage fini de x_0 . En outre, si $E(x)$ est inversible dans la région Ω , alors, la loi de commande est :

$$u = E^{-1} \begin{bmatrix} v_1 - L_f^{r_1} h_1 \\ v_2 - L_f^{r_2} h_2 \\ \vdots \\ v_m - L_f^{r_m} h_m \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Les équations (II.36) et (II.34) fournissent m équations simples de la forme:

$$y_i^{r_i} = v_i, i = 1, \dots, m \quad (\text{II.37})$$

Puisque l'entrée v_i affecte seulement la sortie y_i , (II.36) s'appelle une commande de découplage, et la matrice inversible $E(x)$ s'appelle la matrice de découplage du système. On dit alors que le système (II.34) a un degré relatif vecteur (r_1, \dots, r_m) en x_0 , et le scalaire $r = r_1 + \dots + r_m$ s'appelle le degré relatif total du système en x_0 .

Un cas intéressant correspond à un degré relatif total égal à n (n est l'ordre du système). Dans ce cas-ci, il n'y a aucune dynamique interne. Avec des entrées auxiliaires v_i , conçues comme dans le cas SISO, les deux cas de stabilisation et de poursuite peuvent alors être réalisés pour les systèmes MIMO. La dynamique zéro d'un système MIMO peut être définie, en contraignant les sorties à être nulles.

II.4.3 Application de la linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone

Pour l'application de la commande FL, le modèle de la MAS choisi est celui donné par le système d'équations (I.37), qui peut être réécrit sous forme d'état suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (\text{II.38})$$

Avec :

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta}]^T, u = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T \quad (\text{II.39})$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{b}{T_r} \varphi_{r\alpha} + b \omega_r \varphi_{r\beta} - \gamma i_{s\alpha} \\ -b \omega_r \varphi_{r\alpha} + \frac{b}{T_r} \varphi_{r\beta} - \gamma i_{s\beta} \\ -\frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega_r \varphi_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \\ \omega_r \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \end{bmatrix}, g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

La sélection des variables de sortie est l'étape la plus importante du principe de linéarisation par découplage entrées-sorties. Ainsi, pour rester de la commande du couple et du flux, on prendra comme sorties le couple et la norme au carré du flux rotorique [VON'94] :

$$y = h(x) = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1(x) = C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ y_2 &= h_2(x) = \varphi_r^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \end{aligned} \quad (\text{II.42})$$

II.4.3.1 Conditions d'application de la loi de commande

La condition permettant de vérifier si la machine asynchrone admet une linéarisation entrée-sortie est la détermination du degré relatif [MERO'07]. En différenciant les sorties (II.41) jusqu'à l'apparition des entrées :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) V_{s\alpha} + L_{g_2} h_1(x) V_{s\beta} \\ \dot{y}_2 = L_f h_2(x) \\ \ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) V_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2(x) V_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Le calcul des dérivées de Lie est détaillé dans l'annexe A.

On remarque qu'après une seule dérivation (pour le couple) et après deux dérivations (pour le flux) les commandes apparaissent, donc, le degré relatif associé au couple est $r_1 = 1$ et le degré relatif associé à la deuxième sortie est $r_2 = 2$. Par conséquent, le choix de ces sorties aboutit à une linéarisation partielle d'ordre trois $r = r_1 + r_2 = 3$ et une dynamique cachée d'ordre un $n - r = 1$ (n est l'ordre du système), dont la stabilité doit être vérifiée.

II.4.3.2 Transformation difféomorphique (changement de coordonnées)

Un difféomorphisme peut être utilisé pour transformer un système en un autre système en termes d'un nouvel ensemble d'états, qu'il s'agisse des systèmes linéaires ou non linéaires. Nous pouvons effectuer les nouveaux changements des coordonnées (difféomorphisme) suivants :

$$\begin{cases} z_1 = y_1 = h_1(x) \\ z_2 = y_2 = h_2(x) \\ z_3 = L_f h_2(x) \\ z_4 = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}} \right) \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

Notons que le choix de la variable z_4 est arbitraire. Cette variable représente l'angle du flux rotorique, qui est choisi pour que les commandes n'apparaissent pas dans leur première dérivée. Ce choix garantit que la dynamique de z_4 ne dépend pas directement des commandes [MERO'07] [MAR'93].

Les dérivées des sorties sont données dans le nouveau système de coordonnées par :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) V_{s\alpha} + L_{g_2} h_1(x) V_{s\beta} \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dot{z}_3 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) V_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2(x) V_{s\beta} \\ \dot{z}_4 = p\Omega_r + \frac{R_r z_1}{p z_2} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

La dynamique de l'angle du flux rotorique z_4 est donnée par :

$$\dot{z}_4 = p\Omega_r + \frac{M}{T_r \varphi_r^2} (\varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\alpha}) = p\Omega_r + \frac{R_r z_1}{pz_2} \quad (\text{II.46})$$

La différence entre la vitesse angulaire du flux et la vitesse du rotor est généralement appelée vitesse de glissement, qui peut être exprimée par [MAR'93] :

$$\dot{z}_4 - p\Omega_r = \frac{R_r z_1}{pz_2} \quad (\text{II.47})$$

II.4.3.3 Loi de commande stabilisante (imposition de trajectoire)

Les expressions entre les entrées physiques et les dérivés des sorties (II.43) sont données par la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

C'est-à-dire une expression de la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = F(x) + E(x)u \quad (\text{II.49})$$

Tel que :

$$F(x) = \begin{bmatrix} L_f h_1 & L_f^2 h_2 \end{bmatrix}^T, \quad u = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

La matrice $E(x)$ est la matrice de découplage et donnée par :

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g1} L_f h_2 & L_{g2} L_f h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-PM}{\sigma L_s L_r} \varphi_{r\beta} & \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \varphi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{T_r \sigma L_s} \varphi_{r\alpha} & \frac{2M}{T_r \sigma L_s} \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

Comme le déterminant de la matrice de découplage $E(x)$ donné par :

$$\det(E(x)) = -\frac{2M^2 P}{\sigma^2 L_s^2 T_r L_r} \varphi_r^2 \neq 0, \quad \forall \varphi_r \neq 0 \quad (\text{II.51})$$

Les commandes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ peuvent être déterminées. On suppose que le flux rémanent dans la machine soit non nul, donc en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observateur du flux pour éviter des problèmes au démarrage:

$$\hat{\varphi}_r^2 \neq 0 \quad \forall t \quad (\text{II.52})$$

Il est clair que la matrice $E(x)$ est toujours réversible, dans ce cas, la loi de commande permettant de linéariser le système est donnée par:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = E^{-1}(x) [-F(x) + v] \quad (\text{II.53})$$

Avec :

$v = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 \end{bmatrix}^T$: représente un nouveau vecteur d'entrée.

L'application de la loi de commande (II.53) au système d'équations (II.48) aboutit au modèle découplé et linéarisé :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.54})$$

À partir de (II.45), (II.46) et (II.54), la dynamique de système devient équivalente à deux chaînes avec des intégrateurs indépendants :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = v_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dot{z}_3 = v_2 \\ \dot{z}_4 = p\Omega_r + \frac{R_r z_1}{pz_2} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

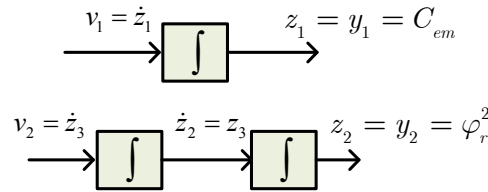


Fig. II.18 Système découplé et linéarisé

Puisque z_4 est bornée, la dynamique des zéros du système est stable [MER'07].

Afin de suivre les trajectoires des références souhaitées pour le couple et le flux, on impose au système linéarisé des signaux d'entrée v_1 et v_2 générées de la manière suivante :

$$\begin{aligned} v_1 &= -k_1 e_1 + \dot{C}_{em}^* \\ v_2 &= -k_2 e_2 - k_3 \dot{e}_2 + \ddot{\varphi}_r^{*2} \end{aligned} \quad (\text{II.56})$$

Où: e_1 et e_2 sont les erreurs de poursuite qui sont définies par :

$$\begin{cases} e_1 = C_{em} - C_{em}^* \\ e_2 = \varphi_r^2 - \varphi_r^{*2} \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Pour rendre les systèmes du linéarisés et découplés asymptotiquement stables, des signaux d'entrées qui conduisent aux dynamiques d'erreurs suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 + k_1 e_1 &= 0 \\ \ddot{e}_2 + k_2 \dot{e}_2 + k_3 e_2 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.58})$$

Les coefficients $k_1, k_2, k_3 > 0$ sont choisis de manière à assurer une stabilité asymptotique selon le critère de Hurwitz :

$$\begin{cases} s + k_1 = 0 \\ s^2 + k_2s + k_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Où : s est l'opérateur de Laplace.

La figure ci-dessous présente le schéma bloc de la commande feedback linéarisation appliquée à la MAS :

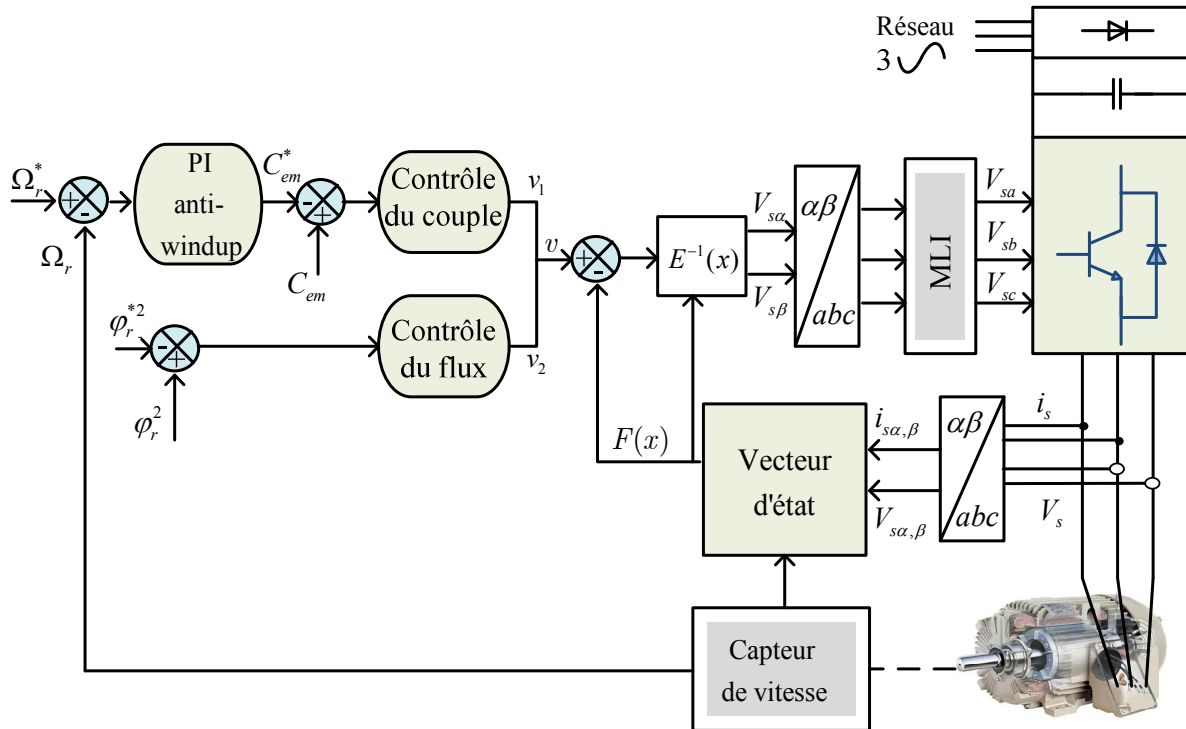


Fig. II.19 Diagramme schématique de la commande FL de la MAS

II.4.4 Validation par simulation de la commande FL

Pour évaluer les performances de la commande développée, la simulation a été réalisée sur la base du schéma présenté dans la figure II.19 à l'aide du logiciel MATLAB-SIMULINK. La machine utilisée est de 1.5 kw dont les paramètres sont fournis dans l'annexe C. Ce test a été fait dans les conditions suivantes :

- ✓ Un profil de vitesse constante égale à la vitesse nominale 1423 tr/min .
- ✓ Un couple de charge de 10 Nm appliquée à l'instant $t = 0.5$ sec .
- ✓ Un flux de référence (rotorique) de 1Wb .
- ✓ Valeurs initiales des deux composantes de flux sont choisies comme suit :
 $\varphi_{r\alpha}(0) = \varphi_{r\beta}(0) = 0.1\text{Wb}.$

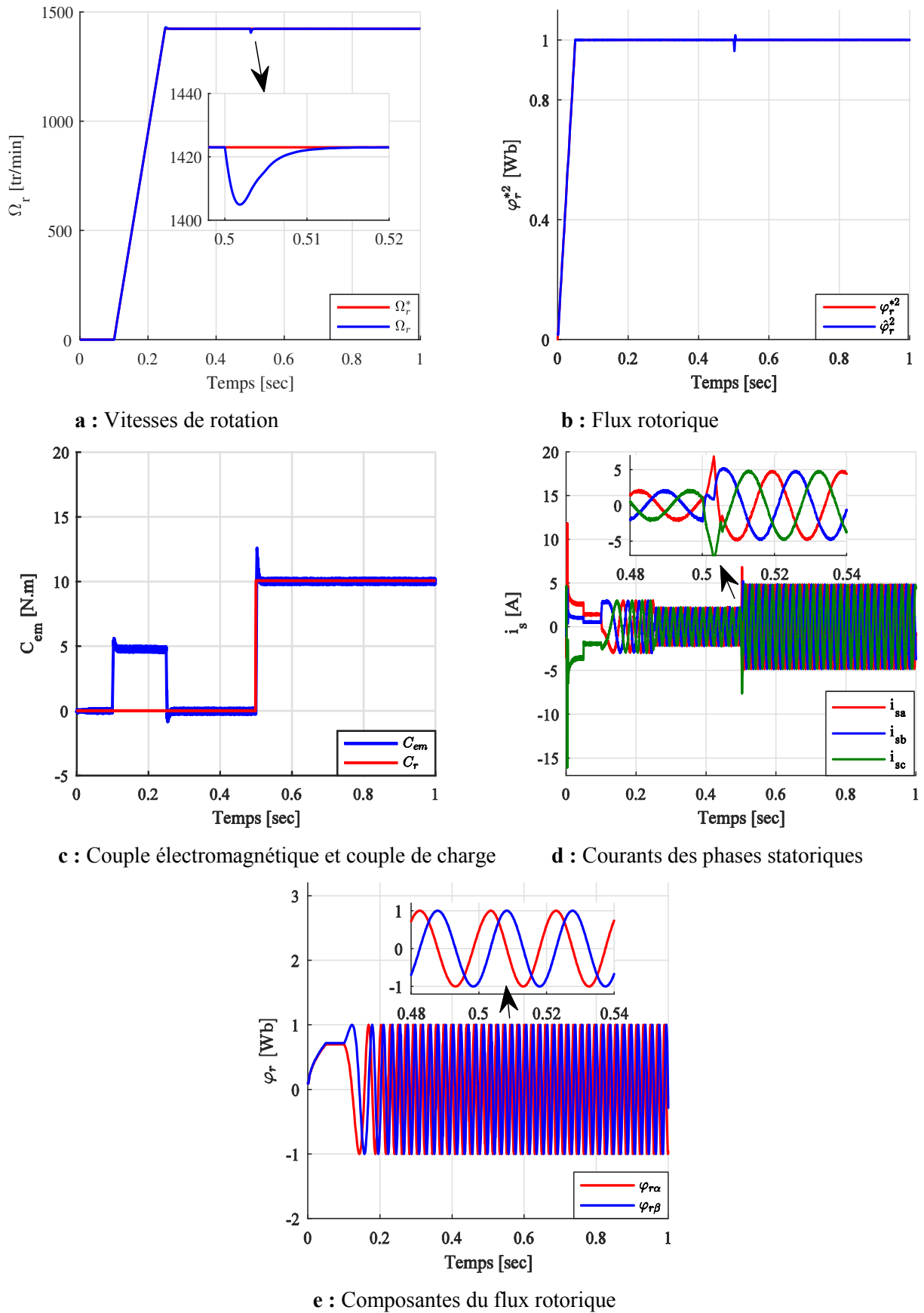


Fig. II.20 Résultats de simulation de la MAS commandée par la commande FL

D'après les résultats de simulation montrés sur la figure II.20, on peut constater que :

- ✓ Les performances de poursuites de vitesse et du flux sont satisfaisantes.
- ✓ La vitesse suit parfaitement sa référence avec une bonne dynamique de rejet des perturbations (un temps de réponse de $t_r = 0.025$ sec).
- ✓ La norme du flux du rotor suit parfaitement sa consigne de 1Wb.
- ✓ Les composantes du flux rotorique sont parfaitement en quadrature et leurs amplitudes sont identiques.
- ✓ Le découplage est parfait même dans l'application du couple de charge.
- ✓ Le couple électromagnétique présente un pic au démarrage et à l'instant d'application de la charge, puis il compense parfaitement le couple de charge appliqué.
- ✓ L'application de la charge conduit à un pic dans le couple électromagnétique puis ce dernier rattrape au couple imposé par la charge.
- ✓ Les courants statorique absorbé par la machin sont sinusoïdaux.

En bref, la commande FL classique appliquée à la MAS fournit une réponse transitoire rapide avec un bon découplage entre le flux et le couple, aussi elle ne dépend d'aucun contrôleur de courant. Cependant, cette technique est sensible aux perturbations et les erreurs de modélisation, qui affectent le découplage et les performances transitoires [LAS'17].

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, trois lois de commande conventionnelle appliquées à la machine asynchrone ont été présentées. Tout d'abord, la commande vectorielle à flux orienté c'est une technique qui fournit à la machine asynchrone une bonne dynamique et un comportement similaire à celui de la machine à courant continu. Cependant, elle est sensible aux variations des paramètres et nécessite l'utilisation des capteurs de flux. Ensuite et afin de palier les inconvénients de la commande par orientation de flux rotorique, la commande directe du couple a été introduite pour offrir de bonnes performances du couple et du flux de la MAS. Enfin, l'application de la commande FL à la MAS garantit un bon découplage de contrôle de vitesse du moteur et du flux rotorique à la fois en régime dynamique et en régime permanent. Toutefois, cette méthode nécessite des calculs complexes et en plus elle est sensible aux changements des paramètres du moteur.

Le chapitre suivant sera consacré au développement des lois de commande robustes qui permettent d'obtenir des performances élevées pour la MAS.

Chapitre III...



Commande par Mode Glissant

III.1 Introduction

La caractéristique la plus notable de la commande SMC est qu'il est complètement insensible à l'incertitude paramétrique et aux perturbations externes pendant le mode glissant (par exemple, les erreurs de modélisation, les perturbations inconnues, ...etc.). Il y a deux étapes dans la conception d'une SMC. La première étape consiste à concevoir une surface de glissement associée à la réponse souhaitée du système. La deuxième étape consiste à construire une loi de commutation pour conduire les trajectoires du système vers la surface de glissement. Ces constructions sont basées sur la théorie généralisée de la stabilité de Lyapunov [LIU'11].

Les facteurs les plus importants de la technique SMC sont le mode de convergence (MC), le mode de glissement (MG) et le mode du régime permanent (MRP) [MEH'19]. Ces termes ont des significations très spécifiques. À partir de l'état initial, les trajectoires de phase sont attirées vers la surface glissante pendant le MG. Une fois que la trajectoire de phase atteint la surface, elle glisse vers l'origine du plan de phase appelée le MG. Ensuite, la trajectoire de phase reste à l'origine et l'état stable est atteint. La figure III.1 illustre un exemple de la trajectoire d'un système sous contrôle par mode glissant.

La SMC est une méthode de contrôle non linéaire permettant de modifier la dynamique d'un système non linéaire de manière à garantir que les trajectoires se dirigent toujours vers la surface de glissement. Cependant, la commande discontinue de la SMC doit commuter à une fréquence très élevée (fréquence théoriquement infinie) pour appliquer des modes de glissement. Malheureusement, la fréquence infinie ne convient pas fondamentalement aux systèmes physiques [KAN'16]. En effet, la fréquence de commutation élevée produit des oscillations (l'effet de chattering) dans les trajectoires du système provoquant des vibrations, des pertes de chaleur élevée et une mauvaise précision du système mécanique [TON'20].

Plusieurs approches ont été proposées pour résoudre le problème de chattering, comme la méthode de la couche limite [UTK'92], la méthode des modes glissants d'ordre supérieur [BAR'77], [LEV'93], [LEV'01], [LEV'07], et la méthode d'estimation des perturbations [SHT'03]. Ces approches de SMC montrent des propriétés dynamiques prometteuses telles que la convergence en temps fini et l'atténuation du chattering.

Ce chapitre est consacré à la présentation et à l'application de différentes approches de la commande par modes glissants à la MAS. Tout d'abord, la première section introduit les concepts de base de la SMC tels que la surface de glissement, les conditions de convergence, le phénomène de chattering et la loi de commande tels que donnés initialement par Utkin.

La deuxième section est une présentation générale des concepts de base de la SMC d'ordre deux et de ses caractéristiques de robustesse.

La troisième section est consacrée à la présentation de quelques notions générales de contrôle par mode glissant lisse et de ses caractéristiques importantes.

La quatrième section présentera quelques notions générales de contrôle par mode glissant discrète.

En général, ce chapitre présente des techniques classiques et avancées pour traiter le problème du chattering. De plus, la plupart de ces techniques seront appliquées à la MAS et des simulations seront présentées dans un environnement MATLAB pour tester ses performances.

III.2 SMC d'ordre 1

La conception de la SMC comprend deux étapes principales, la première consiste à sélectionner une surface de glissement sur la base des objectifs de contrôle et des propriétés souhaitées du système bouclé, et la deuxième consiste à synthétiser une commande discontinue de telle sorte que la trajectoire d'état du système atteigne la surface de glissement en temps fini, et y rester en dépit des incertitudes et des variations des paramètres du système.

III.2.1 Surface de glissement

La conception de la commande SMC nécessite une surface adéquate qui tient compte de la dynamique stable requise. Il existe plusieurs stratégies de conception de surface de glissement dans la littérature. Les méthodes de conception de la surface sont classées selon des caractéristiques telles que la dimension, la linéarité et la nature de leur algorithme [TOK'15]. En d'autres termes, la surface doit être conçue de manière à garantir l'existence de modes de glissement stables [KAN'16]. Dans cette thèse, nous utilisons la forme générale de la surface de glissement proposée par Slotine [SLO'91] :

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

Où $e(x)$ représente le vecteur d'erreurs, r est le degré relatif du système et λ est un paramètre positif.

III.2.2 Conditions de convergence

La loi de commande utilisée dans les algorithmes SMC doit être conçue pour conduire les trajectoires vers la surface de glissement et les garder là en temps fini, même s'il existe des incertitudes dans le système. La condition de convergence est choisie pour rendre la surface de glissement attractive de sorte que si le système n'est pas sur la surface de glissement, il devrait se déplacer vers la surface [BHA'98] ceci est réalisé en fixant la condition sur la loi de commande sous laquelle le système atteindra la surface de glissement. L'attractivité locale de la surface de glissement peut être exprimée par la condition [UTK'09]:

$$\lim_{s \rightarrow +0} \dot{S}(x) < 0, \text{ et } \lim_{s \rightarrow -0} \dot{S}(x) > 0 \quad (\text{III.2})$$

Ou, de manière plus simple :

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

L'équation (III.3) est appelée la condition de convergence ou la condition d'existence du mode de glissement.

III.2.3 SMC basée sur la commande équivalente

La loi de cette technique s'appuie sur deux termes :

- ✓ La commande équivalente qui maintient l'état du système sur la surface de glissement.
- ✓ La commande discontinue qui force le système à glisser sur cette surface.

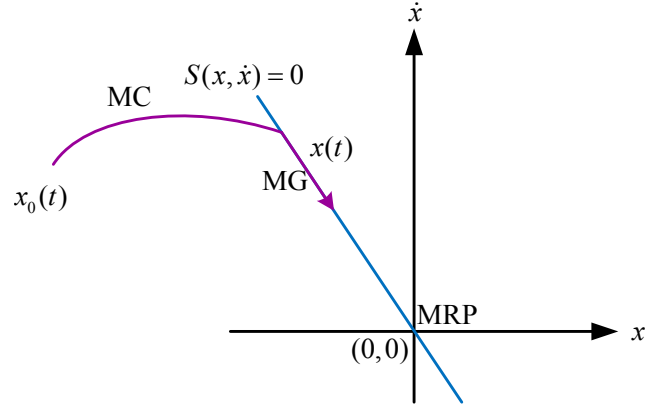


Fig. III.1 Trajectoire du système sur le plan de phase

Considérons le système non linéaire SISO écrit sous la forme d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.4})$$

Où $x \in R^n$ est le vecteur d'état, $f(x), g(x)$ deux champs de vecteurs lisses, u est l'entrée de commande. La loi de commande du contrôleur par mode glissant s'exprime comme suit :

$$u = u_n + u_{eq} \quad (\text{III.5})$$

Avec u_{eq} est la commande équivalente et u_n est la commande discontinue.

La commande équivalente est utilisée pour améliorer la réponse transitoire et s'assurer que la trajectoire d'état est maintenue sur la surface de glissement pendant le mode glissant [RAS'05], [JED'17]. La commande équivalente u_{eq} est obtenue à travers $\dot{S} = 0$. Pour le système (III.4), la dérivée première de la variable glissante $S = S(x)$ est donnée par :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \quad (\text{III.6})$$

En supposant que $\frac{\partial S}{\partial x} g(x)$ est inversible. Donc, la loi de commande équivalente s'exprime par [JED'17] :

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x) \quad (\text{III.7})$$

La condition de convergence est définie dans [BAN'09] comme suit :

$$S\dot{S} \leq -\eta|S|, \quad \eta \geq 0 \quad (\text{III.8})$$

Afin d'assurer la convergence en temps fini vers la surface de glissement, la condition (III.8) doit être vérifiée. La SMC qui satisfait la condition ci-dessus est donnée par [RIA'08] :

$$u = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x) \right) + u_n \quad (\text{III.9})$$

Avec u_n est la commande discontinue définie par :

$$u_n = K \text{sign}(S) \quad (\text{III.10})$$

Où « *sign* » est la fonction signe usuelle et K est une constante positive qui vérifie [JED'17]:

$$S\dot{S} = -S(K \operatorname{sign}(S)) = -K|S| \leq -\eta|S| \Leftrightarrow K \geq \eta \quad (\text{III.11})$$

La valeur de gain K est choisie en fonction des incertitudes/perturbations maximales dans le système contrôlé. La fonction « *sign* » est définie par :

$$\operatorname{sign}(S) = \begin{cases} 1 & \text{Si } S > 0 \\ 0 & \text{Si } S = 0 \\ -1 & \text{Si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

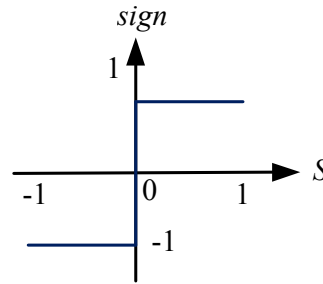


Fig. III.2 Fonction « *sign* »

III.2.4 Phénomène de chattering

Un mode de glissement idéal n'existe que lorsque la trajectoire d'état s'aligne sur la trajectoire souhaitée à chaque instant. Cela peut nécessiter une commutation infiniment rapide. Évidemment, dans les systèmes réels, le contrôleur de commutation présente des imperfections, telles que les retards de commutation [WIL'02], qui limitent la commutation à une fréquence limitée. Ainsi, pendant le régime glissant, les trajectoires oscillent au voisinage de la surface de commutation. Cette oscillation est appelée le phénomène de broutement ou "chattering" en anglais, et elle est illustrée par la figure III.3.

Le chattering est le grand problème dans les applications réelles de la SMC [BOI'08]. Car même s'il est filtré en sortie du processus, il peut exciter des modes haute fréquence non modélisés, qui n'ont pas été pris en compte dans le modèle du système, ce qui génère une grande sollicitation sur les organes de commande et peut également conduire à l'instabilité [WIL'02].

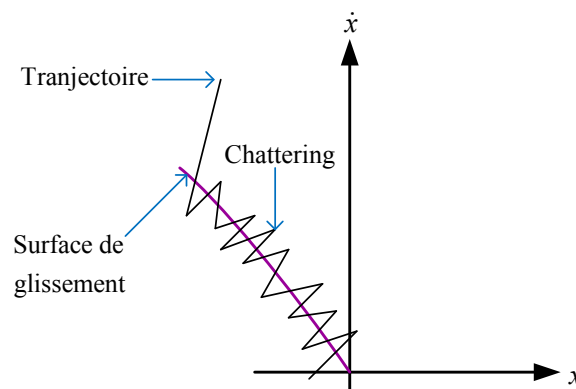


Fig. III.3 Phénomène de chattering

Le phénomène du chattering peut être amplifié par une dynamique non modélisée à gain élevé ou une commande discontinue [SWI'16]. Il existe différentes approches de l'analyse du chattering qui prend en compte: la présence d'actionneurs et des capteurs

[FRI'02], [FRI'03], [YU'02], les temporisations et /ou l'hystérésis [TSY'84], [UTK'99] dans les systèmes non linéaire.

III.2.5 Application de la SMC à la MAS

Cette partie présente la conception du contrôleur de vitesse et de flux rotorique de la MAS par la technique du mode glissant du premier ordre. En partant du modèle d'état de la MAS dans un repère lié au stator (I.37), nous déterminons la loi de commande puis nous vérifions l'existence du mode glissant.

III.2.5.1 Contrôle de la vitesse et du flux

La technique du mode glissant peut être utilisée pour contrôler la vitesse et le flux de la MAS sans implication explicite du contrôleur de courant [UTK'99]. La méthode de sélection des surfaces de glissement dans la majorité des contrôleurs est les erreurs d'états contrôlés et selon le degré relatif requis. L'expression des surfaces de commutation de vitesse et de flux sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} S_1 &= c_1 (\varphi_r^* - \varphi_r) + (\dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r) \\ S_2 &= c_2 (\Omega_r^* - \Omega_r) + (\dot{\Omega}_r^* - \dot{\Omega}_r) \end{aligned} \quad (III.13)$$

Où :

$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \quad (III.14)$$

φ_r^*, Ω_r^* : sont les références du flux rotorique et de la vitesse.

φ_r : module du flux rotorique.

c_1, c_2 : constantes positives.

La dérivée temporaire de (III.13) est :

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= c_1 (\dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r) + (\ddot{\varphi}_r^* - \ddot{\varphi}_r) \\ \dot{S}_2 &= c_2 (\dot{\Omega}_r^* - \dot{\Omega}_r) + (\ddot{\Omega}_r^* - \ddot{\Omega}_r) \end{aligned} \quad (III.15)$$

Après calculs et réductions, les dérivées peuvent être réécrites sous la forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} - A_{1,2} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.16)$$

Avec :

$$S_{1,2} = [S_1 \ S_2]^T, \quad F_{1,2} = [F_1 \ F_2]^T, \quad A_{1,2} = \begin{bmatrix} a_1 \cos \theta & a_1 \sin \theta \\ -b_1 \sin \theta & b_1 \cos \theta \end{bmatrix}$$

F_1, F_2 sont des fonctions des variables d'état, des entrées de référence et leurs dérivées temporelles, mais elles ne dépendent pas des variables de commande $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$. L'angle θ et les constant a_1, b_1 sont définis par:

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{ra}}\right), \quad a_1 = R_r \frac{M}{L_s L_r - M^2}, \quad b_1 = P \frac{\varphi_r}{J} \frac{M}{L_s L_r - M^2}, \quad L_s L_r - M^2 > 0$$

Sous une forme réduite, (III.16) devient :

$$\dot{S}_{1,2} = F_{1,2} - D_{1,2} V_{abc} \quad (\text{III.17})$$

Avec $D_{1,2} = A_{1,2} T_{32}$, T_{32} est la matrice de Clarke.

L'équation (III.17) est le point de départ de la conception de la commande par mode glissant. Comme la matrice $D_{1,2}$ varie dans le temps, les commandes V_{abc} ne peuvent pas effectuer leur commutation en fonction de $S_{1,2}$. Afin d'obtenir une matrice de commande invariante dans le temps, un vecteur de transformation est nécessaire pour transformer les fonctions de commutation $S_{1,2}$ en une nouvelle fonction comme suit [UTK'99]:

$$S^* = D_{1,2}^+ S_{1,2} \quad (\text{III.18})$$

Où $S^* = [S_1^* \ S_2^* \ S_3^*]^T$ est un nouveau vecteur représentant la fonction de commutation transformée, $D_{1,2}^+$ est le pseudo inverse de la matrice $D_{1,2}$:

$$D_{1,2}^+ = D_{1,2}^T (D_{1,2} D_{1,2}^T)^{-1} = \frac{3}{2} T_{32}^T (A_{1,2})^T Q \quad (\text{III.19})$$

Avec Q est une matrice définie positive variant dans le temps, $D_{1,2}^+$ et Q sont définis par :

$$Q = \begin{bmatrix} \frac{1}{a_1^2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{b_1^2} \end{bmatrix}, \quad D_{1,2}^+ = \begin{bmatrix} \frac{1}{a_1} \cos \theta_a & -\frac{1}{b_1} \sin \theta_a \\ \frac{1}{a_1} \cos \theta_b & -\frac{1}{b_1} \sin \theta_b \\ \frac{1}{a_1} \cos \theta_c & -\frac{1}{b_1} \sin \theta_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

Avec : $\theta_a = \theta$, $\theta_b = \theta - \frac{2}{3}\pi$, $\theta_c = \theta + \frac{2}{3}\pi$.

Enfin, la loi de commande discontinue est donnée par:

$$V_{abc} = V_0 \text{sign}(S^*) \quad (\text{III.21})$$

Avec $\text{sign}(S^*) = [\text{sign}(S_1^*) \ \text{sign}(S_2^*) \ \text{sign}(S_3^*)]^T$ et V_0 est la tension du bus continu.

III.2.5.2 Condition de stabilité

On définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} (S_{1,2})^T Q S_{1,2} \quad (\text{III.22})$$

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov donne :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (S_{1,2})^T Q \dot{S}_{1,2} + 0.5 (S_{1,2})^T \dot{Q} S_{1,2} \\ &= (S^*)^T (D_{1,2})^T Q F_{1,2} - (S^*)^T (D_{1,2})^T Q D_{1,2} V_{abc} + \frac{1}{2} (S_{1,2})^T \dot{Q} S_{1,2} \end{aligned} \quad (III.23)$$

Ou sous forme simplifiée:

$$\dot{V} = (S^*)^T F^* - (S^*)^T T_{32}^T T_{32} V_0 \text{sign}(S^*) - f_1(\varphi_{ra}, \varphi_{r\beta}, \dot{\varphi}_{ra}, \dot{\varphi}_{r\beta}) S_2^2 \quad (III.24)$$

Où :

$$F^* = [F_1^* \quad F_2^* \quad F_3^*]^T = (D_{1,2})^T Q F_{1,2}$$

$$\frac{1}{2} (S_{1,2})^T \dot{Q} S_{1,2} = -f(\varphi_{ra}, \varphi_{r\beta}, \dot{\varphi}_{ra}, \dot{\varphi}_{r\beta}) S_2^2$$

$$(D_{1,2})^T Q D_{1,2} = T_{32}^T T_{32}$$

$$f_1(\varphi_{ra}, \varphi_{r\beta}, \dot{\varphi}_{ra}, \dot{\varphi}_{r\beta}) = \left(\frac{J L_s L_r - M^2}{p M} \right)^2 \frac{\varphi_{ra} \dot{\varphi}_{ra} + \varphi_{r\beta} \dot{\varphi}_{r\beta}}{(\varphi_{ra}^2 + \varphi_{r\beta}^2)^2}$$

D'après l'équation (III.24), si la tension du bus continu V_0 est suffisamment élevée, pour que $\dot{V} < 0$, le mode de glissement se produit à l'intersection des surfaces $S_1 = 0$ et $S_2 = 0$, ce qui signifie que le système (III.15) converge vers l'origine en temps fini [UTK'99].

Suivant l'analyse précédente, la commande de la MAS par la technique du mode glissant du premier ordre peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure III.4.

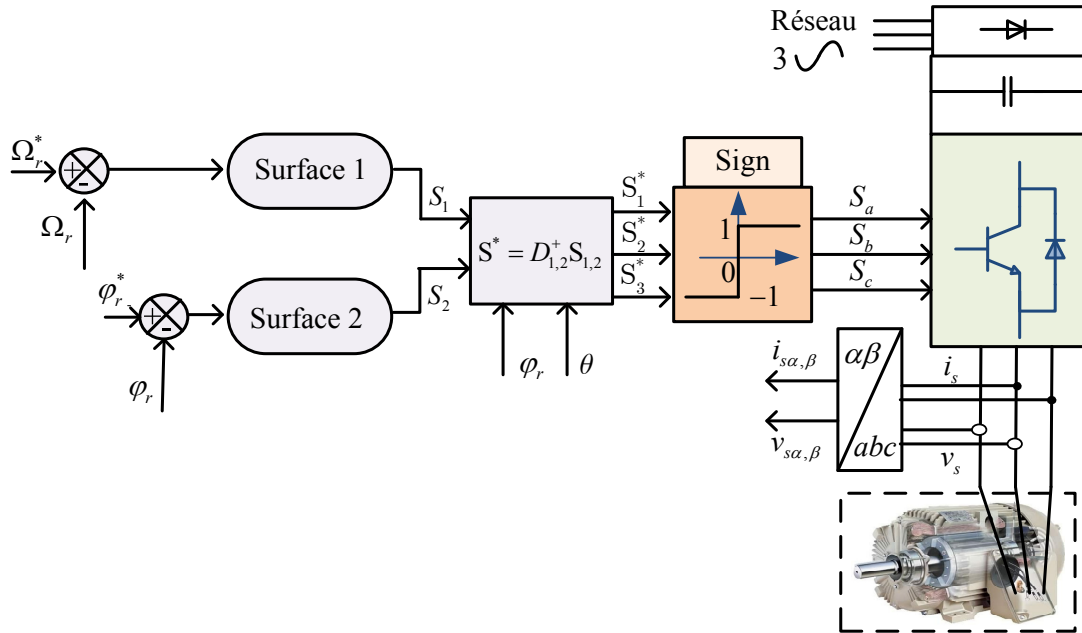


Fig. III.4 Schéma structurel de la SMC d'ordre un de la MAS

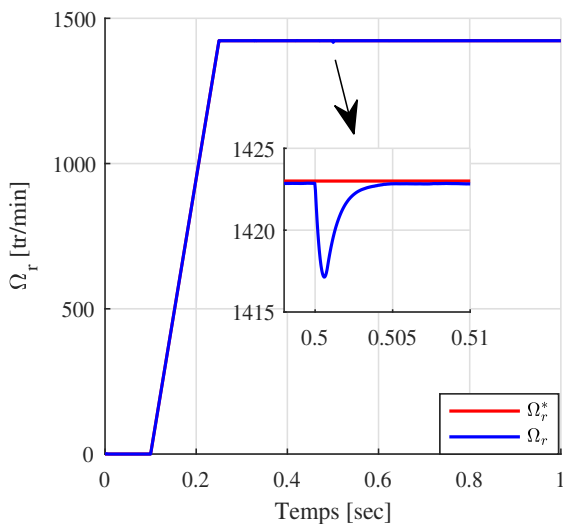
La simulation du schéma structurel de la figure III.4, dans un environnement MATLAB/SIMULINK, permet d'évaluer ses performances sous différents régimes de

fonctionnement tels que, essai de suivi de vitesse avec perturbation de charge, essai de variation de vitesse associé aux variations paramétriques (résistances statorique et rotorique). Les constantes de la SMC et de la MAS sont indiquées en annexe C. Les résultats de simulation sont présentés dans les figures III.5 et III.6.

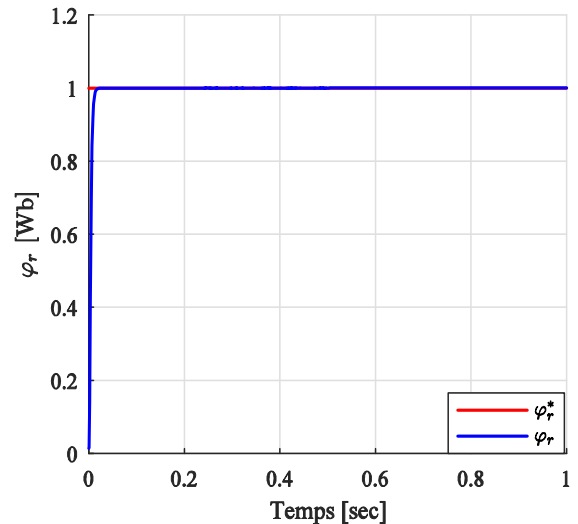
III.2.5.3 Résultats de simulation de la SMC d'ordre 1

La figure III.5(a) illustre la réponse de la vitesse mesurée. Elle évolue de la même manière que sa référence avec un bon suivi. Lors de l'application de la charge à $t = 0.5$ sec, une petite atténuation peut être remarquée mais qui disparaît par la suite rapidement pour regagner sa valeur imposée. Ce qui confirme le bon rejet de perturbation.

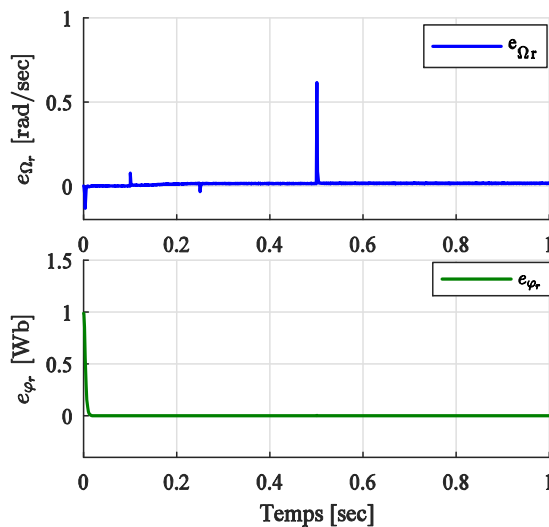
Sur la figure III.5(b) le flux rotorique présente une dynamique très rapide et une insensibilité à l'application de la charge. D'autre part, les erreurs de vitesse et du flux (figure III.5(c)) sont presque nulles en exceptant le régime transitoire. Pour la figure III.5(f), un appel de courant est enregistré à chaque fois qu'on change le régime de vitesse ou on applique un couple résistant. A son tour, le couple électromagnétique évolue selon le profil du couple résistant. A chaque fois que la charge est appliquée, le couple électromagnétique augmente pour la compenser (figure III.5(e)).



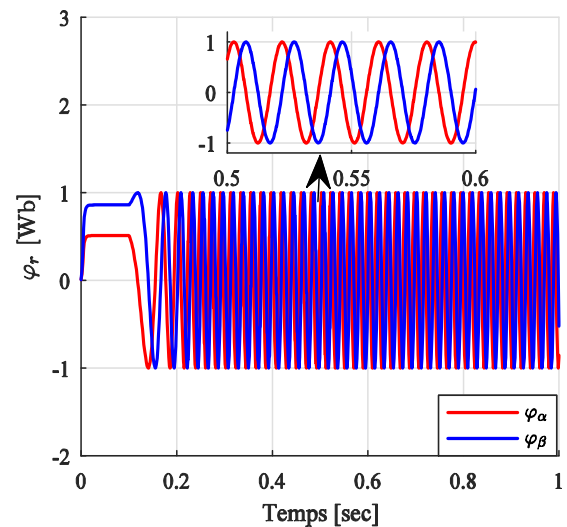
a : Vitesse de rotation



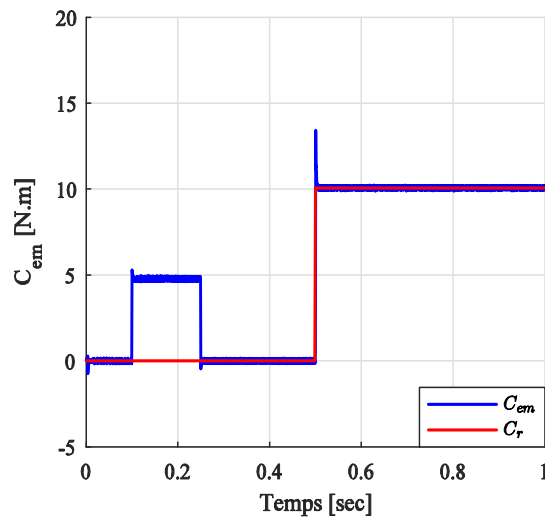
b : Module du flux rotorique



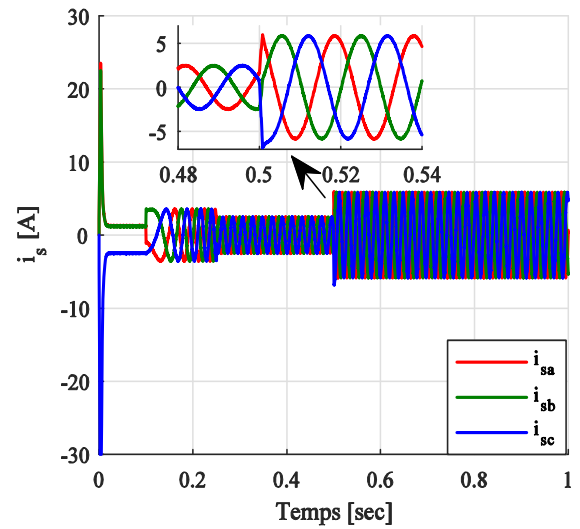
c : Erreurs de la vitesse et du flux



d : Composantes des flux rotoriques

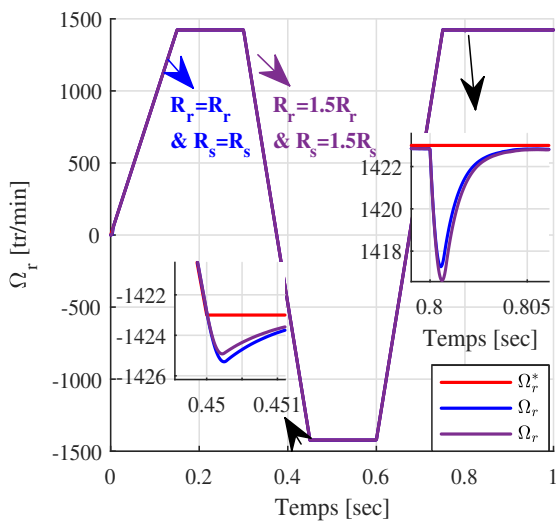


e : Couple électromagnétique et couple de charge

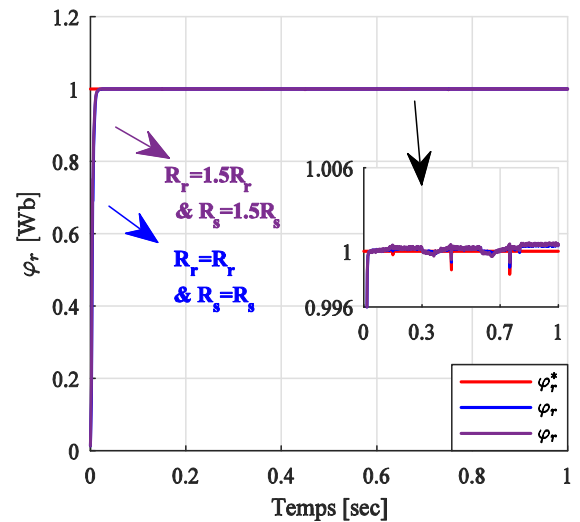


f : Courants de phases statoriques

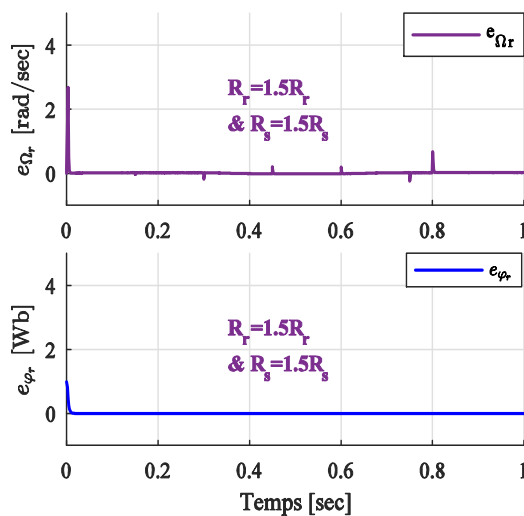
Fig. III.5 Résultats de simulation de la SMC appliquée à la MAS



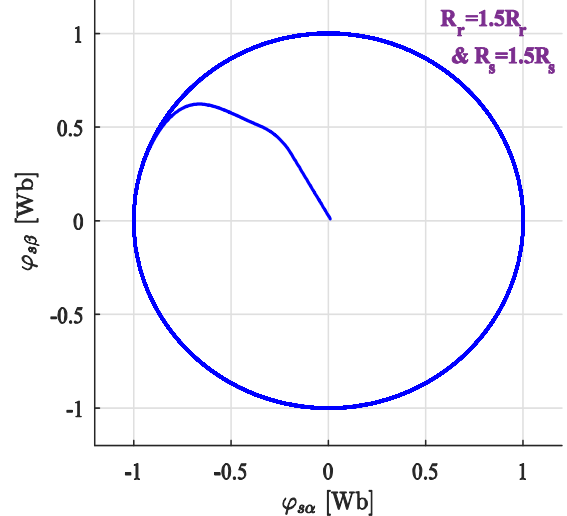
a : Vitesses de rotation



b : Module du flux rotorique



c : Erreurs de la vitesse et du flux



d : Trajectoire du flux rotorique

Fig. III.6 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de l'approche SMC, l'algorithme a été exposé à un profil de vitesse variable associé à une augmentation de 50% de R_s et R_r et une application du couple de charge à $t = 0.8$ sec.

Les résultats de la simulation (figure III.6) montrent que la SMC donne une réponse dynamique rapide sans dépassement avec une précision de suivi satisfaisante. En plus de la grande robustesse en présence de perturbations externes et des incertitudes paramétriques.

III.3 Commande SMC lisse

La SMC classique utilise une fonction discontinue pour conduire les états d'un système depuis un état initial arbitraire à l'origine le long d'une trajectoire prédéfinie. La SMC présente une excellente robustesse aux perturbations et aux incertitudes des paramètres. Cependant, la commutation à haute fréquence dans la SMC est indésirable dans la plupart des applications pratiques [ZHO'92].

La commande par mode de glissement continu a été couramment choisie pour éviter le problème de chattering de la commande SMC classique et pour atteindre une stabilité exponentielle [IKE'06]. Dans les méthodes de continuation, la fonction de commutation discontinue est remplacée par des fonctions continues. En pratique et dans certaines applications où le chattering est acceptable, ces commutations douces peuvent fournir des performances extrêmement élevées [SLO'91]. Il est nécessaire que ces commandes continues donnent une bonne approximation du glissement parfait tout en conservant les propriétés de robustesse inhérentes au mode de glissement.

Il existe une grande classe de fonctions de lissage disponibles pour passer du contrôle discontinu en lois de contrôle continu appropriées (Burton 1986). L'une des méthodes courantes appliquées dans la littérature est la modification de commande SMC conventionnelle pour former un pseudo-SMC. Dans le pseudo-SMC, la fonction « *sign* » est remplacée par une fonction de type sigmoïde [AMB'84] ou une fonction de saturation [SLO'84] pour créer un certain degré de lissage lors de la transition à l'état proche de zéro. Le pseudo-SMC capable d'atténuer l'effet de chattering. Cependant, un inconvénient commun est le paramètre supplémentaire qui doit être déterminé en fonction de la vitesse de convergence et de l'erreur de poursuite. D'autre part, trois fonctions alternatives ont été proposées, à savoir la fonction tangente hyperbolique, la fonction Langevin et la fonction d'erreur gaussienne. Ces fonctions proposées présentent des propriétés similaires à celles de la fonction « *sign* », mais avec une transition plus douce dans la région proche de zéro. De plus, les fonctions proposées sont capables de fournir certain degré de lissage sans paramètres supplémentaires [TON'20].

Dans cette troisième section, nous présentons quelques notions générales de la SMC continu (SMC-C) et ses caractéristiques importantes. En outre, certaines de ces techniques seront appliquées à la machine asynchrone.

III.3.1 Approximations continues de la fonction discontinue

En général, le chattering doit être éliminé ou atténué pour que le contrôleur fonctionne correctement. Ceci peut être réalisé en lissant la discontinuité de la SMC dans une couche limite voisine de la surface de commutation [SLO'91], comme indique dans la figure suivant:

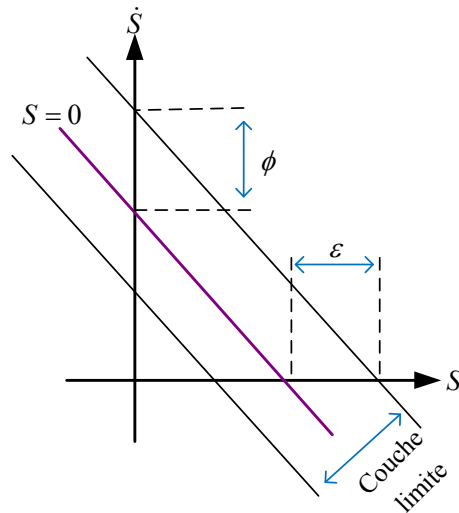


Fig. III.7 Approche de la couche limite pour réduire le chattering

Où ϕ est l'épaisseur de la couche limite, ε est la largeur de la couche limite.

L'approche de la couche limite traite le problème de chattering en augmentant les dimensions physiques de la surface, ceci est réalisé en remplaçant la fonction « *sign* » par :

III.3.1.1 Fonction de saturation

La fonction de saturation est une approximation continue proposée par Slotine [SLO'83], [SLO'84], elle est utilisée pour remplacer la fonction « *sign* » afin d'éviter une réelle discontinuité et en même temps de préserver les propriétés du mode de glissement.

Cette fonction est appliquée en utilisant une couche limite autour de la surface de commutation, cette couche limite doit être choisie de manière appropriée pour chaque système de contrôle particulier, car une couche limite trop large peut impliquer une erreur constante et une couche limite trop étroite peut ne pas annuler le chattering [ZON'10]. La fonction de saturation est définie comme :

$$\text{sat}\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) = \begin{cases} \frac{S}{\varepsilon} & \text{Si } \left|\frac{S}{\varepsilon}\right| \leq 1 \\ \text{sign}\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) & \text{Si } \left|\frac{S}{\varepsilon}\right| > 1 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

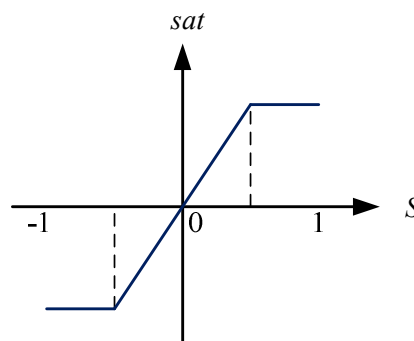


Fig. III.8 Fonction de saturation

III.3.1.2 Fonction tangente hyperbolique

La fonction tangente hyperbolique a un comportement plus lisse près de la valeur de saturation, ce qui en fait une bonne solution pour la réduction de chattering dans les systèmes de contrôle bruyants, comme dans le cas de contrôle de la MAS [OLI'15].

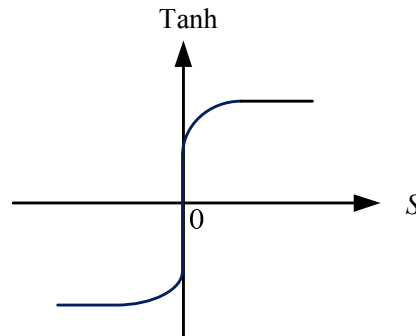


Fig. III.9 Fonction tangente hyperbolique

La fonction tangente hyperbolique est définie par [Zha'02] :

$$\tanh\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) \quad (\text{III.26})$$

Le choix de la valeur appropriée de ε permet d'ajuster la pente de cette fonction.

III.3.1.3 Fonction sigmoïde

Ambrosino a choisi une fonction de lissage continu afin d'éliminer le phénomène chattering tout en conservant, ou en donnant une bonne approximation, les caractéristiques inhérentes au mode de glissement idéal [AMB'84]. Cette fonction est similaire à la fonction « *sign* » sauf qu'un facteur de lissage est introduit pour rendre la fonction continue afin de résoudre le problème de chattering, la fonction sigmoïde avec un facteur de lissage est définie par :

$$\text{sigm}(S) = \frac{S}{|S| + \varepsilon} \quad (\text{III.27})$$

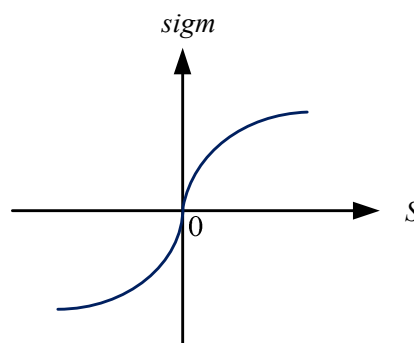


Fig. III.10 Fonction sigmoïde

Où ε est une petite constante positive choisie. Si $\varepsilon = 0$ la fonction de lissage (III.27) devient discontinue et la commande résultante est une fonction « *sign* ». Cependant, la variable supplémentaire et le degré de lissage augmentent la complexité de la conception du contrôleur [TON'20].

Il existe de nombreuses fonctions de lissage pour convertir le contrôle discontinu en lois de contrôle continu. Parmi les types des fonctions sigmoïdes, on cite [TAR'13] :

$$sigm_1(S) = \frac{2}{1 + e^{-S/\varepsilon}} - 1 \quad (III.28)$$

$$sigm_2(S) = \frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) \quad (III.29)$$

$$sigm_3(S) = \frac{S / \varepsilon}{\sqrt{1 + (S / \varepsilon)^2}} \quad (III.30)$$

III.3.2 Application de la SMC continu à la machine asynchrone

Il s'agit ici de substituer les régulateurs PI de la commande FOC par des contrôleurs à mode glissant lisse. Le principe de la commande la SMC est de forcer les trajectoires d'état du système vers la surface de commutation au moyen d'un contrôle exprimée comme suit [BEN'18] :

$$V = V_n + V_{eq} \quad (III.31)$$

Avec V_{eq} est la commande équivalente et V_n est la commande discontinue, définie par:

$$V_n = K \text{sign}(S) \quad (III.32)$$

Où : K est une constante positive.

En pratique, l'utilisation d'une fonction « *sign* » souvent produit le phénomène de chattering qui affecte les performances globale du système. Une alternative simple et possible pour réduire ce phénomène est de remplacer la fonction « *sign* » par une fonction saturation [OLI'15]. Cette fonction a une région linéaire entre les limites de saturation, on définit la fonction saturation comme suit :

$$sat\left(\frac{S}{\varepsilon}\right) = \begin{cases} \frac{S}{\varepsilon} & Si \quad |S| \leq \varepsilon \\ \text{sign}(S) & Si \quad |S| > \varepsilon \end{cases} \quad (III.33)$$

Contrairement à la fonction de saturation traditionnelle, la fonction sigmoïde (III.27) a un comportement plus lisse près de la valeur de saturation, et à partir de la sélection appropriée de la valeur de ε , il est possible d'ajuster l'amplitude et l'inclinaison de la fonction.

III.3.2.1 Conception du contrôleur de vitesse et de flux

En prenant l'équation de Slotine (III.1) et en choisissant $r = 1$, nous pouvons exprimer les surfaces de glissement pour la vitesse et le flux rotorique comme:

$$\begin{cases} S_1 = \Omega^* - \Omega \\ S_2 = \varphi_r^* - \varphi_r \end{cases} \quad (III.34)$$

En dérivant les surfaces de glissement (III.34) et en remplaçant les expressions de la vitesse (I.17), le couple (II.3) et le flux rotorique (II.3), nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{\Omega}^* - P \frac{M}{JL_r} \varphi_r i_{sq} + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega_r \\ \dot{S}_2 = \dot{\varphi}_r^* - \frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

En introduisant les courants de commande $i_{sq}^* = i_{sq}^{eq} + i_{sq}^n$ et $i_{sd}^* = i_{sd}^{eq} + i_{sd}^n$ dans le système (III.35), on aura :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{\Omega}^* - P \frac{M}{JL_r} \varphi_r (i_{sq}^{eq} + i_{sq}^n) + \frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega_r \\ \dot{S}_2 = \dot{\varphi}_r^* - \frac{M}{T_r} (i_{sd}^{eq} + i_{sd}^n) + \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Les commandes équivalentes i_{sq}^{eq} et i_{sd}^{eq} sont déterminées en régime permanent. En considérant $\dot{S}_1 = \dot{S}_2 = S_1 = S_2 = 0$ et $i_{sq}^n = i_{sd}^n = 0$, les expressions des commandes équivalentes sont données respectivement par :

$$\begin{cases} i_{sq}^{eq} = \frac{JL_r}{PM\varphi_r} \left(\frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \Omega_r + \dot{\Omega}^* \right) \\ i_{sd}^{eq} = \frac{T_r}{M} \dot{\varphi}_r^* + \frac{1}{M} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

Durant le mode de convergence, les conditions $S_1 \dot{S}_1 < 0$ et $S_2 \dot{S}_2 < 0$ doivent être vérifiées.

On prend les commandes douces, les commandes discontinues deviennent:

$$\begin{cases} i_{sq}^n = K_1 \text{sat} \left(\frac{S_1}{\varepsilon_1} \right) \\ i_{sd}^n = K_2 \text{sat} \left(\frac{S_2}{\varepsilon_2} \right) \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

Pour assurer la condition de stabilité du système, les coefficients K_1, K_2 doivent être strictement positifs [BEN'18].

III.3.2.2 Conception du contrôleur de courant

En prenant l'équation de Slotine (III.1) et en choisissant $r = 1$, les surfaces de glissement des courants statoriques peuvent être exprimé par :

$$\begin{cases} S_3 = i_{sd}^* - i_{sd} \\ S_4 = i_{sq}^* - i_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

En dérivant les surfaces (III.39) et en considérant respectivement la première et la deuxième équation du système (II.3), on trouve les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \dot{S}_3 = \dot{i}_{sd}^* + \frac{a_1}{L_s \sigma} i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M}{L_s \sigma T_r L_r} \varphi_r - \frac{1}{L_s \sigma} V_{sd} \\ \dot{S}_4 = \dot{i}_{sq}^* + \frac{a_1}{L_s \sigma} i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_s \sigma L_r} p \Omega \varphi_r - \frac{1}{L_s \sigma} V_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

En considérant :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_{sd}^{eq} + V_{sd}^n \\ V_{sq}^* = V_{sq}^{eq} + V_{sq}^n \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

On remplace les commandes V_{sd}^* et V_{sq}^* dans le système (III.40), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}_3 = \dot{i}_{sd}^* + \frac{a_1}{L_s \sigma} i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M}{L_s \sigma T_r L_r} \varphi_r - \frac{1}{L_s \sigma} (V_{sd}^{eq} + V_{sd}^n) \\ \dot{S}_4 = \dot{i}_{sq}^* + \frac{a_1}{L_s \sigma} i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_s \sigma L_r} p \Omega \varphi_r - \frac{1}{L_s \sigma} (V_{sq}^{eq} + V_{sq}^n) \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

En régime permanent $\dot{S}_3 = S_3 = \dot{S}_4 = S_4 = 0$, et $V_{sd}^n = V_{sq}^n = 0$, ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{sd}^{eq} = L_s \sigma \dot{i}_{sd}^* + a_1 i_{sd} - L_s \sigma \omega_s i_{sq} - \frac{M}{T_r L_r} \varphi_r \\ V_{sq}^{eq} = L_s \sigma \dot{i}_{sq}^* + a_1 i_{sq} + L_s \sigma \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} p \Omega \varphi_r \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

Pendant le mode de convergence, les conditions $S_3 \dot{S}_3 < 0$ et $S_4 \dot{S}_4 < 0$ doivent être vérifiées.

On prend les commandes douces, les commandes discontinues deviennent:

$$\begin{cases} V_{sd}^n = K_d \text{sat} \left(\frac{S_3}{\varepsilon_d} \right) \\ V_{sq}^n = K_q \text{sat} \left(\frac{S_4}{\varepsilon_q} \right) \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

Pour assurer la condition de stabilité du système, les paramètres K_d et K_q doivent être strictement positifs [BEN'18].

Le schéma bloc de la commande DFOC par SMC lisse est illustré dans la figure III.11.

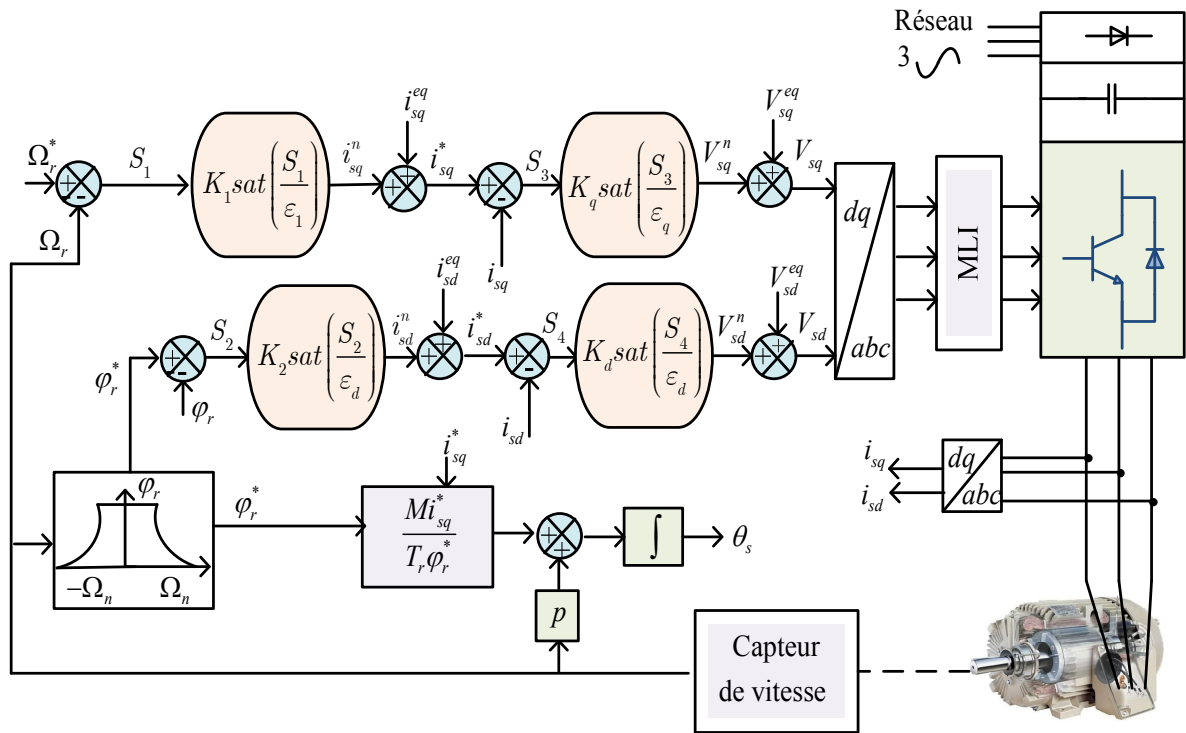
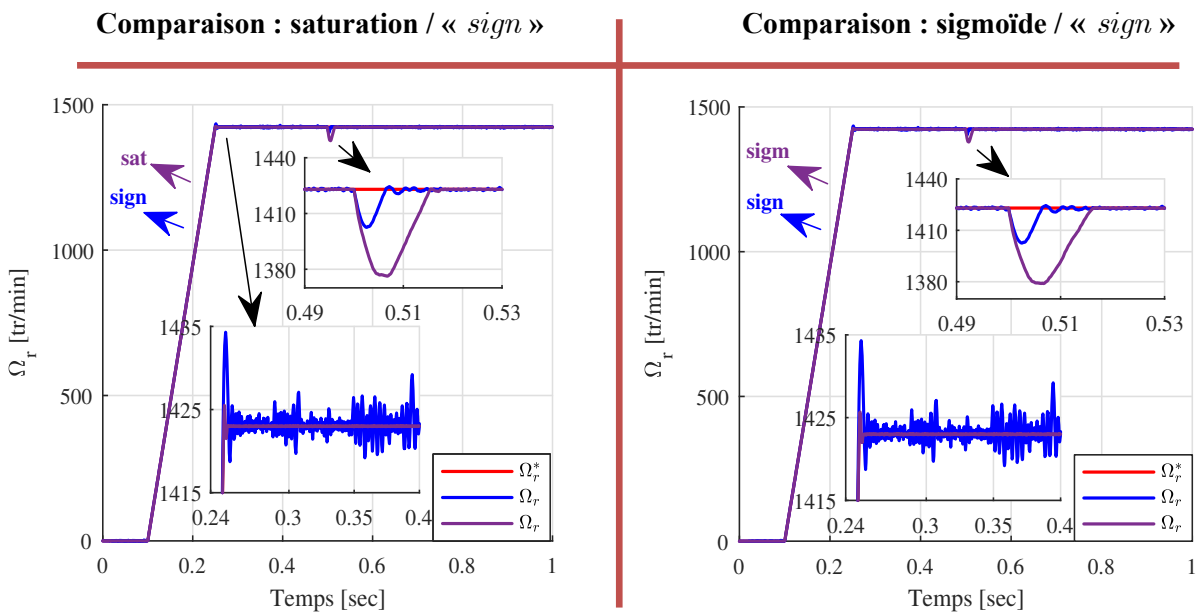


Fig. III.11 Schéma structurel de la commande SMC lisse associée à la commande DFOC

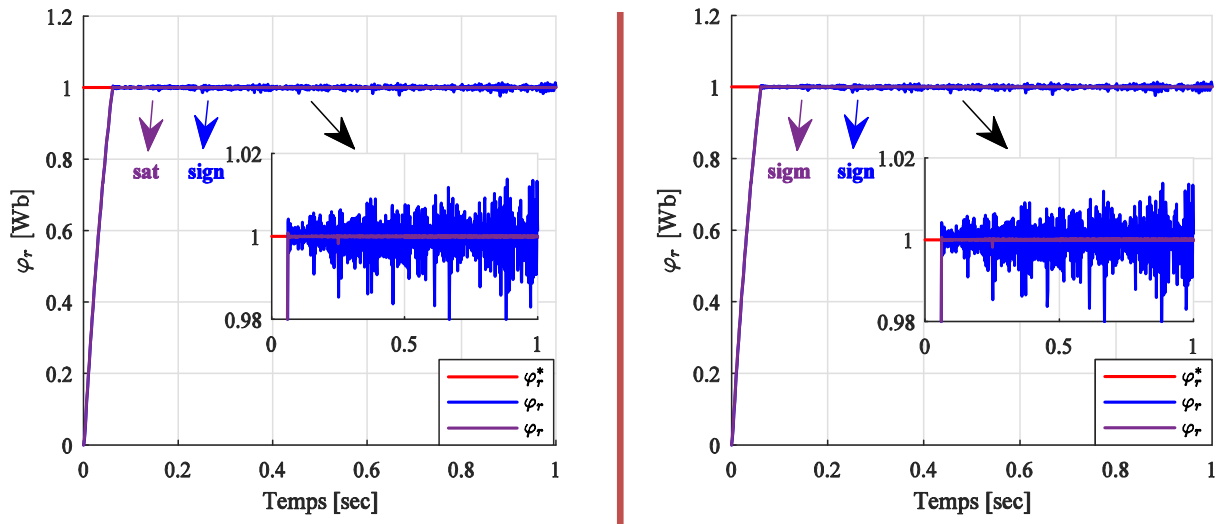
III.3.3 Validation par simulation de la commande FOC-SMC-C

Le but de cette partie est de comparer par simulation trois variantes de la commande SMC-C associée à la commande DFOC afin de remédier au problème de chattering. Les allures des différentes grandeurs sont montrées sur la figure III.12.

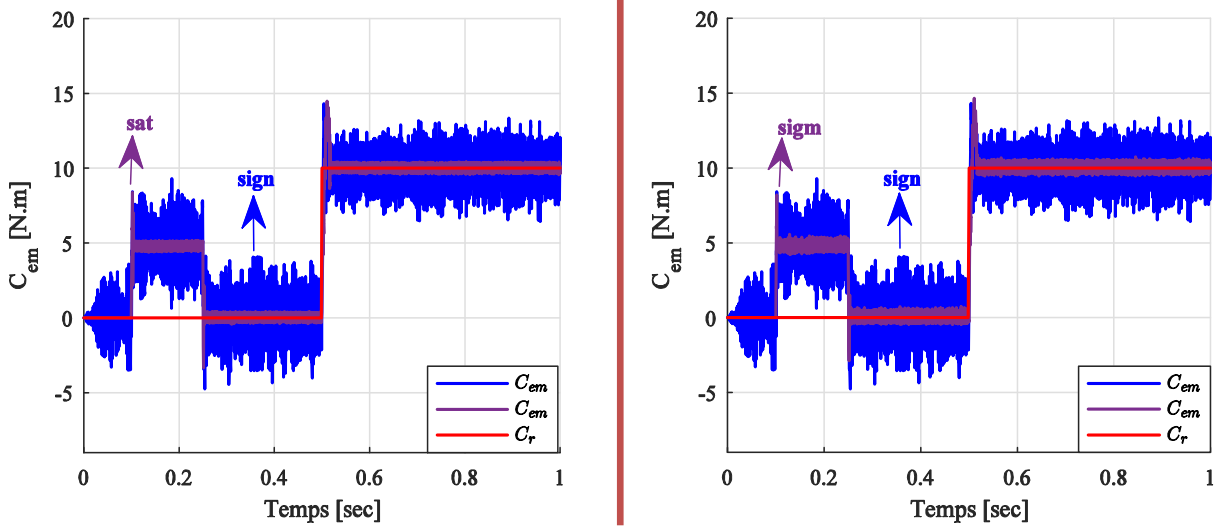
La figure III.12 présente une comparaison des fonctions « sign », de saturation et sigmoïde. Les différentes fonctions de la commande SMC sont comparées pour les mêmes conditions de fonctionnement. Les paramètres de la commande sont indiqués en annexe C.



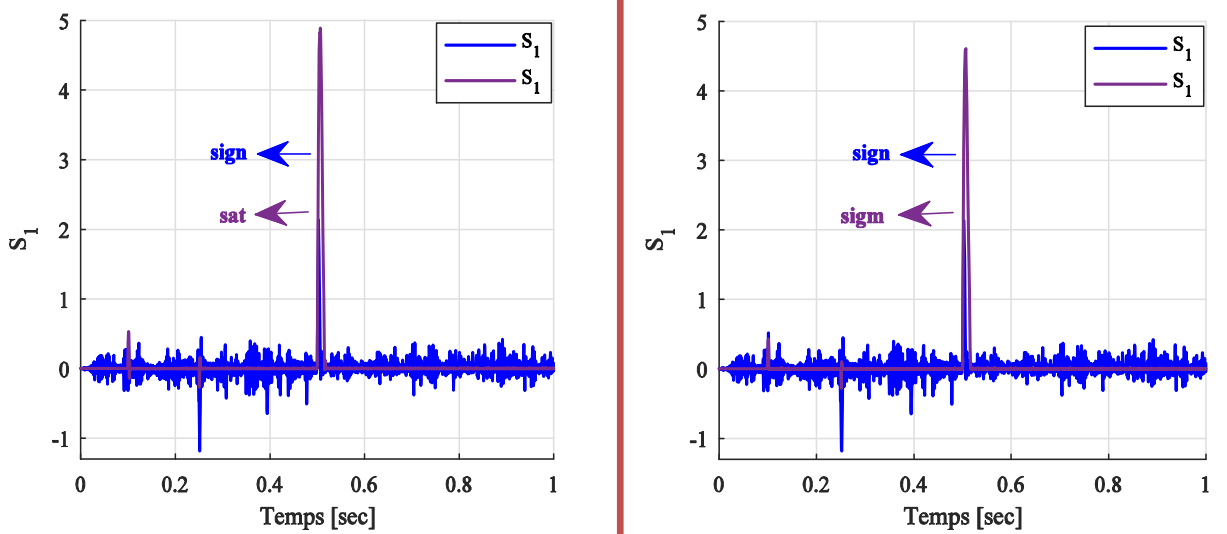
a : Vitesses de rotation



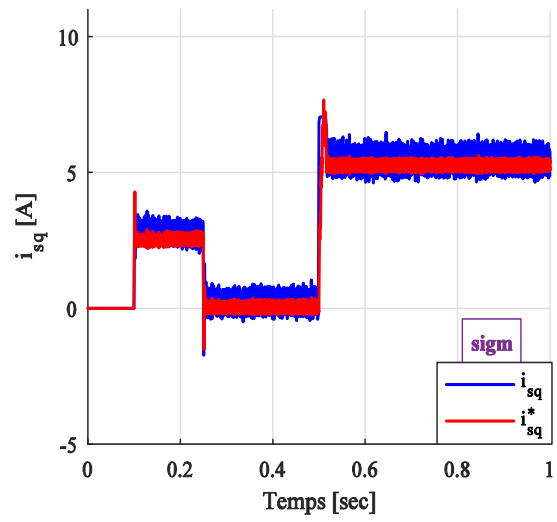
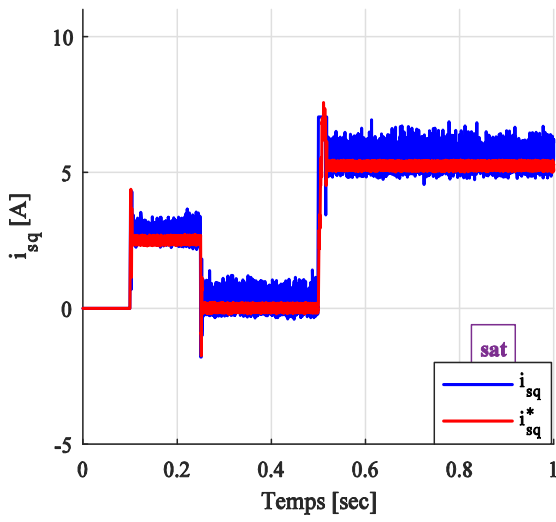
b : Module du flux rotorique



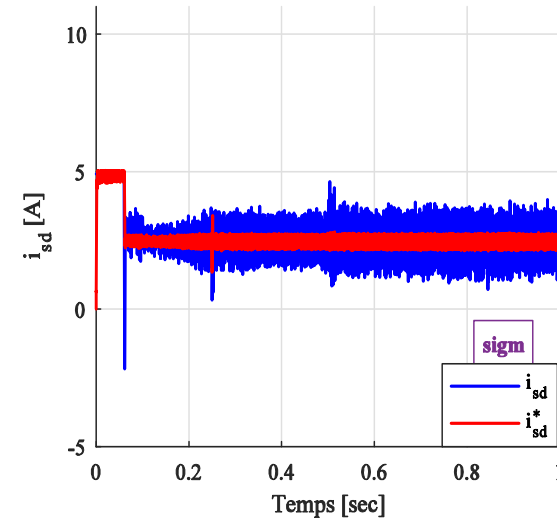
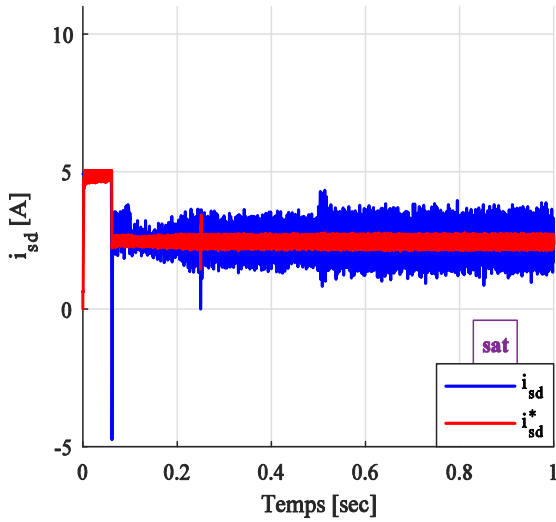
c : Couple électromagnétique et couple de charge



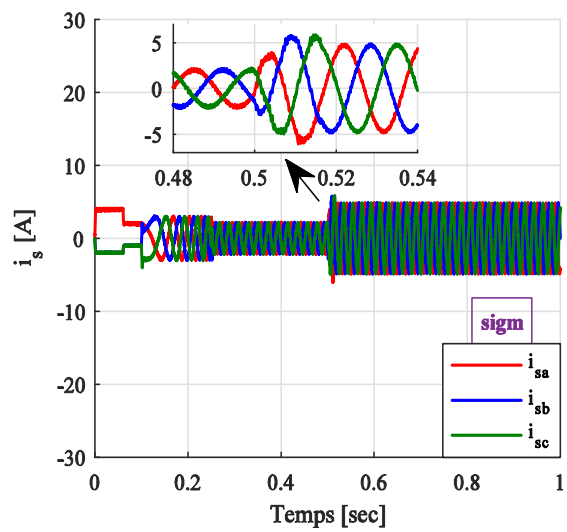
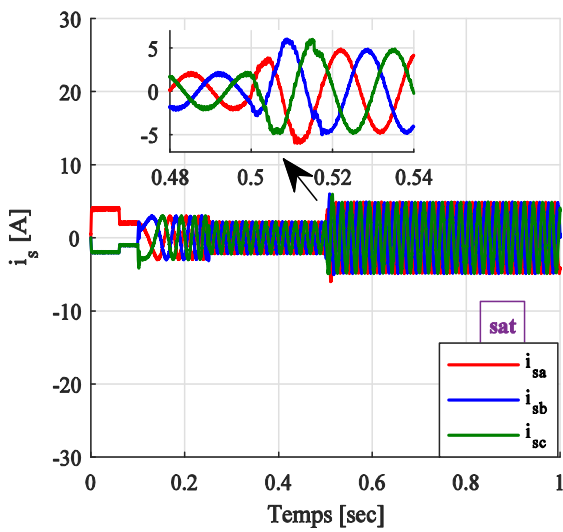
d : Surfaces de glissement de la vitesse



e : Composantes quadratiques des courants statoriques



f : Composantes directes des courants statoriques



g : Courants de phases statoriques

Fig. III.12 Résultats de simulation de la commande FOC-SMC-C

- ✓ En examinant les courbes (a, b, c, e, f, g) de la figure III.12, on déduit que le découplage est atteint et le bon suivi des références est assuré pour les trois fonctions de la commande non linéaire.
- ✓ Il est très claire que la commande SMC-C basée sur les deux fonctions (saturation et sigmoïde) montre sa supériorité par rapport à la commande la SMC à base de la fonction discontinue « *sign* » et ceci en terme de chattering, ce qui diminuera le problème de bruit au niveau de la machine lors de fonctionnement.

Pour plus de comparaison et afin de voir l'effet du chattering sur les qualités des signaux (courants) et surfaces, nous avons considéré deux indices que soit le THD du courant et la valeur moyenne quadratique des surfaces. Les résultats sont résumés dans les tableaux III.1 et III.2.

Tableau III.1: Distorsion harmonique totale d'une phase statorique

Temps [sec]	Functions	THD de courant [%]
[0 .6 à 0.66]	<i>sign</i>	26.18
	<i>sat</i>	10.08
	<i>sigm</i>	10.12

Tableau III.2: Valeurs moyennes quadratiques (RMS) des surfaces

Functions	$RMS(S_1)$	$RMS(S_2)$
<i>sign</i>	31e-3	1.7e-3
<i>sat</i>	4.7e-3	6.53e-6
<i>sigm</i>	7.9e-4	1.07e-5

- ✓ La lecture des valeurs obtenues dans les deux tableaux prouve que l'introduction des fonctions sigmoïde et saturation apporte une nette amélioration de la forme du courant et l'atténuation des surfaces de vitesse et de flux.
- ✓ Il est à noter que pour les deux types de fonctions (sigmoïde et saturation) la pente est un factor important, ce qui nécessite un choix judicieux tout en faisant un compromis entre le niveau d'oscillations et l'erreur dynamique.

Un autre test consiste à exposer la commande SMC-C, associée avec la fonction sigmoïde, à un profil de vitesse variable et un couple de charge.

L'analyse de la figure III.13, nous a permis de faire les commentaires suivants :

- ✓ Un bon suivi du profil de vitesse avec un excellent rejet de perturbation.
- ✓ Flux rotorique totalement aligné sur l'axe «d» avec une dynamique très rapide et robustesse vis-à-vis les tests appliqués.
- ✓ Un courant qui reflète réellement les régimes de fonctionnement avec une forme quasi-sinusoïdale.
- ✓ A l'exception les régimes transitoire dus à la variation de vitesse ou l'application de la charge, les surfaces sont presque nulles ce qui confirme le principe de mode glissant.

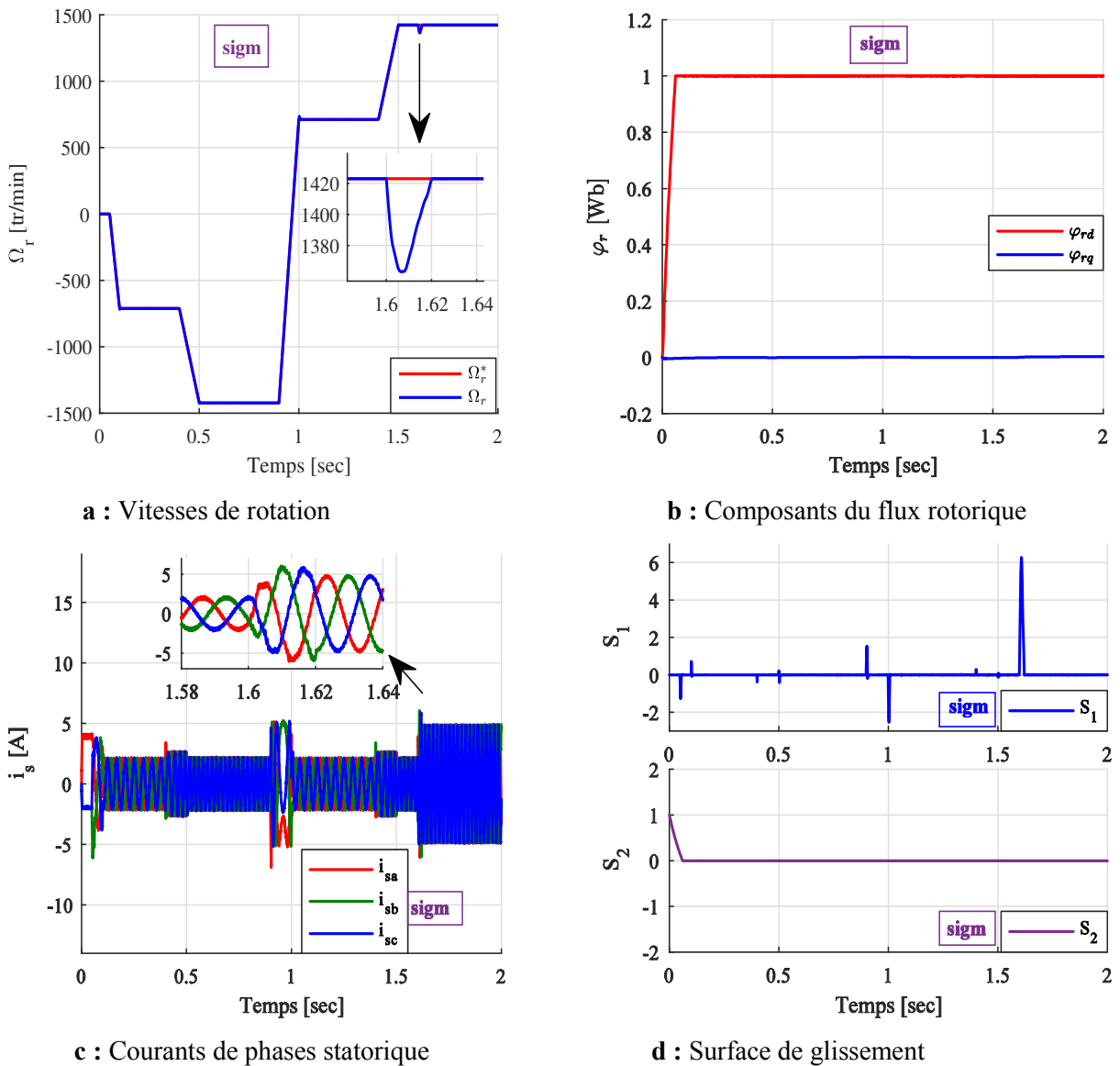


Fig. III.13 Résultats de simulation de la commande SMC-C pour profil de vitesse variable

III.4 SMC d'ordre 2

Comme nous l'avons vu, le mode de glissement lisse fournit des solutions précises pour éviter l'effet de chattering. Une autre approche, introduite par Levant [LEV'03], [LEV'93] pour éliminer le chattering consiste à utiliser un contrôle par mode glissant du second ordre. Cette technique généralise l'idée de base du mode glissant en agissant sur les dérivées temporelles d'ordre deux de la surface de glissement, au lieu d'influencer la dérivée temporelle première comme c'est le cas dans le mode glissant conventionnel. L'inclusion de dérivées deuxième, conduit à une réduction de l'effet de chattering indésirable [RAF'12].

En plus de l'élimination du chattering, la SMC-2 assure une meilleure précision et résout le problème de la restriction au degré relatif un, tout en préservant les principales propriétés de l'approche originale [BEL'12].

Les SMC-2 ont l'avantage d'éliminer la discontinuité de l'action de contrôle [PIS'11] et peuvent supprimer les types dangereux de chattering, ce qui en fait un choix approprié pour la commande des systèmes mécaniques [CHA'13]. La SMC-2 ont la capacité de stabiliser à zéro en temps fini non seulement la variable glissante, mais aussi ses dérivées temporelles

[DIN'09]. Dans la littérature, les SMC-2 ont été largement étudiés, conduisant à des algorithmes bien établis comme l'algorithme de twisting [LEV'85], [LEV'93], l'algorithme de super-twisting [LEV'93], l'algorithme de sous-optimal [BAR'97] et l'algorithme homogène [LEV'05], [CRU'17] ...etc. La plupart de ces algorithmes sont capables de stabiliser les trajectoires avec un degré relatif égale à deux. Une exception notable est l'algorithme de super-twisting qui peut assurer la stabilité avec un degré relatif égale un. D'autre part, l'algorithme de super-twisting a été largement mis en œuvre pour contrôler le MAS comme dans [RAS'05], [LAS'20], [MOR'18] et pour concevoir des observateurs robustes pour la MAS comme dans [AUR'07], [ROA'09].

L'objectif de cette section est de donner un aperçu de certains algorithmes importants du mode glissant d'ordre deux. De plus, on conçoit un contrôle robuste basé sur l'algorithme de super-twisting pour contrôler la MAS.

III.4.1 Concepts de base

Considérons le système non linéaire SISO écrit sous la forme d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.45})$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état du système, $f(x), g(x)$ deux champs de vecteurs lisses, u est l'entrée de commande. La variable glissante est introduite comme un paramètre de conception de la commande :

$$S = S(x) \quad (\text{III.46})$$

Où $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$. S peut être conçu selon le degré relatif r approprié et la dynamique zéro stable correspondante $S = 0$.

Définition 1. La surface de glissement à un degré relatif d'ordre r signifie que S doit être différencié r fois avant que l'entrée u n'apparaisse.

Définition 2. Supposons que les premières dérivées successives de S_i soient des fonctions lisses, définies par les égalités [FRID'02]:

$$S_i = \dot{S}_i = \ddot{S}_i \dots = S_i^{r_i-1} = 0 \quad i = 1, \dots, m, \quad (\text{III.47})$$

On dit qu'il existe un mode glissant d'ordre r par rapport à la variable de glissement S s'il génère une solution (III.47), c'est-à-dire qu'il se compose des trajectoires au sens de Filippov.

Si le système à un degré relatif $r = 1$ par rapport à S , la commande SMC de premier ordre peut stabiliser $S = 0$ en temps fini, mais \dot{S} est non nul, ce qui peut facilement conduire à un chattering dans la trajectoire de sortie. La SMC-2 peut stabiliser le même système (avec $r = 2$) sur l'ensemble glissant $S = \dot{S} = 0$ en temps fini.

Étant donné que la SMC-2 maintient également $\dot{S} = 0$, c'est un moyen efficace d'éliminer ou de réduire le chattering. Pour les systèmes avec $r = 2$, la commande par SMC de premier ordre peut seulement atteindre la stabilité exponentielle dans certains cas et d'autres systèmes deviennent instables [LAR'09]. Par conséquent, généralement au moins un contrôleur de second ordre est nécessaire pour un système de degré relatif égal à deux.

III.4.2 Algorithmes du mode glissant d'ordre deux

Les algorithmes suivants sont une alternative puissante qui résout le problème de chattering sans compromettre les propriétés de robustesse. Chacun de ces algorithmes est caractérisé par quelques paramètres constants, tous ces paramètres doivent être réglés afin d'atteindre l'objectif de contrôle.

III.4.2.1 Algorithme de twisting

L'algorithme de twisting a été introduit par Levantovsky et Levant [LEV'85], [LEV'93]. Historiquement, c'est l'algorithme conventionnel par mode glissant du second ordre qui pilote la sortie et sa dérivée du système avec un degré relatif égale deux vers l'origine en temps fini. La trajectoire du système dans le plan de phase tourne autour de l'origine et ensuite converge vers l'origine comme indique dans la figure III.14.

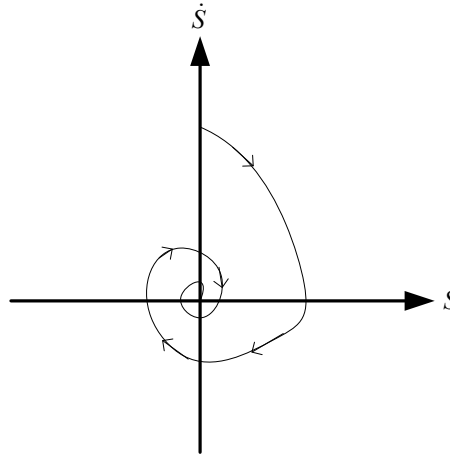


Fig. III.14 Convergence de l'algorithme twisting dans le plan de phase

L'algorithme de twisting est défini par:

$$\dot{u}_1(t) = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0, |u| \leq 1 \\ -V_M \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.48})$$

Les conditions suffisantes correspondantes pour la convergence en temps fini vers la surface de glissement (\$S = \dot{S} = 0\$) sont :

$$V_M > V_m, V_m > \frac{4\Gamma_M}{S_0}, V_m > \frac{\Phi}{\Gamma_m}, \Gamma_m V_M - \Phi > \Gamma_M V_m + \Phi \quad (\text{III.49})$$

Où \$S_0, \Phi, \Gamma_m, \Gamma_M, V_M, V_m\$ sont des constantes positives. Le contrôleur similaire est :

$$u(t) = \begin{cases} -V_m \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0 \\ -V_M \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

En prenant en compte les différentes trajectoires limites, la borne supérieure du temps de convergence peut être définie comme suit [BAR'99] :

$$\Gamma_{tw\infty} \leq t_{M1} + O_{tw} \frac{1}{1-\theta_{tw}} \sqrt{|S_{M1}|} \quad (\text{III.51})$$

S_{M1} est la valeur de la variable S correspondant au premier croisement d'abscisse dans le plan (S, \dot{S}) , t_{M1} est l'instant correspondant, O_{tw}, θ_{tw} sont donnés par :

$$O_{tw} = \sqrt{2} \frac{\Gamma_m V_M + \Gamma_M V_m}{(\Gamma_m V_M - \Phi) \sqrt{\Gamma_M V_m + \Phi}}, \quad \theta_{tw} = \sqrt{\frac{\Gamma_M V_m + \Phi}{\Gamma_m V_M - \Phi}} \quad (\text{III.52})$$

III.4.2.2 Algorithme sous-optimal

L'algorithme sous-optimal a été proposé par Bartolini [BAR'97], cet algorithme est inspiré de la commande optimale classique d'un double intégrateur. Les trajectoires sur le plan de phase sont confinées dans des arcs paraboliques limites qui incluent l'origine.

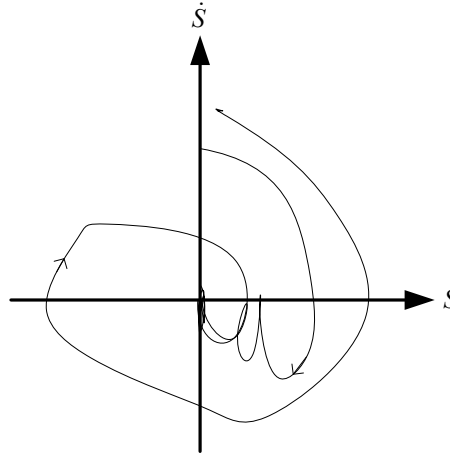


Fig. III.15 Convergence de l'algorithme sous-optimal dans le plan de phase

L'algorithme est décrit par les expressions suivantes [BAR'97], [BAR'99]:

$$u(t) = -\alpha(t) V_M \text{sign}\left(S - \frac{1}{2} S_M\right)$$

$$\alpha(t) = \begin{cases} \alpha^* & \text{si } \left(S - \frac{1}{2} S_M\right)(S_M - S) > 0 \\ 1 & \text{si } \left(S - \frac{1}{2} S_M\right)(S_M - S) \leq 0 \end{cases} \quad (\text{III.53})$$

S_M : est la dernière valeur de S correspondant à la valeur zéro à l'état final.

Les conditions sur le gain α^* pour la convergence en temps fini vers la surface de glissement ($S = \dot{S} = 0$) sont :

$$\alpha^* \in \left(0 \quad 1\right] \cap \left(0 \quad \frac{3T_m}{T_M}\right)$$

$$V_m \geq \max\left(\frac{\Phi}{\alpha^* T_m}, \frac{4\Phi}{3T_m - \alpha^* T_m}\right) \quad (\text{III.54})$$

La borne supérieure du temps de convergence peut être déterminée par [BAR'99] :

$$\Gamma_{opt_\infty} \leq t_{M1} + O_{opt} \frac{1}{1 - \theta_{opt}} \sqrt{|S_{M1}|} \quad (\text{III.55})$$

O_{opt} , θ_{opt} sont donnés par :

$$O_{opt} = \frac{(\Gamma_m + \alpha^* \Gamma_M) V_M}{(\Gamma_m V_M - \Phi) \sqrt{\alpha^* \Gamma_M V_M + \Phi}}, \quad \theta_{opt} = \sqrt{\frac{(\alpha^* \Gamma_M - \Gamma_m) V_M + 2\Phi}{2(\Gamma_m V_M - \Phi)}} \quad (\text{III.56})$$

III.4.2.3 Algorithme de super-twisting

L'algorithme de super-twisting (STA) a été développé par Levant [LEV'93], il est appliqué aux systèmes de degré relatif égal un dont la perturbation est Lipschitz. Les trajectoires de cet algorithme sont caractérisées par la rotation autour de l'origine du diagramme de phase.

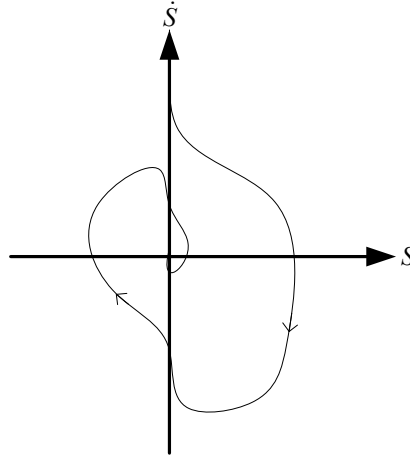


Fig. III.16 Convergence de l'algorithme super-twisting dans le plan de phase

Cet algorithme est défini par :

$$\begin{aligned} u &= u_1 + u_2 \\ \dot{u}_1 &= \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -K \text{sign}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \\ u_2 &= \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III.57})$$

Où $K, \lambda, S_0, \Phi, \Gamma_m, \Gamma_M$ sont des constantes positives. Les conditions suffisantes correspondantes pour la convergence en temps fini sont :

$$K > \frac{\Phi}{\Gamma_m}, \quad \lambda^2 \geq \frac{4\Phi}{\Gamma_m^2} \frac{\Gamma_M (K + \Phi)}{\Gamma_m (K - \Phi)}, \quad 0 < \rho \leq 0.5 \quad (\text{III.58})$$

D'autre part, lorsque le système contrôlé dépend linéairement de u , la loi de commande n'a pas besoin d'être bornée et peut être simplifiée en deux parties, un terme continu et une fonction discontinue derrière l'intégrateur, ce qui donne une sortie de commande continue :

$$\begin{cases} u = -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -K \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{III.59})$$

Cet algorithme n'a pas besoin d'évaluer le signe de la dérivée temporelle de la variable glissante. Le choix $\rho = 0.5$ garantit l'atteint maximal de l'ordre de glissement réel [BAR'99].

III.4.3 Commande de la MAS par SMC d'ordre deux

L'objectif de cette partie est de concevoir un contrôleur de vitesse et de flux de la MAS basés sur la SMC d'ordre deux. La loi de commande sera conçue par l'algorithme de super-twisting avec et sans commande équivalente. Pour mettre en œuvre l'algorithme de super-twisting, qui a des performances robustes, on considère le modèle mathématique de la MAS donné dans (I.37).

III.4.3.1 Algorithme de super-twisting basé sur la commande équivalente

Pour développer la loi de commande selon l'algorithme du super-twisting, la surface de glissement S est choisie en fonction des erreurs de vitesse $e_1 = \Omega_r^* - \Omega_r$ et de module carré du flux rotorique $e_2 = \varphi_r^{*2} - \varphi_r^2$ avec un degré relatif égal à un. A partir de l'équation de Slotine (III.1), les fonctions de commutation sont sélectionnées comme suit :

$$\begin{aligned} S_1 &= c_3 e_1 + \dot{e}_1 \\ S_2 &= c_4 e_2 + \dot{e}_2 \end{aligned} \quad (\text{III.60})$$

Avec :

$$\varphi_r^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad (\text{III.61})$$

Ω_r^* et φ_r^* sont les trajectoires de référence souhaitées pour la vitesse du rotor et l'amplitude du flux. c_1, c_2 sont des constantes positives à choisir en fonction des performances de contrôle.

L'objectif est de forcer la vitesse et le module carré du flux rotorique à suivre leurs références souhaitées. Tout d'abord, les dérivées des surfaces de glissement sont :

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= c_3 \dot{e}_1 + \ddot{e}_1 \\ \dot{S}_2 &= c_4 \dot{e}_2 + \ddot{e}_2 \end{aligned} \quad (\text{III.62})$$

Le système (III.62) peuvent être réécrites sous forme matricielle comme :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} - AB \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.63})$$

Où:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\mu}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{2M}{T_r \sigma L_s} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -\varphi_{r\beta} & \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\alpha} & \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.64})$$

F_1, F_2 sont définies comme suit :

$$\begin{aligned}
F_1 &= -\mu \left(\frac{1}{T_r} + \gamma - c_3 \right) (\varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\alpha} - \varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\beta}) + \mu b \omega_r \varphi_r^2 + \mu \omega_r (\varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\beta}) \\
&\quad + c_3 \left(\frac{C_r}{J} + \dot{\Omega}^* \right) + \frac{\dot{C}_r}{J} + \ddot{\Omega}^* \\
F_2 &= -\frac{2}{T_r} \left(\frac{2}{T_r} - c_4 + \frac{bM}{T_r} \right) \varphi_r^2 + \frac{2M}{T_r} \left(\frac{3}{T_r} + \gamma - c_4 \right) (\varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\beta}) \\
&\quad - \frac{2M^2}{T_r^2} (\dot{i}_{s\alpha}^2 + \dot{i}_{s\beta}^2) + \frac{2M}{T_r} \omega_r (\varphi_{r\beta} \dot{i}_{s\alpha} - \varphi_{r\alpha} \dot{i}_{s\beta}) + c_4 \dot{\varphi}_r^* + \ddot{\varphi}_r^*
\end{aligned} \tag{III.65}$$

Les lois de commandes $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ en (III.63) sont conçues pour être une combinaison de deux termes. Le premier terme $(V_{s\alpha}^{eq}, V_{s\beta}^{eq})$ est le terme de la commande équivalente et le deuxième terme $(V_{s\alpha}^{STA}, V_{s\beta}^{STA})$ est l'algorithme de super-twisting qui est utilisé pour remplacer le terme discontinu dans la commande SMC conventionnelle [RAS'05]:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = V_{s\alpha}^{eq} + V_{s\alpha}^{STA} \\ V_{s\beta} = V_{s\beta}^{eq} + V_{s\beta}^{STA} \end{cases} \tag{III.66}$$

Les commandes équivalentes $(V_{s\alpha}^{eq}, V_{s\beta}^{eq})$ sont déterminées en régime permanent en considérant $\dot{S}_1 = \dot{S}_2 = S_1 = S_2 = 0$.

A partir de (III.63), les commandes équivalentes assurant la convergence de la dynamique du système sont définies par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha}^{eq} \\ V_{s\beta}^{eq} \end{bmatrix} = B^{-1} A^{-1} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \tag{III.67}$$

La commande équivalente permet d'améliorer la réponse transitoire et de garantir le découplage entre la vitesse et le flux du moteur. Généralement, l'algorithme de super-twisting est ajouté pour éliminer les erreurs en régime permanent et pour attirer les variables d'état du système à la surface du glissement.

L'algorithme de STA est introduit par:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha}^{STA} \\ V_{s\beta}^{STA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} |S_1|^{1/2} \text{sign}(S_1) + \lambda_{12} \int \text{sign}(S_1) dt \\ \lambda_{21} |S_2|^{1/2} \text{sign}(S_2) + \lambda_{22} \int \text{sign}(S_2) dt \end{bmatrix} \tag{III.68}$$

Où les coefficients $\lambda_{11}, \lambda_{12}, \lambda_{21}, \lambda_{22}$ sont des gains positifs, à concevoir pour assurer la stabilité du système. Ainsi, la commande de la MAS par STA avec une commande équivalente est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha}^{eq} \\ V_{s\beta}^{eq} \end{bmatrix} + B^{-1} \begin{bmatrix} V_{s\alpha}^{STA} \\ V_{s\beta}^{STA} \end{bmatrix} \tag{III.69}$$

La loi de commande existe à condition que la matrice B soit inversible :

$$|B| = -\varphi_r^2 \neq 0 \tag{III.70}$$

On peut toujours choisir les conditions initiales $\varphi_r^2(0) \neq 0$ dans l'observateur de flux pour garantir que la matrice B^{-1} existe. A partir de la loi de commande (III.69), la dynamique de la surface de glissement (III.63) devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = -A \begin{bmatrix} V_{s\alpha}^{STA} \\ V_{s\beta}^{STA} \end{bmatrix} \tag{III.71}$$

La loi de commande doit satisfaire la condition de stabilité $S\dot{S} \leq 0$ pour attirer le système vers les surfaces de glissement à partir de n'importe quelle condition initiale.

À partir de (III.71), on obtient :

$$\dot{S}_1 = -\frac{\mu}{\sigma L_s} \left(\lambda_{11} |S_1|^{1/2} \text{sign}(S_1) + \lambda_{12} \int \text{sign}(S_1) dt \right) \tag{III.72}$$

Alors, la condition de stabilité est :

$$S_1 \dot{S}_1 = -\frac{\mu}{\sigma L_s} \left(\lambda_{11} |S_1|^{3/2} \text{sign}(S_1) + \lambda_{12} S_1 \int \text{sign}(S_1) dt \right) < 0 \tag{III.73}$$

D'après (III.73), on peut voir que la condition de stabilité est garantie tant que λ_{11} et λ_{12} sont positifs. La même analyse s'applique au contrôle du flux.

La boucle de commande de la MAS par STA avec une commande équivalente est représentée par la figure suivante :

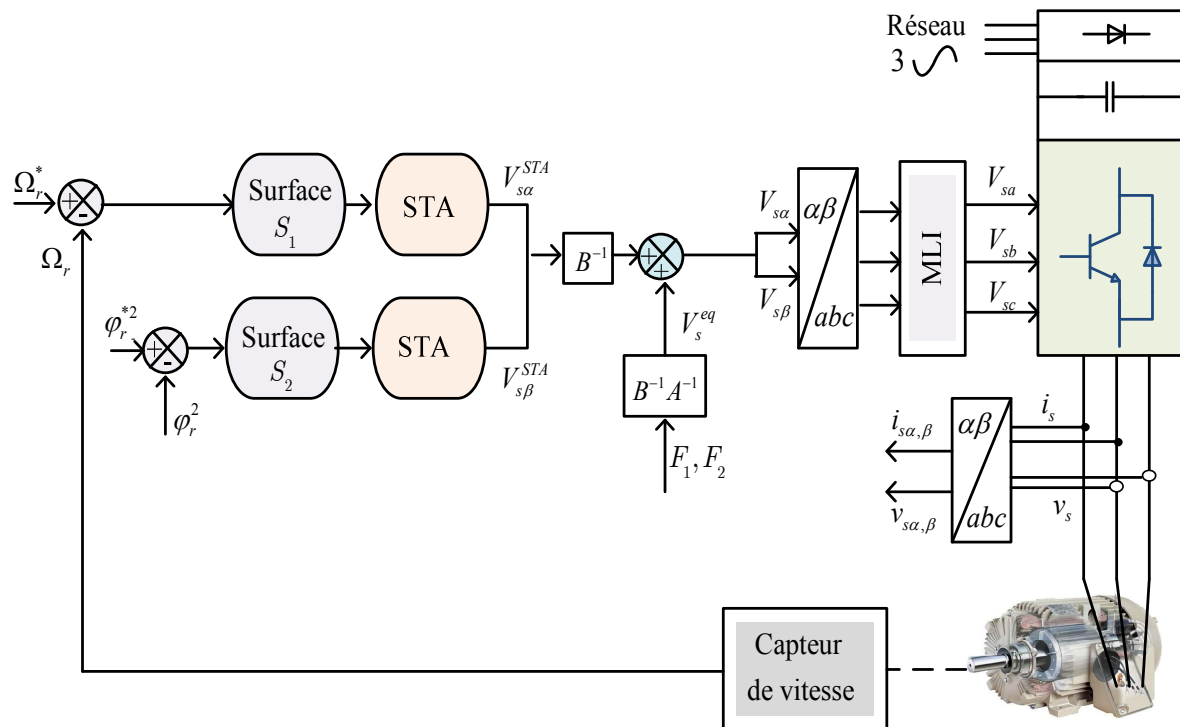


Fig. III.17 Schéma structurel de la SMC d'ordre deux de la MAS

III.4.3.2 Algorithme de super-twisting basé sur la fonction barrière

L'application de STA à la MAS présente une conception simple, une réduction des vibrations et une mise en œuvre à faible coût [ZHA'17], [KRI'19]. Cependant, en pratique, la commande STA n'est pas capable de supprimer complètement l'effet de chattering, car elle produit toujours des oscillations rapides de faible amplitude près de la surface de glissement [PÉR'19]. Les oscillations rapides sont dues aux gains de commutation de l'algorithme, car dans la plupart des cas, ces gains sont choisis relativement grands pour assurer la stabilité du système, ce qui conduit à une activité à haute fréquence.

Afin d'éliminer le chattering causé par la surestimation des gains de commutation, plusieurs améliorations ont été proposées. La première idée était d'adapter les gains du STA en les augmentant jusqu'à ce que le mode glissant soit détecté, puis en les fixant à ces valeurs [OBE'20]. Cependant, cette technique peut conduire à des gains de commutation surestimés car les incertitudes/perturbations ne sont pas fixes. Une solution consiste à adapter ces gains pour augmenter et diminuer en fonction des perturbations dans le système.

Récemment, la fonction barrière (figure III.18 à gauche) a été proposée pour garantir que les gains de commutation du SMC ne soient pas surestimés, tout en minimisant les effets de chattering et en assurant la convergence vers les surfaces de glissement [OBE'18], [OBE'20], [SVE'20].

Dans [SVE'20], la fonction de barrière a été modifiée en fonction quasi-barrière QBF (figure III.18 à droite) pour mettre à jour les gains du STA. L'algorithme de super-twisting basé sur la fonction quasi-barrière (BSTA) fournit des signaux de sortie continus et permet simultanément de diminuer et d'augmenter les gains du STA en fonctions de la variable de glissement.

Pour illustrer les performances du BSTA, dans l'analyse suivante, cette technique est appliquée à la MAS sans ajouter la commande équivalente, pour faciliter le calcul, comme décrit dans l'article [FAR'22].

La fonction barrière est une fonction paire, semi-définie positive et continue sur l'intervalle $x \in]-\varepsilon, \varepsilon[$ et donnée par :

$$K_{BF}(x) = \bar{L} \frac{|x|}{\varepsilon - |x|}, \varepsilon > 0 \quad (\text{III.74})$$

Cette fonction est strictement croissante sur $x \in [0, \varepsilon[$ et a un minimum unique à zéro :

$$\begin{aligned} K_{BF}(x) &\in [b, +\infty[\\ K_{BF}(|x| \rightarrow \varepsilon) &= +\infty, K_{BF}(0) = b \geq 0 \end{aligned} \quad (\text{III.75})$$

La QBF est donnée par [SVE'20]:

$$\begin{aligned} \tilde{K}_{BF}(S) &= \bar{L} \frac{\text{sat}_{\tilde{\varepsilon}}(|S|)}{\varepsilon - \text{sat}_{\tilde{\varepsilon}}(|S|)}, \tilde{\varepsilon} > 0 \\ \tilde{K}_{BF}(|S| \rightarrow \tilde{\varepsilon}) &= 1 \end{aligned} \quad (\text{III.76})$$

Où : $\bar{L}, \varepsilon, \tilde{\varepsilon}$ sont des constantes positives et la fonction de saturation peut s'écrire :

$$sat_{\tilde{\varepsilon}}(S) = \begin{cases} S & |S| < \tilde{\varepsilon} \\ \tilde{\varepsilon} sign(S) & |S| \geq \tilde{\varepsilon} \end{cases} \quad (\text{III.77})$$

La QBF prend des valeurs minimales lorsque $|S| < \tilde{\varepsilon}$, et les gains STA s'adaptent, qui diminueront en conséquence. Par contre, la QBF prend sa valeur maximale (égale à 1) lorsqu'une perturbation se produit $|S| > \tilde{\varepsilon}$, c'est-à-dire retour au mode de fonctionnement normal du STA. La fonction barrière et la fonction quasi-barrière sont illustrées dans la figure suivante :

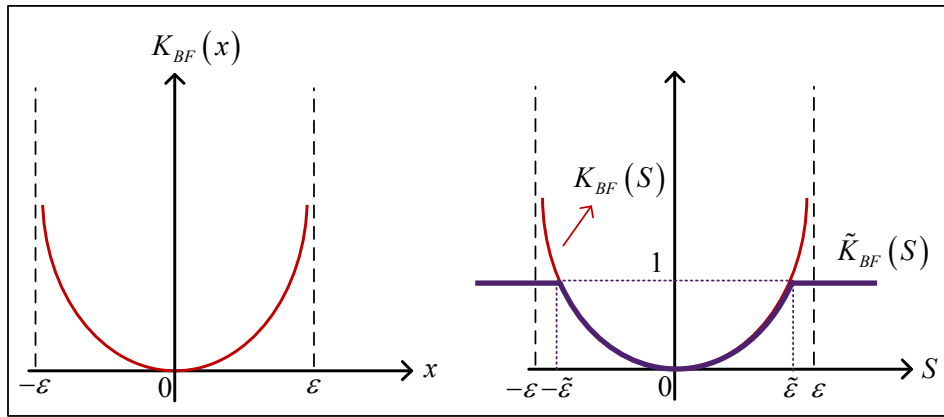


Fig. III.18 Fonction barrière et fonction quasi-barrière

Pour une transition lisse de STA à BSTA [SVE'20], le gain de la fonction barrière est défini selon (III.76), (III.77) et la figure III.18:

$$\bar{L}_i = \frac{\varepsilon_i - \tilde{\varepsilon}_i}{\tilde{\varepsilon}_i}, \quad i = 1, 2 \quad (\text{III.78})$$

La loi de commande adaptative BSTA est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha}^{BSTA} \\ V_{s\beta}^{BSTA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{K}_{BF1}(S_1) \left(\lambda_{11} |S_1|^{1/2} sign(S_1) + \lambda_{12} \tilde{K}_{BF1}(S_1) \int sign(S_1) dt \right) \\ \tilde{K}_{BF2}(S_2) \left(\lambda_{21} |S_2|^{1/2} sign(S_2) + \lambda_{22} \tilde{K}_{BF2}(S_2) \int sign(S_2) dt \right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.79})$$

Où:

$$\tilde{K}_{BFi}(x) = \bar{L}_i \frac{sat_{\tilde{\varepsilon}_i}(|S_i|)}{\varepsilon_i - sat_{\tilde{\varepsilon}_i}(|S_i|)}, \quad i = 1, 2 \quad (\text{III.80})$$

En remplaçant (III.79) dans (III.69) et en ignorant le terme de la commande équivalente, les variables de commande du BSTA appliqué à la MAS sont données comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = B^{-1} \begin{bmatrix} V_{s\alpha}^{BSTA} \\ V_{s\beta}^{BSTA} \end{bmatrix} = B^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{K}_{BF1}(S_1) \left(\lambda_{11} |S_1|^{1/2} sign(S_1) + \lambda_{12} \tilde{K}_{BF1}(S_1) \int sign(S_1) dt \right) \\ \tilde{K}_{BF2}(S_2) \left(\lambda_{21} |S_2|^{1/2} sign(S_2) + \lambda_{22} \tilde{K}_{BF2}(S_2) \int sign(S_2) dt \right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.81})$$

La stabilité du BSTA, pour garantir la convergence de toutes les trajectoires vers zéro, est détaillée dans l'annexe B. La boucle de contrôle de la MAS par BSTA sans commande équivalente est illustrée par la figure suivante :

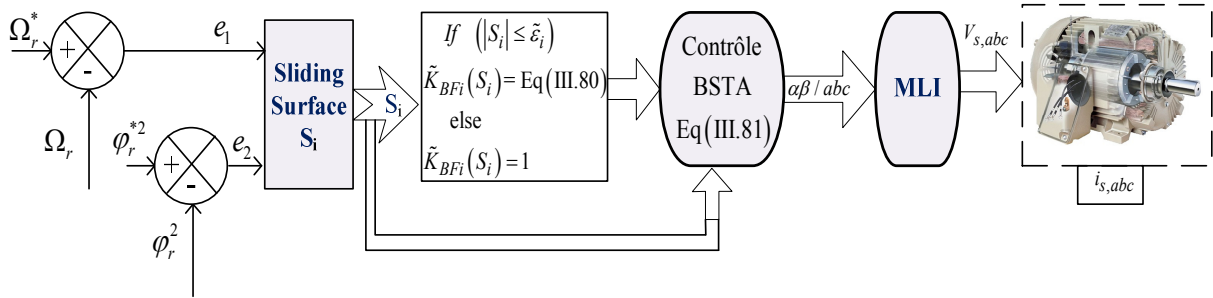


Fig. III.19 Schéma structurel du contrôle adaptatif de BSTA

III.4.3.3 Commande DTC-STA

La commande DTC conventionnelle est basée sur des régulateurs de type PI et des correcteurs à hystérésis. Malgré sa simplicité, la présence de ce type de régulateur peut être l'origine de beaucoup de problème à savoir la sensibilité aux incertitudes paramétriques et le volume de calcul surtout au niveau de la table de commutation. Pour surmonter ces problèmes, l'algorithme STA est introduit tout en éliminant les régulateurs et les correcteurs ainsi que la table de commutation.

Le couple électromagnétique de référence est généré par l'algorithme STA comme suit :

$$C_{em}^* = \lambda_1 |S_1|^{1/2} \text{sign}(S_1) + \beta_1 (S_1) \int \text{sign}(S_1) dt \quad (\text{III.82})$$

Où la surface de glissement est définie comme l'erreur de vitesse :

$$S_1 = \Omega_r^* - \Omega_r \quad (\text{III.83})$$

D'autre part, les surfaces de glissement du flux et du couple sont définies comme suit :

$$\begin{cases} S_d = \varphi_{s\alpha}^* - \hat{\varphi}_{s\alpha} \\ S_q = C_{em}^* - \hat{C}_{em} \end{cases} \quad (\text{III.84})$$

La loi de commande par STA pour contrôler le flux et le couple du moteur est définie comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = \lambda_2 |S_d|^{1/2} \text{sign}(S_d) + \beta_2 (S_d) \int \text{sign}(S_d) dt \\ V_{sq} = \lambda_3 |S_q|^{1/2} \text{sign}(S_q) + \beta_3 (S_q) \int \text{sign}(S_q) dt \end{cases} \quad (\text{III.85})$$

Les détails de la commande DTC sont discutés au chapitre II. L'analyse de la stabilité de l'algorithme de STA peut être trouvée dans [LAS'20].

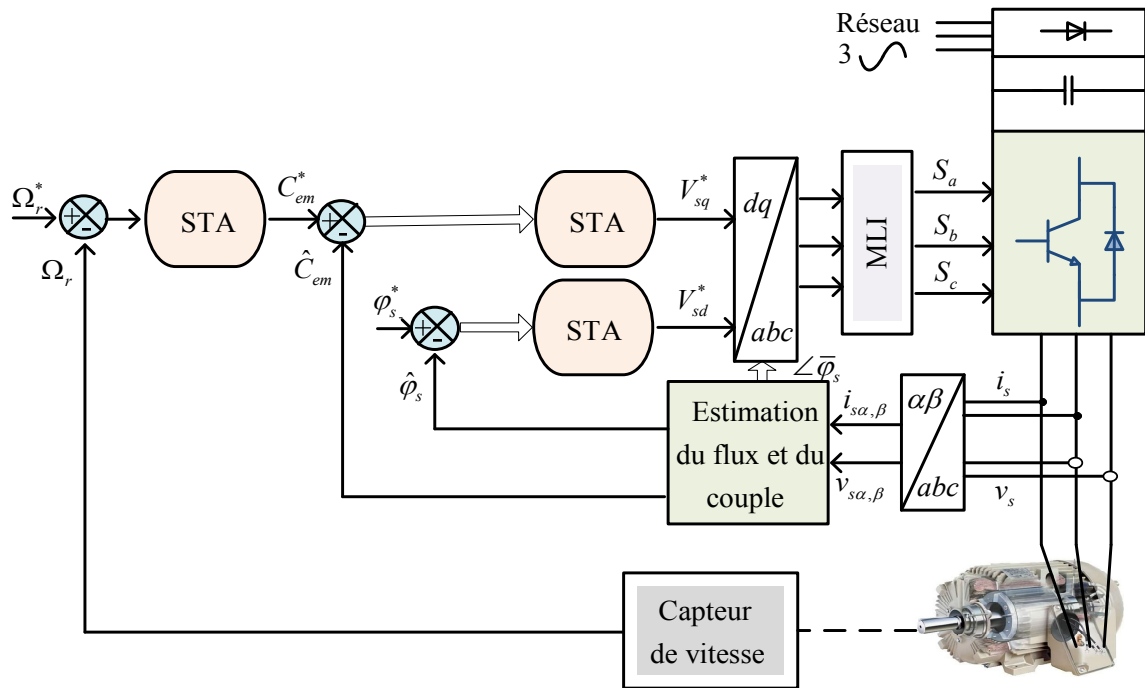


Fig. III.20 Schéma structurel de la commande DTC-STA

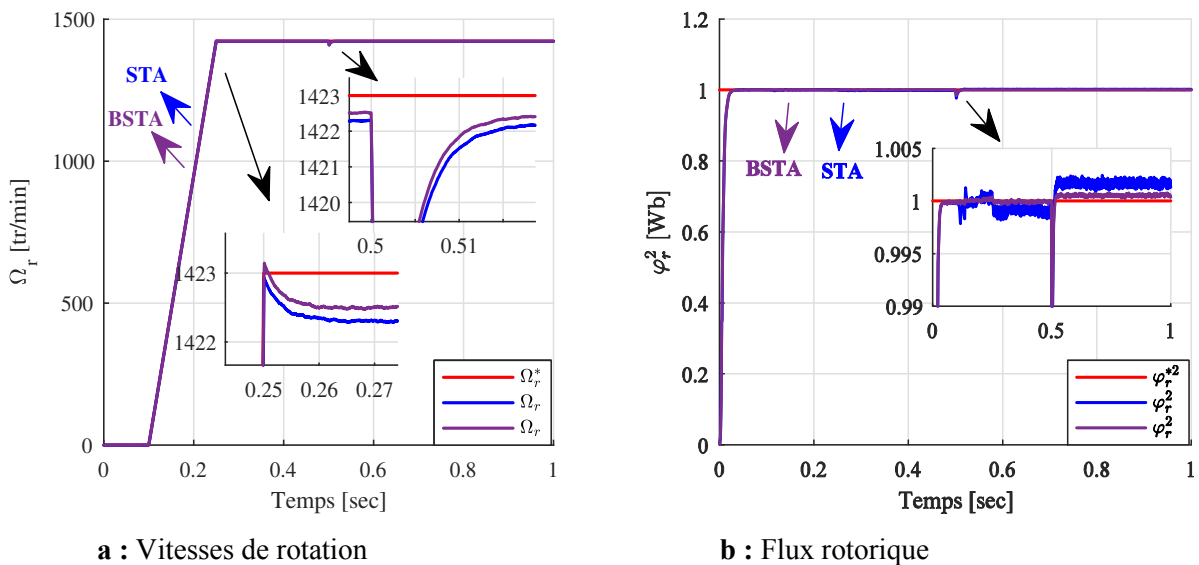
III.4.3.4 Résultats de simulation de la commande par SMC d'ordre deux

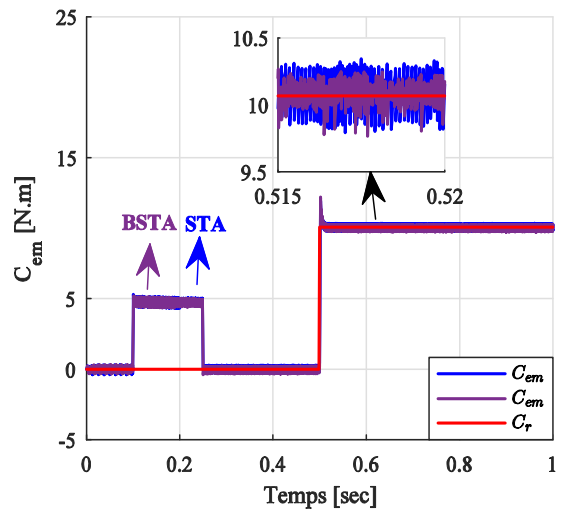
A) Algorithme de super-twisting sans et avec la fonction barrière

Afin de voir l'utilité de la fonction barrière, qui limite les valeurs des gains afin d'atténuer le chattering, une comparaison par simulation et à l'aide du logiciel MATLAB-SIMULINK est faite.

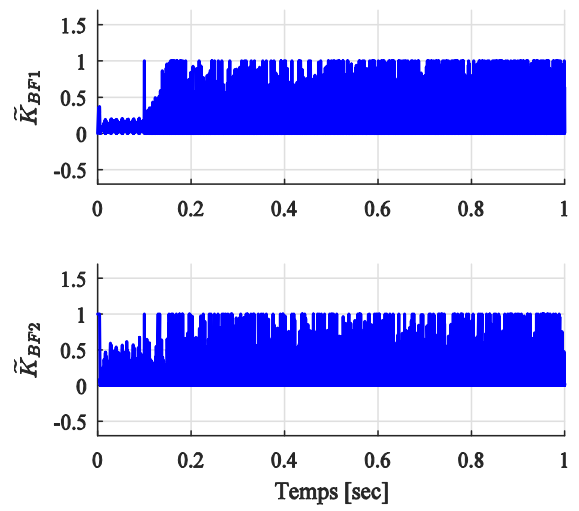
Il s'agit de faire une comparaison entre une commande basée sur l'algorithme STA, avec une commande équivalente, et une commande optimisée à l'aide de la fonction barrière sans terme de commande équivalente.

Les paramètres de la MAS utilisée ainsi que ceux des algorithmes sont donnés dans l'annexe C. La figure III.21 récapitule les allures obtenues.

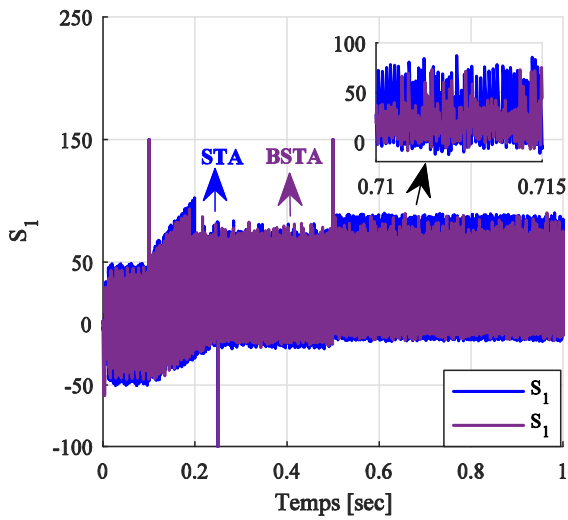




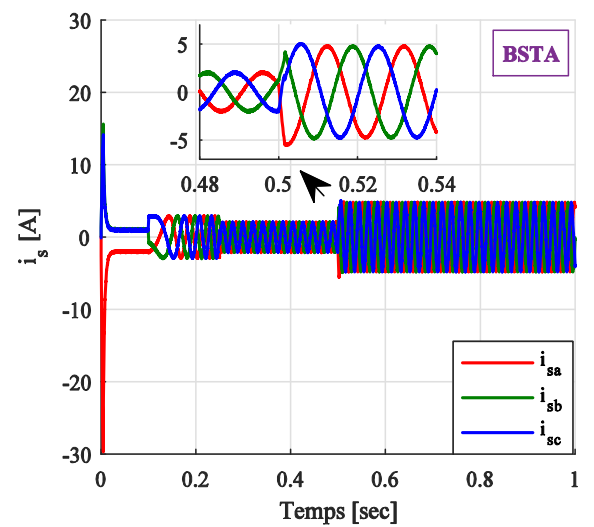
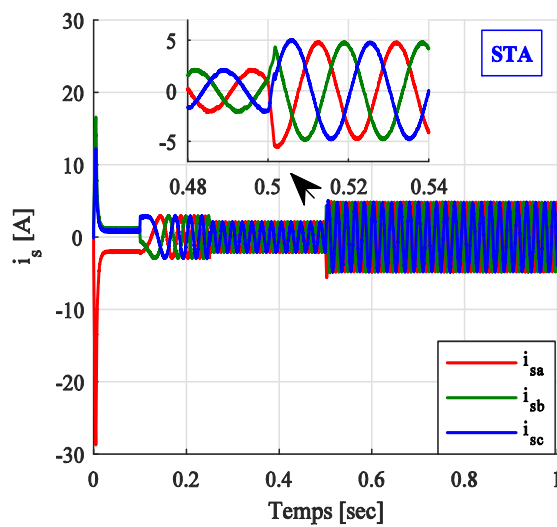
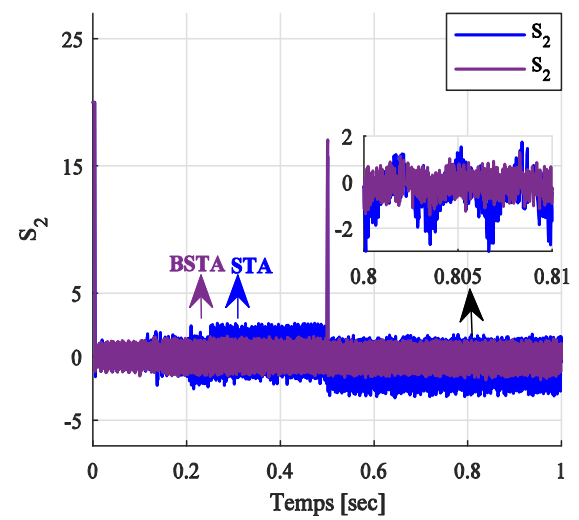
c : Couple électromagnétique et couple de charge



d : Sorties des gains de BSTA



e : Surfaces de glissement de la vitesse et du flux



f : Courants statoriques

Fig. III.21 Résultats de simulation de la commande STA et BSTA

Pour les deux algorithmes, la vitesse suit parfaitement sa référence nominale (1423 tr/min) avec un bon rejet de couple de charge ($C_r = 10$ Nm) appliqué à $t = 0.5$ sec. On peut remarquer quelques erreurs en régime permanent pour les deux algorithmes (voir tableau III.3), et cela est dû aux perturbations du système. Ces erreurs peuvent être compensées en augmentant la constante c_1 , mais cela affecte négativement la commande, car cela entraîne des fortes oscillations et un dépassement de la réponse en vitesse. Néanmoins, les zooms (figure III.21 (a)) montrent que le BSTA est plus précis que le STA, de même que le temps de réponse et le temps de montée en BSTA sont un peu meilleurs que dans le STA.

Tableau III.3: Performances de contrôle en régime permanent

Temps [sec]	Algorithme	Erreurs de vitesse [tr/min]	THD de courant [%]
[0.8 à 0.86]	STA	0.8137	13.75
	BSTA	0.5272	13.4

Dans la réponse du flux rotorique (figure III.21 (b)) le découplage est assuré. On peut voir que les deux algorithmes ont le même comportement de flux avec des amplitudes identiques. Au moment de l'application de la charge, on observe une petite atténuation de l'amplitude du flux, qui disparaît par la suite.

D'après la figure III.21 (c), quelques oscillations peuvent être observées sur la réponse du couple. Cependant, la compensation du couple de charge est toujours assurée parfaitement pour les deux algorithmes.

Le tableau III.4 montre une analyse comparative des gains des deux algorithmes STA et BSTA. Il est clair que les gains de l'algorithme STA sont fixés ce qui fixe l'effet de chattering, alors que ceux de l'algorithme BSTA diminuent avec le temps selon la perturbation, ce qui réduit l'effet de chattering.

Tableau III.4 : Quelques comparaisons entre les valeurs de gains du STA et de BSTA

Temps [s]	Algorithme	λ_{11}	λ_{12}	λ_{21}	λ_{22}
All time	STA	7600	500	860	500
0.04	BSTA	456	1.8	5160	180
0.35	BSTA	425.6	1.56	301	0.6125
0.5	BSTA	7600	500	8600	500
0.7	BSTA	387.6	1.3	1419	13.61

Les surfaces de glissement pour les deux algorithmes et les deux grandeurs (flux et vitesse) sont comparées sur la figure III.21 (e). L'examen des surfaces prouve que le phénomène de chattering peut être atténué par l'algorithme BSTA suite à l'adaptation des gains et en fonction des perturbations sans surestimer leurs valeurs. Cette supériorité, de l'algorithme BSTA par rapport à celui de STA, peut être justifiée par les valeurs de RMS des surfaces données dans le tableau III.5.

Tableau III.5 : Valeurs moyennes quadratiques (RMS) des surfaces

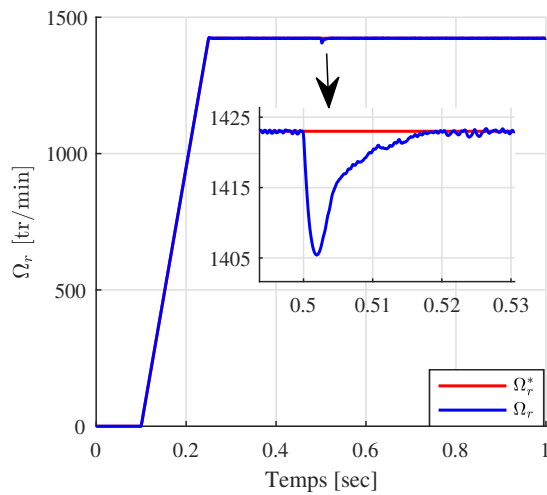
Algorithme	$RMS(S_1)$	$RMS(S_2)$
STA	14.31	0.39
BSTA	4.9	0.09

Les allures des courants pour les deux algorithmes sont juxtaposées sur la figure III.21(f). En termes de THD, une légère amélioration peut être apportée à la qualité du courant en utilisant l’algorithme BSTA (13.4) comparativement à l’algorithme STA (13.75).

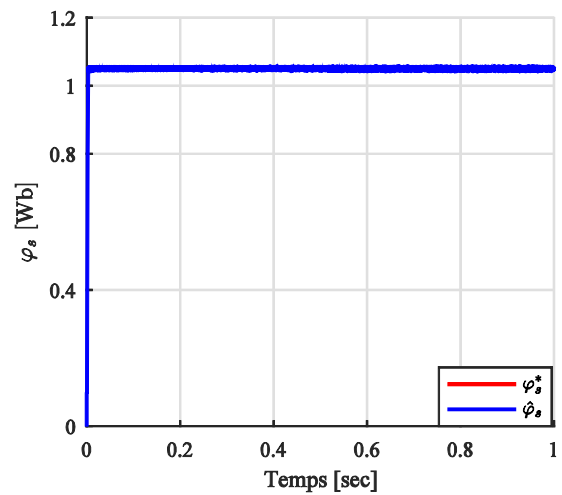
Ainsi, la SMC d’ordre 2 s’appuyant sur l’algorithme BSTA offre une plus grande précision et minimisation de chattering lorsqu’il est mise en œuvre avec une convergence en temps fini vers l’origine du système malgré n’importe quelles perturbations bornées.

B) Commande DTC-STA

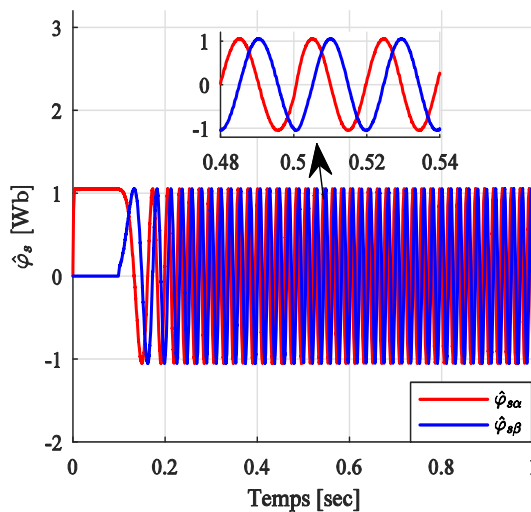
Afin de voir l’efficacité de la commande DTC associée à l’algorithme STA, le schéma bloc de la figure III.20 est simulé dans un environnement MATLAB/SIMULINK, dont les paramètres sont indiqués dans l’annexe C.



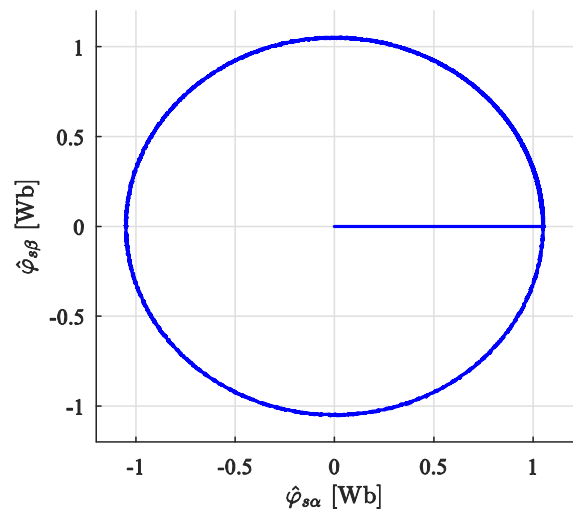
a : Vitesses de rotation



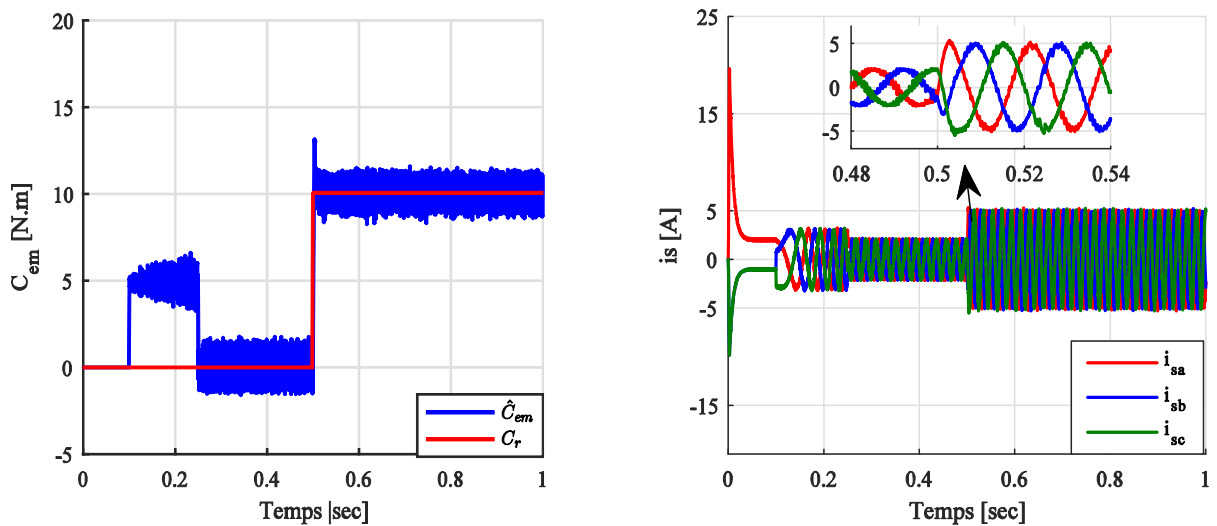
b : Flux rotorique



c : Composantes du flux statorique



d : Trajectoire du flux statorique



e : Couple électromagnétique et couple de charge f : Courants de phases statoriques

Fig. III.22 Résultats de simulation de la commande DTC-STA

L'analyse des courbes de la figure III.22 montre que la commande DTC-STA fournit des réponses rapides et robustes contre la perturbation externe, où l'on peut noter les points suivants :

- ✓ Les composantes de flux ont une réponse lisse sans chattering.
- ✓ La vitesse suit très bien sa référence.
- ✓ Le couple électromagnétique compense rapidement le couple de charge sans dépassement avec une faible ondulation en régime permanent.
- ✓ Les courants triphasés sont quasi-sinusoïdaux et se comportent bien dans chaque régime de fonctionnement.

III.5 SMC discret

Toutes les commandes mentionnées dans les sections précédentes sont conçues en temps continu, où une discrétisation approximative de la loi de commande est réalisée pour une mise en œuvre dans des processeurs de signaux numériques (DSP) ou dans des microcontrôleurs.

Il existe deux options pour concevoir des algorithmes de contrôle avec leur mise en œuvre correspondante dans plateformes numériques. La première option consiste à concevoir la commande en temps continu, puis à la discrétiser en utilisant la méthode d'Euler explicite. Cette option fonctionne bien pour les fréquences d'échantillonnages élevés ou pour les systèmes à dynamique lente. La deuxième option consiste à échantillonner la dynamique du système à temps continu et la conception d'un contrôleur en temps discret qui peut être implémenté directement dans n'importe quel dispositif numérique. L'avantage de cette option est que la période d'échantillonnage peut être augmentée de manière significative si la précision du modèle échantillonné est élevée. Dans cette option, la précision est garantie pour les systèmes linéaires, mais c'est une tâche difficile pour les systèmes non linéaires [DOM'20].

La SMC se caractérise par une fréquence de commutation infinie en régime permanent [PIS'11]. Le chattering se produit dans les systèmes à temps discret en raison de la discontinuité de commande, où la fréquence de commutation ne peut pas dépasser celle de l'échantillonnage [UTK'11].

L'un des algorithmes de SMC d'ordre deux a été introduit dans [SAL'11] connu sous le nom de Discrete Time Super-twisting like Algorithm (DSTA). DSTA a une grande propriété lorsqu'il est utilisé dans la commande ou dans l'observation bien qu'il y ait des perturbations et d'incertitudes paramétriques dans le système [SAL'14].

La commande de la MAS par commande numérique n'a pas reçu beaucoup d'attention en raison de la difficulté d'accéder à un modèle discret de cette machine [CHI'17]. Une solution a été l'utilisation de la méthode d'Euler explicite. La formulation d'intégrateur variationnel a fourni un meilleur modèle discret que le modèle développé par la méthode explicite d'Euler avec de faibles fréquences d'échantillonnage [DOM'15].

Afin d'éviter des coûts excessifs lors de la mise en œuvre d'algorithmes de commande pour la MAS, il est intéressant d'étudier les performances en boucle fermée de la MAS avec des périodes d'échantillonnage plus élevés afin de les mettre en œuvre dans des microprocesseurs plus économiques et plus simples [DOM'15].

L'objectif de cette section est de concevoir une commande en temps discret pour le moteur asynchrone basée sur la technique du mode glissant en temps discret. Tout d'abord, nous introduisons le modèle mathématique discret de la MAS obtenu par la formulation d'intégration variationnelle, puis nous concevons une commande robuste basée sur DSTA. Enfin, nous effectuons une étude de simulation pour évaluer les performances de la boucle fermée en prenant différentes périodes d'échantillonnage.

III.5.1 Modèle discrétisé de la MAS

Le modèle discret de la MAS dans le référentiel stationnaire (α, β) présenté par Rivera dans [DOM'15] peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} \varphi_{r,k+1} = a_d e^{\theta} \varphi_{r,k} + \frac{M a_d T_e}{T_r} e^{\theta} i_{s,k} \\ i_{s,k+1} = y_d i_{s,k} + \beta_d a_d \varphi_{r,k} - \beta_d a_d^2 e^{\theta} (\varphi_{r,k} + \frac{M T_e}{T_r} i_{s,k}) + \frac{T_e}{\sigma_d} V_{s,k} \\ \Omega_{k+1} = \Omega_k - \frac{f}{J} T_e \Omega_k + \mu_d T_e i_{s,k}^T I_1 \varphi_{r,k} - \frac{T_e}{J} C_{r,k} \end{cases} \quad (\text{III.86})$$

Où l'expression du couple électromagnétique de la MAS est donnée par :

$$C_{em,k} = \mu_d J i_{s,k}^T I_1 \varphi_{r,k} \quad (\text{III.87})$$

$$\text{Avec } \varphi_{r,k} = [\varphi_{r\alpha,k} \quad \varphi_{r\beta,k}]^T, \quad i_{s,k} = [i_{s\alpha,k} \quad i_{s\beta,k}]^T, \quad V_{s,k} = [V_{s\alpha,k} \quad V_{s\beta,k}]^T$$

I_1 est une matrice antisymétrique, et e^{θ} est :

$$e^{\theta} = \begin{bmatrix} \cos(T_e p \Omega_k) & -\sin(T_e p \Omega_k) \\ \sin(T_e p \Omega_k) & \cos(T_e p \Omega_k) \end{bmatrix}, \quad I_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Les coefficients du modèle sont donnée par:

$$\mu_d = \mu a_d, a_d = \frac{T_r}{T_r + T_e}, \mu = p \frac{M}{JL_r}, \beta_d = \frac{M}{L_r \sigma_d}, y_d = 1 - \frac{R_s T_e}{\sigma_d},$$

$$\sigma_d = L_s \sigma + a_d^2 T_e \frac{M^2}{T_r L_r}$$

III.5.2 Commande de la MAS par mode glissant discret

Pour un moteur asynchrone, l'objectif général est de contrôler le flux et la vitesse du rotor. Nous allons concevoir un contrôleur robuste proposé dans [DOMÍ'15] qui est basé sur une version discrète de l'algorithme de Super-Twisting développé dans [SAL'11]. En considérant le modèle mathématique de la MAS (III.84), les erreurs de poursuite des sorties sont :

$$z_{1,k} = y_k - y_{r,k} \quad (\text{III.88})$$

$$\text{Où } z_{1,k} = [z_{11,k} \quad z_{12,k}]^T, y_k = [\Omega_k \quad \varphi_{m,k}]^T \text{ et } \varphi_{m,k} = \varphi_{r,k}^T \varphi_{r,k}.$$

Les dynamiques obtenues sont:

$$z_{1,k+1} = F_{1,k} + DG_k i_{s,k} \quad (\text{III.89})$$

$$\text{Où } F_{1,k} = F_k + d_k$$

$$F_k = \begin{bmatrix} \Omega_k - \frac{f}{J} T_e \Omega_k - \Omega_{r,k+1} \\ a_d^2 \varphi_{m,k} - \varphi_{m,k+1} \end{bmatrix}, \quad d_k = \begin{bmatrix} -\frac{T_e}{J} C_{r,k} \\ \frac{(Ma_d T_e)^2}{T_r} i_{m,k} \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} \mu_d T_e & 0 \\ 0 & \bar{\mu} \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} -\varphi_{r\beta,k} & \varphi_{r\alpha,k} \\ \varphi_{r\alpha,k} & \varphi_{r\beta,k} \end{bmatrix}$$

Avec $\bar{\mu} = \frac{2Ma_d^2 T_e}{T_r}$ et $i_{m,k} = i_{s,k}^T i_{s,k}$ est le module carré des courants statoriques. Maintenant,

les hypothèses suivantes seront utilisées dans la conception du contrôle [DOMÍ'15]:

$$\begin{aligned} C_{r,k+1} &= C_{r,k} \\ i_{m,k+1} &= i_{m,k} \end{aligned} \quad (\text{III.90})$$

En revenant à l'équation (III.89), la dynamique souhaitée peut être définie en supposant :

$$z_{1,k+1} = F_{1,k} + DG_k i_{s,k} = k_1 z_{1,k} \quad (\text{III.91})$$

Avec :

$$k_1 = \begin{bmatrix} k_{11} & 0 \\ 0 & k_{12} \end{bmatrix}, \quad |k_{11}|, |k_{12}| < 1$$

À partir de l'équation (III.91), les courants de référence du stator sont introduits comme :

$$i_{s,r,k} = G_k^{-1} D^{-1} (-F_k + k_1 z_{1,k}) \quad (\text{III.92})$$

Notons que la matrice D n'est pas singulière et $|G_k| = -\varphi_{m,k}$, on peut toujours choisir les conditions initiales $\varphi_{r,k(0)} \neq 0$ pour garantir l'existence de G_k^{-1} . À partir de l'équation (III.92), une action intégrale est ajoutée pour annuler l'effet de toute perturbation:

$$\begin{aligned} i_{s,r,k} &= G_k^{-1} D^{-1} (-F_k + k_1 z_{1,k} + k_i z_{i,k}) \\ z_{i,k+1} &= z_{i,k} + T_e z_{1,k} \end{aligned} \quad (III.93)$$

Avec : $z_{i,k} = [z_{i1,k} \quad z_{i2,k}]^T$, $k_i = \begin{bmatrix} k_{i1} & 0 \\ 0 & k_{i2} \end{bmatrix}$, k_{i1}, k_{i2} sont des gains constants.

Afin de contrôler la MAS, nous utilisons DSTA dans la boucle des courants statorique, les erreurs de poursuites des courants sont données par:

$$z_{2,k} = (z_{21,k} \quad z_{22,k})^T = i_{s,k} - i_{s,r,k} \quad (III.94)$$

La loi de commande de la MAS basée sur DSTA est donnée par :

$$\begin{aligned} V_{s,k} &= -M_1 \beta_0 \text{sign}(z_{2,k}) + z_{3,k} \\ z_{3,k+1} &= z_{3,k} - T_e (M_2 \text{sign}(z_{2,k}) + q_0 z_{3,k}) \end{aligned} \quad (III.95)$$

Avec :

$$\beta_0 = \begin{bmatrix} |z_{21,k}|^{\frac{1}{2}} & 0 \\ 0 & |z_{22,k}|^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix}, \text{sign}(z_{2,k}) = [\text{sign}(z_{21,k}) \quad \text{sign}(z_{22,k})]^T$$

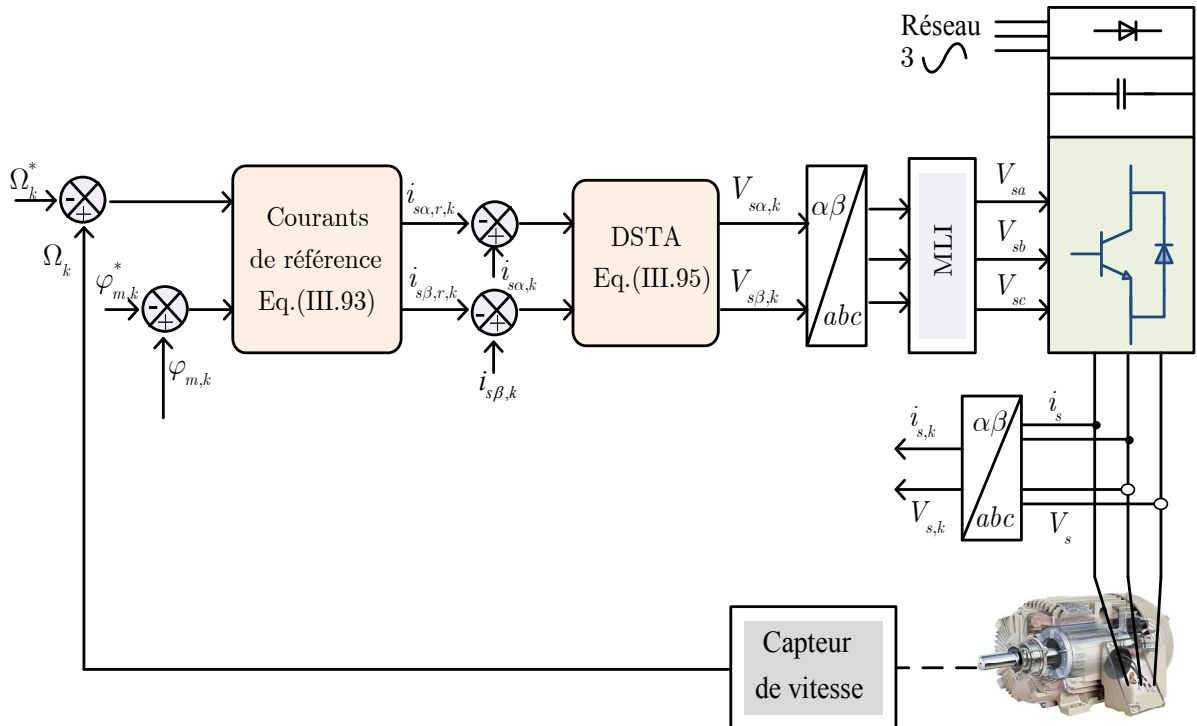


Fig. III.23 Schéma structurel de la SMC discret de la MAS

En remplaçant les courants de référence (III.93) dans le système (III.91), on obtient :

$$\begin{aligned} z_{1,k+1} &= k_1 z_{1,k} + k_i z_{i,k} + d_k \\ z_{i,k+1} &= z_{i,k} + T_e z_{1,k} \end{aligned} \tag{III.96}$$

L'analyse de stabilité de la commande du système peut être trouvée dans [DOMÍ'15]. L'application de la commande par mode glissant discret à la MAS est illustrée par le schéma bloc de la figure III.23.

III.5.3 Résultats de simulation de la SMC discret

L'étape initiale est d'étudier le comportement du DSTA avec différentes valeurs de temps d'échantillonnage et avec application du couple de charge. Les valeurs des gains du DSTA sont indiquées en annexe C.

La figure III.24 présente le suivi de la vitesse de la MAS avec une augmentation de la valeur du temps d'échantillonnage. Pour $T_e = 10\mu s$ la vitesse mesurée montre un bon suivi de sa référence. Même dans le cas d'une augmentation du temps d'échantillonnage à $T_e = 50\mu s$, on observe que la dynamique échantillonnée de la MAS n'est pas affectée par cette augmentation et maintient sa précision. Dans les cas de $T_e = 100\mu s$ et $T_e = 150\mu s$, la vitesse présente de petites déviations et quelques oscillations, mais elle suit correctement sa référence.

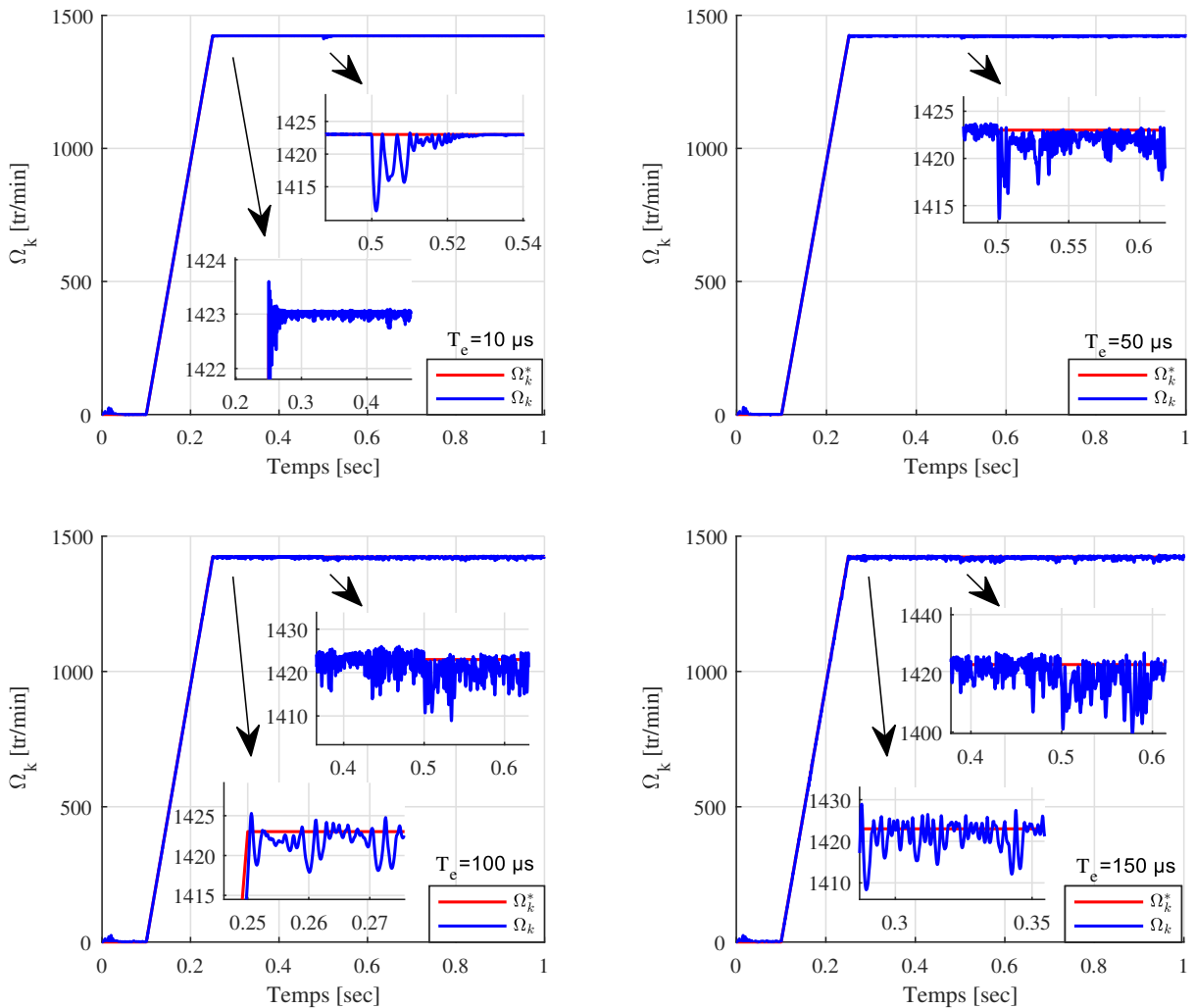


Fig. III.24 Réponse de vitesses avec variation du temps d'échantillonnage

Pour plus de précision, ces résultats peuvent être évalués en présentant la valeur moyenne quadratique (RMS) de l'erreur entre la référence et la vitesse mesurée dans chaque cas de variation de la période d'échantillonnage :

Tableau III.6: RMS de l'erreur de vitesse

Période d'échantillonnage	RMS (tr/min)
$T_e = 10\mu s$	0.0334
$T_e = 50\mu s$	0.41
$T_e = 100\mu s$	0.29
$T_e = 150\mu s$	3.9

Le tableau III.6 montre qu'en augmentant T_e , la valeur de RMS augmente ce qui diminue la précision.

Afin de montrer la réponse du flux rotorique, le temps d'échantillonnage est fixé à $T_e = 10\mu s$ et le flux de référence est fixé à sa valeur nominale de 1Wb. Sur la figure III.25 on peut voir que le découplage est assuré et que les deux composantes du flux sont parfaitement en quadrature avec des amplitudes identiques et sans chattering.

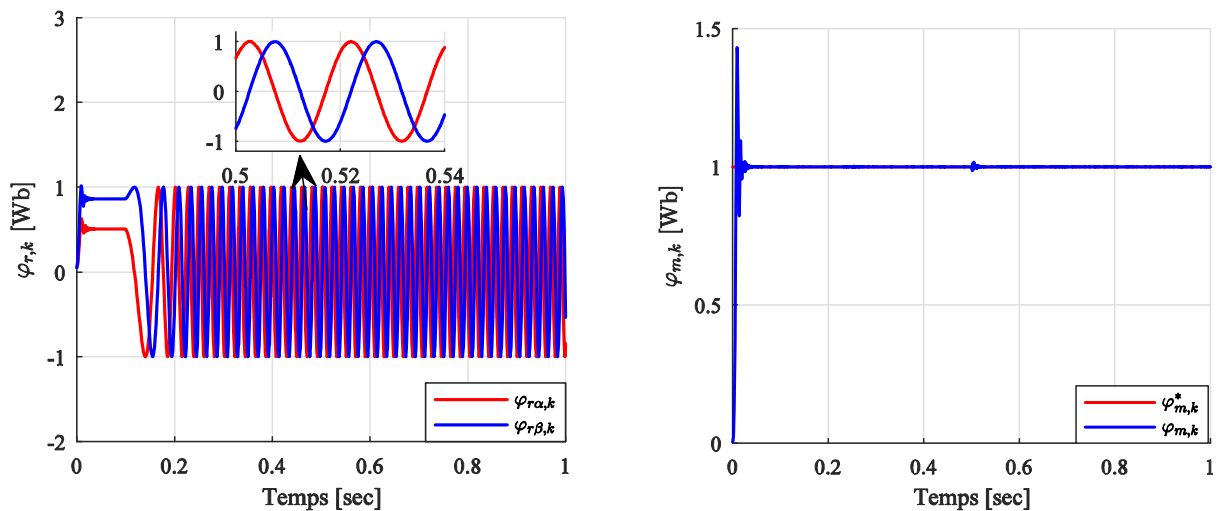


Fig. III.25 Réponse du flux pour $T_e = 10\mu s$

Dans le deuxième test, la commande est testée pour un profil de vitesse variable et avec deux valeurs du couple résistant (10 N.m et 5 N.m), le temps d'échantillonnage est fixé à $10\mu s$.

Sur la figure III.26, on peut voir que la vitesse mesurée suit parfaitement le profil de référence. Lorsqu'un couple résistant égal au couple nominal ou sa moitié est appliqué à l'instant $t = 1.6$ sec et $t = 1.8$ sec respectivement, la vitesse présente une petite atténuation qui disparaît par la suite pour regagner sa valeur de référence avec une bonne dynamique. De plus, figure III.26 (a) illustre que le chattering est négligeable dans la réponse de vitesse.

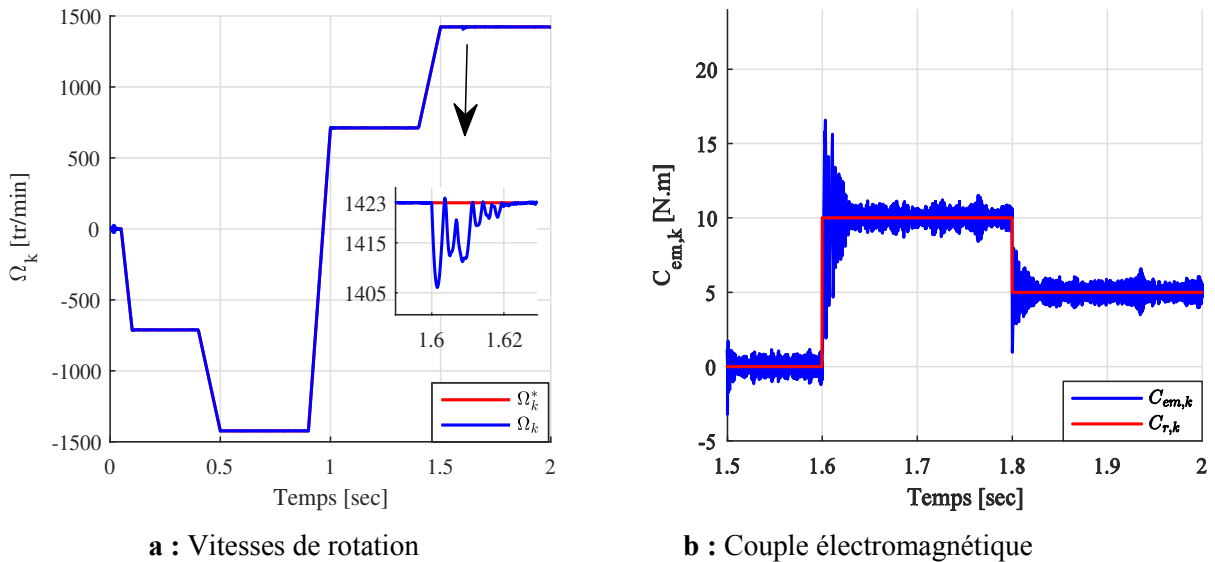


Fig. III.26 Réponse de vitesse et du couple pour $T_e = 10\mu s$

Les résultats de la simulation montrent que le modèle conçu améliore la dynamique de la MAS et que la commande offre de bonnes performances et une grande robustesse en cas de variations de la vitesse et du couple de charge.

De ce qui précède, et de ce qui est connu dans la littérature, la méthode de discrétisation nécessitant de petites périodes d'échantillonnage peut augmenter considérablement la charge de calcul des dispositifs numériques [ZAP'16]. Par conséquent, l'idée principale d'une bonne conception de contrôle en temps discret est de s'appuyer sur un bon modèle en temps discret qui peut atténuer la fréquence d'échantillonnage. Le modèle dynamique échantillonné obtenu par la formulation d'intégrateur variationnel permet d'obtenir de bons résultats et une meilleure précision pour des périodes d'échantillonnage supérieures à $T_e = 500\mu s$ sans perdre leur précision [DOMÍ'15], ce qui distingue cette méthode à des autres méthodes. Dans le même contexte, d'autres études ont montré que l'implémentation discrète de SMC est une source de chattering, et l'amplitude de ce phénomène est liée au pas d'échantillonnage [ZHA'19], [SVE'20].

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la SMC appliqué à une machine asynchrone. Cette approche de contrôle est caractérisée par sa robustesse, sa simplicité remarquable et est plus adaptée au contrôle de la MAS. Le principal obstacle de la mise en œuvre de la SMC en temps réel est le phénomène de chattering. Dans ce chapitre, plusieurs techniques de modes glissants du premier et du second ordre sont présentées et comparées vis-à-vis de phénomène de chattering.

Ce travail a commencé par présenter les notions de base des commandes par modes glissants, puis une procédure simple et efficace a été développée pour atténuer le phénomène du chattering dans les systèmes contrôlés par des modes de glissement standard (premier ordre) en se basant sur leur remplacement par des modes de glissement lisses, où la fonction « *sign* » est remplacée par des fonctions douces. Deuxièmement, les algorithmes par mode glissant du second ordre sont expliqués en raison de leurs caractéristiques spécifiées telles que le rejet de perturbation et les sorties continues.

Afin de valider les performances de la stratégie de mode glissant, les techniques de la SMC ont été appliquées pour contrôler le moteur asynchrone, et nous avons fourni une série de simulations dans l'environnement MATLAB. D'après les résultats obtenus, on peut dire que la SMC offre de bonnes performances statiques et dynamiques (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique et un rejet de perturbation instantané). De plus, les résultats de simulation obtenus confirment la robustesse de la SMC dans diverses conditions de fonctionnement telles que les variations des paramètres du moteur, les perturbations du couple de charge et les variations du sens de rotation de la machine.

La SMC utilisant la fonction « *sign* » a donné des oscillations indésirables apparaissant dans la vitesse et le couple, et les fonctions douces ont donné un effet efficace de réduction de chattering. En général, les systèmes contrôlés par des modes de glissement standard (de premier ordre) ont un chattering limité, qui peut être réduit en diminuant le gain de la commande discontinu ou en remplaçant la fonction discontinue « *sign* » par des fonctions continues (saturation, sigmoïde ...etc.), néanmoins cette dernière solution n'élimine pas complètement le chattering et produit une erreur statique en présence de perturbations. D'autre part, les modes de glissement de second ordre sont également caractérisés par un chattering limité qui devient illimité dans les systèmes à gains élevés. De plus, dans l'implémentation discrète de la SMC, l'amplitude du chattering est liée au pas d'échantillonnage. En effet, les résultats de la simulation confirment que l'augmentation de la valeur de gain, pour surmonter les effets de perturbation, augmente la valeur de chattering. La méthodologie QBF a comblé cet écart en adaptant les gains de STA à la sortie glissante, ce qui a amélioré les performances de la commande et réduit le chattering. Finalement, on peut conclure que la SMC d'ordre deux donne de meilleures performances et une plus grande robustesse en présence de perturbations externes, Par conséquent, la SMC d'ordre deux basée sur un algorithme de super-twisting est proposé comme solution au problème de chattering.

Pour l'estimation des différentes variables de la commande, le chapitre suivant sera consacré à l'étude des observateurs conventionnels et des observateurs basés sur le mode de glissement.

Chapitre IV...



Commande Sans Capteurs

IV.1 Introduction

La plupart des commandes de la MAS nécessitent une connaissance précise de ses variables d'état pour assurer les performances requises. Dans la majorité des cas, la vitesse du rotor est acquise par un codeur de vitesse et le flux du rotor est obtenu à l'aide des capteurs à effet Hall [NAD'16]. Comme on le sait, ces capteurs augmentent la taille et le coût des systèmes. En plus, divers facteurs tels que la température et les vibrations mécaniques résultant du fonctionnement de la MAS ont des effets indésirables sur les capteurs. Pour éviter ces problèmes, la commande sans capteur devient plus préférable que les mesures physiques [BAR'06].

Le terme sans capteur signifie que les capteurs des grandeurs mécaniques (position, vitesse, accélération, couple) ne sont pas utilisés. Mais ils sont obtenus à partir d'un observateur qui estime ces grandeurs à l'aide d'un modèle de la MAS et certaines mesures prises dans le processus (comme les mesures des courants et des tensions). Avec un processeur puissant, la plupart des variables, telles que le flux, le couple, la puissance active, la puissance réactive, le facteur de puissance, la vitesse...etc. peuvent être estimées avec une bonne précision [GAC'10].

On distingue deux types d'observateur : l'observateur déterministe qui ne prend pas en considération les perturbations externes du système et l'observateur stochastique qui se base sur la présence des bruits [BOU'08].

Parmi les différentes techniques d'observation sans capteur utilisées pour la MAS, on trouve l'observateur de Luenberger [YON'08], le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) [CAO'93], le filtre de Kalman étendu [BAR'07], les réseaux neuronaux [WOL'04], et l'observateur par mode glissant proposé par Utkin [UTK'93], ...etc. Chaque technique d'observation a ses avantages et ses inconvénients, comme dans le cas d'estimation à basses vitesses et dans le cas des incertitudes paramétriques.

Par rapport aux autres observateurs, la théorie du mode glissant a été largement appliquée pour l'estimation des variables d'états des systèmes. Comme on le sait, la SMC est robuste vis-à-vis les variations paramétriques et se caractérise par une convergence rapide. Cependant, son inconvénient est le chattering à haute fréquence autour de la surface de glissement qui affecte les performances du système. Comme nous l'avons mentionné dans le chapitre précédent, pour surmonter ce problème, nous utilisons des algorithmes du mode de glissement d'ordre élevé.

Ce quatrième chapitre est consacré à l'analyse théorique des techniques d'observation de la vitesse et du flux de la MAS, tout en utilisant l'observateur de Luenberger, l'observateur par mode glissant (SMO) et le filtre de Kalman étendu (FKE). Tous ces observateurs seront testés et évalués sous plusieurs aspects, tel que les performances en régime statique et dynamique, le fonctionnement à basse vitesse, la sensibilité aux incertitudes paramétriques et au bruit, la complexité, ...etc. Les résultats de simulation sont présentés afin de donner un aperçu complet de chaque observateur.

IV.2 Observabilité

Le modèle non linéaire de la MAS dans un repère stationnaire est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\omega_r)x + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Tel que :

$$x = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \varphi_{r\alpha} & \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}^T, u = \begin{bmatrix} V_{sa} & V_{s\beta} \end{bmatrix}^T, y = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T$$

Avec :

$$A(\omega_r) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{b}{T_r} & b\omega_r \\ 0 & -\gamma & -b\omega_r & \frac{b}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avant de concevoir un observateur pour un système, l'observabilité de ce système doit être étudiée. L'observabilité est la possibilité de reconstruire la trajectoire complète d'un système en utilisant les données obtenues à partir des mesures d'entrée et de sortie [GLU'15]. Pour une MAS plusieurs travaux ont étudié l'observabilité de la MAS [GLU'15], [MAR'10]. Dans [MAR'10], la propriété d'observabilité de la MAS est expliquée en détail. Il a été démontré qu'en utilisant les mesures du courant statorique et de la vitesse avec n'importe quelle entrée de tension, le modèle de la MAS (IV.1) est observable. De plus, dans le cas d'une commande sans capteur de vitesse, la condition d'observabilité est satisfaite si $\omega_r(t)$ est constante pour tout $t \geq 0$ et $\dot{\varphi}_{r\alpha}^2 + \dot{\varphi}_{r\beta}^2 > 0$, alors le modèle de la MAS (IV.1) est localement observable à partir des mesures des courants statoriques à tout état x .

IV.3 Observateurs déterministes

IV.3.1 Estimation des flux rotoriques

La théorie de l'observateur de Luenberger a été introduite au début des années 70 [LUE'71], cet observateur appartient au groupe des observateurs en boucle fermée de type déterministe. La structure d'observateur de Luenberger permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur à partir d'une matrice de gains.

Sous les hypothèses de paramètres exactement connus et de la mesure de la vitesse, l'observateur de Luenberger qui estime les courants statoriques et les flux rotoriques peut être exprimé par:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A(\omega_r)\hat{x} + Bu + L\tilde{y} \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

$$\text{Tel que } \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} & \hat{i}_{s\beta} & \hat{\varphi}_{r\alpha} & \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix}^T, \tilde{y} = y - \hat{y}.$$

La dynamique des erreurs d'estimation est alors donnée par :

$$\dot{\tilde{x}} = \left(A(\omega_r) - LC \right) \tilde{x} \quad (\text{IV.3})$$

Avec les erreurs d'estimation des états:

$$\tilde{x} = x - \hat{x} = \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} & \tilde{i}_{s\beta} & \tilde{\varphi}_{r\alpha} & \tilde{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} & i_{s\beta} - \hat{i}_{s\alpha} & \varphi_{r\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha} & \varphi_{r\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix}^T$$

La conception de l'observateur se compose de deux étapes, la première est la sélection appropriée des pôles d'observation et la deuxième est le calcul de la matrice des gains L de l'observateur. Pour s'assurer que l'erreur d'estimation disparaît avec le temps, nous devons sélectionner la matrice de gain de l'observateur L de sorte que $A(\omega_r) - LC$ soit asymptotiquement stable. Par conséquent, la matrice de gain de l'observateur doit être choisie d'une manière que toutes les valeurs propres de $A(\omega_r) - LC$ aient des parties réelles négatives [PAV'17]. Comme indiqué dans [MAE'00], [FEZ'16], les gains de l'observateur peuvent être exprimés comme:

$$L = \begin{bmatrix} l_1 & -l_2 \\ l_2 & l_1 \\ l_3 & -l_4 \\ l_4 & l_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.4})$$

D'après [FEZ'16], les gains de l'observateur sont sélectionnés par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} l_1 &= (1 - k) \left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) \\ l_2 &= (k - 1) \omega_r \\ l_3 &= \left(\frac{1 - k^2}{b} \right) \left(\gamma + \frac{b}{T_r} \right) + \left(\frac{k - 1}{b} \right) \left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) \\ l_4 &= \left(\frac{1 - k}{b} \right) \omega_r \end{aligned} \quad (\text{IV.5})$$

D'après l'équation (IV.4), la représentation d'état de l'observateur de Luenberger utilisé pour l'estimation du flux rotorique et des courants statoriques (mesurés) est donnée par:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{sa} \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{ra} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{b}{T_r} & b\omega_r \\ 0 & -\gamma & -b\omega_r & \frac{b}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sa} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{ra} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 & -l_2 \\ l_2 & l_1 \\ l_3 & -l_4 \\ l_4 & l_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} - \hat{i}_{sa} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.6})$$

IV.3.2 Estimation des flux et de la vitesse rotoriques

Supposons maintenant que la vitesse ω_r est un paramètre constant inconnu, on cherche une loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse [MAE'00], [MER'09]. L'équation d'état de cet observateur est donnée par:

$$\dot{\hat{x}} = A(\hat{\omega}_r)\hat{x} + Bu + L\tilde{i}_s \quad (\text{IV.7})$$

Avec :

$$A(\hat{\omega}_r) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{b}{T_r} & b\hat{\omega}_r \\ 0 & -\gamma & -b\hat{\omega}_r & \frac{b}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\hat{\omega}_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \hat{\omega}_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

La dynamique des erreurs d'estimation des états est définie par :

$$\dot{\tilde{x}} = \left(A(\omega_r) - LC \right) \tilde{x} + \Delta A \hat{x} \quad (\text{IV.8})$$

Avec:

$$\Delta A = A(\omega_r) - A(\hat{\omega}_r) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & b \\ 0 & 0 & -b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \Delta\omega_r$$

et $\Delta\omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$.

La fonction de Lyapunov V doit être définie pour assurer la convergence asymptotique vers zéro des erreurs d'observations. On considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \tilde{x}^T \tilde{x} + \frac{(\Delta\omega_r)^2}{\lambda} \quad (\text{IV.9})$$

Où λ est une constante positive.

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\tilde{x}}^T \tilde{x} + \tilde{x}^T \dot{\tilde{x}} - 2 \frac{\Delta\omega_r}{\lambda} \dot{\omega}_r \\ &= \tilde{x}^T \left(\left(A(\omega_r) - LC \right)^T + \left(A(\omega_r) - LC \right) \right) \tilde{x} + 2\tilde{x}^T \Delta A \hat{x} - 2 \frac{\Delta\omega_r}{\lambda} \dot{\omega}_r \end{aligned} \quad (\text{IV.10})$$

Avec:

$$\tilde{x}^T \Delta A \hat{x} = b\Delta\omega_r \left(\tilde{i}_{s\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - \tilde{i}_{s\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} \right) - \Delta\omega_r \left(\tilde{\varphi}_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - \tilde{\varphi}_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} \right) \quad (\text{IV.11})$$

On note que le deuxième terme de (IV.11) est très faible. Le choix de la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse comme:

$$\hat{\omega}_r = b\lambda \int (\tilde{i}_{s\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - \tilde{i}_{s\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha}) dt \quad (IV.12)$$

Permet de réduire (IV.10) à:

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{x}^T \left((A(\omega_r) - LC)^T + (A(\omega_r) - LC) \right) \tilde{x} \quad (IV.13)$$

Pour assurer la stabilité de l'observateur, la dérivée de la fonction de Lyapunov (IV.13) doit être au moins semi-définie négative. Le choix de la matrice de gain L permet d'avoir [FEZ'16]:

$$(A(\omega_r) - LC)^T + (A(\omega_r) - LC) \leq 0 \quad (IV.14)$$

Cependant, cette loi d'adaptation est établie pour une vitesse constante. Afin d'améliorer la réponse de cet algorithme, on remplace la loi d'adaptation intégrale (IV.12) par la loi d'adaptation PI :

$$\hat{\omega}_r = \lambda_p (\tilde{i}_{s\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - \tilde{i}_{s\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha}) + \lambda_i \int (\tilde{i}_{s\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - \tilde{i}_{s\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha}) dt \quad (IV.15)$$

Où λ_p et λ_i sont des constantes positives.

IV.3.3 Estimation du couple de charge

Lorsque le couple de charge est inconnu ou très variable dans le temps, il doit être considéré comme une incertitude dans le système. Une estimation du couple de charge peut être facilement obtenue en utilisant l'équation mécanique du modèle de moteur (I.34) avec des estimations du flux et de vitesse obtenues à partir d'un observateur de Luenberger. D'après (I.34), les équations liées au mouvement mécanique s'écrivent :

$$J\dot{\Omega}_r + f\Omega_r = C_{em} - C_r \quad (IV.16)$$

Le couple de charge est supposé constant, $\dot{C}_r = 0$, et comme la MAS est commandée par orientation du flux rotorique, le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (IV.17)$$

En substituant le couple électromagnétique (IV.17) dans l'équation (IV.16), on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{\Omega}_r \\ \dot{C}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_r \\ C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu\varphi_r \\ 0 \end{bmatrix} i_{sq} \quad (IV.18)$$

Le système (IV.18) est une représentation dans l'espace d'état où le courant i_{sq} étant l'entrée et la vitesse comme sortie. Si on prend les estimations de l'observateur de Luenberger :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\Omega}}_{rL} \\ \dot{\hat{C}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Omega}_{rL} \\ \hat{C}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu\hat{\varphi}_r \\ 0 \end{bmatrix} i_{sq} \quad (\text{IV.19})$$

Le modèle d'observateur du couple de charge est décrit par l'équation d'état suivante [MES'13]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\Omega}}_r \\ \dot{\hat{C}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Omega}_r \\ \hat{C}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu\hat{\varphi}_r \\ 0 \end{bmatrix} i_{sq} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} (\hat{\Omega}_{rL} - \hat{\Omega}_r) \quad (\text{IV.20})$$

Où : $\hat{\Omega}_{rL}$ est la vitesse estimée par l'observateur de Luenberger, d'une manière plus simplifiée :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\Omega}}_r \\ \dot{\hat{C}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{f}{J} - g_1 & -\frac{1}{J} \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Omega}_r \\ \hat{C}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mu\hat{\varphi}_r \\ 0 \end{bmatrix} i_{sq} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \hat{\Omega}_{rL} \quad (\text{IV.21})$$

Le vecteur $g_{1,2}$ est obtenu en utilisant la méthode conventionnelle de placement des pôles.

Également, le couple de charge peut être observé sur la base de la technique SMC comme [Bar'14] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\Omega}}_r = -\frac{f}{J}\hat{\Omega}_{rL} - \frac{1}{J}\hat{C}_r + \mu\hat{\varphi}_r i_{sq} + K_{\Omega 1}S_{\Omega} + \lambda_{\Omega 1} \text{sign}(S_{\Omega}) \\ \dot{\hat{C}}_r = -K_{\Omega 2}S_{\Omega} - \lambda_{\Omega 2} \text{sign}(S_{\Omega}) \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

Où : $K_{\Omega 1}, \lambda_{\Omega 1}, K_{\Omega 2}$ et $\lambda_{\Omega 2}$ sont des constantes positives.

La surface de glissement est l'erreur d'estimation de la vitesse :

$$S_{\Omega} = e_{\Omega} = \hat{\Omega}_{rL} - \hat{\Omega}_r \quad (\text{IV.23})$$

A partir de (19) et (22), on obtient l'erreur d'estimation :

$$\begin{cases} \dot{S}_{\Omega} = -\frac{1}{J}e_{C_r} - K_{\Omega 1}S_{\Omega} - \lambda_{\Omega 1} \text{sign}(S_{\Omega}) \\ \dot{e}_{C_r} = K_{\Omega 2}S_{\Omega} + \lambda_{\Omega 2} \text{sign}(S_{\Omega}) \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

Où :

$$e_{C_r} = C_r - \hat{C}_r$$

Afin de prouver la stabilité, la fonction de Lyapunov suivante est proposée [Bar'14] :

$$V = \frac{1}{2}S_{\Omega}^2 \quad (\text{IV.25})$$

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S_\Omega \dot{S}_\Omega \\ &= S_\Omega \left(-\frac{1}{J} e_{c_r} - K_{\Omega 1} S_\Omega - \lambda_{\Omega 1} \text{sign}(S_\Omega) \right) \\ &= -\frac{1}{J} S_\Omega e_{c_r} - K_{\Omega 1} S_\Omega^2 - \lambda_{\Omega 1} |S_\Omega| \end{aligned} \tag{IV.26}$$

Pour s'assurer que \dot{V} est définie négative, on peut prendre la condition suivante :

$$\lambda_{\Omega 1} \geq -\left| \frac{1}{J} e_{c_r} \right| - K_{\Omega 1} |S_\Omega| + \eta_\Omega, \quad \eta_\Omega > 0 \tag{IV.27}$$

Donc :

$$\dot{V} \leq -\eta_\Omega |S_\Omega| \tag{IV.28}$$

D'après l'équation (IV.28) on déduit que le point d'équilibre $S_\Omega = 0$ est asymptotiquement stable, et de cette équation on peut également déduire que le temps de convergence à la surface de glissement ($S_\Omega = 0$) est :

$$t_r \leq \frac{S_\Omega(t=0)}{\eta_\Omega} \tag{IV.29}$$

Donc, l'erreur d'estimation converge vers zéro si les gains de l'observateur $K_{\Omega 1}, \lambda_{\Omega 1}, K_{\Omega 2}$ et $\lambda_{\Omega 2}$ sont choisis positifs en tenant compte de la condition donnée dans l'équation (IV.27).

Le schéma bloc de l'observateur adaptatif de Luenberger avec l'observateur du couple de charge est représenté par la figure IV.1.

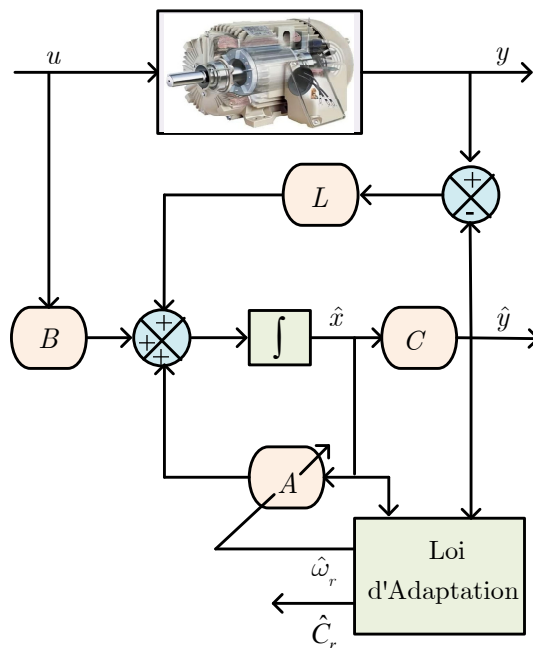


Fig. IV.1 Schéma bloc de l'observateur adaptatif avec l'estimateur du couple de charge

IV.4 Estimateur stochastique (filtre de Kalman)

Le filtre de Kalman (FK) développé par Rudolf Kalman en 1960 est un estimateur stochastique très efficace et robuste. Il est utilisé dans des applications caractérisées par la présence des incertitudes dans le modèle et des bruits dans la mesure [SIN'13], [OZS'10]. Cette propriété est particulièrement importante pour les problèmes d'estimation liés à la MAS à cage, car les grandeurs rotoriques ne sont pas directement accessibles [SIN'13]. Donc, dans la suite un filtre de Kalman étendu (FKE) sera utilisé pour l'estimation des grandeurs rotoriques de la MAS.

IV.4.1 Modèle étendu discrétisé et linéarisé de la MAS

Considérons qu'on veut produire les estimations des variables $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \omega_r$, en présence des bruits d'état $v_e \in R^5$ et des bruits de mesures $w \in R^2$. Alors, avec l'hypothèse d'une vitesse constante $\dot{\omega}_r = 0$, on peut établir le modèle étendu:

$$\begin{cases} \dot{x}_e(t) = A_e(\omega_r(t))x_e + B_e u(t) + v_e(t) \\ y(t) = C_e x_e(t) + w(t) \end{cases} \quad (\text{IV.30})$$

Avec :

$$x_e = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \varphi_{r\alpha} & \varphi_{r\beta} & \omega_r \end{bmatrix}^T$$

$$A_e(\omega_r) = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{b}{T_r} & b\omega_r & 0 \\ 0 & -\gamma & -b\omega_r & \frac{b}{T_r} & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le filtre de Kalman existe en versions continue et discrète. Mais, comme le filtre va être implémenté sur un calculateur numérique, on utilisera la version discrète. Le modèle discrétisé de la MAS, en utilisant la méthode d'Euler en avant $\dot{x}(t) = (x(k+1) - x(k)) / T_e$ et la période d'échantillonnage T_e , est donné par:

$$\begin{aligned} x_e(k+1) &= \left[I_5 + T_e A_e(\omega_r(k)) \right] x_e(k) + T_e B_e u(k) + T_e v_e(k) \\ y(k) &= C_e x_e(k) + w(k) \end{aligned} \quad (\text{IV.31})$$

Avec

$$\begin{aligned} x(k) &= \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) & i_{s\beta}(k) & \varphi_{r\alpha}(k) & \varphi_{r\beta}(k) & \omega_r(k) \end{bmatrix}^T, \\ u(k) &= \begin{bmatrix} V_{sa}(k) & V_{s\beta}(k) \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

Pour surmonter le fait que le modèle (IV.30) est non-linéaire, on utilise une approximation linéarisée de (IV.31) où la linéarisation est effectuée sur l'état actuel $x_e(k)$ [BAR'06], tel que :

$$\begin{aligned} x_e(k+1) &= G(k)x_e(k) + Hu(k) + v(k) \\ y(k) &= C_e x_e(k) + w(k) \end{aligned} \quad (\text{IV.32})$$

Avec $H = T_e B_e$, $v(k) = T_e v_e(k)$ et

$$G(k) = \frac{\partial [I_5 + T_e A_e(\omega_r(k))] x_e(k)}{\partial x_e(k)} \Bigg|_{x_e(k)}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - T_e \gamma & 0 & \frac{b T_e}{T_r} & T_e b \omega_r(k) & T_e b \varphi_{r\beta}(k) \\ 0 & 1 - T_e \gamma & -T_e b \omega_r(k) & \frac{b T_e}{T_r} & -T_e b \varphi_{r\alpha}(k) \\ \frac{T_e M}{T_r} & 0 & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -T_e \omega_r(k) & T_e \varphi_{r\beta}(k) \\ 0 & \frac{T_e M}{T_r} & T_e \omega_r(k) & 1 - \frac{T_e}{T_r} & T_e \varphi_{r\alpha}(k) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La période d'échantillonnage utilisée dans la discrétisation joue un rôle très important dans l'obtention de résultats précis. Il est important de noter que la période d'échantillonnage ne doit pas être plus courte que le temps nécessaire à la mise en œuvre de chaque boucle dans les algorithmes de commande et d'estimation.

IV.4.2 Conception du filtre de Kalman

Le filtre de Kalman discret est dédié au problème d'estimation d'état optimale pour les systèmes décrits par (IV.32) où v et w sont des vecteurs de variables aléatoires indépendantes de moyenne nulle tels que:

$$E \left[\begin{bmatrix} v(k) \\ w(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v^T(l) & w^T(l) \end{bmatrix} \right] = \begin{bmatrix} V & 0 \\ 0 & W \end{bmatrix} \delta(k, l) \quad (\text{IV.33})$$

$V = V^T \geq 0$ et $W = W^T > 0$ sont respectivement les matrices de covariance des perturbations d'état et de sortie. Ce processus stochastique est initialisé par une séquence de variables aléatoires indépendantes de moyenne $m_0 = E[x(0)]$ et de variance $\Sigma_0 = E[x(0)x^T(0)]$.

L'estimateur d'état est un système dynamique de structure :

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) &= G(k)\hat{x}(k) + Hu(k) + L(k)(y(k) - C\hat{x}(k)) \\ \hat{y}(k) &= C\hat{x}(k) \end{aligned} \quad (\text{IV.34})$$

où \hat{x} désigne la trajectoire d'état estimée et L le gain d'observation qui doit satisfaire les propriétés de stabilité et de performances requises. Dans le contexte stochastique considéré, les meilleures performances atteignables consistent en une estimation optimale de l'état au sens de la minimisation de la variance de l'erreur $\tilde{x} = x - \hat{x}$ c.-à-d.

$$\begin{aligned} E[\tilde{x}(k)] &= 0 \\ E[\tilde{x}(k)\tilde{x}^T(k)] &\text{ minimale} \end{aligned} \quad (\text{IV.35})$$

En fait, l'écriture du filtre de Kalman en temps discret n'est pas directe. Sa mise en œuvre se fait de manière itérative, en deux phases :

1. une étape de prédiction.
2. une étape de correction.

Avant de présenter les équations du filtre, il est nécessaire de définir ce que nous entendons par prédiction. Pour cela, introduisons la définition suivante :

Définition. Soit x un signal déterministe ou stochastique. Supposons que nous ayons observé x jusqu'à l'instant $k-l$ et que nous désirions prédire la valeur de $x(t)$ à partir de ces observations. Nous pouvons alors définir le prédicteur à l pas $\hat{x}(k | k-l)$ comme la valeur de x à l'instant k obtenue à partir des observations acquises jusqu'à l'instant $k-l$. De plus, ce prédicteur sera dit optimal s'il présente une erreur de prédiction $x(k) - \hat{x}(k | k-l)$ de moyenne nulle et de variance minimale.

Le problème d'estimation au sens de Kalman se pose alors de la manière suivante: étant donné un modèle c.-à-d. la connaissance des matrices $G(k), H, C, V, W, m_0, \Sigma_0$, et étant donné un vecteur de mesures :

$$Z(k) = \begin{bmatrix} y(k) \\ u(k) \\ \vdots \\ y(0) \\ u(0) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.36})$$

Le problème du filtre à un pas consiste à déterminer $\hat{x}(k | Z(k))$ que l'on notera de manière concise $\hat{x}(k | k)$. Le filtre de Kalman est déterminé par l'écriture de la relation de récurrence liant $\hat{x}(k+1 | k+1)$ à l'estimé $\hat{x}(k | k)$ de l'instant précédent et à la mesure collectée à l'instant $k+1$ c.-à-d. $y(k+1)$.

La procédure se fait en deux étapes :

1. Une étape de prédiction qui consiste, connaissant l'estimé a priori $\hat{x}(k | k)$ et la matrice de covariance de l'erreur a priori $\Sigma(k | k) = E[\tilde{x}(k | k)\tilde{x}^T(k | k)]$, en la propagation de l'estimé c.-à-d. le calcul de l'estimé a posteriori $\hat{x}(k+1 | k)$ et la matrice de covariance de l'erreur a posteriori $\Sigma(k+1 | k) = E[\tilde{x}(k+1 | k)\tilde{x}^T(k+1 | k)]$:

$$\begin{aligned}\hat{x}(k+1|k) &= G(k|k)\hat{x}(k|k) + Hu(k) \\ \Sigma(k+1|k) &= G(k|k)\Sigma(k|k)G^T(k|k) + V\end{aligned}\quad (\text{IV.37})$$

2. Une étape de correction qui repose sur la réactualisation de l'estimé optimale lorsque une nouvelle mesure est accessible

$$\begin{aligned}L(k+1) &= \Sigma(k+1|k)C^T [C\Sigma(k+1|k)C^T + W]^{-1} \\ \hat{x}(k+1|k+1) &= \hat{x}(k+1|k) + L(k+1)[y(k+1) - C\hat{x}(k+1|k)] \\ \Sigma(k+1|k+1) &= [I_n - L(k+1)C]\Sigma(k+1|k)\end{aligned}\quad (\text{IV.38})$$

Les matrices V et W sont des matrices liées aux bruits d'état $v(k)$ (dus aux erreurs de modélisation) et aux bruits de mesure $w(k)$, respectivement. La détermination des matrices V et W est très délicate, puisque les caractéristiques statistiques des bruits ne sont généralement pas connues. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de W et les valeurs élevée de V [YAS'20].

Une partie essentielle de FKE consiste à utiliser des valeurs initiales correctes pour les différentes matrices de covariance. Celles-ci ont des effets importants sur la stabilité du filtre et le temps de convergence. La matrice de covariance d'erreur Σ est initialement définie comme une matrice nulle, tandis que les matrices des bruits et de la mesure sont fixées à $V = 5e^{-9}I_5, W = 0.03I_2$ [SIN'13].

La figure IV.2 résume la structure de FKE appliqué à la MAS [MES'13]:

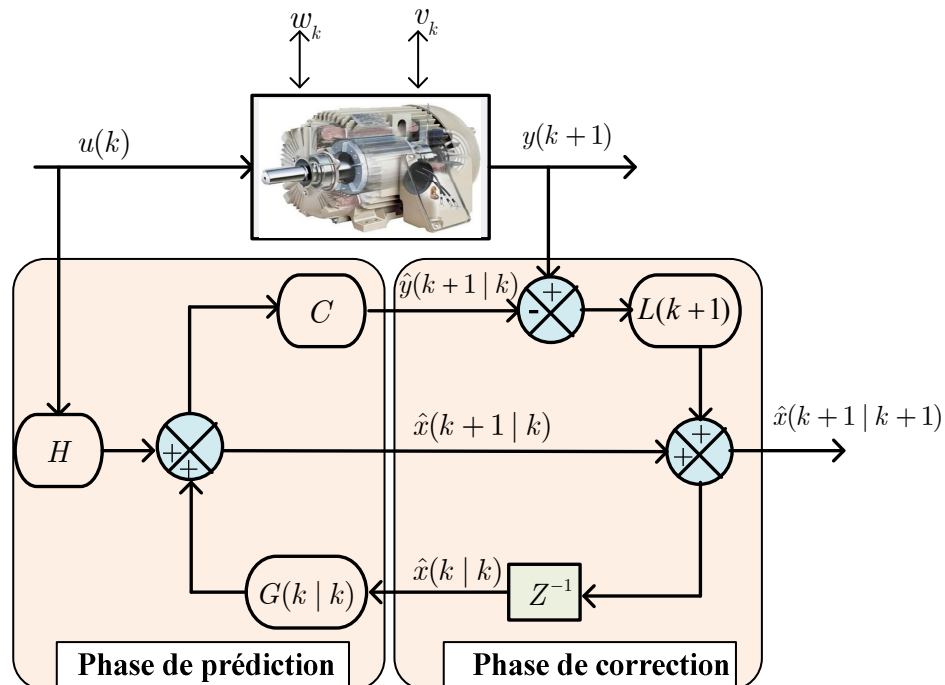


Fig. IV.2 Structure du filtre de Kalman étendu appliqué à la MAS

IV.4.3 Résultats de simulation

A) Résultats de l'observateur de Luenberger

Tout d'abord, des simulations sont effectuées pour tester les performances de la commande vectorielle à flux orienté en présence de l'observateur de Luenberger, les résultats de la boucle fermée sont présentés dans les figures IV.3 et IV.4.

Un choix judicieux a été fait pour la valeur du gain k relative à l'observateur de Luenberger et ceux du filtre PI (λ_p, λ_i) utilisé pour le mécanisme d'adaptation de la vitesse rotorique, et les valeurs de ces gains sont données en annexe C.

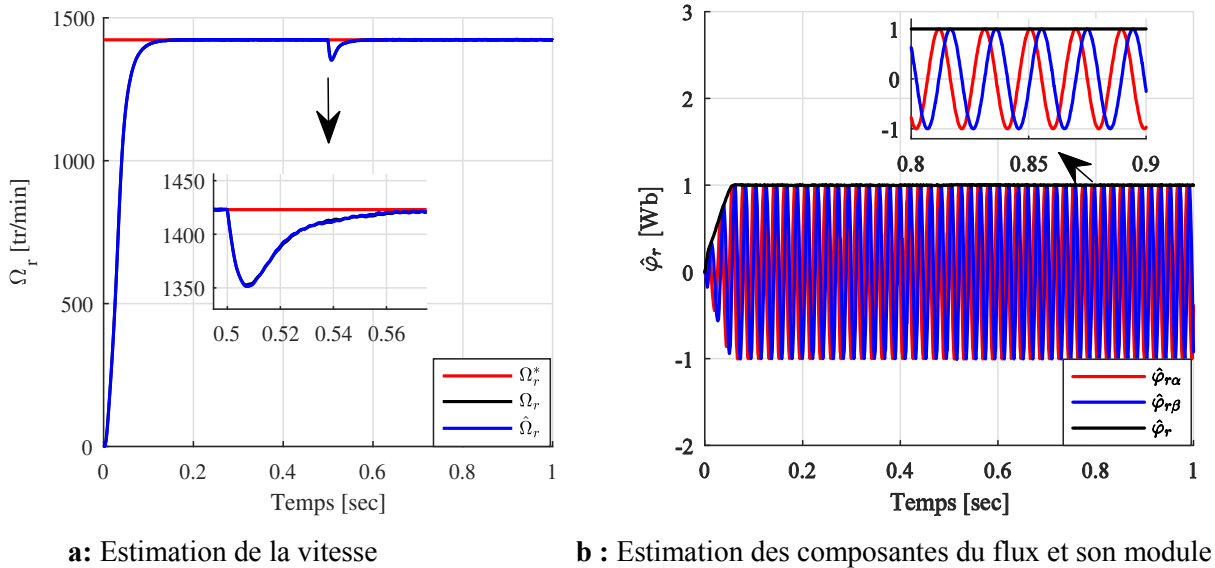


Fig. IV.3 Estimations de la vitesse et du flux par observateur de Luenberger

Pour la vitesse, on observe que la réponse de la commande sans capteur avec l'observateur de Luenberger suit parfaitement la référence et au même profil que celle de référence après un régime transitoire. De même pour les flux rotoriques, les composantes sont parfaitement en quadrature et leurs amplitudes sont identiques.

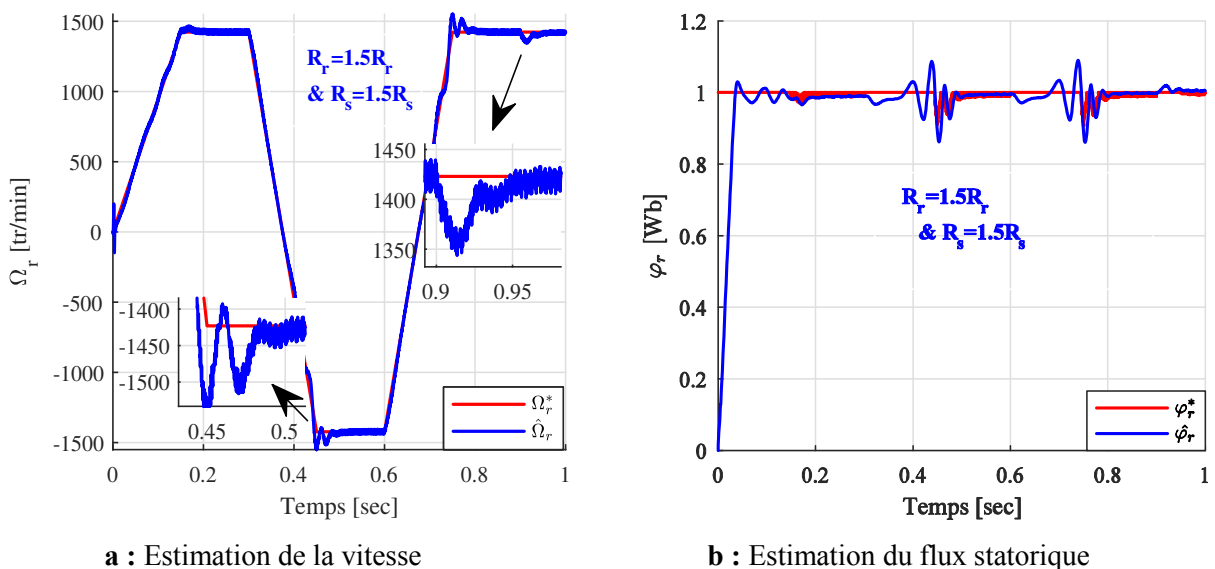


Fig. IV.4 Résultats de l'estimation par l'observateur de Luenberger : tests de robustesse

La robustesse de l'observateur de Luenberger est testée en terme de changement de vitesse de référence, variation des paramètres électrique (+50% de R_s et R_r) avec application du couple de charge, les résultats sont présentés dans la figure IV.4.

Dans ce test, on observe une légère différence entre la vitesse et sa référence lors des changements de vitesse, puis le suivi s'améliore et on retrouve aussi cette remarque pour le flux. De plus, on constate que la réponse de vitesse est légèrement affectée par l'application de la charge qui apparaît dans le zoom.

La figure IV.5 présente une simulation comparative pour l'estimation du couple de charge par deux observateurs de Luenberger et observateur par mode glissant (SMO) :

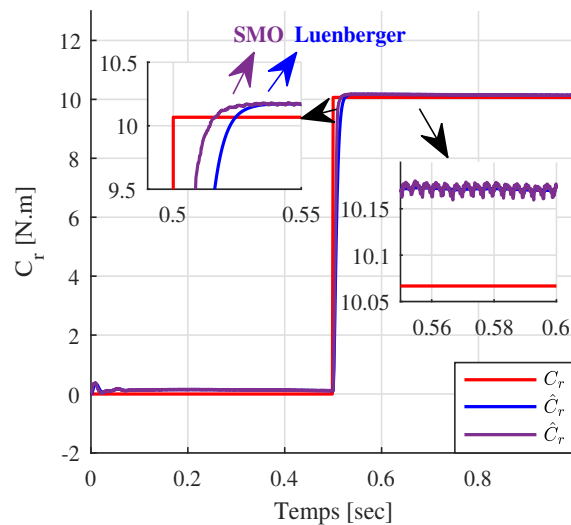


Fig. IV.5 Estimations du couple de charge par SMO et par l'observateur de Luenberger

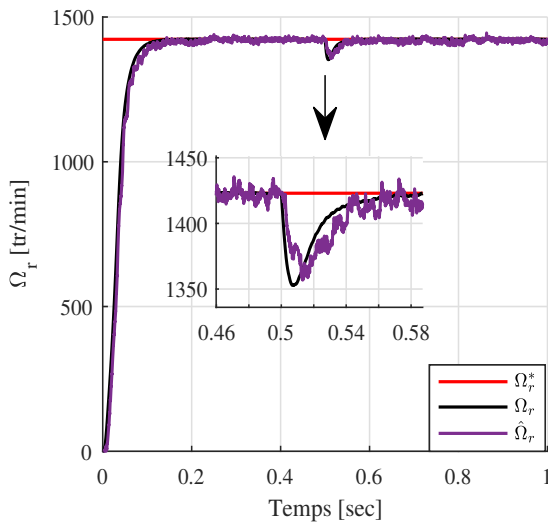
Mise à part l'intervalle temporel de [0 0.5] seconde, le couple de charge suit parfaitement sa référence où il présente une valeur nulle puis il augmente pour compenser la charge appliquée. Par zoom, il est clair que SMO donne une réponse plus rapide que l'observateur de Luenberger mais avec des oscillations dans sa réponse. En général, les deux observateurs donnent une bonne dynamique avec bonne précision.

B) Résultats du filtre de Kalman étendu

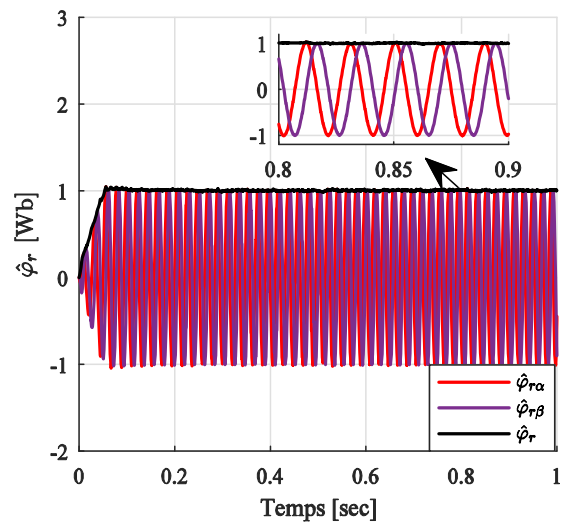
La vitesse et le flux estimés de la commande DFOC basée sur le filtre de Kalman étendu (en boucle ouverte) sont illustrés dans les figures IV.6 et IV.7. Pour une simulation proche de la réalité, un bruit blanc a été ajouté aux grandeurs mesurables de la machine asynchrone (les tensions et les courants).

En effet, les résultats présentés sur la figure IV.6 montrent une bonne convergence entre les grandeurs estimées par FKE et leurs références. Les composantes du flux rotorique sont parfaitement en quadrature et leurs amplitudes sont identiques. L'estimation de la vitesse rotorique se fait également d'une manière correcte avec quelques oscillations autour de la référence cela est dû au bruit de mesure, ainsi que la vitesse estimée est légèrement perturbée par l'introduction du couple la charge.

La robustesse du FKE est également testée en terme de changement de profil de vitesse de référence, variation des résistances (+50% de R_s et R_r) et avec application du couple de charge à $t = 0.9$ sec. Les résultats sont illustrés par la figure IV.7.

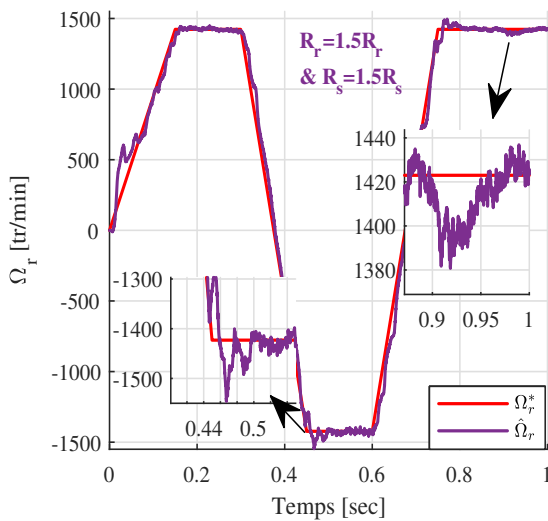


a : Estimation de la vitesse

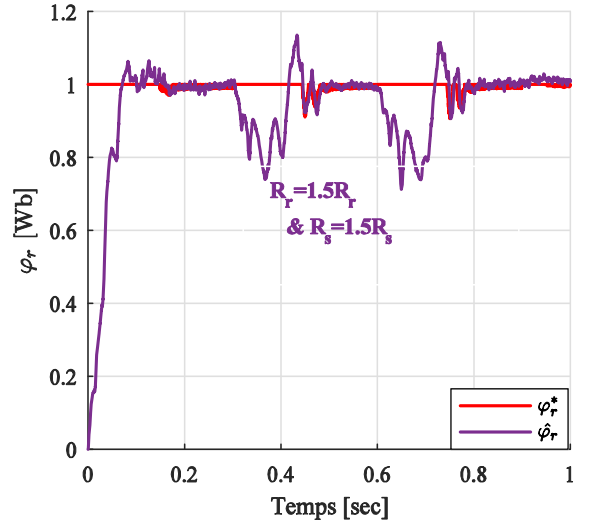


b : Estimation des composantes du flux et son module

Fig. IV.6 Estimations de la vitesse et du flux par FKE



a : Estimation de la vitesse



b : Estimation du flux statorique

Fig. IV.7 Résultats de l'estimation par FKE : tests de robustesse

D'après la figure IV.7, on constate qu'il y a des périodes où la vitesse estimée ne parvient pas à suivre sa référence, cependant, les résultats obtenus sont acceptables dans toute la plage de vitesse ainsi que l'estimation par le FKE n'est pas beaucoup affectée par rapport à la variation paramétrique.

Selon ces résultats obtenus, le FKE et l'observateur de Luenberger sont précis pour l'estimation à grand et basse vitesse. Les deux observateurs ont fourni des résultats acceptables vis-à-vis le changement de profil de vitesse, l'application de la charge et la variation paramétrique. De plus et comparativement à l'observateur de Luenberger, l'FKE peut fournir de meilleures performances en présence du bruit externe et peut remédier aux problèmes liés aux capteurs (de vitesse et du flux).

IV.5 Observateurs par mode glissant

IV.5.1 Observateur basé sur le mode glissant d'ordre un

Dans cette section, on s'intéresse à la conception d'un observateur basé sur le mode glissant d'ordre 1 (SMO1) de la vitesse et du flux rotorique. Le but étant de forcer les valeurs estimées à converger vers les valeurs réelles et les erreurs à converger vers zéro.

Le modèle d'observateur est décrit par l'équation d'état suivante [RAO'09]:

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{i}}_{s\alpha} &= \frac{b}{T_r} \hat{\varphi}_{r\alpha} + b\hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{r\beta} - \gamma i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} + k_{v1} \mu_1 \\
 \dot{\hat{i}}_{s\beta} &= -b\hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{r\alpha} + \frac{b}{T_r} \hat{\varphi}_{r\beta} - \gamma i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} + k_{v2} \mu_1 \\
 \dot{\hat{\varphi}}_{r\alpha} &= -\frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} + k_{v3} \mu_1 \\
 \dot{\hat{\varphi}}_{r\beta} &= \hat{\omega}_r \hat{\varphi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \hat{\varphi}_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + k_{v4} \mu_1
 \end{aligned} \tag{IV.39}$$

$\hat{\omega}_r, \mu_1$ sont les entrées de l'observateur. Tout d'abord, les surfaces de glissement sont définies comme suit:

$$\begin{cases} S_{11} = \hat{\varphi}_{r\alpha} \tilde{i}_{s\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \tilde{i}_{s\alpha} \\ S_{22} = \hat{\varphi}_{r\alpha} \tilde{i}_{s\alpha} + \hat{\varphi}_{r\beta} \tilde{i}_{s\beta} \end{cases} \tag{IV.40}$$

Où :

$$\tilde{i}_{s\alpha} = \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha}, \quad \tilde{i}_{s\beta} = \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}$$

On définit les erreurs suivantes :

$$\tilde{\varphi}_{r\alpha} = \hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha}, \quad \tilde{\varphi}_{r\beta} = \hat{\varphi}_{r\beta} - \varphi_{r\beta}, \quad \tilde{\omega}_r = \hat{\omega}_r - \omega_r \tag{IV.41}$$

Les dérivées premières des surfaces de glissement peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned}
 \dot{S}_{11} &= b \omega_r (\hat{\varphi}_{r\alpha} \varphi_{r\alpha} + \hat{\varphi}_{r\beta} \varphi_{r\beta}) - b \hat{\omega}_r (\hat{\varphi}_{r\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta}^2) \\
 &\quad + (k_{v2} \hat{\varphi}_{r\alpha} - k_{v1} \hat{\varphi}_{r\beta}) \mu_1 - \hat{\omega}_r S_{22} + \frac{b}{T_r} (\tilde{\varphi}_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \tilde{\varphi}_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta}) \\
 &\quad - \frac{1}{T_r} (S_{11} + M (\tilde{i}_{s\alpha} i_{s\beta} - \tilde{i}_{s\beta} i_{s\alpha})) + (k_{v3} \tilde{i}_{s\beta} - k_{v4} \tilde{i}_{s\alpha}) \mu_1
 \end{aligned} \tag{IV.42}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{S}_{22} &= \frac{b}{T_r} (\hat{\varphi}_{r\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta}^2) - \frac{b}{T_r} (\hat{\varphi}_{r\alpha} \varphi_{r\alpha} + \hat{\varphi}_{r\beta} \varphi_{r\beta}) \\
 &\quad - b \omega_r (\varphi_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta}) + (k_{v1} \hat{\varphi}_{r\alpha} + k_{v2} \hat{\varphi}_{r\beta}) \mu_1 \\
 &\quad - \frac{1}{T_r} (S_{22} - M (\tilde{i}_{s\alpha} i_{s\alpha} + \tilde{i}_{s\beta} i_{s\beta})) + \hat{\omega}_r S_{11} + (k_{v3} \tilde{i}_{s\alpha} + k_{v4} \tilde{i}_{s\beta}) \mu_1
 \end{aligned} \tag{IV.43}$$

$k_{vi}, i = 1, 2, 3, 4$ sont choisis en fonction des conditions de stabilité du mode glissant, nous choisissons ces termes comme suit :

$$\begin{aligned} k_{v1} &= -b\hat{\varphi}_{r\alpha}, k_{v2} = -b\hat{\varphi}_{r\beta}, \\ k_{v3} &= k_{v4} = 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.44})$$

Donc (IV.42), (IV.43) peuvent être simplifiées par :

$$\begin{aligned} \dot{S}_{11} &= -b \omega_r e_1 - b \tilde{\omega}_r \hat{\varphi}_r^2 - \hat{\omega}_r S_{22} + \frac{b}{T_r} e_2 \\ &\quad - \frac{1}{T_r} \left(S_{11} + M \left(\tilde{i}_{s\alpha} i_{s\beta} - \tilde{i}_{s\beta} i_{s\alpha} \right) \right) \\ \dot{S}_{22} &= \frac{b}{T_r} e_1 + b \omega_r e_2 - b \hat{\varphi}_r^2 \mu_1 \\ &\quad - \frac{1}{T_r} \left(S_{22} - M \left(\tilde{i}_{s\alpha} i_{s\alpha} + \tilde{i}_{s\beta} i_{s\beta} \right) \right) + \hat{\omega}_r S_{11} \end{aligned} \quad (\text{IV.45})$$

Où :

$$\begin{aligned} e_1 &= \tilde{\varphi}_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\alpha} + \tilde{\varphi}_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\beta} \\ e_2 &= \tilde{\varphi}_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \tilde{\varphi}_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} \end{aligned} \quad (\text{IV.46})$$

Selon la SMC du premier ordre, on choisit :

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r &= \omega_0 \text{sign}(S_{11}) \\ \mu_1 &= \mu_0 \text{sign}(S_{22}) \end{aligned} \quad (\text{IV.47})$$

Pour s'assurer que les valeurs estimées convergent vers les valeurs réelles et que les erreurs convergent vers zéro, il faut que :

$$\begin{aligned} \omega_0 &> \left| \left(-b \omega_r e_1 + b \omega_r \hat{\varphi}_r^2 + \frac{b}{T_r} e_2 - \frac{1}{T_r} \left(S_{11} + M \left(\tilde{i}_{s\alpha} i_{s\beta} - \tilde{i}_{s\beta} i_{s\alpha} \right) \right) \right) \right| / (b \hat{\varphi}_r^2 + S_{22}) \\ \mu_0 &> \left| \left(\frac{b}{T_r} e_1 + b \omega_r e_2 - \frac{1}{T_r} \left(S_{22} - M \left(\tilde{i}_{s\alpha} i_{s\alpha} + \tilde{i}_{s\beta} i_{s\beta} \right) \right) + \hat{\omega}_r S_{11} \right) \right| / (b \hat{\varphi}_r^2) \end{aligned} \quad (\text{IV.48})$$

Avec :

$$\hat{\varphi}_r^2 = \left(\hat{\varphi}_{r\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta}^2 \right) \neq 0 \quad \forall t \quad (\text{IV.49})$$

Si ω_0, μ_1 sont suffisamment élevés pour garantir $S_{11} \dot{S}_{11} < 0$, $S_{22} \dot{S}_{22} < 0$, cela signifie que le mode de glissement se produira sur les surfaces $S_{11} = S_{22} = 0$. D'autre part, le contrôle équivalent de la fonction discontinue $\hat{\omega}_r = \omega_0 \text{sign}(S_{11})$ est une solution algébrique de l'équation $S_{11} = 0$. Pour notre cas :

$$\dot{S}_{11} = 0 = -b \omega_r e_1 - b \tilde{\omega}_r \hat{\varphi}_r^2 + \frac{b}{T_r} e_2 \quad (\text{IV.50})$$

Donc :

$$\hat{\omega}_{r_eq} = \omega_r - \frac{\omega_r}{\hat{\varphi}_r^2} e_1 + \frac{1}{T_r \hat{\varphi}_r^2} e_2 \quad (\text{IV.51})$$

D'après (IV.51) si le flux rotorique estimé converge vers le flux réel, qui signifie que $e_1 = e_2 = 0$, alors $\hat{\omega}_{r_eq}$ tend vers la vitesse réelle du rotor. L'analyse de la convergence de $e_1 = e_2 = 0$ peut être trouvée dans [UTK'09]. De plus, l'équation (IV.51) n'est destinée qu'à l'analyse théorique pour montrer que la commande équivalente est bien égale à la vitesse réelle du rotor. En pratique, la vitesse réelle est obtenue par un filtre passe-bas [UTK'09].

IV.5.2 Observateur basé sur le mode glissant d'ordre deux

L'observateur de mode glissant d'ordre deux (SMO2) convient à l'application car il est robuste vis-à-vis des perturbations, possède de bonnes caractéristiques dynamiques et atténue en même temps le phénomène de chattering [ZHA'14]. Dans cette sous-section, nous nous appuyerons sur un observateur robuste qui a été conçu dans [AUR'07], où il est basé sur l'algorithme de super-twisting. Cet observateur n'a besoin que de simples mesures de courants et de tensions statoriques. Tout d'abord, on conçoit un observateur pour les courants statorique basé sur l'algorithme de super twisting :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_{s\alpha} &= -b\dot{\varphi}_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} (V_{s\alpha} - R_s \hat{i}_{s\alpha}) + u_a \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} &= -b\dot{\varphi}_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} (V_{s\beta} - R_s \hat{i}_{s\beta}) + u_\beta\end{aligned}\quad (IV.52)$$

Où l'algorithme de super- twisting est défini par:

$$\begin{aligned}u_a &= -K_\lambda \left| \tilde{i}_{s\alpha} \right|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_{s\alpha}) - K_\alpha \int \text{sign}(\tilde{i}_{s\alpha}) dt \\ u_\beta &= -K_\lambda \left| \tilde{i}_{s\beta} \right|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\tilde{i}_{s\beta}) - K_\alpha \int \text{sign}(\tilde{i}_{s\beta}) dt\end{aligned}\quad (IV.53)$$

K_λ, K_α Sont des gains positifs, choisis de manière à garantir que les erreurs estimées disparaîtront en temps fini.

Ici, l'algorithme de super-twisting est utilisé pour que l'erreur d'observation des courants statoriques tende vers zéro en temps fini, où les erreurs d'observation des courants sont définies par :

$$\begin{aligned}\tilde{i}_{s\alpha} &= \hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} &= \hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}\end{aligned}\quad (IV.54)$$

Les dynamiques des erreurs sont :

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{i}}_{s\alpha} &= -b\dot{\varphi}_{r\alpha} + u_a \\ \dot{\tilde{i}}_{s\beta} &= -b\dot{\varphi}_{r\beta} + u_\beta\end{aligned}\quad (IV.55)$$

Analogiquement à [MAR'96], les grandeurs auxiliaires sont introduites comme :

$$\begin{aligned}z_\alpha &= \tilde{i}_{s\alpha} + b\tilde{\varphi}_{r\alpha} \\ z_\beta &= \tilde{i}_{s\beta} + b\tilde{\varphi}_{r\beta}\end{aligned}\quad (IV.56)$$

Où leurs dynamiques sont :

$$\begin{aligned}\dot{z}_\alpha &= u_\alpha \\ \dot{z}_\beta &= u_\beta\end{aligned}\quad (IV.57)$$

À partir de (IV.56), on peut reconstruire les erreurs d'estimation des flux

$\tilde{\varphi}_{r\alpha} = \hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha}$ et $\tilde{\varphi}_{r\beta} = \hat{\varphi}_{r\beta} - \varphi_{r\beta}$ comme suit :

$$\begin{aligned}\tilde{\varphi}_{r\alpha} &= \frac{1}{b}(z_\alpha - \tilde{i}_{s\alpha}) \\ \tilde{\varphi}_{r\beta} &= \frac{1}{b}(z_\beta - \tilde{i}_{s\beta})\end{aligned}\quad (IV.58)$$

Les équations qui modélisent l'observateur proposé sont [AUR'07] :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\varphi}}_{r\alpha} &= -\frac{1}{T_r}\hat{\varphi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r\hat{\varphi}_{r\beta} + \frac{M}{T_r}i_{s\alpha} + f_{\varphi_{r\alpha}} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{r\beta} &= \hat{\omega}_r\hat{\varphi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}\hat{\varphi}_{r\beta} + \frac{M}{T_r}i_{s\beta} + f_{\varphi_{r\beta}} \\ \dot{\hat{\Omega}}_r &= \mu(i_{s\beta}\hat{\varphi}_{r\alpha} - i_{s\alpha}\hat{\varphi}_{r\beta}) - \frac{1}{J}T_L - \frac{f}{J}\hat{\Omega}_r + f_{\Omega_r}\end{aligned}\quad (IV.59)$$

Où les dynamiques des erreurs sont :

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\varphi}}_{r\alpha} &= -\frac{1}{T_r}\tilde{\varphi}_{r\alpha} - \tilde{\omega}_r\hat{\varphi}_{r\beta} - \omega_r\tilde{\varphi}_{r\beta} + f_{\varphi_{r\alpha}} \\ \dot{\tilde{\varphi}}_{r\beta} &= \tilde{\omega}_r\hat{\varphi}_{r\alpha} + \omega_r\tilde{\varphi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}\tilde{\varphi}_{r\beta} + f_{\varphi_{r\beta}} \\ \dot{\tilde{\Omega}}_r &= \mu(i_{s\beta}\tilde{\varphi}_{r\alpha} - i_{s\alpha}\tilde{\varphi}_{r\beta}) - \frac{f}{J}\tilde{\Omega}_r + f_{\Omega_r}\end{aligned}\quad (IV.60)$$

Afin de sélectionner $f_{\varphi_{r\alpha}}, f_{\varphi_{r\beta}}, f_{\Omega_r}$ et d'analyser la stabilité de l'observateur proposé, la fonction de Lyapunov est choisie comme suit :

$$V = \frac{1}{2}\left(\tilde{\varphi}_{r\alpha}^2 + \tilde{\varphi}_{r\beta}^2 + \frac{1}{y}\tilde{\Omega}_r^2\right)\quad (IV.61)$$

Où y est une constante positive, la dérivée de la fonction de Lyapunov est:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \left(\tilde{\varphi}_{r\alpha}\dot{\tilde{\varphi}}_{r\alpha} + \tilde{\varphi}_{r\beta}\dot{\tilde{\varphi}}_{r\beta} + \frac{1}{y}\tilde{\Omega}_r\dot{\tilde{\Omega}}_r\right) \\ &= -\frac{1}{T_r}(\tilde{\varphi}_{r\alpha}^2 + \tilde{\varphi}_{r\beta}^2) + f_{\varphi_{r\alpha}}\tilde{\varphi}_{r\alpha} + f_{\varphi_{r\beta}}\tilde{\varphi}_{r\beta} - \frac{f}{J}\frac{1}{y}\tilde{\Omega}_r^2 \\ &\quad + \tilde{\Omega}_r\left(\frac{1}{y}f_{\Omega_r} + \frac{\mu}{y}(i_{s\beta}\tilde{\varphi}_{r\alpha} - i_{s\alpha}\tilde{\varphi}_{r\beta}) + \tilde{\varphi}_{r\beta}\hat{\varphi}_{r\alpha} - \tilde{\varphi}_{r\alpha}\hat{\varphi}_{r\beta}\right)\end{aligned}\quad (IV.62)$$

$\dot{V} \leq 0$ peut être garanti en imposant [AUR'07]:

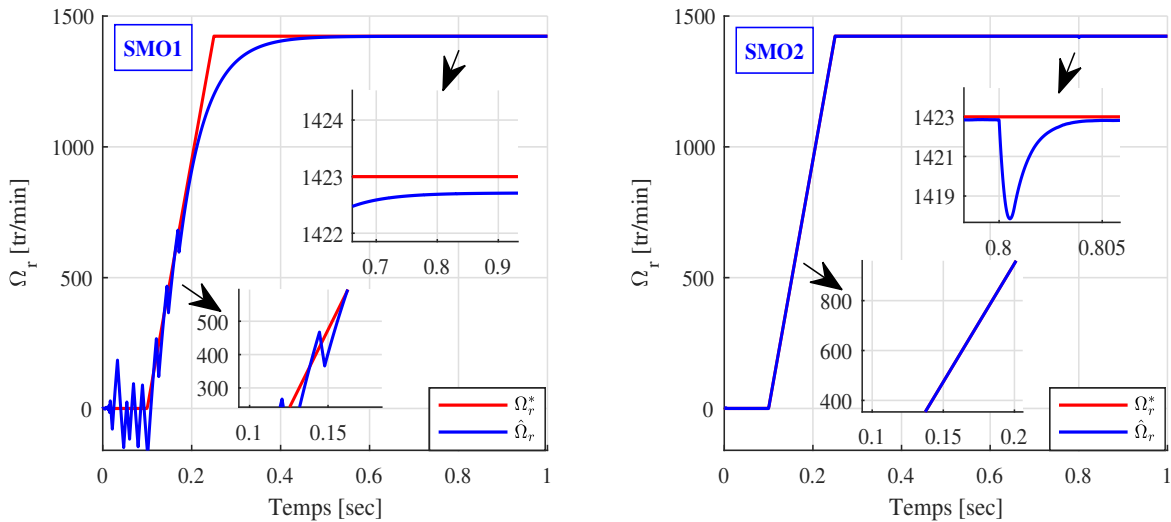
$$\begin{aligned}
 f_{\varphi_{r\alpha}} &= -K_{\varphi} \tilde{\varphi}_{r\alpha} \\
 f_{\varphi_{r\beta}} &= -K_{\varphi} \tilde{\varphi}_{r\beta} \\
 f_{\Omega} &= y \left(\tilde{\varphi}_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} - \tilde{\varphi}_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} \right) - \mu \left(i_{s\beta} \tilde{\varphi}_{r\alpha} - i_{s\alpha} \tilde{\varphi}_{r\beta} \right)
 \end{aligned}
 \tag{IV.63}$$

IV.5.3 Résultats de simulation

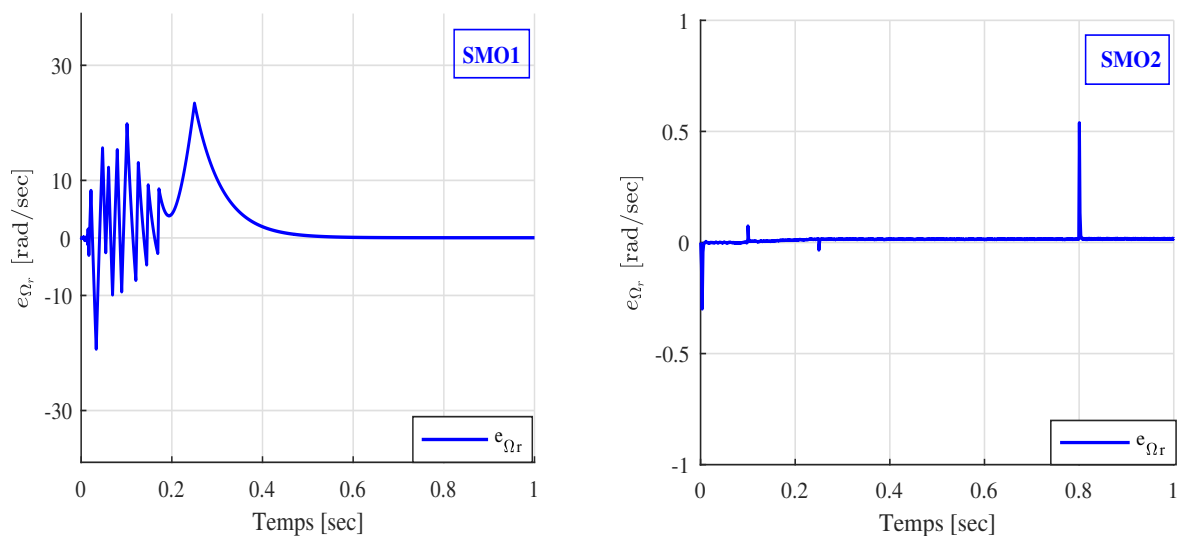
Dans les figures suivantes, les deux types d'observateur de mode glissant (SMO1 et SMO2) sont comparés dans des conditions nominales du moteur. La simulation est réalisée sur la base de la commande par SMC d'ordre 1 donnée au chapitre 3. Les différents paramètres utilisés sont présentés dans l'annexe C.

En boucle fermée, les deux observateurs SMO1 et SMO2 sont testés par simulation dans les mêmes conditions :

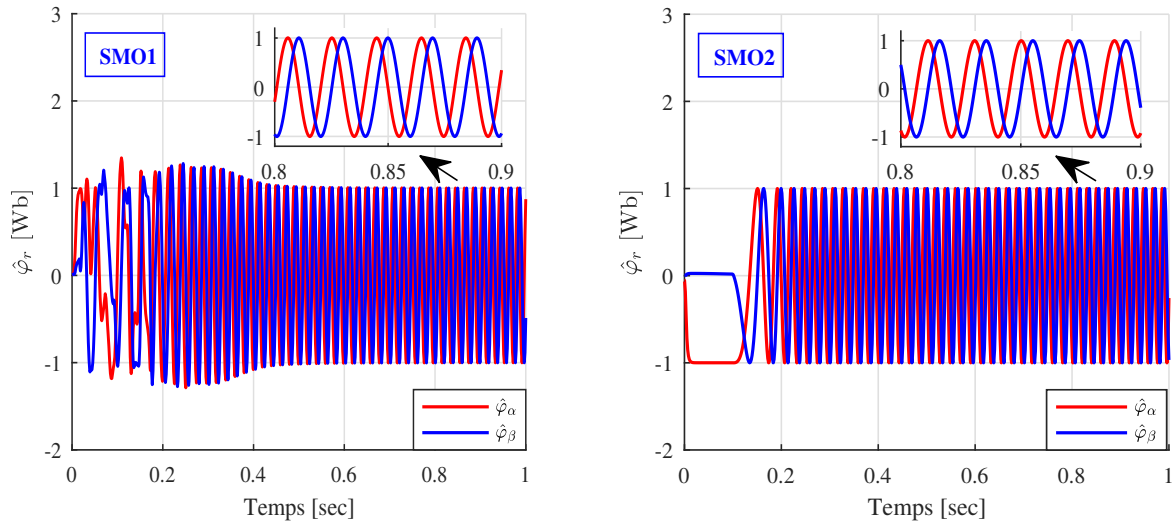
- ✓ Une référence de vitesse sous forme de rampe (0 → 1423 tr/min).
- ✓ Un couple de charge de 10 Nm appliqué à l'instant $t = 0.8$ sec.
- ✓ Un flux rotorique de référence constant de 1 Wb.



a : Estimation de la vitesse de rotation



b : Erreurs d'estimations de vitesse



c : Estimations des composantes des flux rotoriques

Fig. IV.8 Estimations de la vitesse et du flux du moteur par observateur à mode glissant d'ordre un et d'ordre deux

L'analyse des allures obtenues (figure IV.8 (a)) nous a permis de faire les commentaires suivants :

- ✓ Les vitesses estimées pour les deux observateurs suivent leurs références avec un petit retard du au filtre pour SMO1.
- ✓ SMO2 présente sa supériorité par rapport à SMO1 pour les basses vitesses.
- ✓ Il est très évident que l'application de la charge n'influe pas sur la vitesse pour SMO1, ce qui n'est pas le cas pour SMO2 où on peut voir clairement une légère chute de la vitesse, qui disparaît par la suite (voir le zoom).

Les figures IV.8 (b), montrent l'évolution des erreurs d'estimation de la vitesse pour les deux observateurs. Que ce soit pour SMO1 ou SMO2, les erreurs sont remarquables en régime transitoire, néanmoins, SMO2 avec son algorithme de super-twisting présente des erreurs acceptables comparativement à SMO1.

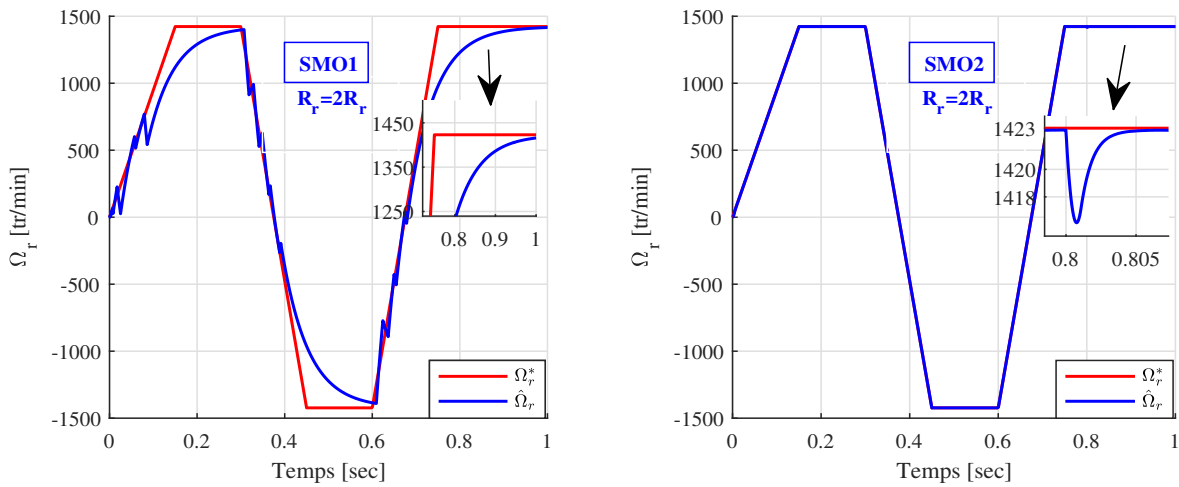
La figure IV.8 (c) est le résultat de l'estimation du flux rotorique, pour les deux observateurs, on peut voir que la convergence du flux rotorique estimé vers le flux nominal se produit après un régime transitoire, de plus, au moment de démarrage, on voit quelques oscillations de flux pour SMO1 par rapport à SMO2.

Des testés ont été faits pour vérifier la robustesse des deux observateurs vis-à-vis :

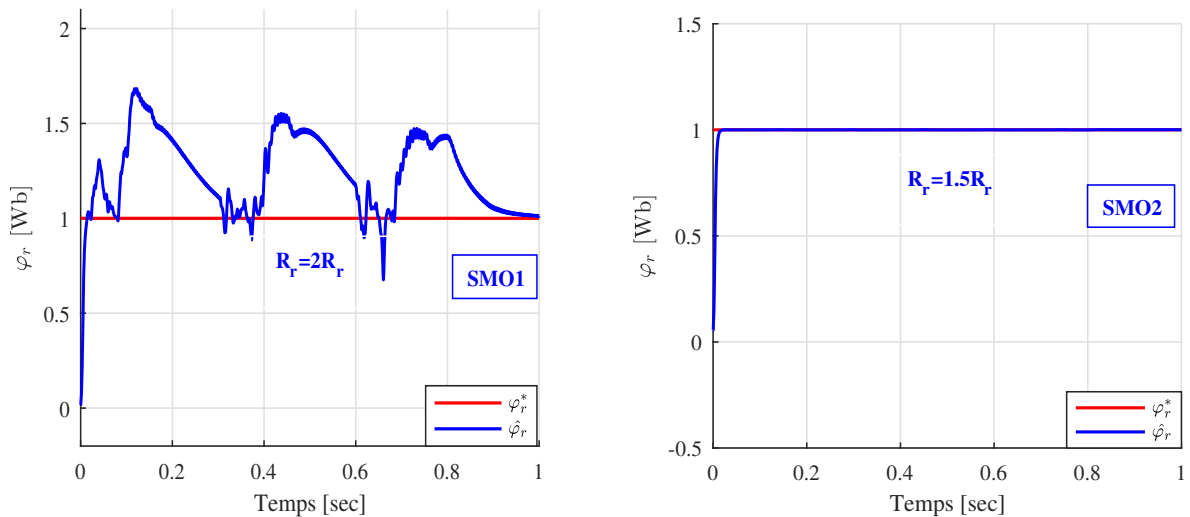
- ✓ L'inversion du sens de rotation.
- ✓ Le rejet de la perturbation.
- ✓ La variation de la résistance rotorique.

Les résultats obtenus sont donnés dans la figure IV.9. Pour SMO2, la vitesse estimée présente une bonne dynamique et suit parfaitement le profil imposée sans être affectée pour la perturbation du couple de charge ou la variation de la résistance rotorique. La même remarque peut être faite pour le flux qui, malgré les tests de robustesse introduits, il se stabilise à la valeur de référence 1 Wb après un régime transitoire.

Contrairement à SMO2, SMO1 est très sensible face aux changements introduits, ce qui est traduit sur les courbes par le retard du filtre et la forme déformée des flux.



a : Estimation de la vitesse de rotation



b : Estimation de module du flux rotorique

Fig. IV.9 Estimations de la vitesse et du flux rotorique par SMO1 et SMO2

En bref, les observateurs à base de super-twisting fonctionnent parfaitement même à basse vitesse ou nulle. Le phénomène de chattering est presque inexistant. Cependant plusieurs gains doivent être calculés puis ajustés pour obtenir de bonne performance. D'autre part, les observateurs d'ordre 1 nécessitent l'utilisation d'un filtre passe-bas, ce qui entraînera un retard pour la réponse du gradeur estimé.

IV.6 Conclusion

Dans ce quatrième chapitre, la commande sans capteur a été présentée. Trois observateurs ont été introduits pour l'estimation de la vitesse et des flux.

Les résultats ont montré que l'observateur à mode glissant d'ordre deux fournit de bonnes performances comparativement aux trois autres observateurs à mode glissant d'ordre un, le filtre de Kalman étendu et celui de Luenberger et ceci que ce soit pour le suivi des consignes imposées, le rejet de perturbations ou vis-à-vis les incertitudes paramétriques.

Chapitre V...



Validation Expérimentale

V.1 Introduction

Au cours des chapitres précédents, les simulations nous ont permis de vérifier l'efficacité de toutes les techniques de commande présentées. Cependant, ces simulations ne peuvent pas refléter tous les phénomènes physiques existant dans la réalité, comme les erreurs de mesure, les retards, les temps de traitement des données, les bruits, ...etc. Par conséquent, la mise en œuvre de différentes techniques de commandes en temps réel est très importante pour rapprocher le chercheur de ses objectifs et voir l'efficacité de ses algorithmes. Pour cela, l'objectif de ce chapitre est de vérifier en temps réel quelques méthodes présentées dans les chapitres II et III sur un banc d'essai expérimental à base d'une carte DSPACE 1104 de notre laboratoire de recherche LGEA.

Ce chapitre est organisé en trois sections principales. Dans la première section, un aperçu d'ensemble de l'équipement utilisé dans l'essai sera brièvement décrit. Dans la deuxième section, toutes les commandes conventionnelles présentées dans le chapitre II seront validées expérimentalement, en terminant ce chapitre par la validation de certaines techniques de commande par mode glissant.

V.2 Description du banc d'essai

Le banc d'essai sur lequel les différentes techniques de commande ont été testées est montré par la figure V.1, il se compose des différentes parties suivantes :



Fig. V.1 Photographie du banc d'essai expérimental

V.2.1 Partie mécanique

✓ Moteur électrique

C'est un moteur asynchrone triphasé à cage d'écurieil fabriqué par Langlois. Ses enroulements sont couplés en étoile.

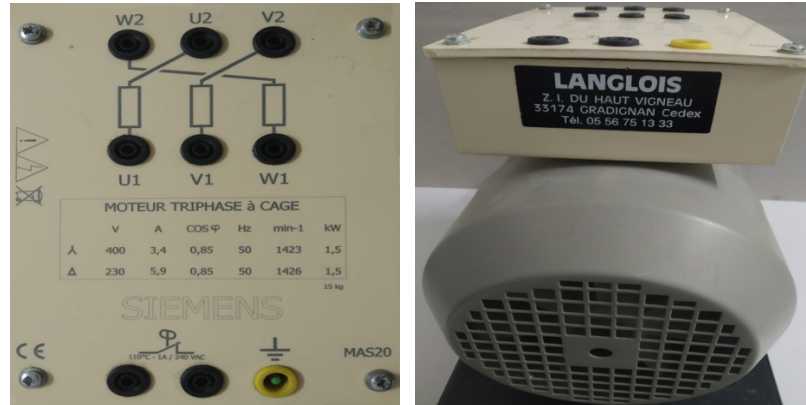


Fig. V.2 MAS triphasée utilisée en pratique

Dans [SAK'17], une méthode numérique de Newton–Raphson a été introduite afin d'identifier les paramètres électriques de cette machine, et pour les paramètres mécaniques, ils ont été identifiés à partir des deux tests de ralentissement et séparation des pertes. Les paramètres obtenus et utilisés tout au long de la réalisation de cette thèse sont reportés dans l'annexe C.

✓ Frein à poudre

Le frein à poudre magnétique peut appliquer un couple nominal à n'importe quel moteur de puissance moyenne. Il est équipé d'un ventilateur de refroidissement et d'une protection contre l'échauffement du frein ou du moteur.



Fig. V.3 Frein à poudre et son unité de commande

V.2.2 Partie électronique de puissance

✓ Convertisseur statique

Ce convertisseur développé par SEMIKRON se compose d'un onduleur triphasé à transistor IGBT, d'un redresseur triphasé non commandé et d'un hacheur de récupération d'énergie. D'autres informations sur cet onduleur sont détaillées dans le tableau V.1 [SEMIKRON].

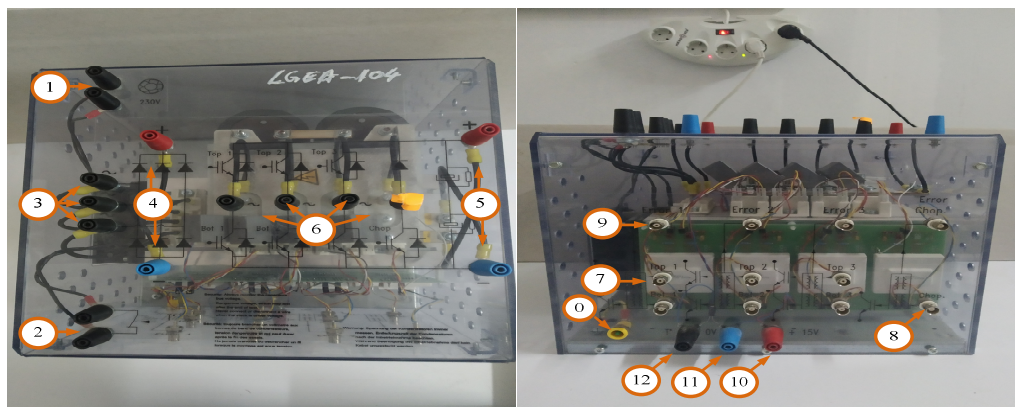


Fig. V.4 Onduleur triphasé utilisé dans les tests expérimentaux (de SEMIKRON)

Tableau V.1: Informations sur la fiche technique du convertisseur statique

N°	Fonction	Tension	Courant maximal
0	Mise à la terre	0V	30 A
1	Alimentation du ventilateur	230V/50Hz	1 A
2	Relais thermique	15V	5 A
3	Entrée de redresseur	230 / 400V	30 A
4	Sorties de redresseur (bus continu)	600 VDC (le rouge est positif, le bleu est négatif)	30 A
5	Entrées DC de l'onduleur (IGBT)	600 VDC (le rouge est positif, le bleu est négatif)	30 A
6	Onduleur IGBT + sorties hacheur	400 VAC / 600 VDC	30 A
7	Entrée PWM de l'onduleur	C-MOS 0/15 V (0 V = IGBT ouvert, 15 V = IGBT fermé)	1 A
8	Entrée PWM du hacheur de freinage	C-MOS 0/15 V (0 V = IGBT ouvert, 15 V = IGBT fermé)	1 A
9	Sortie d'erreur	Logique C-MOS 0/15V	1 A
10	Alimentation pilote 15V	15V	5 A
11	Alimentation pilote 0V	15V	5 A
12	Capteur de température	0-5V	1 A

✓ Autotransformateur triphasé

Ce transformateur variable est un dispositif qui peut fournir une tension alternative de zéro (0V) jusqu'à la tension composée (450V), son but est d'ajuster la valeur de la tension continue imposée sur le bus continu de l'onduleur et d'éviter la variation brusque de tension pendant le démarrage.



Fig. V.5 Autotransformateur triphasé

✓ **Circuit adaptateur 5V/15V**

Ce circuit adaptateur effectue la conversion de signaux TTL 0/5V délivrés par la carte DSPACE en signaux logique CMOS 0/15 V pour alimenter les drivers des IGBT de l'onduleur.



Fig. V.6 Carte d'interface

V.2.3 Environnement de mesure

✓ **Génératrice tachymétrique**

La génératrice tachymétrique est un dispositif fixé mécaniquement à l'arbre d'un moteur. Il permet de mesurer la vitesse en convertissant le mouvement mécanique (rotation de l'arbre) en énergie électrique (tension continue). La tension qu'elle délivre est proportionnelle à la vitesse de rotation: 1 volt pour 1000 tr/min. La vitesse mesurée est normalisée par un gain et filtrée au moyen d'un filtre numérique de premier ordre.



Fig. V.7 Génératrice tachymétrique

✓ Carte de mesure des tensions et des courants

Afin d'effectuer une mesure précise et fiable du courant nécessaire pour obtenir une commande adéquate, il est impératif d'avoir une bonne linéarité, une isolation galvanique et une large bande passante au niveau du capteur. Pour cela, des capteurs de courant de type LA 25- NP, de la société LEM, fonctionnant en boucle fermée avec compensation et utilisant l'effet Hall, remplissent cette tâche.

Pour la mesure des tensions que ce soit AC ou DC ; des capteurs LEM type LV 25-P, en boucle fermée (à compensation) et utilisant l'effet Hall, sont employés pour cette fonction. Ils sont caractérisés par une isolation galvanique entre le circuit primaire (haute tension) et le circuit secondaire (électronique). La tension efficace maximum au primaire est de 1000V et la tension maximum au secondaire est de 10V continue. C'est cette tension que l'on récupère sur la carte DSP.



Fig. V.8 Cartes de mesure des tensions et des courants

V.2.4 Partie contrôle -commande

✓ Carte DSPACE 1104

Notre application est réalisée sur une carte DSPACE 1104 qui est basée sur un processeur Power PC 603 fonctionnant à 250 MHz. Cette carte est un dispositif de contrôle numérique fabriqué par la société allemande DSP. La carte est spécialement conçue pour développer des contrôleurs numériques multi-variables à grande vitesse pour la simulation en temps réel.



Fig. V.9 Carte DSPACE 1104

Le système DSPACE peut être programmé dans l'environnement MATLAB/SIMULINK et en langage C. Les périphériques peuvent être connectés à la carte via des connecteurs BNC et des connecteurs Sub-D. Nous pouvons donc établir une connexion en temps réel entre la carte et les dispositifs de notre application.

✓ **Control Panel- CLP 1104**

Ce panneau permet d'accéder facilement à toutes les entrées et les sorties de la carte DSPACE 1104 à l'aide de connecteurs analogiques (type coaxial) ou numériques (type sub-D).

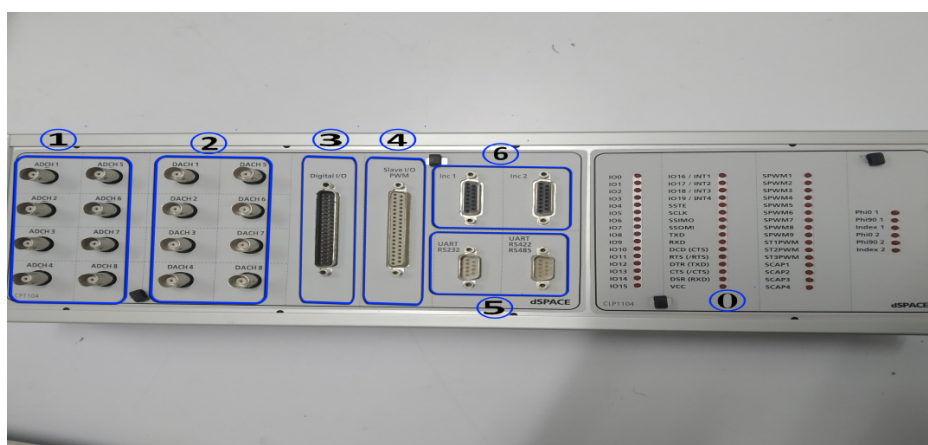


Fig. V.10 Control panel- CLP 1104

Le control panel- CLP 1104 se compose :

0. Des LED lumineuses qui permettent de voir les états des signaux numériques.
1. Des convertisseurs analogique-numérique (CAN), utilisés pour récupérer les données analogiques d'un système et les convertir en données numériques pour les utiliser dans un ordinateur.
2. Des convertisseurs numériques-analogiques (CNA), utilisés pour convertir les données numériques délivrées par l'ordinateur en données analogiques afin d'être injectées dans un système externe.
3. Des entrées/sorties numérique.
4. Des entrées/sorties du DSP permettent de générer des signaux MLI pour la commande du convertisseur.

5. Des ports séries pour la communication série entre la carte DSPACE 1104 et les différents dispositifs électroniques (automate, autre DSPACE, ...etc.).
6. Des encodeurs incrémentaux pour la récupération des données des capteurs

Toutes les entrées analogiques à l'entrée du DSPACE (les blocs ADC) sont multipliées par un gain de 0.1 pour avoir des signaux entre -1V et +1V. Il est donc nécessaire de normaliser les signaux d'entrée sur le programme SIMULINK afin d'être exploitées.

✓ Interface ControlDesk 6.1

Control Desk est une interface utilisateur qui donne accès au programme développé dans SIMULINK. Cette interface permet de visualiser et d'afficher les différentes variables en temps réel. Il donne aussi la possibilité de faire des variations que ce soit des paramètres ou des références en ligne.

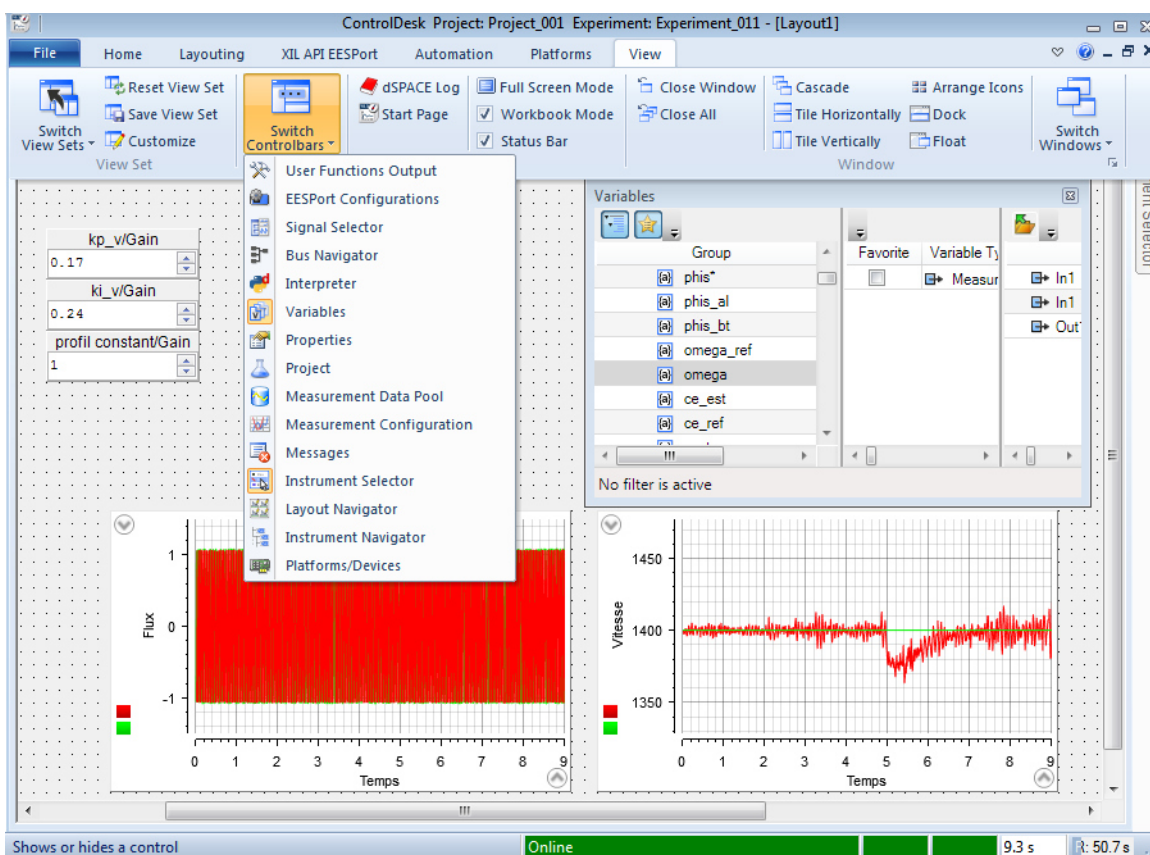


Fig. V.11 Écran de ControlDesk

V.3 Validation expérimentale de commandes conventionnelles

Dans cette section, toutes les commandes conventionnelles présentées dans le chapitre II (DFOC, DTC et FL) seront validés expérimentalement sur la base d'une carte DSP 1104. Les essais sont réalisés avec un moteur asynchrone de 1.5 KW de vitesse nominale 1423 tr/min alimenté par un onduleur triphasé. Tous les paramètres utilisés dans l'expérimentation sont cités dans l'annexe C.

V.3.1 Réalisation pratique de la commande DFOC

Le schéma SIMULINK expérimental de la commande DFOC de la figure V.12 a été validé pratiquement sur le banc d'essai. Lors de la validation de cette technique, les étapes suivantes ont été suivies :

- ✓ La vitesse mesurée est fournie par une génératrice tachymétrique.
- ✓ Le flux rotorique est obtenu par voie d'estimation issue du modèle de la MAS et qui nécessite les mesures des courants triphasés et la reconstruction des tensions à partir du bus continu et des signaux de commande.
- ✓ Des filtres passe-bas de type numérique sont introduits pour filtrer la vitesse et la tension du bus continu mesurées.
- ✓ Des ajustements des paramètres du régulateur en ligne ont été effectués parce que ceux calculés et utilisés dans la simulation n'ont pas donné de bons résultats.
- ✓ La présence de la charge (frein à poudre) sur l'arbre du moteur en permanence crée un couple supplémentaire d'environ 2 Nm.

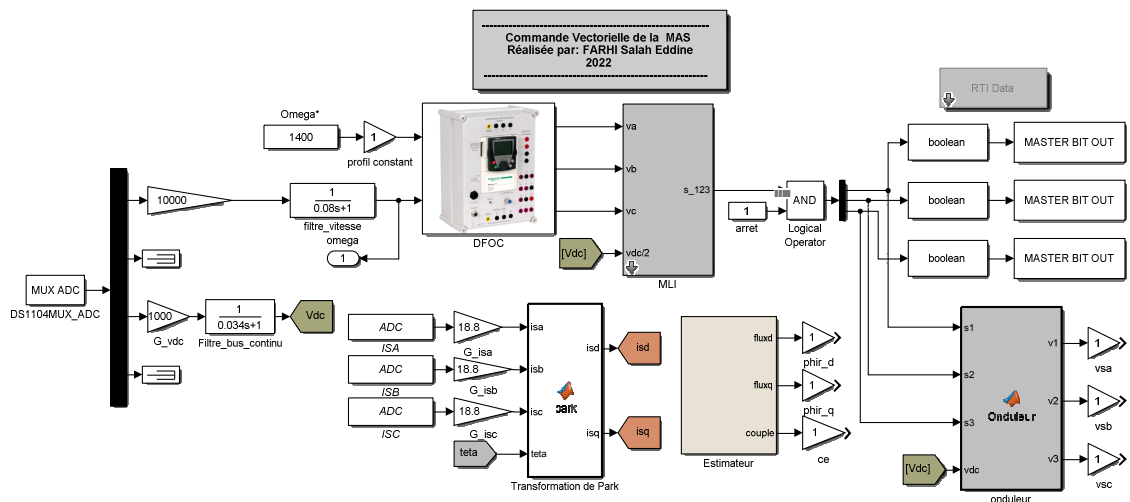
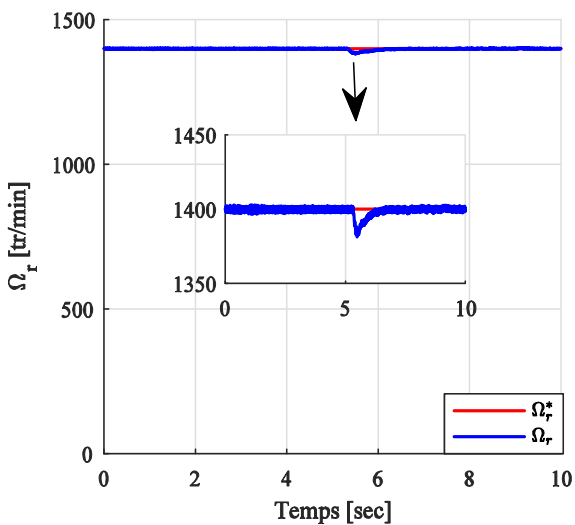
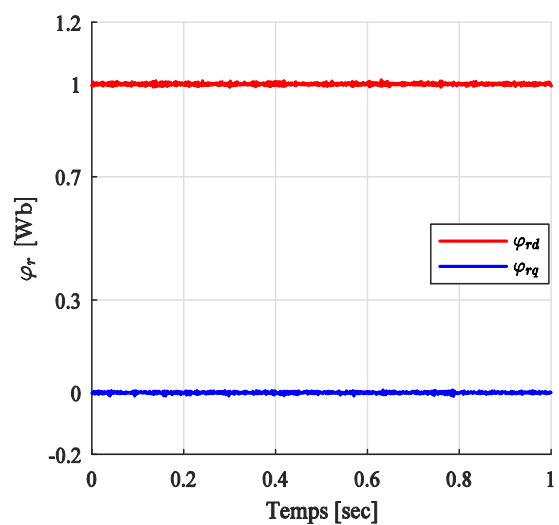


Fig. V.12 Schéma SIMULINK expérimental de la commande DFOC



a : Vitesses de rotation



b : Flux rotoriques suivants les deux axes d-q

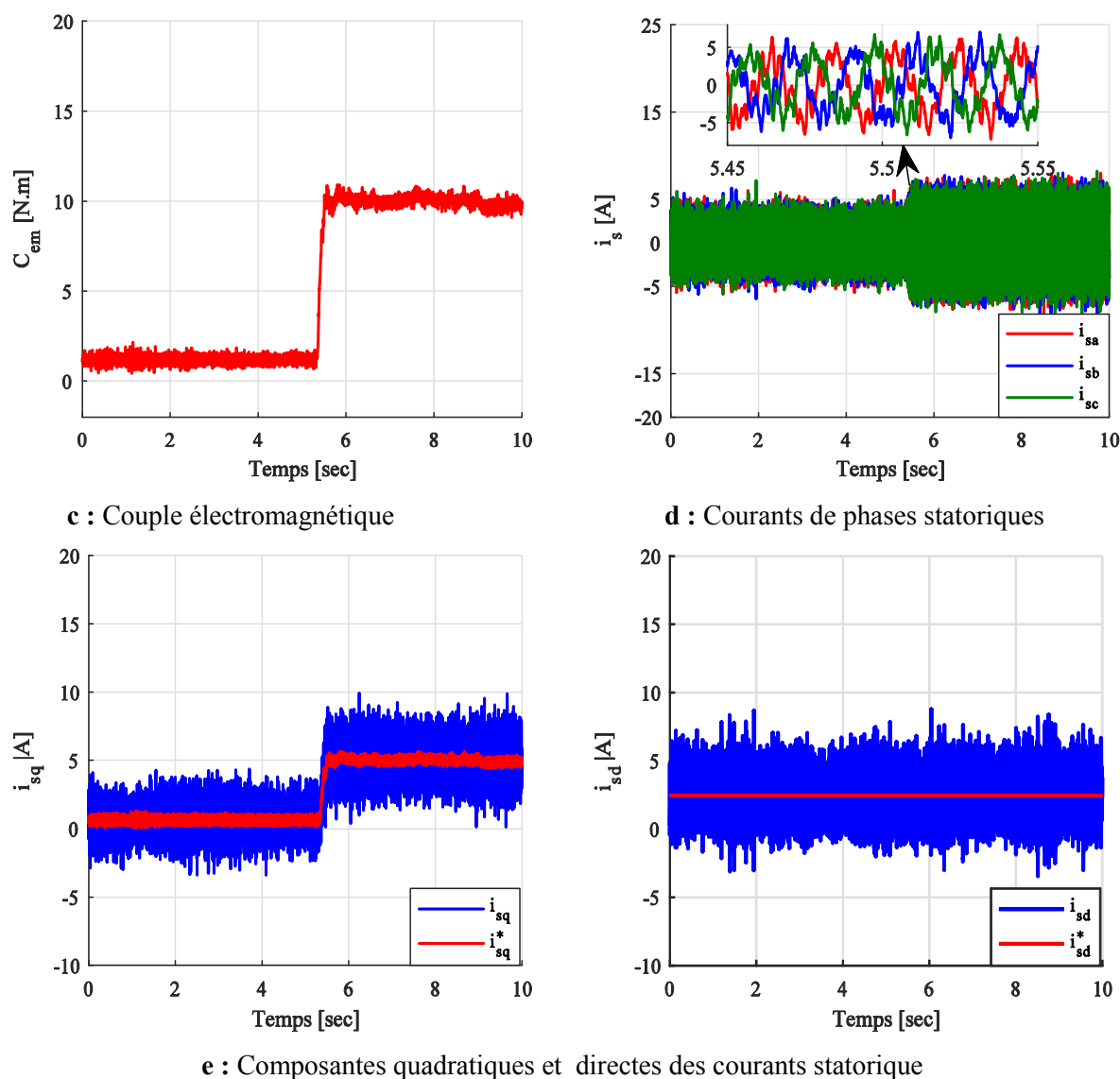


Fig. V.13 Résultats pratique de la commande DFOC

Tous les résultats expérimentaux sont enregistrés dans un fichier (.mat) pour être tracés par la suite par un fichier script MATLAB. Les courbes expérimentales de la commande DFOC sont présentées dans la figure V.13.

Dans cet essai la vitesse de référence est maintenue constante à 1400 tr/min avec un couple de charge de 10 Nm appliqué à $t=5.5$ sec. Notant que le couple de charge est s'applique manuellement. Les remarques suivantes peuvent être dégagées :

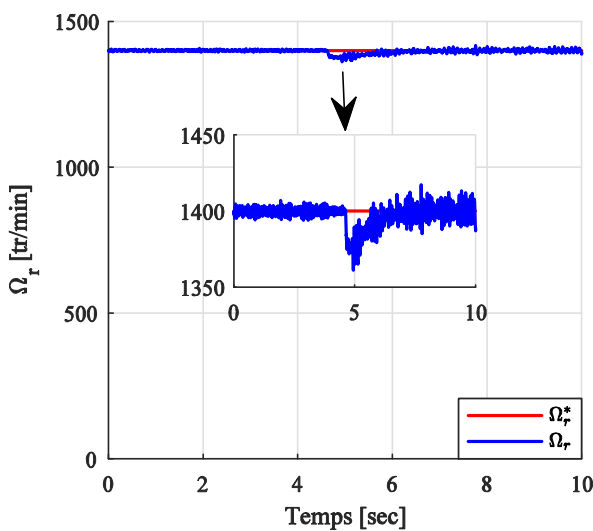
- ✓ Pour la vitesse, un suivi parfait peut être remarqué sans aucune erreur statique. Le rejet de perturbation est jugé bon confirmé par une chute très légère quand on applique le couple de charge.
- ✓ Les composantes du flux sont en quadrature et de même amplitude et vérifient la loi de la commande vectorielle dans le repère d-q.
- ✓ Le couple électromagnétique à vide est d'environ 2 Nm, du fait que le frein à poudre est fixé à l'arbre moteur. Au moment d'application de la charge à $t=5.5$ sec, le couple augmente pour compenser la charge appliquée.

- ✓ Les courants triphasés statoriques absorbés par la machine sont quasi-sinusoïdaux.
- ✓ Les composantes quadratique et directe du courant suivent bien leurs références mais avec de nombreuses oscillations. On constate que la composante quadratique i_{sq} est proportionnelle à la variation du couple tandis que la composante directe i_{sd} est peu perturbée et à la même forme que celle du flux.

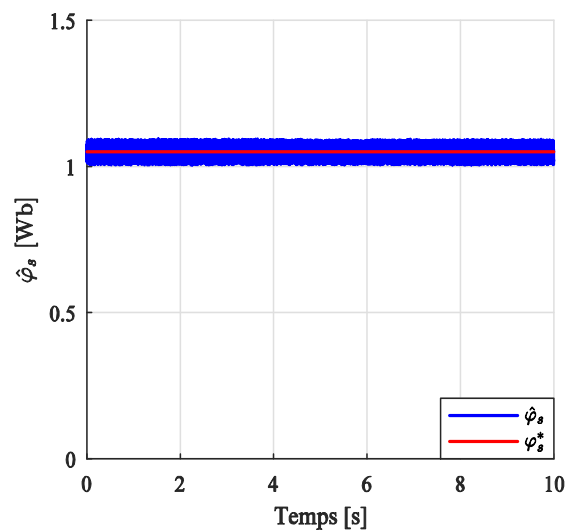
Remarque : la déformation du courant statorique est due à notre matériel, en particulier le capteur de courant ainsi que l'application de la charge de manière manuelle qui affecte la réponse du couple.

V.3.2 Validation de la commande DTC

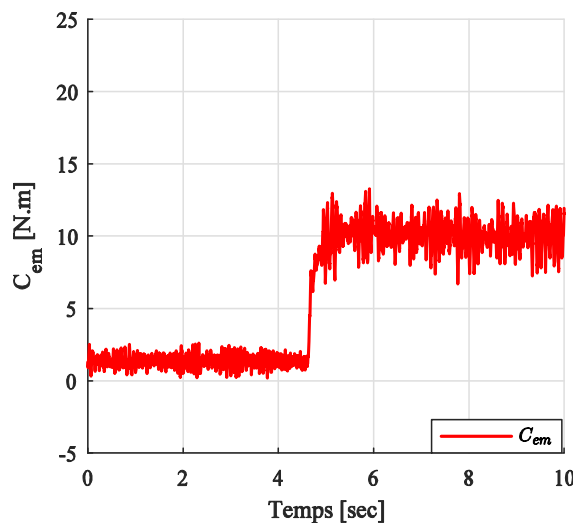
Dans cette sous-section, la commande DTC a été appliquée dans une configuration de test expérimentale.



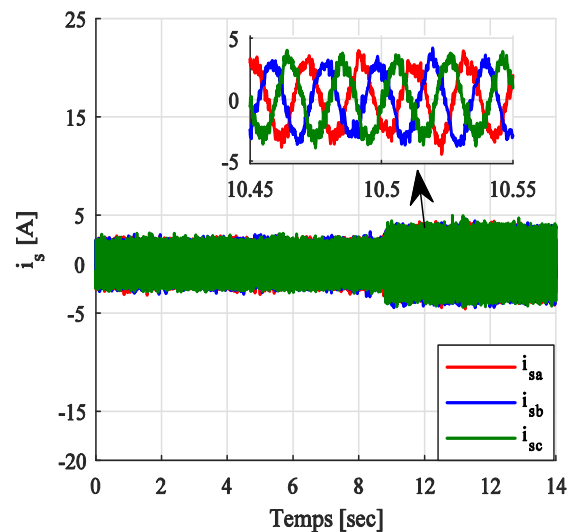
a : Vitesses de rotation



b : Module du flux statorique



c : Couple électromagnétique



d : Courants statoriques

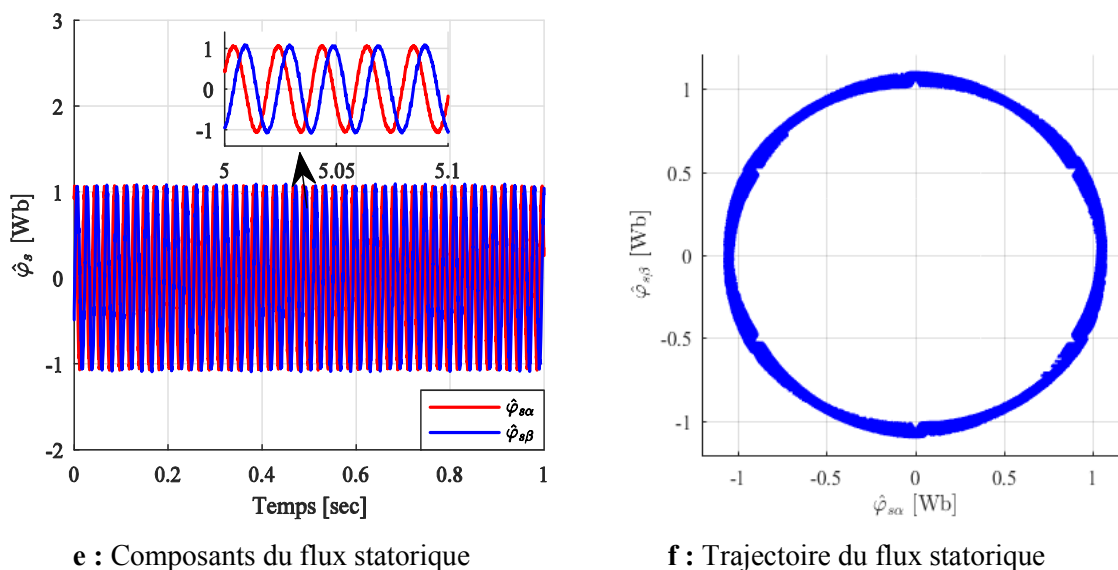


Fig. V.14 Résultats pratique de la commande DTC

La mise en œuvre pratique de cette technique nécessite :

- ✓ La mesure des courants et la reconstruction des tensions afin d'estimer le flux statorique et par conséquent le couple.
- ✓ L'estimation de l'angle à partir des deux composantes du flux pour déterminer le secteur.
- ✓ Le flux statorique de référence est réglé à 1.05 Wb.
- ✓ Les bandes d'hystérésis du couple et du flux sont fixées respectivement aux valeurs 0.01 Nm et 0.001 Wb.

Les résultats récupérés sont donnés sur la figure V.14. La figure V.14 présente les résultats expérimentaux de la DTC obtenus pour un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge nominal 10 Nm. La vitesse de référence est de 1400 tr/min.

L'examen des allures, nous a permis de dégager les interprétations suivantes :

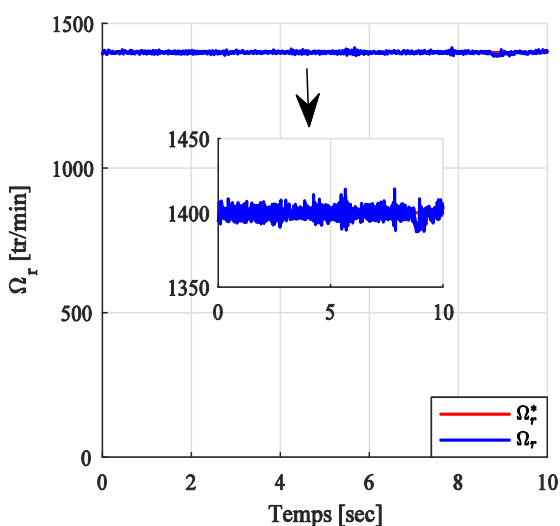
- ✓ La vitesse suit sa référence avec un bon comportement dynamique, ce qui est confirmé par le rejet rapide de la perturbation lors de l'application de la charge.
- ✓ Le couple électromagnétique à vide est d'environ 2 Nm, puis à l'instant $t=5$ sec, il augmente pour se stabiliser à la valeur du couple résistant appliqué. Les ondulations dans la réponse du couple sont dues à l'effet des régulateurs à hystérésis.
- ✓ Les composantes du flux du stator sont sinusoïdales et d'amplitude égale à la consigne.
- ✓ Le module du flux statorique estimé suit parfaitement sa référence dans une bande d'hystérésis définie précédemment, et il tourne tout en traçant un cercle de rayon 1.05 Wb.
- ✓ Les courants statoriques triphasés absorbés par la machine sont sinusoïdaux. Au moment de l'application du couple de charge, un appel du courant peut être observé, ce qui est interprété par l'augmentation des amplitudes des courants.

V.3.3 Validation de la commande FL

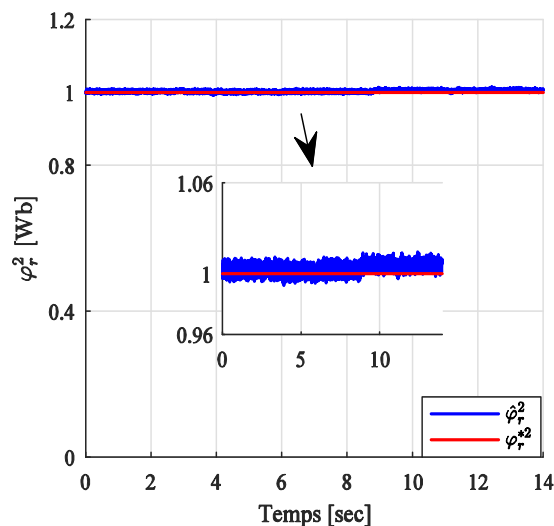
Dans cette dernière partie, la commande feedback linéarisation à son tour a été testée expérimentalement. En ce qui concerne la mise en œuvre de cette technique, nous avons suivi les mêmes étapes que pour les techniques DFOC et DTC. Les résultats expérimentaux obtenus de la commande FL sont présentés dans la figure V.15.

Dans cet essai, la vitesse de référence est maintenue constante à 1400 tr/min avec un couple de charge de 10 Nm appliqué à $t=5.5$ sec. On peut noter que :

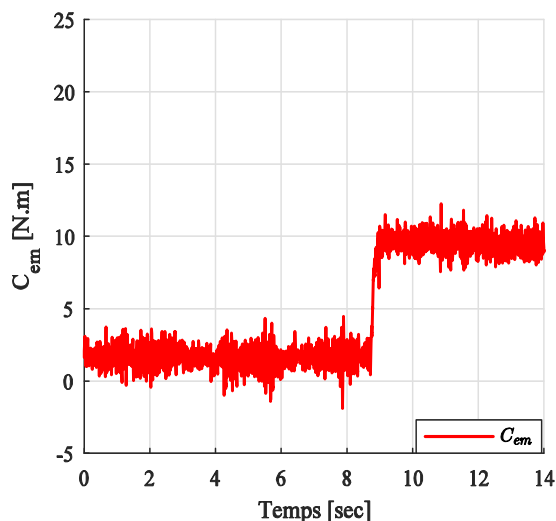
- ✓ Les performances de poursuites de vitesse et du flux sont satisfaisantes.
- ✓ Le couple estimé compense parfaitement le couple de charge appliqué.
- ✓ Les courants triphasés absorbés par la machine sont quasi-sinusoïdaux.
- ✓ L'allure du flux statorique dans le plan (α, β) est parfaitement circulaire.



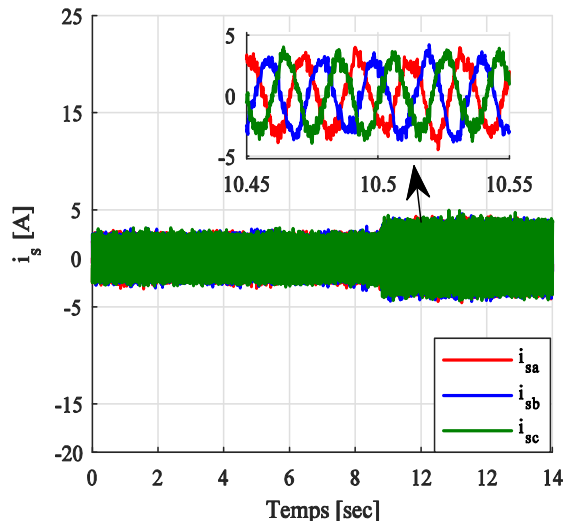
a : Vitesses de rotation



b : Flux rotorique



c : Couple électromagnétique



d : Courants statoriques

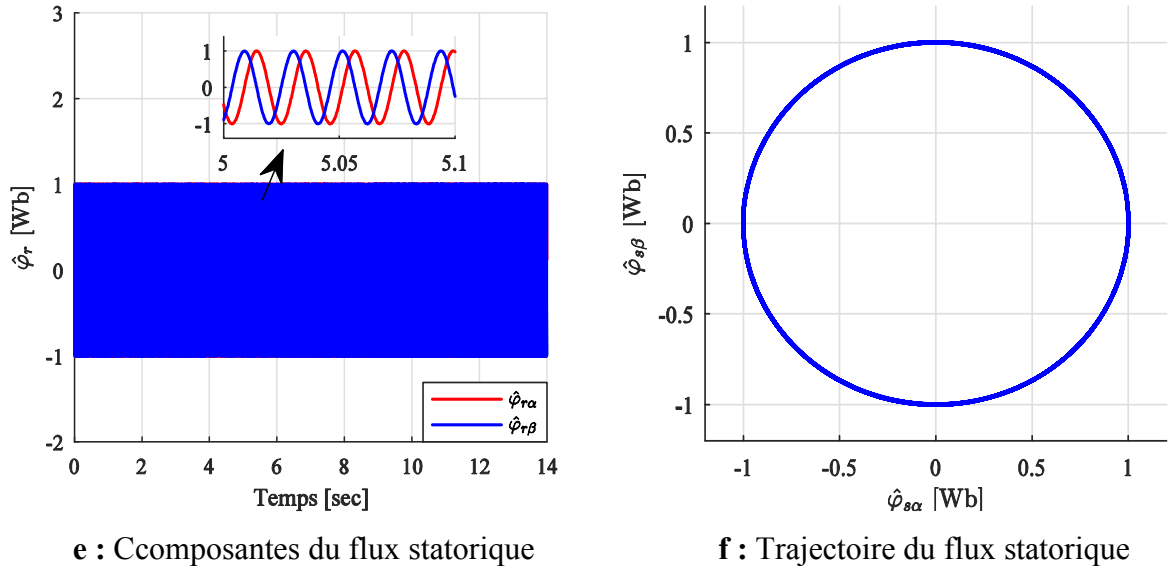


Fig. V.15 Résultats pratique de la commande FL

D'après tous les résultats expérimentaux des commandes conventionnelles obtenus précédemment, on peut conclure que:

- ✓ Toutes les techniques rejettent rapidement la perturbation de la charge avec une faible chute de vitesse.
- ✓ Le découplage est toujours assuré même lorsque le couple de la charge est appliqué.
- ✓ Mise à part la forme des courants statoriques, une similarité acceptable est très claire entre les résultats de simulation et ceux expérimentaux.

V.4 Validation expérimentale de la commande par mode glissant

V.4.1 Commande par mode glissant lisse

Dans cette partie, on s'intéresse à l'étude comparative des fonctions lisse à savoir la saturation et la sigmoïde par rapport à la fonction de basse discontinu « *sign* ». De plus, des testes de variation de vitesse seront également effectués.

- ✓ Des offsets on été ajoutés aux courants pour remédier aux problèmes liés à la dissymétrie.
- ✓ Il est à noter que lors de la réalisation pratique, et pour atténuer le problème de chattering et par conséquent le bruit, et les erreurs sur les grandeurs mesurées, nous avons dû changer la surface de glissement de la vitesse (III.34) en une surface intégrale de la forme:

$$S_1 = \Omega^* - \Omega + k_i \int (\Omega^* - \Omega) \quad (V.1)$$

- ✓ En partant de la nouvelle surface de glissement de la vitesse (V.1) et avec la même analyse présentée au chapitre III, nous introduisons le courant de commande :

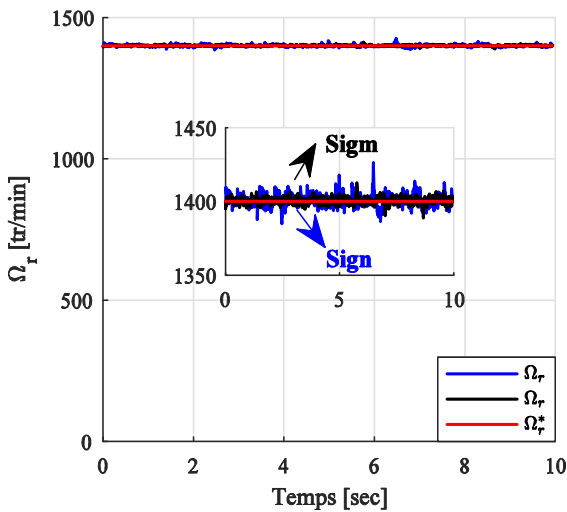
$$i_{sq}^* = i_{sq}^{eq} + i_{sq}^n \quad (V.2)$$

Avec :

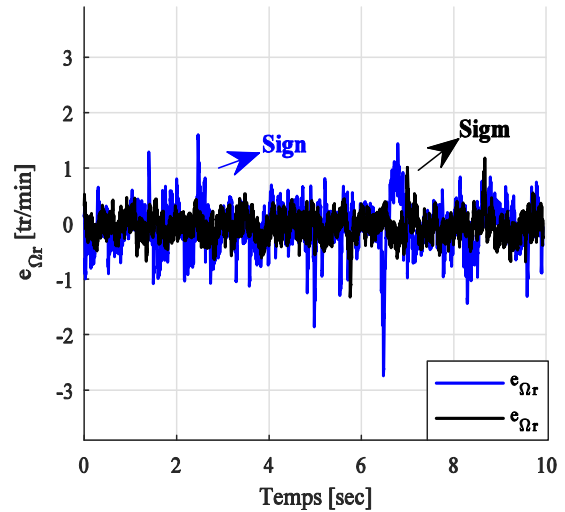
$$\begin{cases} \dot{i}_{sq}^n = K_1 \text{sign}(S_1) \\ \dot{i}_{sq}^{eq} = \frac{JL_r}{PM\varphi_r} \left(\frac{C_r}{J} + \left(\frac{f}{J} - k_i \right) \Omega_r + k_i \Omega_r^* + \dot{\Omega}^* \right) \end{cases} \quad (V.3)$$

Le premier test présente une comparaison des fonctions sigmoïde et « sign », ces fonctions sont utilisées dans les boucles de régulation de vitesse, du flux et des courants. Les différentes fonctions de la SMC sont comparées en utilisant la même référence de vitesse de rotor et du flux. Quelques résultats expérimentaux sont présentés dans la figure V.16.

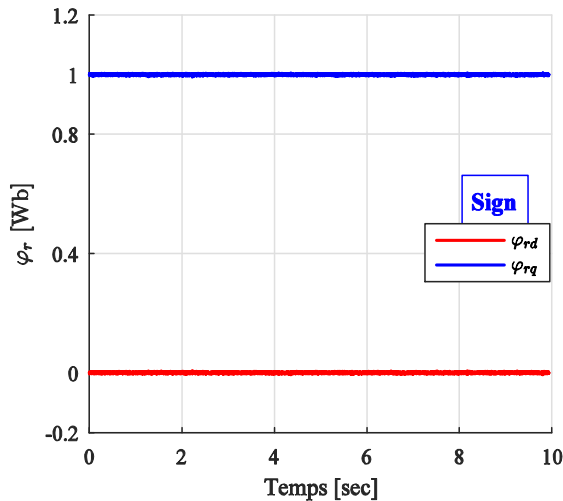
Pour les deux fonctions : les résultats montrent que la vitesse de la machine a de bonnes performances de suivi. De plus, la courbe de flux montre un découplage parfait. De même, la réponse des courants statoriques est bonne. Par contre, le zoom de la vitesse (figure V.16 (a)) illustre que la SMC basée sur la fonction « sign » cause de beaucoup de chattering. Ce qui entraîne une erreur de vitesse importante (figure V.16 (b)), comparativement à l'erreur dans le cas de la fonction de sigmoïde. D'autre part, les composantes des courants statorique i_{sd} et i_{sq} sont influencées par la fonction « sign », ce qui est traduit par d'énormes oscillations sur leurs formes.



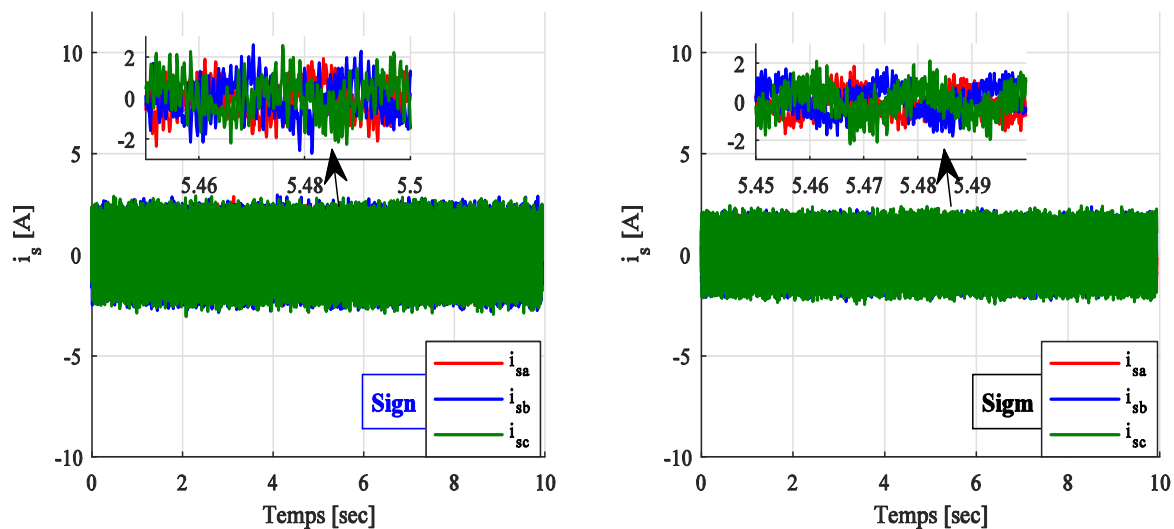
a : Vitesses de rotation



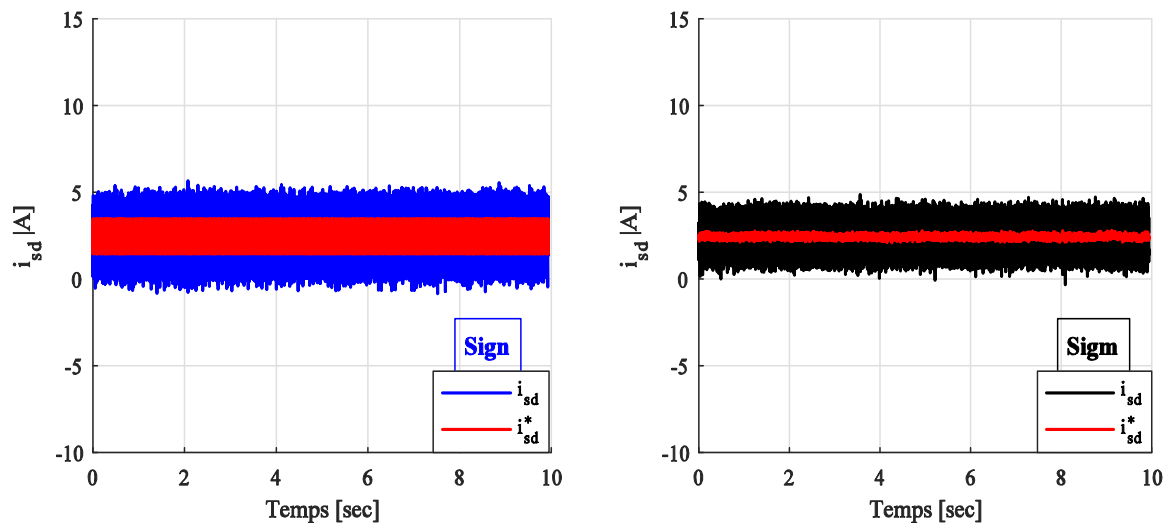
b : Erreurs de la vitesse



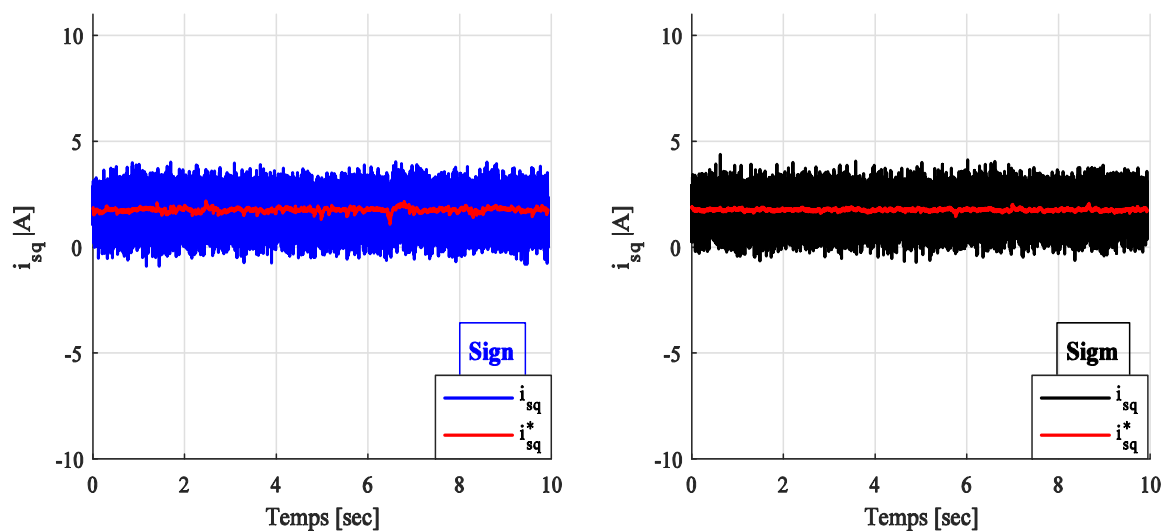
c : Flux rotoriques suivants les deux axes d-q



d : Courants de phases statoriques



e : Composantes directes des courants statoriques



f : Composantes quadratiques des courants statoriques

Fig. V.16 Résultats pratiques de la commande par mode glissant lisse

Un second test consiste à imposer un autre profil de vitesse allant de basses vitesses (< 200 tr/min) jusqu'aux grandes vitesses (1400 tr/min) et ceci avec des fonctions lisses de type saturation et sigmoïde. Les résultats expérimentaux aboutis sont montrés sur la figure V.17. La SMC lisse montre sa robustesse vis-à-vis la variation de la consigne sur toute la plage de vitesse et avec une réponse rapide. En général :

- ✓ Les essais en laboratoire indiquent que l'utilisation d'une fonction d'approximation de saturation ou de fonction sigmoïde avec des pentes similaires donne approximativement les mêmes résultats.
- ✓ Au cours des tests, nous avons remarqué que l'augmentation de la valeur du gain de la fonction « *sign* » de vitesse, pour surmonter les effets de la perturbation, augmente le chattering.
- ✓ La substitution de la fonction « *sign* » par une fonction de saturation ou par des fonctions de type sigmoïde donne d'excellents résultats en termes de réduction du chattering et le passage vers les régions de zéro.

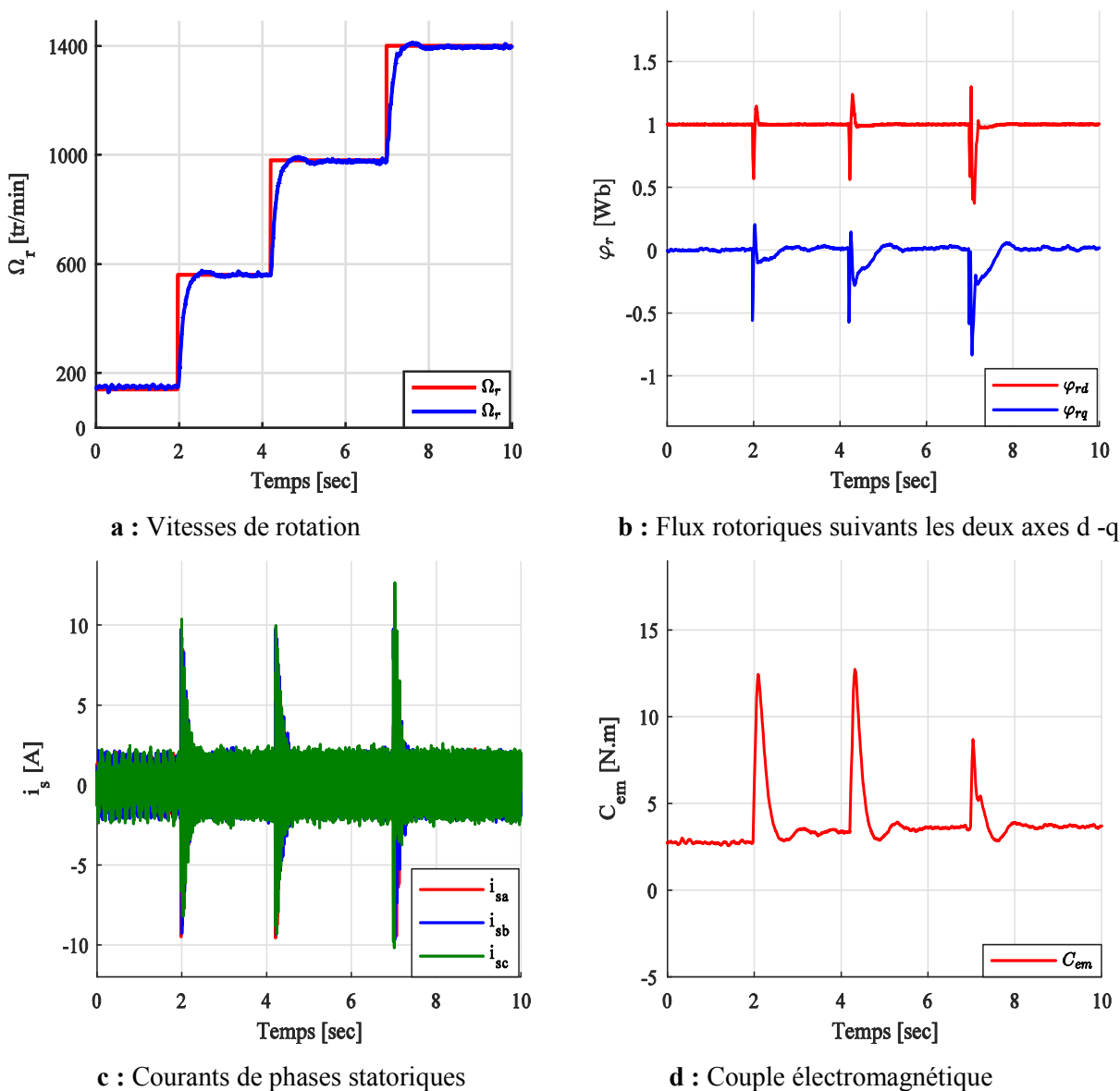


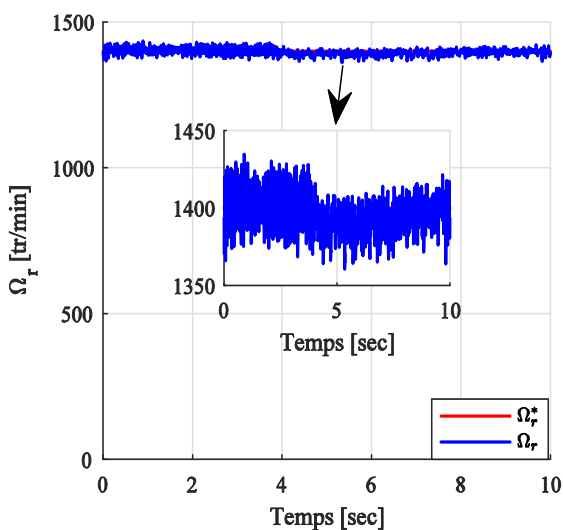
Fig. V.17 Test de variation de profil de vitesse

Cependant, la variable supplémentaire (ε) pour ces fonctions a un effet sur l'erreur de poursuite. Par conséquent, les fonctions de lissage produisent moins de chattering mais peuvent augmenter le temps nécessaire pour atteindre le point d'équilibre.

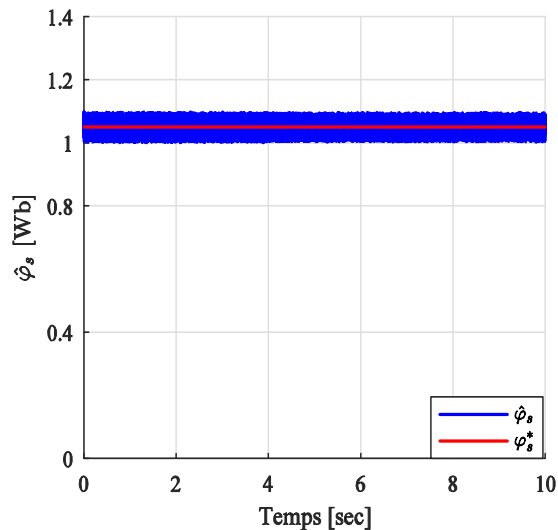
V.4.2 Commande DTC-STA

Dans cette dernière partie, la structure de la commande DTC associée à l'algorithme de super-twisting représenté par la figure III.20 a été testée expérimentalement. Tous les paramètres utilisés dans l'essai expérimental sont indiqués en annexe C. Au cours de cet essai, nous avons suivi les étapes suivantes :

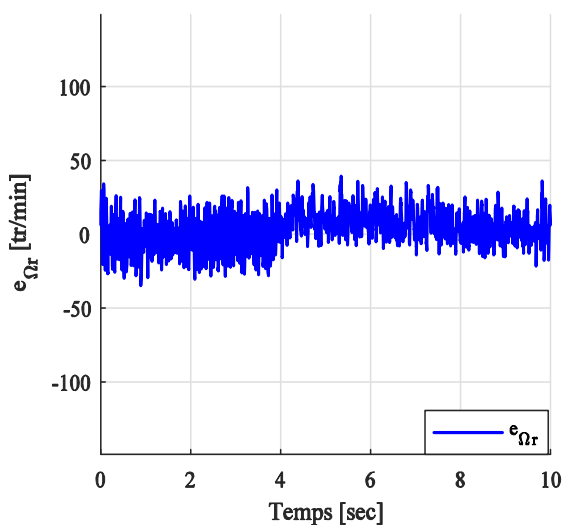
- ✓ La consigne de la vitesse est fixée à 1400 tr/min .
- ✓ La référence du flux statorique est fixée à 1.05 Wb .
- ✓ Le couple de charge de 10 Nm est appliqué manuellement à l'instant $t=4.8$ ses .
- ✓ Des offsets ont été ajoutés aux courants pour remédier aux problèmes liés à la dissymétrie.
- ✓ Les gains du STA ont été ajustés jusqu'à l'obtention de résultats satisfaisants.



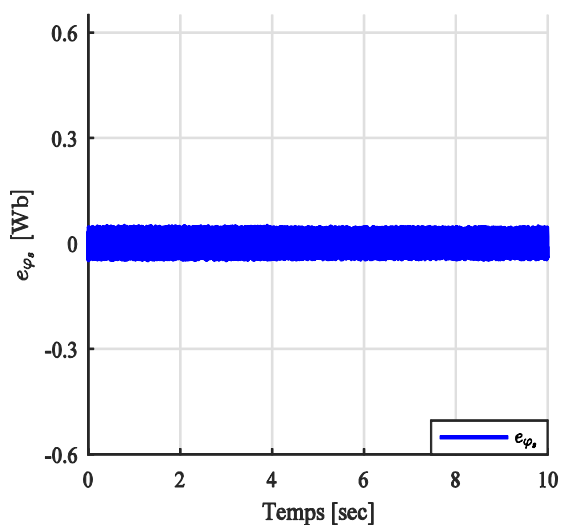
a : Vitesses de rotation



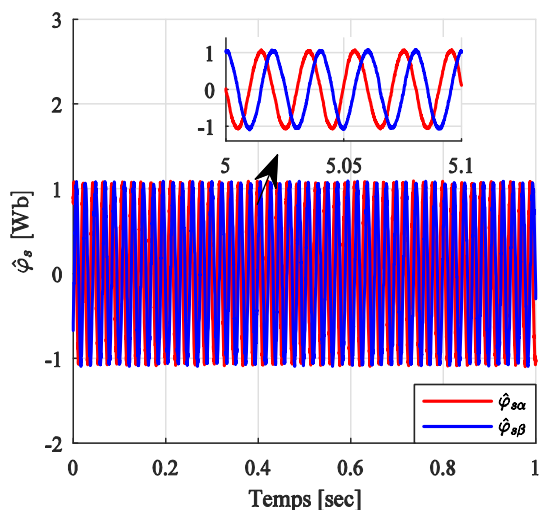
b : Module du flux statorique



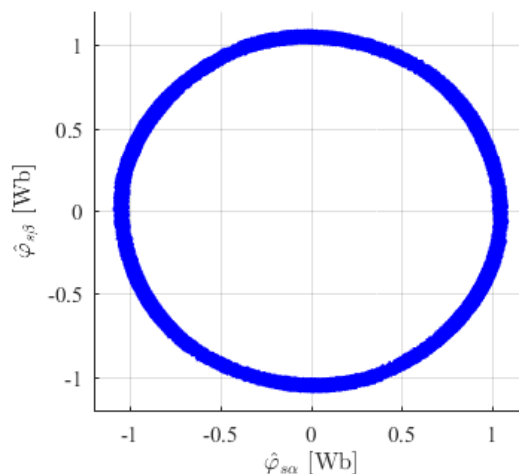
c : Erreurs de la vitesse



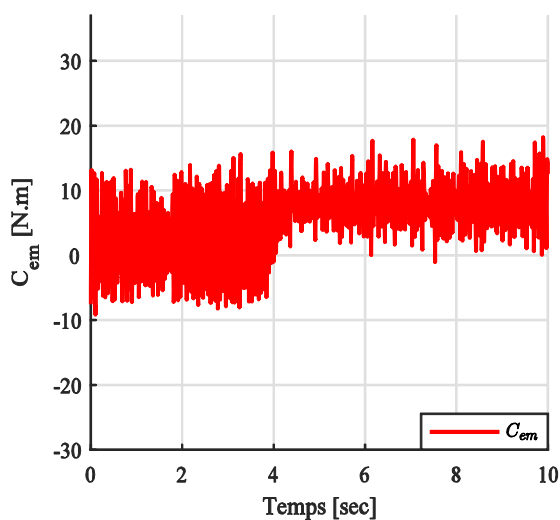
d : Erreurs du flux



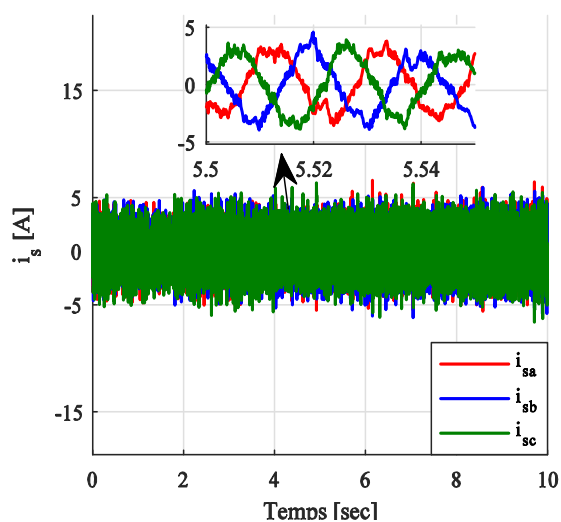
e : Composantes du flux statorique



f : Trajectoire du flux statorique



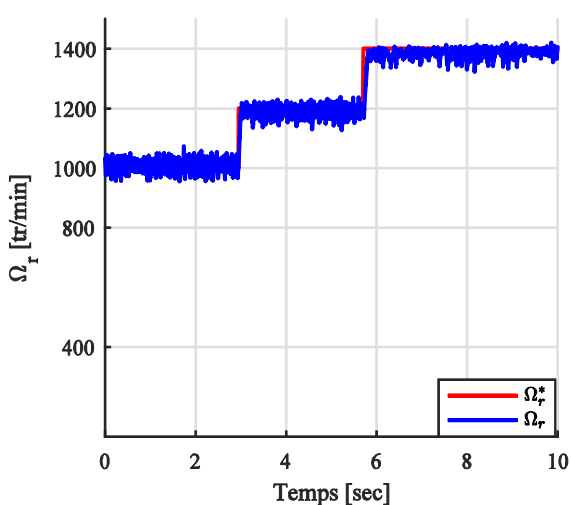
g : Couple électromagnétique



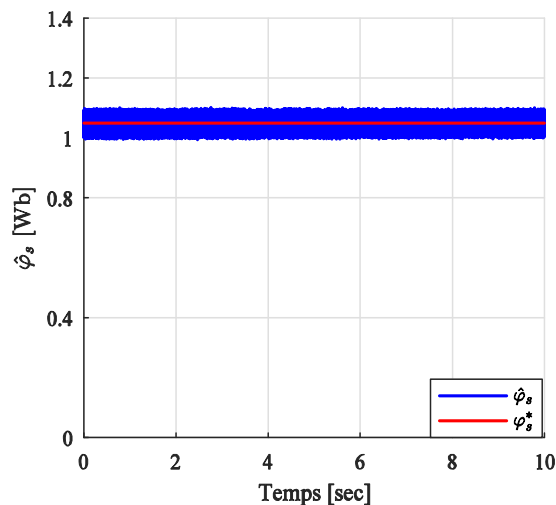
h : Courants de phases statoriques

Fig. V.18 Résultats pratiques de la commande DTC-STA

Les performances de la commande DTC basée sur l'algorithme de super-twisting sont validées avec différents profils de vitesse, les résultats sont montrés dans la figure V.19.



a : Vitesses de rotation



b : Module du flux statorique

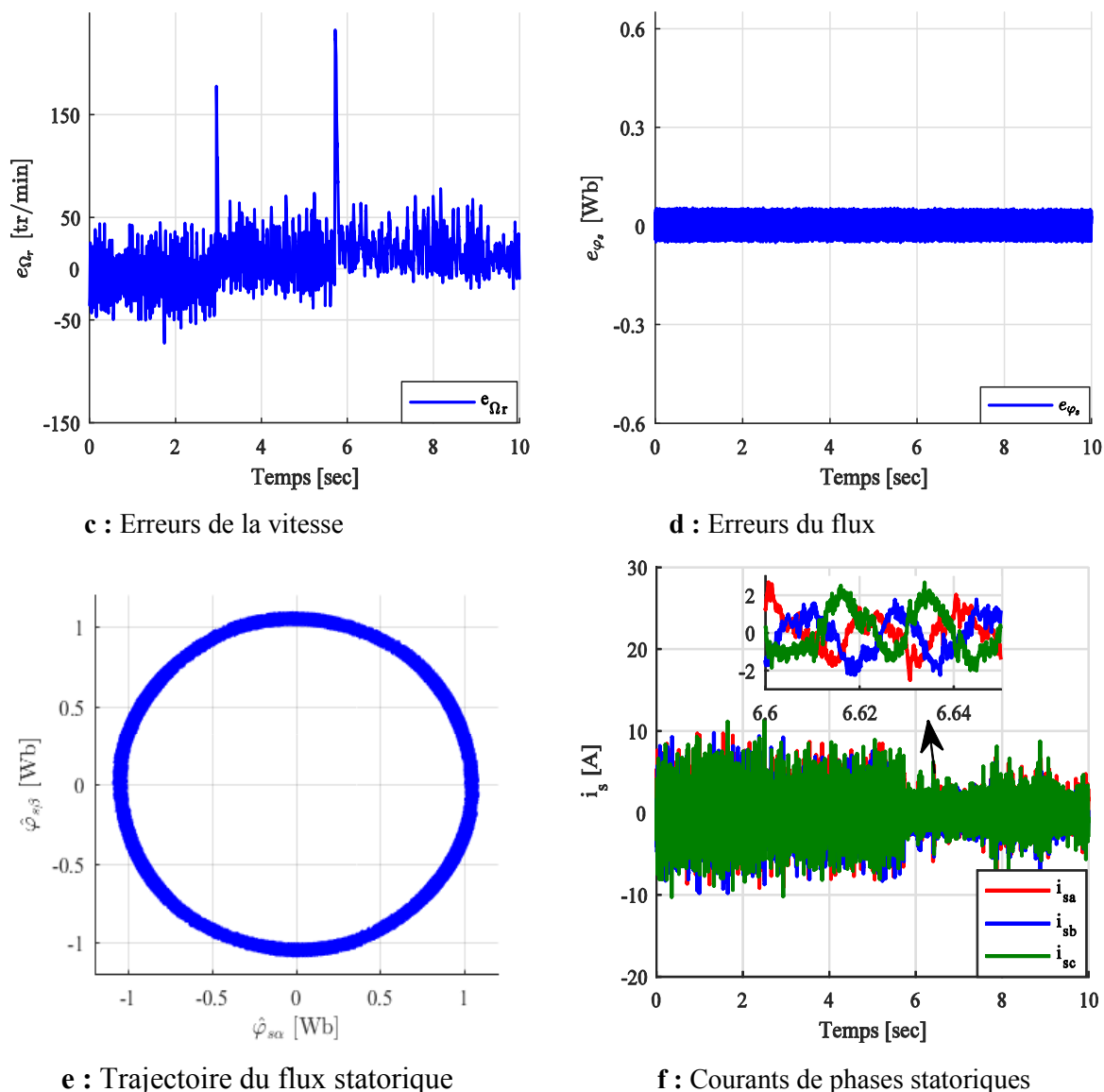


Fig. V.19 Test de variation de profile de vitesse

L'examen des courbes issues de l'expérimentation, nous a permis de commenter les résultats comme suit:

- ✓ La vitesse a de bonnes performances de suivi mais avec des erreurs statiques.
- ✓ Il y a une atténuation en vitesse lorsque la charge mécanique est connectée au moteur à $t=4.8$ sec, puis elle retrouve sa valeur imposée.
- ✓ Le couple estimé suit la valeur de la consigne de charge, il oscille autour de la valeur nulle, puis se stabilise à la valeur du couple de charge appliquée. Les ondulations apparues sur le couple sont dues au matériel et aussi au phénomène de chattering.
- ✓ Pour le module de flux, on observe un bon suivi de la trajectoire avec de légères erreurs statiques.
- ✓ Le flux statorique est de trajectoire circulaire de rayon fixe selon le point de consigne imposé, quelque soit le profil de vitesse et le couple de charge, ce qui confirme le découplage.

- ✓ Les courants statoriques, possèdent une forme sinusoïdale avec des distorsions générées par les capteurs.
- ✓ A travers l'essai à profils de vitesses variable, la commande par SMC est jugée bonne en termes de performances dynamiques et statiques.

V.5 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, les techniques de commande, étudiées dans les chapitres précédents, ont été validées expérimentalement sur un banc d'essai à base d'une carte DSPACE 1104. Tout d'abord, les commandes conventionnelles FOC, DTC et FL ont été testées pour différents régimes de fonctionnement. Les résultats sont très similaires à ceux obtenus par voie de simulation. Cependant, ces techniques restent toujours entachées d'inconvénients tels que la dépendance aux paramètres de la machine qui doivent être connus, la variation de la fréquence de commutation pour la DTC, la complexité des calculs pour le FL...etc. Pour remédier à ces problèmes, la SMC a été introduite, avec ses différentes variantes, et testée en pratique. Il a été montré que la SMC peut apporter une amélioration aux techniques classiques que ce soit sur le plan de la robustesse ou de la simplicité de la conception de la commande. Cependant, le phénomène de chattering reste l'inconvénient majeur de cette technique de commande.

En général, les performances des résultats obtenus sont résumées dans le tableau comparatif suivant :

Critères de comparaison	Lois de commande				
	DFOC	DTC	FL	SMC1	DTC-STA
Précision pour la poursuite de la vitesse	Excellente	Bonne	Très Bonne	Très Bonne	Bonne
Réponse transitoire	Très Bonne	Très Bonne	Très Bonne	Très Bonne	Très Bonne
Réponse permanente	Très Bonne	Assez Bonne	Très Bonne	Très Bonne	Assez Bonne
Comportement à base vitesse	Bon	Bon	Bon	Très Bon	Très Bon
Comportement à haut vitesse	Excellent	Bon	Très Bon	Très Bon	Bon
Complexité de conception	Médiocre	Médiocre	Médiocre	Bonne	Très Bonne
Facilité de réglage	Médiocre	Assez Bonne	Assez Bonne	Bonne	Bonne
Réduction de chattering	Assez Bonne	Médiocre	Assez Bonne	Bonne (SMC lisse)	Bonne
Robustesse	Médiocre	Bonne	Médiocre	Excellente	Excellente

Tableau V.2: Comparaison des résultats expérimentaux

Conclusion Générale



Conclusion Générale

Cette thèse a porté principalement sur le développement des stratégies de commande et d'observation pour un variateur asynchrone par l'approche du mode glissant. L'objectif était de faire une revue sur les différentes techniques de SMC appliquées à la MAS et d'essayer de les améliorer en se concentrant sur les moyens de surmonter le chattering. Pour atteindre ces objectifs :

Dans le premier chapitre, la modélisation de la MAS a été développée dans un repère biphasé sous forme de représentation d'état utilisable pour la commande et l'observation, puis, la modélisation d'un onduleur de tension triphasé et sa commande MLI sinus-triangle ont été présentées.

Dans le deuxième chapitre, les commandes conventionnelles les plus courantes de la MAS ont été présentées : la commande vectorielle à flux orienté, la linéarisation par bouclage et la commande directe du couple.

La commande par mode glissant a fait l'objet d'un troisième chapitre. Plusieurs variantes de la commande par mode glissant ont été introduites dans ce chapitre, telles que la SMC d'ordre 1 et d'ordre 2, la SMC lisse et la SMC discrète. Toutes ces commandes ont été appliquées à la MAS et comparées en termes de chattering.

En raison de la fragilité des capteurs et afin de réduire le coût lors de la mise en œuvre en temps réel, la commande sans capteur de la machine asynchrone a été abordée dans le quatrième chapitre, où deux observateurs conventionnels et deux observateurs basés sur le mode glissant ont été présentés.

Le cinquième chapitre a été consacré à la validation expérimentale de toutes les commandes conventionnelles et de certaines commandes SMC basée sur une carte DSP 1104 au sein du laboratoire LGEA.

Les résultats des simulations des commandes classiques ont montré des performances acceptables, en général :

- ✓ La commande vectorielle offre des performances similaires à celles de la machine à courant continu mais elle utilise des correcteurs PI classiques qui sont sensibles à la variation paramétriques.
- ✓ La commande directe du couple classique est moins sensible aux variations paramétriques et offre une réponse dynamique rapide mais souffre d'oscillations au niveau du courant, du couple et du flux.
- ✓ La commande linéarisation par bouclage garantit un découplage exact entre le couple et le flux rotorique en régime dynamique et en régime statique mais elle exige des calculs complexes et elle est sensible aux variations paramétriques.

Les résultats obtenus de la commande SMC offrent des performances remarquables lors des tests de robustesse et dans différentes conditions de fonctionnement. Cependant, le

principal inconvénient de cette technique de commande est les oscillations à hautes fréquences (l'effet de chattering). Pour surmonter cet inconvénient et améliorer la robustesse du système bouclé, nous avons introduit plusieurs types de la SMC. La SMC lisse donne d'excellents résultats en termes de réduction de ce phénomène mais avec un effet sur l'erreur de poursuite. Quant à la SMC d'ordre 2, elle offre une plus grande précision lorsqu'elle est implémentée. Dans ce contexte, nous avons contribué à la synthèse d'un algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux basé sur la combinaison de l'algorithme de super twisting et de la fonction barrière dans le but de réduire le chattering nuisible.

L'objectif principal des observateurs a été atteint, qui est d'estimer les grandeurs non mesurables ou difficiles à mesurer de la MAS. Les résultats aboutis ont montré la supériorité, en terme de robustesse, de l'observateur par MG d'ordre deux par rapport aux autres observateurs en particulier à basse vitesse et vis-à-vis les variations paramétriques.

Lors de la validation expérimentale des différentes lois de commande, certaines modifications ont été apportées pour faciliter son implémentation en temps réel. Les résultats peuvent être résumés dans les points suivants :

- ✓ Toutes les commandes conventionnelles ont été facilement mises en œuvre sur la carte DSPACE ainsi que pour la commande SMC.
- ✓ La SMC a donné un excellent suivi dynamique et une grande robustesse face aux différents tests effectués mais avec des effets de chattering.
- ✓ Les résultats expérimentaux obtenus ont démontré la faisabilité de la commande SMC dans le contrôle de la vitesse de la MAS.
- ✓ Le remplacement de la fonction discontinue par des fonctions continues a prouvé son efficacité en terme de réduction de chattering.
- ✓ Les performances pratiques des lois de commande de la MAS étaient en bon accord avec la simulation et l'analyse théorique.

Les principaux objectifs de cette thèse ont été atteints, ces objectifs ont été démontrés par de nombreuses séries de simulations et d'études expérimentales. Cette thèse a également démontré l'efficacité de l'application de l'approche SMC à la commande et à l'estimation d'un variateur asynchrone.

À la fin, il y a plusieurs idées qui nous apparaissent importantes pour améliorer et poursuivre ce travail, on peut citer par exemple:

- La conception de commandes hybrides basées sur le mode glissant associé à d'autres techniques de commande robuste.
- Utilisation des techniques PWM afin d'assurer la constance de la fréquence de commutation.
- Validation des techniques de mode glissant à gains adaptatifs.
- Développement de techniques de commande SMC adaptatives avec estimation en ligne des paramètres de la MAS ayant une influence sur les performances de commande.

Annexe A

1. Calcul des dérivées de Lie pour les sorties du couple et du flux rotorique

$$y_1 = h_1(x) = C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha})$$

$$y_2 = h_2(x) = \varphi_r^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2$$

La dérivée de la première sortie est :

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x) V_{s\alpha} + L_{g2} h_1(x) V_{s\beta}$$

Les dérivés de la deuxième sortie sont :

$$\dot{y}_2 = L_f h_2(x) = 2 \frac{M}{T_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)$$

$$\ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) V_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) V_{s\beta}$$

Avec :

$$L_f h_1(x) = -\frac{PM}{L_r} \left(\frac{1}{T_r} + \gamma \right) (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{PM}{L_r} b \omega_r (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) - \frac{PM}{L_r} \omega_r (i_{s\alpha} \varphi_{r\alpha} + i_{s\beta} \varphi_{r\beta})$$

$$L_f^2 h_2(x) = \left(-\frac{6M}{T_r^2} - \frac{2\gamma M}{T_r} \right) (\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}) + \frac{2\omega_r M}{T_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) + \left(\frac{4}{T_r^2} + \frac{2M}{T_r^2} b \right) (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2)$$

$$L_{g1} h_1(x) = \frac{-\mu}{\sigma L_s} \varphi_{r\beta}, L_{g2} h_1(x) = \frac{\mu}{\sigma L_s} \varphi_{r\alpha}$$

$$L_{g1} L_f h_2(x) = \frac{2M}{T_r \sigma L_s} \varphi_{r\alpha}, L_{g2} L_f h_2(x) = \frac{2M}{T_r \sigma L_s} \varphi_{r\beta}$$

Annexe B

1. Condition de stabilité de BSAT

En remplaçant les commandes (III.81) dans la dynamique des surfaces de glissement (III.63), la dynamique des systèmes devient :

$$\begin{aligned}\dot{S}_i &= f_i - k_{i1} \tilde{K}_{BFi} (S_i) |S_i|^{1/2} \text{sign}(S_i) + u_i, i = 1, 2, \\ \dot{u}_i &= -k_{i2} \tilde{K}_{BFi}^2 (S_i) \text{sign}(S_i)\end{aligned}$$

Où:

$$\begin{bmatrix} k_{11} \\ k_{21} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \lambda_{11} \\ \lambda_{21} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} k_{12} \\ k_{22} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \lambda_{12} \\ \lambda_{22} \end{bmatrix},$$

Notons que le BSTA entre dans le processus de contrôle si $|S_i| < \varepsilon$ à $t \neq 0$, dans l'analyse suivante, on suppose que $\tilde{K}_{BF} (S_i) = K_{BF} (S_i)$ et on choisit la fonction de Lyapunov suivant [SVE'20] :

$$V_{BF} (S_i) = |S_i| + k_{i2} \varepsilon_i^{-1} \bar{L}_i \tilde{K}_{BFi} (S_i) + \frac{1}{2} u_i^2, i = 1, 2,$$

La dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov est :

$$\begin{aligned}\dot{V}_{BF} (S_i) &= \frac{S_i}{|S_i|} \dot{S}_i + k_{i2} \bar{L}_i^2 \frac{\text{sign}(S_i)}{(\varepsilon_i - |S_i|)^2} \dot{S}_i + u_i \dot{u}_i \\ &= \frac{S_i}{|S_i|} \left(f_i - k_{i1} \tilde{K}_{BFi} (S_i) |S_i|^{1/2} \text{sign}(S_i) + u_i \right) + u_i \left(-k_{i2} \tilde{K}_{BFi}^2 (S_i) \text{sign}(S_i) \right) \\ &\quad + k_{i2} \bar{L}_i^2 \frac{\text{sign}(S_i)}{(\varepsilon_i - |S_i|)^2} \left(f_i - k_{i1} \tilde{K}_{BFi} (S_i) |S_i|^{1/2} \text{sign}(S_i) + u_i \right)\end{aligned}$$

Par remplaçant $\tilde{K}_{BF} (S_i)$ et en prenant les restrictions $u_i \text{sign}(S_i) \leq |u_i|$, $f_i \text{sign}(S_i) \leq \delta_i$, la dérivée temporelle devient :

$$\begin{aligned}\dot{V}_{BF} (S_i) &\leq -\frac{k_{i1} \bar{L}_i}{(\varepsilon_i - |S_i|)} |S_i|^{3/2} - \frac{k_{i1} k_{i2} \bar{L}_i^3}{(\varepsilon_i - |S_i|)^3} |S_i|^{3/2} - \frac{k_{i2} \bar{L}_i^2}{(\varepsilon_i - |S_i|)^2} |S_i|^2 |u_i| \\ &\quad + \left(1 + \frac{k_{i2} \bar{L}_i^2}{(\varepsilon_i - |S_i|)^2} \right) (|u_i| + \delta_i)\end{aligned}$$

En posant:

$$\Delta = \left(1 + \frac{k_{i2} \bar{L}_i^2}{(\varepsilon_i - |S_i|)^2} \right) (|u_i| + \delta_i), \quad \Delta > 0,$$

A partir des deux équations précédentes, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_{BF}(S_i) &\leq -\frac{k_{i1} \bar{L}_i}{(\varepsilon_i - |S_i|)} |S_i|^{3/2} - \frac{k_{i1} k_{i2} \bar{L}_i^3}{(\varepsilon_i - |S_i|)^3} |S_i|^{3/2} - \frac{k_{i2} \bar{L}_i^2}{(\varepsilon_i - |S_i|)^2} |S_i|^2 |u_i| + \Delta \\ &\leq -\frac{k_{i1} k_{i2} \bar{L}_i^3}{(\varepsilon_i - |S_i|)^3} |S_i|^{3/2} - \frac{k_{i2} \bar{L}_i^2}{(\varepsilon_i - |S_i|)^2} |S_i|^2 |u_i| - \frac{1}{(\varepsilon_i - |S_i|)} \left(k_{i1} \bar{L}_i |S_i|^{3/2} - (\varepsilon_i - |S_i|) \Delta \right) \\ &\leq -\frac{k_{i1} k_{i2} \bar{L}_i^3}{(\varepsilon_i - |S_i|)^3} |S_i|^{3/2} - \frac{k_{i2} \bar{L}_i^2}{(\varepsilon_i - |S_i|)^2} |S_i|^2 |u_i| - \frac{\Delta}{(\varepsilon_i - |S_i|)} \left(\frac{k_{i1} \bar{L}_i |S_i|^{3/2}}{\Delta} + |S_i| - \varepsilon_i \right) \end{aligned}$$

La borne supérieure de $\dot{V}_{BF}(S_i)$ est :

$$\dot{V}_{BF}(S_i) \leq -\frac{k_{i1} k_{i2} \bar{L}_i^3}{(\varepsilon_i - |S_i|)^3} |S_i|^{3/2} - \frac{k_{i2} \bar{L}_i^2}{(\varepsilon_i - |S_i|)^2} |S_i|^2 |u_i| - \frac{\Delta}{(\varepsilon_i - |S_i|)} F_i, \quad i = 1, 2$$

Où :

$$F_i = \left(\frac{k_{i1} \bar{L}_i |S_i|^{3/2}}{\Delta} + |S_i| - \varepsilon_i \right), \quad i = 1, 2$$

Notons que la stabilité asymptotique est garantie si $\dot{V}_i < 0$, la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov est définie négative si la fonction F_i est semi-définie positive. D'après Δ et F_i la condition est satisfaite si $|S_i| < \varepsilon_i$ [SVE'20].

Annexe C

Tableau C.1: Paramètres de la MAS [SAK'17]

L_s, L_r [H]	M [H]	R_s [Ω]	R_r [Ω]	J [kg.m ²]	f [N.m]	p
0.426	0.407	5.2	5.01	0.0048	0.0014	2
		P_n	Ω_r			
		1.5 kw	1423 tr/min			

Paramètres liée au chapitre II et V

Tableau C.2: Paramètre de la commande DFOC

Paramètre	$K_{p_{\Omega_r}}$	$K_{i_{\Omega_r}}$	$T_{i_{\Omega_r}}$	$K_{p_{\varphi_r}}$	$K_{i_{\varphi_r}}$	$K_{p_{i_{sq}}}, K_{p_{i_{sd}}}$	$K_{i_{i_{sq}}}, K_{i_{i_{sd}}}$
Simulation	1.4	59	700	49.14	103.45	37.89	5304
Expérimentale	3.7	9.9	100	61.42	433.43	11.14	78916

Tableau C.3: Paramètre de la commande DTC

Paramètre	$K_{p_{\Omega_r}}$	$K_{i_{\Omega_r}}$	$T_{i_{\Omega_r}}$	H_{φ}	H_C
Simulation	9	950	1200	0.001	0.01
Expérimentale	0.17	0.24	100	0.001	0.01

Tableau C.4: Paramètre de la commande FL

Paramètre	$K_{p_{\Omega_r}}$	$K_{i_{\Omega_r}}$	$T_{i_{\Omega_r}}$	k_1	k_2	k_3
Simulation	5	1200	250	1440000	256500000	55500
Expérimentale	3.7	4.2	1000	990	4840000	4400

$T_{i_{\Omega_r}}$: Gain d'anti-windup

Paramètres liée au chapitre III et V

Tableau C.5: Paramètre de la SMC d'ordre un

Paramètre	c_1	c_2
Simulation	400	1200

Tableau C.6: Paramètre de la SMC lisse

Paramètre	K_1, K_2	$\varepsilon_1, \varepsilon_2$	K_d, K_q	$\varepsilon_d, \varepsilon_q$
Simulation	1.8, 80	0.01	88.56	0.01
Expérimentale	1.66, 2	0.01	400	0.01

Le gain de la nouvelle surface de vitesse dans la partie expérimentale a été choisi : $K_{1i} = 100$

Tableau C.7: Paramètre de la SMC d'ordre deux

Paramètre	c_3, c_4	$\tilde{\varepsilon}_1, \varepsilon_1$	$\tilde{\varepsilon}_2, \varepsilon_2$	$\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$	$\beta_1, \beta_2, \beta_3$
Simulation	350, 250	1.4, 1.7	75, 90	10, 7000, 300	500, 200, 50
Expérimentale	/	/	/	155, 6750, 3.2	55, 10, 12.2

Tableau C.8: Paramètre de la SMC discret

Paramètre	k_{11}, k_{12}	k_{i1}, k_{i2}	q_0	M_1, M_2
Simulation	0.0099, 0.0699	-2.5, -0.002	10	$0.9 \frac{L_s \sigma}{T_s}, 0.065 \frac{L_s \sigma}{T_s}$

Paramètres liée au chapitre IV

Tableau C.9: Paramètre des observateurs conventionnels

Paramètre	g_1, g_2	k	λ_p, λ_i	$\lambda_{\Omega 1}, \lambda_{\Omega 2}$	$K_{\Omega 1}, K_{\Omega 2}$
Simulation	540, -350	1.03	2000, 2600	700	270

Tableau C.10: Paramètre des observateurs par mode glissant

Paramètre	ω_0	μ_0	K_λ	K_α	y, K_φ
Simulation	298	82	100	350	350, 1

Références Bibliographiques

A

- [AHM'10] A. H. O. Ahmed, M. O. Ajangnay, S. A. Mohamed et M. W. Dunnigan, "Combined Sliding Mode Control With a Feedback Linearization for Speed Control of Induction Motor", 2010 1st International Conference on Energy, Power and Control (EPC-IQ), pp. 213–218, Iraq, November 2010.
- [AMB'84] G. AMBROSINO, G. CELEKTANO et F. GAROFALO, "Variable Structure Model Reference Adaptive Control Systems", *International Journal of Control*, vol. 39, no 6, pp. 1339–1349, Italie, Juin 1984.
- [AMM'17] A. Ammar, "Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques", Thèse de Doctorat, Université du Mohamed Khider/Biskra, Algérie, 2017.
- [ARA'12] R.E. Araújo, "Induction Motors-Modelling and Control", Imprimé en Croatie, 2012.
- [ARG'18] A. Argha, S. Su, L. Li, H. T. Nguyen, et B. G. Celler "Advances in Discrete-Time Sliding Mode Control: Theory and Applications", 1st edition. Boca Raton, FL: CRC Press, 2018.
- [ARI'01] A. Arias Pujol, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université Polytechnique de Catalogne, 2001.
- [AUR'07] C. Aurora et A. Ferrara, "A Sliding Mode Observer for Sensorless Induction Motor Speed Regulation", *International Journal of Systems Science*, vol. 38, no 11, pp. 913–929, 2007.

B

- [BAN'09] B. Bandyopadhyay, F. Deepak, et K.-S. Kim, "Introduction", en *Sliding Mode Control Using Novel Sliding Surfaces*, pp. 1–15, Heidelberg: Springer, Berlin, 2009.
- [BAR'77] G. Bartolini, A. Ferrara et E. Usai, "Chattering Avoidance By Second-Order Sliding Mode Control", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43, no 2, pp. 241–246, Avril 1998.
- [BAR'97] G. Bartolini, A. Ferrara et E. Usai, "Applications of A Sub-Optimal Discontinuous Control Algorithm for Uncertain Second Order Systems", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 7, no. 4, pp. 299–319, 1997.
- [BAR'99] G. Bartolini, A. Ferrara, A. Levant et E. Usai, "On Second Order Sliding Mode Controllers", en *Variable Structure Systems, Sliding Mode and Nonlinear Control*, pp. 329–350, Springer, London, 1999.
- [BAR'03] M. Barnes, "Practical Variable Speed Drives and Power Electronics", Première Edition, Elsevier, 2003.
- [BAR'06] M. Barut, "Speed -Sensorless Estimation and Position Control of Induction Motors for Motion Control Applications", Thèse de Doctorat, Université d'Alaska Fairbanks, Alaska, 2006.
- [BAR'07] M. Barut, S. Bogosyan et M. Gokasan, "Speed-Sensorless Estimation for Induction Motors Using Extended Kalman Filters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no 1, pp. 272–280, 2007.

- [BAR'14] O. Barambones et P. Alkorta, "Position Control of the Induction Motor Using an Adaptive Sliding-Mode Controller and Observers", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no 12, pp. 6556–6565, 2014.
- [BEL'11] S. BELKACEM, "Contribution A la Commande Directe du Couple de la Machine A Induction", Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2011.
- [BEL'12] B. Beltran, M. E. H. Benbouzid et T. Ahmed-Ali, "Second-Order Sliding Mode Control of A Doubly Fed Induction Generator Driven Wind Turbine", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, no 2, pp. 261–269, juin 2012.
- [BEN'99] A. Benchaib, A. Rachid, E. Audrezet et M. Tadjine, "Real-Time Sliding-Mode Observer and Control of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, N. 1, pp. 128–138, 1999.
- [BEN'13] Y. Bendaha, "Contribution a la Commande Avec et Sans Capteur Mecanique D'un Actionneur Electrique", Thèse de Doctorat, Université du Mohamed Boudiaf, Oran, 2013.
- [BEN'14] A. Benzaïoua, "Contribution A la Commande Directe de Couple d'une Machine Asynchrone Triphasée", Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, Canada, 2014.
- [BEN'16] A. Benheniche, "Etude Comparée des Différentes Techniques de Commande de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Badji Mokhtar, Annaba, 2016.
- [BEN'18] A. Bennassar, S. Banerjee, M. Jamma, A. Essalmi et M. Akherraz, "Real Time High Performance of Sliding Mode Controlled Induction Motor Drives", *Procedia Computer Science*, vol. 134, no 7, pp. 971–982, Janvier 2018.
- [BER'16] F. Berrabah, "Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université d'Annaba, 2016.
- [BHA'98] A. I. Bhatti, "Advanced Sliding Mode Controllers for Industrial Applications", Thèse De Doctorat, Université de Leicester, Londres, 1998.
- [BLA'72] F. BLASCHKE, "The Principle of Field Oriented as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Machines", *Revue Siemens*, vol. 34, pp. 217–220, 1972.
- [BOI'08] I. Boiko, L. Fridman, A. Pisano, et E. Usai, "A Comprehensive Analysis of Chattering in Second Order Sliding Mode Control Systems", en *Modern Sliding Mode Control Theory: New Perspectives and Applications*, pp. 23–49, Heidelberg: Springer, 2008.
- [BOS'87] B. K. Bose, *Power Electronics and Ac drives*. New York, 1987.
- [BOU'04] T. K. Boukas et T. G. Habetler, "High-Performance Induction Motor Speed Control Using Exact Feedback Linearization with State And State Derivative Feedback", *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 19, no 4, pp. 1022–1028, Juillet 2004.
- [BOU'08] G. Boukettaya, R. Andoulsi et A. Ouali, "Commande Vectorielle avec Observateur de Vitesse d'une Pompe Asynchrone Couplée À un Générateur Photovoltaïque", *Revue des Energies Renouvelables CICME'08*, Sousse, pp. 75–185, 2008.
- [BUJ'04] G. S. Buja et M. P. Kazmierkowski, "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors - A Survey", *IEEE Transactions on industrial Electronics*, vol. 51, no 4, pp. 744–757, Août 2004.

C

- [CAO'93] P. Cao, X. Zhang et S. Yang "A Unified-Model-Based Analysis of MRAS for Online Rotor Time Constant Estimation in an Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 6, pp. 4361–4371, 2017.

- [CAS'02] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra et A. Tani, "FOC and DTC: Two Viable Schemes For Induction Motors Torque Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no 5, pp. 779–787, Septembre 2002.
- [CHA'13] J.L. Chang, "Dynamic Compensator-Based Second-Order Sliding Mode Controller Design for Mechanical Systems", *IET Control Theory and Applications*, vol. 7, pp. 1675–1682, 2013.
- [CHI'98] J. Chiasson, "A New Approach to Dynamic Feedback Linearization Control of An Induction Motor", *IEEE Transactions On Automatic Control*, vol. 43, no 3, pp. 391–397, Mars 1998.
- [CHI'17] A. Chihi, H. Azza, M. Jemli et A. Sellami, "Nonlinear Discrete-Time Integral Sliding Mode Control of an Induction Motor: Real-Time Implementation", *Studies in Informatics and Control*, vol. 26, no. 1, pp. 23–32, 2017.
- [CRU'17] E. Cruz-Zavala et J. A. Moreno, "Homogeneous High Order Sliding Mode Design: A Lyapunov Approach", *Automatica*, vol. 80, pp. 232–238, Juin 2017.

D

- [DEP'87] M. Depenbrock, "Direct Self-Control of the Flux and Rotary Moment of A Rotary-Field Machine", Brevet US4678248A, 1987.
- [DEP'88] M. Depenbrock, "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no 4, pp. 420–429, 1988.
- [DIN'09] F. Dinuzzo et A. Ferrara, "Higher Order Sliding Mode Controllers with Optimal Reaching", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 54, pp. 2126–2136, Octobre 2009.
- [DOM'15] J. R. Domínguez, "Discrete-Time Modeling and Control of Induction Motors by Means of Variational Integrators and Sliding Modes—Part I: Mathematical Modeling", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 9, pp. 5393–5401, 2015
- [DOM'15] J. R. Domínguez, "Discrete-Time Modeling and Control of Induction Motors by Means of Variational Integrators and Sliding Modes—Part II: Control Design", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 6183–6193, 2015.
- [DOM'20] J. R. Domínguez, I. Dueñas et S. Ortega-Cisneros, "Discrete-Time Modeling and Control Based on Field Orientation for Induction Motors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 8, pp. 8779–8793, 2020.

E

- [EME'67] S. V. Emelyanov, "Variable Structure Control Systems", Moscow: Nauka, Russie, 1967.

F

- [FAR'22] S. E. Farhi, D. Sakri et N. Golèa, "High-Performance Induction Motor Drive Based on Adaptive Super-Twisting Sliding Mode Control Approach", *Archives of Electrical Engineering*, vol. 71, no. 1, pp. 245–263, 2022.
- [FER'96] A. Ferrara G. Bartolini, "Multi-Input Sliding Mode Control of A Class of Uncertain Nonlinear Systems", vol. 41, no 11, pp. 1662–1662, November 1996.
- [FET'20] Y. Fetene et D. Shibeshi, "Fractional Order Sliding Mode Speed Control of Feedback Linearized Induction Motor", *Power Electronics and Drives*, vol. 5, no. 1, pp. 109–122, Iraq, janvier 2020.
- [FEZ'16] A. Fezzani, "On Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique", Mémoire de Magister, Université de Batna 2, 2009.

- [FIL'13] S. Filizadeh, "Electric Machines and Drives: Principles, Control, Modeling, and Simulation", Première Édition. CRC Press, 2013.
- [FRI'02] Fridman, L "Singularly Perturbed Analysis of Chattering in Relay Control Systems", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 47, pp. 2079–2084, 2002.
- [FRID'02] L. Fridman et A. Levant, "Higher-Order Sliding Modes", en Sliding Mode Control in Engineering, CRC Press, 2002, pp. 53–101, 2002.
- [FRI'03] L. Fridman, "Chattering Analysis in Sliding Mode Systems with Inertial Sensors", International Journal of Control, vol. 76, no 9, pp. 906–912, Janvier 2003.

G

- [GÁB'18] K. Gábor, "A 3 Y / 3 Y Pole-Changing Winding of High-Power Asynchronous Motors", International Journal of Electrical and Computer Engineering, vol. 12, no. 1, pp. 35–42, 2018.
- [GAC'10] J. Gacho et M. Zalman, "IM Based Speed Servodrive with Luenberger Observer", Journal of Electrical Engineering, vol. 61, no 3, pp. 149–156, 2010.
- [GHO'05] J. Ghouli, "Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec estimation de la vitesse par réseaux de neurones", Thèse de Doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, 2005.
- [GIR'13] F. Giri, "AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications", Première Edition, Wiley, 2013.
- [GLU'15] A. Glumineau et J. de L. Morales, "Sensorless AC Electric Motor Control: Robust Advanced Design Techniques and Applications", Springer International Publishing, 2015.
- [GOL'94] A. Goléa, "Contribution au Développement d'une Méthodologie de Conception des Associations Convertisseurs-Machines", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique Grenoble (INPG), France, 1994.
- [GRE'97] G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs Electriques: Principes, Modèles, Commande". Eyrolles, Paris, 1997.

H

- [HAS'69] K. HASSE, "On the Dynamics of Speed Control of a Static AC Drive with Squirrel Cage Induction Machine", Thèse de Doctorat, Germany, July 1969.
- [HEI'08] Heide Brandtstädter, "Sliding Mode Control of Electromechanical Systems", Thèse de Doctorat, Université technique de Munich, Allemagne, 2008.
- [HOU'14] K. Houari et A. Massoum, "Reduced-Order Sliding Mode Observer-based Speed Sensorless Vector Control of Double Stator Induction Motor", Acta Polytechnica Hungarica, vol. 11, no. 6, pp. 229–249, 2014.
- [HUN'93] J. Y. Hung, W. Gao et J. C. Hung, "Variable Structure Control: A Survey", vol. 40, no 1, pp. 2–22, Février 1993.

I

- [IKE'06] İ. Eker, "Sliding Mode Control with PID Sliding Surface and Experimental Application to an Electromechanical Plant", ISA Transactions, vol. 45, no 1, pp. 109–118, Turquie, Janvier 2006.
- [ITK'76] U. Itkis "Control systems of variable structure", Wiley, New York, 1976.
- [ISO'89] A. Isidori, "Nonlinear Control Systems", Deuxième Édition, Springer-Verlag, Berlin, 1989.

[ISO'95] A. Isidori, "Nonlinear Control Systems", Troisième Edition, Springer-Verlag, London, 1995.

J

[JED'17] O. Jedda, J. Ghabi et A. Douik, "Sliding Mode Control of an Inverted Pendulum", en Applications of Sliding Mode Control, pp. 105–118, Singapore: Springer, 2017.

K

[KAM'14] R. Kameswara Rao, p. Srinivas et M. V. Suresh Kumar, "Design And Analysis of Various Inverters Using Different PWM Techniques", International Journal of Engineering and Science, pp. 41–51, 2014.

[KAN'99] J.-K. Kang et S.-K. Sul, "New Direct Torque Control of Induction Motor For Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no 5, pp. 1076–1082, Septembre 1999.

[KAN'16] I. Khan, "On Performance Based Design of Smooth Sliding Mode Control", Thèse De Doctorat, Université Capitale Des Sciences et Technologies D'islamabad, 2016.

[KHA'15] S. Kharjule, "Voltage Source Inverter", 2015 International Conference on Energy Systems and Applications, pp. 537–542, Pune, India, Octobre 2015.

[KIM'90] D. I. KIM, I. J. HA et M. S. KO, "Control of Induction Motors via Feedback Linearization with Input-Output Decoupling", International Journal of Control, vol. 51, no 4, pp. 863–883, Janvier 1990.

[KIM'17] S.-H. Kim, "Electric Motor Control: DC, AC, and BLDC Motors", Elsevier Science, Cambridge, États-Unis, 2017.

[KRI'19] S. Krim, S. Gdaim et M.F. Mimouni, "Robust Direct Torque Control with Super-Twisting Sliding Mode Control for an Induction Motor Drive", Complexity, 2019.

[KUM'18] D. Kumar, "Performance Analysis of Three-Phase Induction Motor with AC Direct and VFD", 3rd International Conference on Communication Systems (ICCS-2017), IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2018.

[KUZ'19] O. Kuznyetsov, "Mathematical Model of a Three-Phase Induction Machine in a Natural Reference Frame Utilizing the Method of Numerical Integration of Average Voltages at the Integration Step and its Application to the Analysis of Electromechanical Systems", Mathematical Problems in Engineering, vol. 2019, Décembre 2019.

L

[LAR'09] N. E. P. Larsen, "Second-Order Sliding Mode Control of an Induction Motor", Thèse de Master, Université technique du Danemark, 2009.

[LAS'17] C. Lascu, S. Jafarzadeh, M. S. Fadali et F. Blaabjerg, "Direct Torque Control With Feedback Linearization for Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 3, pp. 2072–2080, Mars 2017.

[LAS'20] C. Lascu, A. Argeseanu et F. Blaabjerg, "Super Twisting Sliding-Mode Direct Torque and Flux Control of Induction Machine Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 5, pp. 5057–5065, 2020.

[LEE'06] H. Lee et V. I. Utkin, "Chattering Analysis", en 2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, Portorož, Slovénie, 2006.

[LEV'85] L.V. Levantovsky, "Second Order Sliding Algorithms: Their Realization", In "Dynamics of Heterogeneous Systems", Institute for System Studies, pp. 32–43, Russe, 1985.

- [LEV'93] A. Levant, "Sliding order and Sliding Accuracy in Sliding Mode Control", *International Journal of Control*, vol. 58, no 6, pp. 1247–1263, Décembre 1993.
- [LEV'01] A. Levant, "Universal Single-Input-Single-Output (SISO) Sliding-Mode Controllers With Finite-Time Convergence", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 46, no 9, pp. 1447–1451, Septembre 2001.
- [LEV'02] A. Levant, "Introduction to Higher Order Sliding Modes", École des sciences mathématiques, Université de Tel-Aviv, 2002.
- [LEV'03] A. Levant, "High-Order Sliding Modes, Differentiation and Output-Feedback Control", *International Journal of Control*, vol. 76, pp. 924–941, 2003.
- [LEV'05] A. Levant, "Homogeneity Approach to High-Order Sliding Mode Design", *Automatica*, vol. 41, no. 5, pp. 823–830, May 2005
- [LEV'07] A. Levant, "Principles of 2-Sliding Mode Design", *Automatica*, vol. 43, no 4, pp. 576–586, Avril. 2007.
- [LEV'10] A. Levant, "Chattering analysis", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 55, no 6, pp. 1380–1389, 2010.
- [LEV'14] A. Levant et Y. Dvir, "Accelerated High-Order MIMO Sliding Mode Control", en 2014 13th International Workshop on Variable Structure Systems, Nantes, France, 2014.
- [LIN'05] C. Ling Toh, "Implementation of Direct Torque Control of Induction Machines Utilizing Digital Signal Processor (DSP) And Field Programmable Gate Arrays (FPGA)", Thèse de Master, Université de Technologie Malaisie, 2005.
- [LIU'11] J. Liu et X. Wang, "Introduction", en *Advanced Sliding Mode Control for Mechanical Systems: Design, Analysis and MATLAB Simulation*, pp. 1–40, Heidelberg: Springer, Berlin, 2011.
- [LU'11] X. Lu, S. Chen, C. Wu et M. Li, "The Pulse Width Modulation and its use in Induction Motor Speed Control", 2011 Fourth International Symposium on Computational Intelligence and Design, Hangzhou, China, vol. 2, pp. 195–198, Octobre 2011.
- [LUE'71] D.G. Luenberger, "An Introduction to Observers", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 16, no 6, pp. 596–602, 1971.

M

- [MAE'00] J. Maes et J. A. Melkebeek, "Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no 3, pp. 778–785, Mais 2000.
- [MAI'17] J. Maitre, "Reconnaissance des Defauts de la Machine Asynchrone: Application des Modeles d'Intelligence Artificielle", Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, Canada, 2017.
- [MAR'93] R. Marino, S. Peresada, et P. Valigi, "Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 38, no 2, pp. 208–221, Février 1993.
- [MAR'96] R. Marino, S. Peresada et P. Tomei, "Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 4, no 4, pp. 336–347, Juillet 1996.
- [MAR'10] R. Marino, P. Tomei et C. M. Verrelli, "Induction Motor Control Design", Springer-Verlag, London, 2010.
- [MEH'19] A. Mehta et B. Naik, "Introduction", en *Sliding Mode Controllers for Power Electronic Converters*, pp. 1–7, Singapore: Springer, 2019.
- [MEL'18] J. Melkebeek, "Electrical Machines and Drives: Fundamentals and Advanced Modelling", Springer International Publishing, 2018.

- [MER'07] A. Merabet, "Commande Non Lineaire a Modele Predictif Pour une Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, Canada, 2007.
- [MER'09] A. Meroufel, "Contrôle de la Machine Asynchrone :Commande Scalaire, Commande Vectorielle,Commande Directe du Couple", Recueil, Université de Djillali Liabes Sidi-Bel-Abbes, Algérie, 2009.
- [MERO'07] A. Meroufel, M. Massoum, B. Belabbes et A. Bentaallah, "Linearisation Entree/Sortie Et Reglage Flou d'une Machine Asynchrone Alimentée en Courant ", ACTA Electrotehnica, vol. 48, no 1, Janvier 2007.
- [MES'13] A. Mesbahi, "Contribution Aux Techniques d'Estimation et d'Observation Appliquees Aux Machines Asynchrones et Synchrones a Aimants Permanents", Thèse de Doctorat, Université Hassan II, Casablanca, 2013.
- [MEZ'09] S. Meziane, "Commandes Adaptative et Prédictive de la Machine Asynchrone ", Thèse de Doctorat, Université des Frères Mentouri, Constantine, 2009.
- [MIN'97] T. C. MINH, "Commande Numérique De Machines Asynchrones Par Logique Floue ", Thèse de Doctorat, Université de Laval Québec, Canada, 1997.
- [MIS'14] A. Mishra, S. Save et R. Sen, "Space Vector Pulse Width Modulation", International Journal of Scientific & Engineering Research, vol. 5, pp. 1472–1476, 2014.
- [MOH'14] N. Mohan, "Advanced Electric Drives: Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB / Simulink", Première Édition, Wiley, 2014.
- [MOR'18] O.A. Morfin, F.A. Valenzuela, R.R. Betancour, C.E. Castañeda, R. Ruíz-Cruz et A. Valderrabano-Gonzalez, "Real-Time SOSM Super-Twisting Combined With Block Control for Regulating Induction Motor Velocity", IEEE Access, vol. 6, pp. 25898–25907, 2018.

N

- [NAD'16] G. Nadh, U. Syamkumar et B. Jayanand, "Sliding Mode Observer for Vector Control of Induction Motor", en 2016 International Conference on Next Generation Intelligent Systems (ICNGIS), Septembre 2016.
- [NAM'18] K. H. Nam, "AC Motor Control and Electrical Vehicle Applications", Deuxième Édition, CRC Press, 2018.

O

- [OBE'18] H. Obeid, L.M. Fridman, S. Laghrouche et M. Harmouche "Barrier Function-Based Adaptive Sliding Mode Control", Automatica, vol. 93, pp. 540–544, 2018.
- [OBE'20] H. Obeid, S. Laghrouche, L. Fridman, Y. Chitour et M. Harmouche "Barrier Function-Based Adaptive Super-Twisting Controller", IEEE Transaction Automatic Control, vol. 65, no 11, pp. 4928–4933, 2020.
- [OLI'15] C. M. R. Oliveira, M. L. Aguiar, J. B. A. Monteiro, W. C. Pereira, G. T. Paula et M. P. Santana, "Vector Control of Induction Motor Using A Sliding Mode Controller With Chattering Reduction ", en 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), pp. 1–16, November 2015.
- [ORL'89] T. Orłowska-Kowalska, "Application of Extended Luenberger Observer for Flux and Rotor Time-Constant Estimation in Induction Motor Drives", IEE Proceedings (Control Theory and Applications, vol. 136, no. 6, pp. 324–330, 1989.
- [OUH'16] M. Ouhrouche, R. Errouissi, A. M. Trzynadlowski, K. A. Tehrani et A. Benzaïoua, "A Novel Predictive Direct Torque Controller for Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronic, vol. 63, no 8, pp. 5221–5230, Août 2016.
- [OZS'10] E. Ozsoy, M. Gokasan et S. Bogosyan, "Simultaneous rotor and stator resistance estimation of squirrel cage induction machine with a single extended kalman filter",

Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, vol. 18, no 5, pp. 853–864, 2010.

[OZT'08] S. B. Ozturk, “Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors with Non-Sinusoidal Back-EMF”, Thèse de Doctorat, Université de Texas, 2008.

P

[PAV'17] K. Pavel et L. Jiří, “Influence of speed and flux estimation by Luenberger observer on IM drive with DTC”, en 2017 International Conference on Applied Electronics, pp. 1–4, Septembre 2017.

[PÉR'19] U. Pérez-Ventura et L. Fridman, “Design of Super-Twisting Control Gains: A Describing Function Based Methodology”, Automatica, vol. 99, pp. 175–180, 2019.

[PIS'11] A. Pisano et E. Usai, “Sliding Mode Control: A Survey with Applications in Math”, Mathematics and Computers in Simulation, vol. 81, no 5, pp. 954–979, Janvier 2011.

[POP'50] A.M. Popovski, “Linearization of Sliding Operation Mode For a Constant Speed Controller”, Automation and Remote Control, vol. 11, N. 3, Russe, 1950.

Q

[QUA'15] N. P. Quang et J.-A. Dittrich, “Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice”, Deuxième Édition, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2015.

R

[RAF'12] M. Rafiq, S. Rehman, F. Rehman, Q. R. Butt et I. Awan, “A Second Order Sliding Mode Control Design of A Switched Reluctance Motor Using Super Twisting Algorithm”, Simulation Modelling Practice and Theory, vol. 25, pp. 106–117, Juin 2012.

[RAO'09] S. Rao, M. Buss et V. Utkin, “Simultaneous State and Parameter Estimation in Induction Motors Using First- and Second-Order Sliding Modes”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no 9, pp. 3369–3376, Septembre 2009.

[RAS'05] A. M. Rashed, K. B. Goh, M. W. Dunnigan, P. F. A. MacConnell, A. F. Stronach et B. W. Williams, “Sensorless Second-Order Sliding-Mode Speed Control of A Voltage-Fed Induction-Motor Drive Using Nonlinear State Feedback”, IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 152, no 5, pp. 1127–1136, Septembre 2005.

[RAS'11] M. H. Rashid, “Power Electronics Handbook”, Troisième Édition. Elsevier, 2011.

[REZ'15] S. E. Rezgui, “Techniques de Commande Avancées de la Machine Asynchrone : Étude Comparative et Applications”, Thèse de Doctorat, Université des Frères Mentouri, Constantine, 2015.

[RIA'08] S. Riachy, “Contribution À L'estimation et À la Commande de Systèmes Mécaniques Sous-Actionnés”, Thèse De Doctorat, École Centrale de Lille, Français, 2008.

[ROA'09] S. Rao, M. Buss et V. Utkin, “Simultaneous State and Parameter Estimation in Induction Motors Using First- and Second-Order Sliding Modes”, IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 56, no 9, pp. 3369–3376, 2009.

S

[SAI'12] R. Saidur, S. Mekhilef, M. B. Ali, A. Safari et H. A. Mohammed, “Applications of Variable Speed Drive (VSD) in Electrical Motors Energy Savings”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 16, pp. 543–550, 2012.

- [SAK'17] D. Sakri, "Commande avec Optimisation d'Energie de la Machine Asynchrone : Théorie et Expérimentation", Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, Algérie, 2017.
- [SAL'11] I. Salgado, S. Kamal, I. Chairez, B. Bandyopadhyay et L. Fridman, "Super-Twisting-Like Algorithm in Discrete Time Nonlinear Systems", en 2011 International Conference on Advanced Mechatronic Systems, IEEE Xplore, pp. 497–502, 2011.
- [SAL'14] I. Salgado, I. Chairez, B. Bandyopadhyay, L. Fridman et O. Camacho, "Discrete-time non-linear state observer based on a super twisting-like algorithm", IET Control Theory Applications, vol. 8, no. 10, pp. 803–812, 2014.
- [SHT'03] Y. B. Shtessel, I. A. Shkolnikov et M. D. J. Brown, "An Asymptotic Second-Order Smooth Sliding Mode Control", Asian Journal of Control, vol. 5, no 4, pp. 498-504, Décembre 2003.
- [SHT'14] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman, et A. Levant, "Introduction: Intuitive Theory of Sliding Mode Control", en Sliding Mode Control and Observation, pp. 1–42, Springer, New York, 2014.
- [SHTE'14] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman et A. Levant, "Higher-Order Sliding Mode Controllers and Differentiators", en Sliding Mode Control and Observation, pp. 213–249, Springer, New York, 2014.
- [SIN'13] K. Singh et M. Singh, " Design of Kalman Filter for induction motor drive ", en 2013 Students Conference on Engineering and Systems (SCES), 2013.
- [SLO'83] J.J. Slotine et S.S. Sastry, "Tracking Control of Non-Linear Systems Using Sliding Surfaces, With Application To Robot Manipulators", International Journal of Control, vol. 38, no 2, pp. 465–492, 1983.
- [SLO'84] J.J. Slotine, "Sliding Controller Design for Nonlinear System", International Journal of Control, vol. 40, no 2, 1984.
- [SLO'91] J. J. Slotine, W. Li, "Applied Nonlinear Control", Prentice-Hall, 1991.
- [SVE'20] R. Svečko, D. Gleich et A. Sarjaš, "The Effective Chattering Suppression Technique with Adaptive Super-Twisted Sliding Mode Controller Based on the Quasi-Barrier Function; An Experimentation Setup", Applied Sciences, vol. 10, no 2, 2020.
- [SWI'16] A. Swikir et V. Utkin, "Chattering Analysis of Conventional and Super Twisting Sliding Mode Control Algorithm", en 2016 14th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS), 2016.

T

- [TAK'86] I. Takahashi et T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, no 5, pp. 820–827, 1986.
- [TAM'13] A. Tamal, "Research to Study Variable Frequency Drive and its Energy Savings", International Journal of Science and Research (IJSR), vol. 02, pp. 253–256, 2013.
- [TAR'13] G. Tarchała et T. Orłowska-Kowalska, "Sliding Mode Speed Observer For the Induction Motor Drive With Different Sign Function Approximation Forms And Gain Adaptation", vol. 89, pp. 1–6, October 2013.
- [TAZ'15] F. Tazerart, Z. Mokrani, D. Rekioua et T. Rekioua, "Direct Torque Control Implementation With Losses Minimization of Induction Motor for Electric Vehicle Applications with High Operating Life of the Battery", International Journal of Hydrogen Energy, vol. 39, no 40, pp. 13827–13838, 2015.
- [TOK'15] S. Tokat, S. Fadali et O. Eray, "A Classification and Overview of Sliding Mode Controller Sliding Surface Design Methods", en Recent Advances in Sliding Modes: From

Control to Intelligent Mechatronics Studies in Systems, Decision and Control , pp. 417–439, 2015.

[TON'20] W. S. Tong, T. H. Chiew, Z. Jamaludin, A. Y. Bani Hashim, L. Abdullah et N. A. Rafan, “Design of Sliding Mode Controller Using Smoothing Method for Chattering Suppression in Machine Tools”, en Intelligent Manufacturing and Mechatronics, pp. 102–111, Singapour, 2020.

[TSY'84] I. Z. Tsykin, “Relay Control Systems. Cambridge press”, Cambridge press, New York, 1984.

[UTK'77] V. Utkin, “Variable structure systems with sliding modes”, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 22, no 2, pp. 212–222, Avril 1977.

U

[UTK'78] V. Utkin, “Sliding Modes and their Application in Variable Structure Systems”, First Published, Russie 1978.

[UTK'92] V. Utkin, “Sliding Modes in Control and Optimization”, Springer-Verlag, New York: 1992.

[UTK'93] V. I. Utkin, “Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, N. 1, pp. 23–36, 1993.

[UTK'99] V. I. Utkin, J. Guldner et J. Shi, “Sliding Mode Control In Electromechanical Systems”, Taylor & Francis, 1999.

[UTK'06] V. Utkin et H. Lee, “Chattering Problem in Sliding Mode Control Systems”, IFAC Proceedings Volumes, vol. 39, no. 5, pp. 346–350, Janvier 2006.

[UTK'08] V. I. Utkin, “Sliding Mode Control: Mathematical Tools, Design and Applications”, en Nonlinear and Optimal Control Theory, pp. 289–347, Heidelberg: Springer, Berlin, 2008.

[UTK'09] V. Utkin, J. Guldner et J. Shi, “Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems”, Second Edition, CRC Press, Londres, 2009.

V

[VAS'98] P. Vas, “Sensorless Vector and Direct Torque Control”, Oxford University Press, New York, 1998.

[VON'94] T. von Raumer, J. M. Dion, L. Dugard et J. L. Thomas, “Applied Nonlinear Control of An Induction Motor Using Digital Signal Processing”, IEEE Transactions On Control Systems Technology, vol. 2, no 4, pp. 327–335, Décembre 1994.

[VUK'13] S. N. Vukosavic, “Electrical Machines”. Springer Science & Business Media, New York, 2013.

W

[WAN'13] J. J. Wang, R. X. Gao et R. Q. Yan, “Concordia Transform-Based Current Analysis for Induction Motor Diagnosis”, Key Engineering Materials, vol. 569-570, pp. 481–488, 2013.

[WAN'14] F. Wang, “Model Predictive Torque Control for Electrical Drive Systems With and Without an Encoder”, Thèse de Doctorat, Université de Munich, 2014.

[WAN'18] N. Wang, H. Yu et X. Liu, “DTC of Induction Motor Based on Adaptive Sliding Mode Control”, en 2018 Chinese Control and Decision Conference (CCDC), Chine, Juin 2018.

[WIL'02] P. Wilfrid et P.B Jean, “Sliding Mode Control in Engineering”, France, 2002.

- [WIS'02] J. Wissam, “Application of Modern Control Techniques in Ac Speed Drive System”, Thèse de Doctorat, Université de Swansea, 2002.
- [WOL'04] Th. M. Wolbank, J. L. Machl et Th. Jager, “Combination of Signal Injection And Neural Networks For Sensorless Control of Inverter Fed Induction Machines”, en 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, vol. 3, no 1, pp. 2300–2305, Germany, 2004.

Y

- [YAN'15] M. Yang, S. Tang et D. Xu, “Comments on “Antiwindup Strategy for PI-Type Speed Controller”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no 2, pp. 1329–1332, Février 2015.
- [YAS'20] Z. Yassine et M. Akherraz, “Kalman Filtering Applied to Induction Motor State Estimation”, en Dynamic Data Assimilation, 2020.
- [YON'08] Z. Yongchang et Z. Zhengming, “Speed Sensorless Control For Three-Level Inverter-Fed Induction Motors Using an Extended Luenberger Observer ”, en 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Septembre 2008.
- [YU'02] X. Yu et J.-X. Xu “Structure Systems: Towards the 21st Century”, Heidelberg: Springer, Berlin, 2002.

Z

- [ZAP'16] C. C. Zapata-Zuluaga, A. Loukianov, J. Cañedo et J. Rivera, “On the Discrete-Time Modeling and Control of Synchronous Generators by Means of Variational Integrators and Sliding Modes”, en 2016 IEEE 55th Conference on Decision and Control (CDC), Las Vegas, USA, 2016.
- [ZHA'02] Y. Zhang et W. Chee, “A New Smoothing Method for Sliding Mode Controllers”, IFAC Mechatronic Systems, vol. 35, pp. 593–598, Décembre 2002.
- [ZHA'06] J. Zhang, “Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System”, Thèse de Doctorat, Université de New South Wales, Australia, 2006.
- [ZHA'10] Z. Zhang, J. Zhu, R. Tang, B. Bai et H. Zhang, “Second Order Sliding Mode Control of Flux and Torque for Induction Motor ”, en 2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, China , Mars 2010.
- [ZHA'14] L. Zhao, J. Huang, H. Liu, B. Li et W. Kong “Second-Order Sliding-Mode Observer With Online Parameter Identification for Sensorless Induction Motor Drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no 10, pp. 5280–5289, Octobre 2014.
- [ZHA'16] Z. Zhang, C. Wei, W. Qiao et L. Qu, “Adaptive Saturation Controller-Based Direct Torque Control for Permanent-Magnet Synchronous Machines”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no 10, pp. 7112–7122, 2016.
- [ZHA'17] L. Zhang, S. Laghrouche, M. Harmouche et M. Cirrincione, “Super Twisting Control of Linear Induction Motor Considering end Effects with Unknown Load Torque”, en 2017 American Control Conference (ACC), pp. 911–916, USA, 2017.
- [ZHA'19] J. Zhang, Y. Liu, S. Gao et C. Han, “Control Technology of Ground-Based Laser Communication Servo Turntable via a Novel Digital Sliding Mode Controller”, Applied Sciences, vol. 9, no. 19, 2019.
- [ZHO'92] F. ZHOU et D. G. FISHER, “Continuous Sliding Mode Control ”, International Journal of Control, vol. 55, no 2, pp. 313–327, Iraq, Février 1992.
- [ZON'10] Q. Zong, Z.-S. Zhao et J. Zhang, “Higher Order Sliding Mode Control With Self-Tuning Law Based On Integral Sliding Mode”, IET Control Theory and Applications, vol. 4, no 7, pp. 1282–1289, Chine, Juillet 2010.