

Thèse de Doctorat

Duc-Quan NGUYEN

*Mémoire présenté en vue de l'obtention
du grade de Docteur de l'Université de Nantes
Sous le label de l'Université Nantes Angers Le Mans*

*Discipline Électronique et Génie Électrique
Spécialité Génie Électrique
Laboratoire Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes Atlantique (IREENA)*

Soutenue le 10 juillet 2015

École doctorale : ED 503 STIM

**Modélisation, identification et commande sans capteur
d'une machine synchrone à réluctance variable rapide**

JURY

Président :	M. Demba DIALLO , Professeur des Universités, GEEPS, Université Paris-Sud
Rapporteurs :	M. Christophe FORGEZ , Professeur des Universités, Université de Technologie de Compiègne M. Maurice FADEL , Professeur des Universités, LAPLACE, INP-ENSEEIH Toulouse
Directeur de thèse :	M. Luc LORON , Professeur des Universités, IREENA, Université de Nantes
Encadrant :	M. Kada DAKHOUCHE , Maître de conférences, IREENA, Université de Nantes

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein de l'équipe maîtrise de l'énergie électrique (MEE) de l'Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique (IREENA) avec une bourse du gouvernement du Vietnam.

Je tiens à remercier Monsieur Demba DIALLO, Professeur à l'Université Paris-sud pour avoir présidé mon jury de soutenance.

Je remercie également Monsieur Christophe FORGEZ, Professeur à l'Université de Technologie de Compiègne et Monsieur Maurice FADEL, Professeur à l'INP-ENSEEIH de Toulouse d'avoir accepté d'être rapporteurs pour ce mémoire.

Je m'adresse maintenant à mon directeur de thèse, Monsieur Luc LORON, Professeur au département Génie Electrique de Polytech'Nantes, que je remercie infiniment pour avoir dirigé et orienté mes travaux de recherches et d'autant plus pour son soutien moral et ses encouragements dans les périodes les plus difficiles à la fin de la thèse.

Je remercie également Monsieur Kada DAKHOUCHE, maître de conférence au département Génie Electrique de Polytech'Nantes, pour avoir encadré cette thèse et m'avoir soutenu pendant la durée de mes travaux.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous les permanents d'IREENA : Mohamed Machmoum, Mohammed El Hadi Zaim, François Auger, Luc Moreau, Mohamed Fouad Benkhoris, Nadia Aït-Ahmed, Azeddine Houari et les autres.

Je tiens à remercier le personnel de l'IREENA : Franck et Christine pour leur soutien, leur aide et leur disponibilité.

Je remercie également mes collègues de l'Université de Danang : Phuong et Luan pour leur aide au début de la thèse.

Sans oublier de remercier mes collègues doctorants et amis : Nacereddine, Ahmed, Jian, Hao, Zhihao, Nassim, Fiacre, Kien, Linh, Esseddik, Sadok, Alexis et les autres ainsi que tous mes amis Vietnamiens de Saint-Nazaire et de Nantes pour leur soutien et leur aide.

Enfin, un grand merci à mes parents, ma femme et ma famille qui m'ont toujours soutenu et encouragé durant mes études et ma vie.

Table des matières

Notations et abréviations.....	7
Introduction générale.....	9
Chapitre 1 : Etat de l'art de l'entraînement à grande vitesse et de la commande sans capteur	13
1.1 Etat de l'art de l'entraînement à grande vitesse.....	13
1.1.1 Applications des entraînements à grande vitesse.....	13
1.1.2 Machines électriques à haute vitesse	15
1.1.2.1 Notion de machine rapide.....	15
1.1.2.2 Contraintes et limitations des machines rapides.....	16
1.1.2.3 Bref historique des machines rapides	16
1.1.2.4 Machines asynchrones.....	17
1.1.2.5 Machines synchrones à aimants permanents.....	19
1.1.2.6 Machines à réluctance variable à double saillance	21
1.1.2.7 Machines synchrones à réluctance variable	22
1.1.2.8 Machines homopolaires.....	23
1.1.3 Comparaison et choix des machines pour l'entraînement à grande vitesse.....	24
1.1.4 Conclusions	25
1.2 Etat de l'art de la commande sans capteur mécanique de la MSRV	25
1.2.1 Estimation de la vitesse basée sur la force électromotrice étendue	26
1.2.2 Estimation basée sur l'injection d'un signal à haute fréquence.....	27
1.2.3 Estimation à l'aide du filtre de Kalman étendu	28
1.2.4 Estimation de la position en utilisant la pente des courants stators.....	30
1.2.5 Conclusion	31
Chapitre 2 : Modélisation, identification et simulation de la MSRV	33
2.1 Principe de la MSRV	33
2.2 Modèle de la MSRV [94][95].....	35
2.2.1 Hypothèses simplificatrices	35
2.2.2 Equations électriques de la machine dans le repère abc	35
2.2.3 Equations électriques de la machine dans le repère $\alpha\beta$	36
2.2.4 Equations électriques de la machine dans le repère dq.....	37
2.2.5 Prise en compte des courants rotoriques.....	39
2.2.6 Equations mécaniques	40
2.3 Identification des paramètres de la MSRV	41
2.3.1 Identification des paramètres électriques.....	41
2.3.1.1 Mesure de la résistance stator.....	41
2.3.1.2 Mesure des inductances L_d et L_q	42
2.3.1.3 Influence de la saturation magnétique	47
2.3.2 Mesure de l'inductance de fuites des axes d et q.....	47
2.3.3 Identification des paramètres mécaniques	50
2.4 Simulation de la MSRV	53
2.4.1 Présentation du banc d'essais	53
2.4.2 Schéma de simulation	55
2.4.3 Résultats de simulations et expérimentations	56

2.5	Conclusions.....	57
Chapitre 3 : Commande de la MSRV à grande vitesse avec capteur mécanique .		59
3.1	Architecture de la commande.....	59
3.2	Stratégies de commande de MSRV.....	60
3.2.1	Limitations de courant et de tension	61
3.2.2	Stratégie de commande à minimum de courant	63
3.2.3	Stratégie de commande à minimum de Volt ou flux	64
3.2.3.1	Expression du couple en fonction du rapport v_s/ω ou de Ψ_s	64
3.2.3.2	Stratégie MTPW	65
3.2.4	Stratégie à maximum de facteur de puissance (MFP).....	66
3.2.5	Synthèse des méthodes.....	66
3.3	Réglage de la commande.....	68
3.3.1	Choix de la période d'échantillonnage.....	68
3.3.2	Choix de la dynamique des courants i_d et i_q	69
3.3.3	Réglage des correcteurs des boucles de courant	69
3.3.4	Réglage du correcteur de la boucle de vitesse	72
3.4	Résultats de simulations et expérimentaux	73
3.4.1	Simulation de la commande de la MSRV avec capteur de vitesse	73
3.4.2	Résultats de expérimentaux.....	74
3.5	Conclusions.....	75
Chapitre 4 : Commande sans capteur mécanique de la MSRV à grande vitesse basée sur le Filtre de Kalman étendu		77
4.1	Introduction	77
4.2	Principe du filtre de Kalman étendu.....	77
4.3	FKE basé sur un modèle d'ordre complet.....	79
4.3.1	Modèle d'état d'ordre 4.....	80
4.3.1.1	Modèles en temps continu et en temps discret	80
4.3.1.2	Observabilité du modèle d'état linéarisé	81
4.3.2	Filtre de Kalman d'ordre 4	82
4.3.3	Filtre de Kalman d'ordre 3	84
4.3.4	Résultats de simulation du FKE d'ordre 4	84
4.3.5	Résultats expérimentaux du FKE d'ordre 4	88
4.3.5.1	Essai n°1 : rampe avec inversion du sens de rotation	88
4.3.5.1	Essai n°2 : paliers à vitesse nulle.....	95
4.3.6	Résultats expérimentaux du FKE d'ordre 3	97
4.4	FKE d'ordre 2 basé sur un modèle inversé de la MSRV	99
4.4.1	Modèle inversé de la MSRV	99
4.4.2	Résultats de simulation du FKE d'ordre 2	101
4.4.3	Résultats expérimentaux	104
4.4.3.1	Essai n°1 : rampe avec inversion du sens de rotation	104
4.4.3.2	Essai n°2 : paliers à vitesse nulle.....	108
4.5	Conclusions.....	110
Conclusion générale		111
Bibliographie		115
Annexes		127

Notations et abréviations

Notations :

v_a, v_b, v_c	Tensions des phases a,b,c
i_a, i_b, i_c	Courants des phases a,b,c
Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c	Flux des phases a,b,c
R_s	Résistance d'une phase statorique
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a,b,c
M_{ab}, M_{bc}, M_{ca}	Inductances mutuelles entre phases a,b,c
F_{em}	Force électromotrice
L_f	Inductance de fuites
L_0	Terme constant de l'inductance propre d'une phase
L_2	Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase
L_d	Inductance de l'axe d
L_q	Inductance de l'axe q
L_{fd}	Inductances de fuite de l'axe d
L_{fq}	Inductances de fuite de l'axe q
i_d	Composante de courant d'axe d
i_q	Composante de courant d'axe q
v_d	Composante de tension stator d'axe d
v_q	Composante de tension stator d'axe q
Ψ_d	Composante de flux d'axe d
Ψ_q	Composante de flux d'axe q
N_p	Nombre de paires de pôles
Ω	Vitesse angulaire mécanique
ω	Pulsation électrique
θ	Position du rotor
p	Opérateur de Laplace
F	Coefficient de frottements visqueux
Γ	Couple électromagnétique
Γ_r	Couple résistant
Γ_s	Couple de frottements secs

Γ_m	Couple mécanique
J	Moment d'inertie
τ_m	Constante de temps mécanique
P_e	Puissance électromagnétique
$[V_{abc}]$	Vecteur des tensions dans le repère fixe
$[I_{abc}]$	Vecteur des courants dans le repère fixe
$[\Psi_{abc}]$	Vecteur des flux dans le repère fixe
$[V_{dqh}]$	Vecteur des tensions dans le repère de Park
$[I_{dqh}]$	Vecteur des courants dans le repère de Park
$[L]$	Matrice inductance
$[P]$	Matrice de transformation de Park

Abréviations

MSRV	Machine Synchrone à Réluctance Variable
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MAS	Machine Asynchrone
FEM	Force Electromotrice
FEME	Force Electromotrice Etendue
FK	Filtre de Kalman
FKE	Filtre de Kalman Etendu
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
IGBT	Integrated Gate Bipolar Transistor
DSP	Digital Signal Processor
FW	Flux-Weakening
MTPA	Maximum Torque Per Ampere
MTPW	Maximum Torque Per Weber
MPFC	Maximum Power Factor Control
MTPV	Maximum Torque Per Volt
MFP	Maximum de Facteur de Puissance
CP	Compensation de Pôle
OS	Optimum Symétrique

Introduction générale

Les machines électriques offrent de nombreux atouts qui sont accentués par le développement des technologies complémentaires de l'électronique de puissance et de l'informatique industrielle. Ces avantages amènent les machines électriques à remplacer les solutions classiques offertes par les motorisations thermiques, la mécanique ou l'hydraulique dans de nombreux secteurs comme l'industrie ou les transports. Les énergies renouvelables constituent également une formidable opportunité pour le développement des machines électriques, qu'elles soient lentes, dans le cas de la conversion directe des énergies éoliennes ou hydroliennes, ou au contraire très rapides pour réaliser du stockage inertiel, par exemple.

Une question se pose alors : la machine électrique idéale existe-t-elle ? Nous allons rappeler les différentes familles de machines, en examinant plus particulièrement leur aptitude en haute vitesse.

A priori, nous pouvons tout de suite éliminer la machine à courant continu handicapée par son collecteur mécanique : ce collecteur est une pièce fragile qui supporte mal les efforts centrifuges. La machine à courant continu n'a d'intérêt que pour les applications situées aux deux extrémités de la plage de puissance. Ainsi, elle a l'exclusivité des applications économiques et de très faible puissance (jouets, automobile) en raison de la difficulté de réaliser un stator triphasé dans ce cas. Inversement, elle seule peut répondre aux applications de très forte puissance à vitesse variable, lorsqu'il n'est pas possible de réaliser un onduleur triphasé aussi puissant.

Les machines synchrones à aimants sont les meilleures sur le plan des performances dynamiques, du rendement et du comportement en basse vitesse. Ainsi, les applications exigeantes de la robotique ou des machines-outils leur sont réservées. Elles présentent néanmoins deux inconvénients majeurs. Le premier est lié à la difficulté de les défluxer ce qui peut réduire leur plage de vitesse du côté des hautes vitesses et poser de graves problèmes de sécurité en cas de défaut de l'électronique de puissance. Le second vient de la disponibilité et de la volatilité du prix des terres rares nécessaires à la fabrication des aimants performants. Ces deux inconvénients sont levés dans le cas d'une machine à rotor bobiné, mais alors, l'inertie du rotor augmente significativement et sa robustesse décroît tout autant. Seules les machines à griffes supportent des vitesses élevées pour un coût réduit, mais leur rendement est assez faible.

Les machines asynchrones à cage sont à la fois standardisées, robustes et très économiques. Ceci les prédestine aux applications industrielles les plus courantes et fait d'elles les machines les plus répandues. Le développement des commandes vectorielles ou directes leur a offert des performances dynamiques proches de celles des machines synchrones, notamment en moyennes et hautes vitesses. Leur principal handicap est certainement leur rendement et leurs pertes rotoriques qui sont plus délicates à évacuer. Ainsi, l'Europe impose des normes de plus en plus sévères en ce qui concerne le rendement : depuis 2011, les moteurs à rendement standard (IE1) ne sont plus vendus et doivent être remplacés par les moteurs à haut rendement (IE2) ou à rendement premium (IE3). Ceci conduit à employer de meilleurs matériaux magnétiques et davantage de cuivre, ce qui a évidemment un impact sur le coût des machines. Pour les applications industrielles qui fonctionnent sans interruption, ce surcoût est rapidement amorti par les économies d'énergie réalisées. Pour réduire les pertes rotoriques, on peut envisager d'utiliser une cage en cuivre, mais dans ce cas le coût est très sensiblement augmenté.

Pour terminer, considérons les machines à reluctance variable qui font l'objet de cette thèse. Elles sont économiques et semblent bien adaptées aux vitesses très basses ou très élevées. Les machines à double saillance et, notamment, à effet vernier trouvent leur place dans les applications basses vitesses tel que l'éolien ou l'hydrolien en permettant de se passer de multiplicateur mécanique. En contrepartie, elles nécessitent une commande complexe. Inversement, les machines synchrones à simple saillance, peuvent viser les vitesses les plus élevées lorsqu'elles utilisent un simple rotor massif. Ces machines ne présentent pas ou peu de pertes Joule rotoriques et offrent une compacité et un rendement supérieurs à celui des machines asynchrones de même puissance. En tant que machines synchrones, elles garantissent une excellente précision de vitesse, même en l'absence de capteur mécanique. Leur principal inconvénient est leur facteur de puissance, qui peut conduire à surdimensionner le convertisseur statique qui les alimente. Les machines à barrière de flux minimisent ce problème au prix d'un coût supérieur et d'une moindre robustesse du rotor. De grands constructeurs (ABB, Schneider-Electric) développent aujourd'hui de nouvelles gammes de machines synchrones hautes performances, à réluctance variable seule ou hybrides (réluctance + aimants), ce qui montre bien l'intérêt de cette technologie.

En conclusion, la machine universelle idéale n'existe pas. Chaque famille de machine présente des avantages et des inconvénients plus ou moins importants en fonction de

l'application visée. Néanmoins, les machines synchrones à réluctance variable offrent de multiples atouts et présentent souvent un excellent compromis.

Cette thèse porte sur l'identification et la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à réluctance variable (MSRV) en haute vitesse. Nous avons retenu ce thème de recherche car, d'une part, malgré son potentiel, cette machine a été encore peu étudiée en comparaison des machines triphasées plus traditionnelles, synchrones ou asynchrones et, d'autre part, en haute vitesse, l'absence de capteur mécanique est un facteur clef, sa fiabilité étant alors un point critique.

Au laboratoire, nous disposons d'un banc de machines rapides composé de deux machines synchrones : une machine à aimants et une MSRV à rotor massif et à pans coupés. Nous pourrions donc valider expérimentalement nos travaux, ce qui est fondamental lorsqu'il s'agit d'identifier et de commander des machines.

Ce mémoire comporte 4 chapitres. Le premier présente un état de l'art des machines rapides et plus précisément des MSRV, suivi d'un état de l'art de la commande des machines synchrones sans capteur mécanique. Le second rappelle la modélisation de la MSRV, avant de se focaliser sur son identification. Différentes méthodes ont été proposées dans la littérature. Nous en avons testées certaines, grâce à notre banc d'essais. Le troisième chapitre aborde la commande avec capteur mécanique de la MSRV en présentant les différentes commandes (à pertes minimales, à facteur de puissance maximal, à flux minimal,...) permettant de tirer le maximum de performances de la machine. Enfin, le dernier chapitre est consacré à la commande sans capteur de la MSRV. Nous avons choisi d'implanter en temps réel et de comparer plusieurs stratégies basées sur le filtre de Kalman étendu, cette approche ayant été peu envisagée pour ce type de machine. Nous avons ainsi comparé des filtres basés sur des modèles d'ordre complet ou d'ordre réduit écrits dans le repère de Park.

Chapitre 1 : Etat de l'art de l'entraînement à grande vitesse et de la commande sans capteur

L'objectif de ce chapitre est de placer nos travaux dans leur contexte qui est à la fois celui des machines rapides et de la commande sans capteur. Nous commencerons donc par définir la notion de machine rapide, avant de comparer les différentes technologies de machines adaptées aux vitesses élevées et de justifier le choix d'une machine à réluctance variable. Nous présenterons ensuite une synthèse des travaux portant sur la commande sans capteur, en mettant l'accent sur les techniques exploitables en haute vitesse.

1.1 Etat de l'art de l'entraînement à grande vitesse

Tout entraînement électrique se compose de trois éléments principaux : l'électronique de commande, la machine électrique et la transmission mécanique. Dans le contexte des entraînements à grande vitesse, on peut distinguer deux grandes familles : les entraînements directs et les entraînements indirects. Les entraînements directs sont caractérisés par un accouplement direct de la machine électrique à la charge mécanique. Dans le cas des entraînements indirects, un multiplicateur mécanique est inséré entre la machine et l'élément entraîné ou entraînant. L'insertion d'un multiplicateur permet de réduire la vitesse de la machine électrique pour une vitesse de rotation fixée au niveau de l'organe mécanique, mais cette solution offre des inconvénients. Ainsi, l'utilisation de machines rapides à accouplement direct permet de supprimer le multiplicateur, donc de réduire le volume [1], le coût et les pertes du système [2], mais également d'en améliorer la fiabilité et d'en faciliter la maintenance. La suppression de l'étage mécanique permet également de réduire le bruit et il peut être possible d'éviter l'utilisation d'huile (pour le multiplicateur et ses roulements), celle-ci pouvant être gênante dans certaines applications [3].

1.1.1 Applications des entraînements à grande vitesse

Dans la littérature scientifique, les applications des entraînements à grande vitesse utilisant des machines électriques sont nombreuses. On peut citer :

- Entraînements de broches de machines-outils : 5 kW et 180 000 tr/min [4]

- Compresseurs d'air : 12 kW-118 000 tr/min [5], 131kW-65 000 tr/min [6], 50kW-7000 tr/min [7]
- Génération d'électricité par turbine à gaz : 110 kW- 70 000 tr/min [8]
- Pompes à vide et pompes moléculaires : de 15 000 à 90 000 tr/min [9]
- Séparateurs centrifuges : 20 kW- 47 000 tr/min [10]
- Générateur embarqué pour l'aéronautique [11]

Pour les grandes puissances on trouve :

- Turbo-compresseurs : 8 MW-20 000 tr/min [12]
- Compresseurs d'air : 8 MW-12 000 tr/min [13]
- Entraînement de pompes de centrales électriques : de 2 à 15 MW et 6 000 tr/min [14]
- Entraînement de pompes et compresseurs dans l'industrie chimique ou pétrolière : de 2 à 41 MW et $\Omega < 6\,500$ tr/min [15].

Comme on peut le voir, les machines à haute vitesse sont utilisées dans divers domaines de puissances comme moteurs ou comme génératrices.

L'intérêt de l'utilisation des grandes vitesses s'explique aussi par les qualités intrinsèques des machines rapides, dont on peut citer :

- La compacité, puisque à volume constant, l'augmentation de la fréquence d'alimentation permet d'augmenter la puissance de la machine.
- L'obtention de meilleures performances dans des applications spécifiques à haute vitesse, c'est le cas de l'usinage à très grande vitesse de rotation, par exemple, avec lequel on obtient des gains en productivité et des produits finis plus performants [16]. Une autre application intéressante est le volant d'inertie. Dans le domaine automobile, il est utilisé en récupération d'énergie pendant la phase de décélération d'une voiture [17]. On peut citer enfin, les turbocompresseurs qui nécessitent une vitesse de rotation élevée afin de fonctionner avec un bon rendement.
- En fonctionnement génératrice les machines sont généralement entraînées par des turbines à gaz, dans des systèmes embarqués (voitures hybrides, aérospatial,...).

1.1.2 Machines électriques à haute vitesse

Plusieurs types de machines sont candidats à l'entraînement en haute vitesse. Les machines synchrones à aimants permanents [18][4][19][20][21][22][5][23][24], les machines asynchrones [25][26][27][28][12] et les machines à réluctance variable [17][29][30][31]. Mais avant de comparer ces machines, nous allons préciser la notion de machine rapide.

1.1.2.1 Notion de machine rapide

Le domaine de la haute vitesse n'est pas défini seulement par une vitesse de rotation élevée, mais en relation avec la puissance de la machine et sa vitesse périphérique.

Dans [32], une expression est donnée pour définir une relation entre la puissance limite P_l (exprimée en kW) et la vitesse de rotation nominale Ω_N (exprimée en tr/min) à partir de laquelle on peut classer une machine dans le domaine de la haute vitesse :

$$P_l = 6,2 \frac{10^6}{\Omega_N^{3,3}}$$

Dans [33], les auteurs donnent un réseau de courbes des performances limites dans le domaine puissance de coin-vitesse de rotation, pour 3 valeurs de vitesse périphérique (100, 200 et 300 m/s). La puissance de coin est la puissance maximale d'un moteur lorsqu'il est conçu pour avoir sa vitesse maximale à cette puissance.

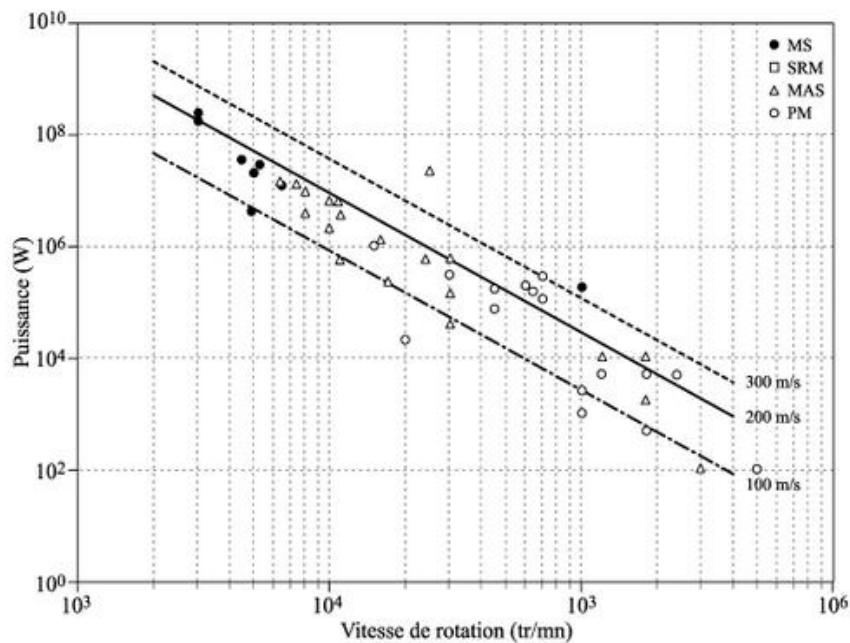


Figure 1-1: Performances limites dans le plan puissance de coin-vitesse de rotation aux vitesses périphériques 100 m/s, 200 m/s et 300 m/s [33]

1.1.2.2 Contraintes et limitations des machines rapides

En augmentant la vitesse de la machine, on est confronté immédiatement à des contraintes et des limitations selon la structure envisagée de la machine.

- De fortes contraintes mécaniques résultent des forces centrifuges, des phénomènes liés aux vitesses critiques. Le choix des paliers est alors très important (roulements à billes, à rouleaux, paliers magnétiques,...).
- Les limitations thermiques font que le choix du système de refroidissement s'avère crucial du point de vue économique et technologique. L'échauffement de la machine résulte des pertes dans le cuivre, des pertes fer, des pertes mécaniques et des pertes aérodynamiques. Or, les 3 derniers types de pertes augmentent avec la vitesse. De plus, la compacité de la machine rend les problèmes thermiques encore plus délicats.

1.1.2.3 Bref historique des machines rapides

Le développement des machines électriques rapides est assez récent et date des années 60, quand les moteurs à courant continu avaient encore le monopole de la vitesse variable. A partir des années 70, l'évolution de l'électronique de puissance a permis l'utilisation des convertisseurs statiques à fréquence élevée autorisant le développement des machines à courant alternatif pour les applications à grande vitesse.

A partir des années 80, le grand développement de la technologie des aimants a permis l'utilisation des machines synchrones à aimants permanents et a favorisé l'augmentation de la vitesse de rotation de ces machines. Néanmoins, depuis le coût des aimants a beaucoup augmenté, ce qui rend les machines à aimants moins attractives.

Il existe une abondante littérature scientifique concernant les machines à haute vitesse. Une analyse bibliographique fait apparaître principalement quatre familles : les machines asynchrones, les machines à aimants permanents, les machines à réluctance variable et les machines homopolaires, mais en moindre quantité. La Figure 1-2 situe de multiples réalisations de machines à haute vitesse dans le plan puissance-vitesse (les détails sont présentés dans l'annexe B). On voit qu'à côté des traditionnelles machines synchrones et asynchrones, les machines à réluctance variable sont aussi présentes, mais en plus faible proportion. Nous allons présenter les caractéristiques de chaque type de machines, afin de les comparer.

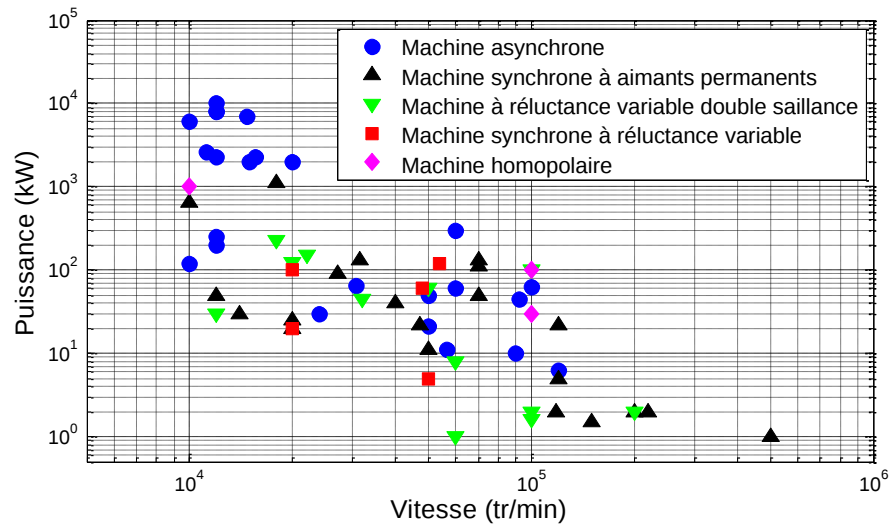


Figure 1-2 : Réalisations de machines rapides dans le plan Puissance-Vitesse

1.1.2.4 Machines asynchrones

La Figure 1-2 montre que la machine asynchrone est utilisée dans les applications à haute vitesse pour les moyennes et les grandes puissances. Cette machine est assez répandue, par exemple, dans le domaine des compresseurs dans les industries gazière et pétrolière.

La machine asynchrone rapide est de constitution robuste, son rotor peut avoir différentes structures. Il peut être massif, lisse ou rainuré, ou encore feuilleté, avec une couche conductrice ou une cage d'écureuil renforcé [32][34][35].

Les rotors massifs à pôles lisses permettent un fonctionnement à des vitesses périphériques très élevées, qui peuvent atteindre 400 m/s [2]. Lorsque le rotor est massif, les pertes dans le rotor sont importantes et le facteur de puissance est assez faible. Les courants induits circulent sous l'effet de peau dans une couche étroite à la surface du rotor, augmentant ainsi la résistance du rotor et par suite diminuant les performances de la machine. Pour diminuer ce phénomène, on introduit des rainures longitudinales au rotor (Figure 1-3). Celles-ci ne réduisent pas spécifiquement la résistance mécanique du rotor, mais modifient considérablement la pénétration du flux magnétique et les surfaces de circulation des courants dans le rotor [33].

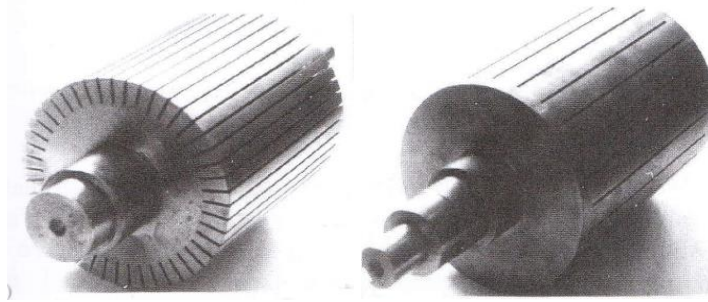


Figure 1-3 : Machines asynchrones à rotor massif rainuré [33]

Lorsque le rotor de la machine asynchrone est à cage, il peut être envisagé pour les hautes vitesses et les grandes puissances, mais cela nécessite un renforcement pour pouvoir atteindre les plus hautes vitesses. La vitesse périphérique peut alors atteindre 250 m/s [33]. Dans [36], Caprio *et al.* analysent les contraintes mécaniques et thermiques d'un rotor à cage d'une machine asynchrone avec une vitesse de 15 000 tr/min et de puissance 2 MW. Leur étude montre que le renforcement de la cage aux extrémités du rotor est nécessaire.

Il y a de nombreuses publications concernant les applications des machines asynchrones en grande vitesse. Dans [37], Badraway présente l'application d'un moteur asynchrone à grande vitesse pour un entraînement direct de broche d'usinage, avec une puissance de 30 kW et une vitesse maximale de 24 000 tr/min. Des recherches approfondies sur la machine asynchrone à rotor massif pour des vitesses pouvant atteindre 60 000 tr/min et d'une puissance de 60 kW ont été publiées dans [38]. Une autre application de la machine asynchrone à cage avec une puissance de 10 kW et une vitesse de 120 000 tr/min est considérée dans [39].

Sur le plan des inconvénients, la machine asynchrone présente un facteur de puissance faible, une taille plus importante que la machine à aimants permanents et un rendement moyen, à cause des pertes Joule au rotor et de son courant de magnétisation.



Figure 1-4 : Machine asynchrone à cage 2 MW, 15 000 tr/min [40]

1.1.2.5 Machines synchrones à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) reste la plus intéressante dans beaucoup d'applications à haute vitesse grâce aux aimants de type terres rares qui ont une forte densité d'énergie, mais dont le prix peut être élevé. Elle présente une densité de puissance importante, un excellent rendement, une taille compacte et un facteur de puissance élevé. Cependant, la construction du rotor de la machine à aimants permanents reste complexe par rapport autres types de machines. De plus, une démagnétisation peut se produire à cause de l'élévation de la température due aux pertes par courants de Foucault dans les aimants [41]. Malgré cela, les machines à aimants permanents restent souvent les plus attractives notamment avec une conception adaptée et une implantation spécifique des aimants au rotor.

Suivant la structure du stator, la forme du rotor et la disposition des aimants, on obtient plusieurs types de machines : machines avec encoches ou sans encoches, à rotor intérieur ou extérieur, à pôles lisses ou saillants.

Les machines à aimants permanents dont le stator est encoché sont les plus utilisées en haute vitesse. Cependant, les machines sans encoches, à bobinage dans l'entrefer, sont intéressantes pour des applications où l'ondulation de couple est indésirable [42]. Le choix d'une machine dépend des spécifications de l'application visée, mais également de l'intégrité et de la rigidité mécanique du rotor.

Il existe une multitude de structures de rotors qui sont plus ou moins adaptées au fonctionnement à haute vitesse. La plupart des machines à aimants rencontrées en haute vitesse sont des machines à flux radial et à aimants situés au rotor. On peut cependant observer certaines applications mettant en œuvre des machines à flux axial [43][44]. Une des raisons pour lesquelles les machines à flux axial sont peu utilisées réside dans leur diamètre de rotor important. Ce dernier est alors le lieu de fortes contraintes mécaniques [43]. Dans la suite nous ne nous intéresserons qu'aux machines à flux radial, possédant des aimants au rotor. La Figure 1-5 présente différentes structures rotoriques pour une MSAP [45] :

- ✓ Rotor à aimants sous pièces polaires (Figure 1-5a)
- ✓ Rotor à aimants intérieurs à flux radial (Figure 1-5b, h, i)
- ✓ Rotor à aimants montés en surface (Figure 1-5c, g)
- ✓ Rotor à aimants insérés (Figure 1-5d)
- ✓ Rotor à aimants intérieurs à concentration de flux (Figure 1-5e)
- ✓ Rotor à aimants intérieurs à distribution asymétrique (Figure 1-5f)

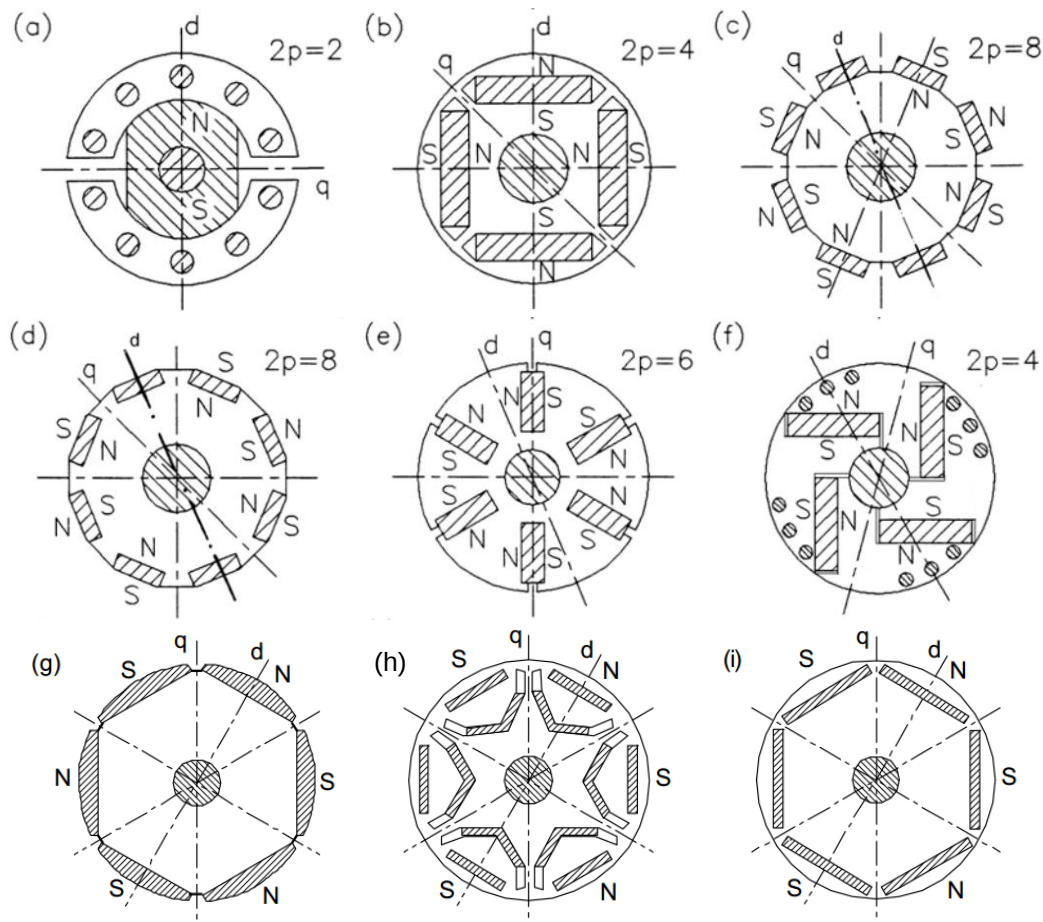


Figure 1-5 : Différentes structures rotoriques pour une MSAP [45]

Parmi toutes ces structures, certaines sont plus adaptées que d'autres pour des applications à haute vitesse. Certains travaux se sont intéressés au choix optimal de la structure du rotor [11][18]. Lorsque les aimants sont montés en surface, les forces centrifuges s'appliquent directement sur les aimants. Ainsi, les rotors sont souvent encerclés d'une frette qui permet de maintenir les aimants en place. Le dimensionnement de cette frette doit faire partie intégrante de la phase initiale de conception de la machine [46]. Les structures à aimants intérieurs présentent l'avantage de l'ajout d'un couple de saillance au couple d'interaction entre les aimants et les enroulements statoriques. Cependant, l'insertion des aimants est relativement difficile [47].

Les applications utilisant des MSAP en haute vitesse sont diverses. Luo *et al.* [48] présentent leur exploitation en usinage de haute précision. Munteanu *et al.* [49] conçoivent une machine d'une puissance de 40 kW à 40 000 tr/min pour les compresseurs et machines-outils à grande vitesse. Gieras et Jonsson [41] ont construit une machine de 90 kW, tournant à 27 000 tr/min, pour une application de micro-turbine à gaz. Lindström [50] a étudié une

MSAP pour la propulsion d'un véhicule hybride, pour une puissance de 50 kW et une vitesse de 12 000 tr/min. Notre laboratoire a construit un banc d'essais de machines rapides incluant une machine à aimants permanents, tournant à une vitesse de 20 000 tr/min, pour une puissance de 20 kW.

1.1.2.6 Machines à réluctance variable à double saillance

Muni d'un rotor saillant massif sans enroulement, ce type de machine est aussi très intéressant dans des applications à haute vitesse grâce à sa robustesse lui permettant de fonctionner dans des conditions extrêmes mécaniques ou thermiques.

Son mode d'alimentation engendre une absorption de puissance réactive qui a pour conséquence la diminution du facteur de puissance et l'apparition de vibrations dues aux oscillations du couple. De plus, la saillance de son rotor engendre des pertes aérodynamiques qui peuvent être très élevées.

Néanmoins, ce type de machine reste quand même relativement utilisé dans certaines applications. A titre d'exemple, on peut citer un moteur d'aspirateur avec une puissance de 1 kW et une vitesse de 60 000 tr/min [51], des entraînements de volant d'inertie (8 kW-60 000 tr/min [52] et 100 kW-100 000 tr/min [53]) et une application pour véhicule électrique (123 kW-20 000 tr/min [54]).

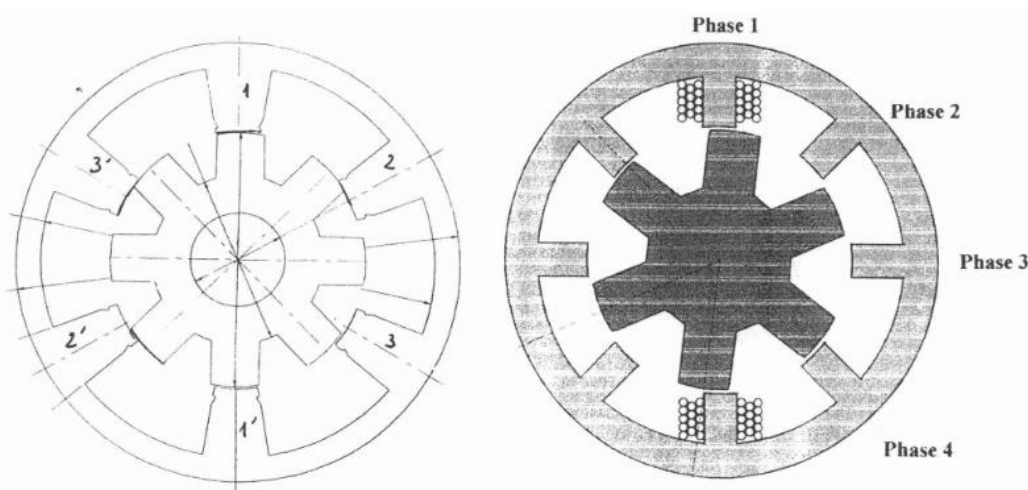


Figure 1-5 : Exemple de structure de machine à réluctance variable à double saillance [76]

1.1.2.7 Machines synchrones à réluctance variable

La machine synchrone à réluctance variable (MSRV) a commencé à être étudiée au début des années 20 [55][56][57], avec la découverte de la notion de couple réluctant. La première théorie et la première réalisation de ce type de machine ont été l'œuvre de J. K. Kostko en 1923 [55]. Son principe de fonctionnement repose sur la dissymétrie magnétique. Ces machines présentent plusieurs intérêts en haute vitesse : une construction simple, un rotor massif permettant une meilleure résistance aux contraintes des forces centrifuges en hautes vitesses et de faibles pertes Joule au rotor.

Une MSRV possède un enroulement triphasé à répartition sinusoïdale au stator qui crée un champ tournant qui définit la vitesse de synchronisme. Le rotor est à pôles saillants et ne possède pas d'enroulement d'excitation. Le champ tournant interagit avec l'entrefer où la réluctance est variable grâce à l'anisotropie géométrique ou magnétique du rotor. Dans une MSRV le courant sert simultanément à magnétiser la machine et à produire le couple de réluctance qui tend à réduire la distorsion du champ dans l'entrefer. Le rotor de la MSRV de base est présenté sur la Figure 1-6a.

La structure à pans coupés de la Figure 1-6a peut être constituée d'un rotor massif, celle-ci se prête alors mieux aux applications à grande vitesse. De plus, en cas de connexion directe au réseau, elle ne nécessite pas de cage de démarrage puisque les courants de Foucault peuvent circuler axialement dans le rotor pendant le régime asynchrone.

Un inconvénient de ce type de machine est le mauvais facteur de puissance qui dépend du rapport de saillance, comme nous le verrons au chapitre 2. Pour augmenter ce rapport de saillance, on utilise des structures de rotor peu conventionnelles, telles que les machines à barrières de flux (Figure 1-6c) ou à rotor « axialement laminée » (Figure 1-6b), afin d'augmenter le rendement et le facteur de puissance. On arrive à atteindre des performances égales, voire supérieures, à celles de la machine asynchrone avec la structure « axialement laminée » [58][59][60]. Cependant, la complexité de la forme des tôles rend sa fabrication assez onéreuse.

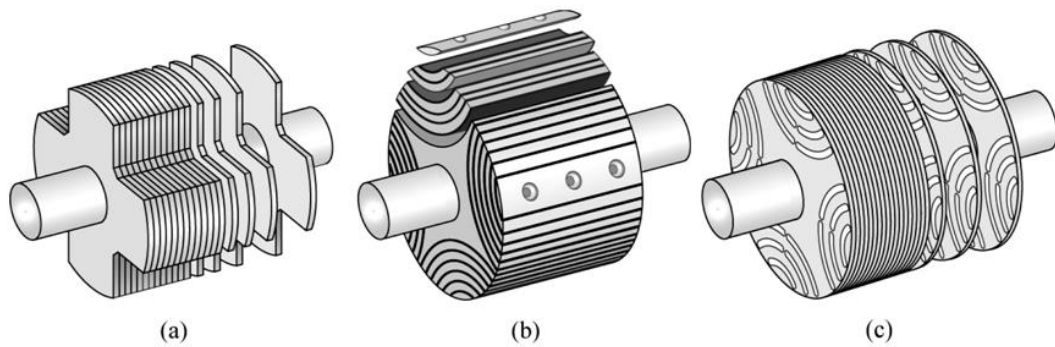


Figure 1-6 : Exemples de structures de rotor d'une MSRV : a) pôles saillants, b) axialement laminés, c) à barrières de flux [61].

Enfin, au laboratoire, le Professeur E-H Zaïm a conçu une MSRV avec un rotor à trous (Figure 1-7a) et une MSRV avec un rotor pourvu de trous et de fentes (Figure 1-7b) [30][62]. Leur enveloppe cylindrique permet de diminuer les pertes aérodynamiques par rapport à la machine à pans coupés, alors que les trous permettent de garder un comportement électromagnétique équivalent. Elles présentent donc de bonnes dispositions concernant les hautes vitesses, si ce n'est des problèmes mécaniques de limite de rupture à résoudre.

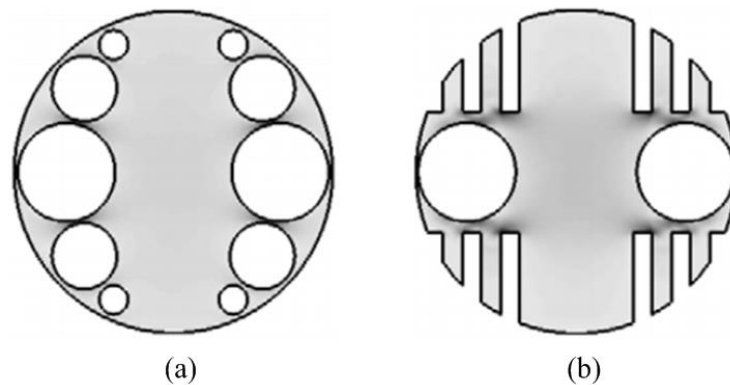


Figure 1-7 : Rotors de machines haute vitesse développées au laboratoire IREENA [30]

1.1.2.8 Machines homopolaires

Les machines homopolaires peuvent offrir un intérêt à grande vitesse. Ce sont des machines à réluctance variable excitées. Leur bobinage d'excitation placé au stator crée un flux magnétique axial [63][64]. Le flux inducteur s'ajoute à la composante directe du flux de l'induit ce qui permet d'augmenter le couple. Cette machine dispose de faibles pertes au rotor et un rendement élevé. A titre d'exemple, Tsao *et al.* [63] ont développé une machine homopolaire pour une application de volant d'inertie tournant de 50 000 à 100 000 tr/min, pour une puissance nominale de 30 kW (Figure 1-8).

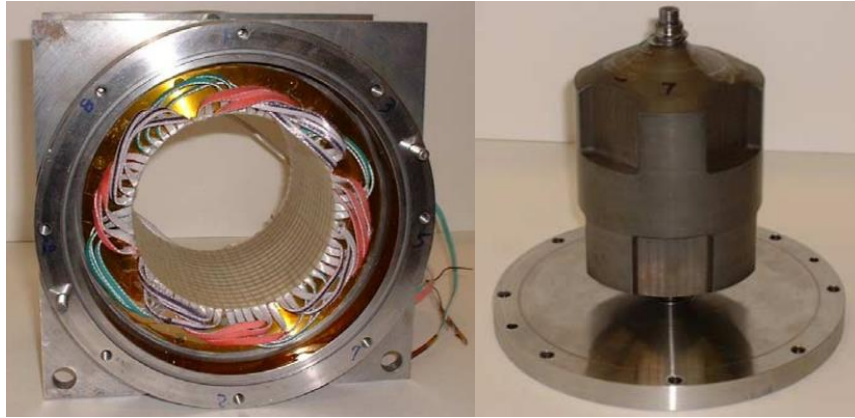


Figure 1-8 : Machine homopolaire [63]

1.1.3 Comparaison et choix des machines pour l'entraînement à grande vitesse

Dans la partie précédente, nous avons présenté certaines particularités des machines rapides. Martin [65] récapitule les avantages et les inconvénients des principales structures de machine à haute vitesse. Ces caractéristiques sont reprises dans le Tableau 1-1.

Tableau 1-1 : Les avantages et les inconvénients des principaux types de machines [65]

Type de machine	Avantages	Inconvénients
Machine asynchrone	Robuste Peu sensible à la température	Facteur de puissance Rendement
Machine Synchrone à Aimants	Puissance massique élevée Bon rendement Bon facteur de puissance	Sensible à la température Tenue mécanique
Machine à Réluctance Variable	Robuste Peu sensible à la température Simplicité du rotor	Vibrations mécaniques Pertes aérodynamiques Faible facteur de puissance
Machine homopolaire	Bon facteur de puissance Simplicité du rotor	Pertes aérodynamiques élevées Pertes fer importantes

Les machines synchrones à aimants permanents présentent le meilleur facteur de puissance parmi les autres machines. Les machines asynchrones et les machines à réluctance variable sont de construction simple ce qui réduit leurs coûts, mais elles ont un faible facteur de puissance. Le choix d'une machine électrique pour une application haute vitesse dépend donc des caractéristiques du cahier des charges à satisfaire.

1.1.4 Conclusions

Toutes les machines utilisées en haute vitesse sont choisies selon des critères économiques, de performance ou d'encombrement. Suivant la gamme de puissance, certaines machines s'imposent logiquement par un compromis de tous ces critères. Les machines asynchrones à cage et les machines synchrones à aimants permanents sont utilisées sur une large gamme de puissance contrairement aux machines à réluctance variable qui sont plutôt utilisées pour des petites et moyennes puissances. Ces dernières sont de réalisation plus simple mais présentent un couple massique plus faible.

Les principaux atouts de la MSRV sont clairement sa robustesse (mécanique et thermique) et son faible coût. Pour préserver ce dernier avantage, il est évident qu'il faut lui associer une commande sans capteur fiable et performante.

1.2 Etat de l'art de la commande sans capteur mécanique de la MSRV

Si on veut utiliser une commande vectorielle avec une MSRV, il faut connaître la position de son rotor avec une précision suffisante. L'installation d'un capteur de position présente plusieurs inconvénients : l'encombrement et le câblage du capteur, son coût, la réduction de la fiabilité et de mauvaises performances en cas d'imprécision du capteur. Tout naturellement, les industriels recherchent de solutions pour augmenter la fiabilité et diminuer les coûts. Pour ces raisons, plusieurs techniques de commande sans capteur mécanique ont été rapportées au cours des dernières années. On peut notamment citer :

- l'estimation de la vitesse et de la position en régime dynamique basée sur force électromotrice étendue [66][67][68][69][70][71] ;
- l'estimation en régime dynamique basée sur l'injection d'un signal à haute fréquence [72][73][74][75] ;
- l'estimation de la position en régime dynamique à l'aide du filtre de Kalman étendu [20][76][77][78][79] ;
- l'estimation de la position en utilisant la pente des courants stators [80][81][82][83].

Dans l'article [86], Capecchi *et al.* présentent la commande sans capteur de la MSRV en utilisant une combinaison de méthodes d'estimation de la position du rotor : une estimation basée sur le FEM et une méthode d'injection signal de flux à haute fréquence. En basse vitesse, un flux alternatif à haute fréquence est injecté. Lorsque l'amplitude du flux est assez grande (de l'ordre de 5% à 6% du flux nominal), le signal d'injection est supprimé et l'estimation se base sur la FEM. L'inconvénient de cette méthode est le bruit dû au signal injecté. Ichikawa *et al.* [66] propose également une commande sans capteur mécanique de la MSRV basée sur le modèle FEME. A l'arrêt, lorsque l'amplitude de la FEME est nulle, il est impossible de réaliser l'estimation de la position à partir de la FEME. Afin de résoudre ce problème, une méthode d'identification de système pour la commande sans capteur est proposée. Cette méthode peut estimer la position du rotor, même à l'arrêt, par l'identification de système. Elle peut estimer la position de rotor à partir des signaux de courant et de tension avec une injection de bruit blanc. De plus, cette méthode n'est pas affectée par des variations de paramètres car elle n'utilise pas les paramètres de la machine. Inversement, l'estimation de position du rotor basée sur modèle FEME doit utiliser les paramètres de la machine. Pour estimer précisément la position du rotor, il faut bien connaître ses paramètres. Les inductances et la résistance de la MSRV varient en cas de courant important, en particulier, à cause de la saturation magnétique. Par conséquent, la mesure précise des paramètres de la machine est difficile et complexe. Pour résoudre ces problèmes, Ichikawa *et al.* [68] propose une commande sans capteur mécanique de la MSRV basée sur la modèle FEME compte tenu de la saturation magnétique et avec l'identification des paramètres en ligne, à partir des courants et des tensions stator. Cependant le processus de calcul et d'identification des paramètres est complexe. La méthode proposée a été validée expérimentalement de 500 à 1000 tr/min.

1.2.2 Estimation basée sur l'injection d'un signal à haute fréquence

Au cours des dernières années, la méthode d'injection d'un signal de haute fréquence a été souvent utilisée pour détecter la position de la MSRV dans la zone de fonctionnement à basse vitesse et à vitesse nulle. Ha *et al.* [72] propose une commande sans capteur mécanique pour une MSRV de 3.75 kW en combinant les méthodes d'injection de courant haute fréquence, dans la zone de basse vitesse, et d'estimation de flux basée sur les tensions stator, en haute vitesse. L'injection de courant stator dans l'axe d demande ensuite de démoduler le signal de façon appropriée. Malheureusement, en grande vitesse, la marge de tension contrôlable diminue en raison de la chute de tension due au signal haute fréquence injecté. En

outre, le courant injecté provoque des pertes et des bruits supplémentaires. Un article similaire de Consoli *et al.* [73] considère uniquement le fonctionnement sur les zones à basse vitesse et à vitesse nulle. Kock [74] a comparé l'anisotropie de la MSRV et celle de la machine synchrone à aimants permanents pour la commande sans capteur, en utilisant l'injection d'un signal haute fréquence et une démodulation appropriée. Cet article a affiné le modèle haute fréquence (modèle d'anisotropie) d'une MSRV et d'une MSAP pour mettre en œuvre une estimation de position robuste et stable à basse vitesse et à vitesse nulle. Dans [75], Consoli présente une nouvelle estimation de position du rotor obtenue par l'addition d'une petite tension sinusoïdale à haute fréquence à la tension de référence stator pour la MSRV. Une composante de tension stator est alors générée orthogonalement au signal injecté et son amplitude dépend du déphasage entre l'axe d et la direction du signal injecté. Un suivi de position robuste du rotor peut être réalisé en réglant la direction de la tension de la porteuse pour minimiser l'amplitude de la tension générée orthogonalement. Cette technique fonctionne seulement aux faibles vitesses et à vitesse nulle.

1.2.3 Estimation à l'aide du filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman est un observateur d'état optimal pour un contexte stochastique défini. Il permet la reconstruction de l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de sortie. L'algorithme de base du filtre de Kalman est conçu pour estimer le vecteur d'état d'un système possédant un modèle linéaire. Si le modèle est non linéaire, il faut le linéariser pour appliquer le filtre de Kalman (on parle alors d'un Filtre de Kalman Etendu) [87].

Le principe de l'algorithme du filtre de Kalman peut être illustré par le schéma bloc de la Figure 1-10.

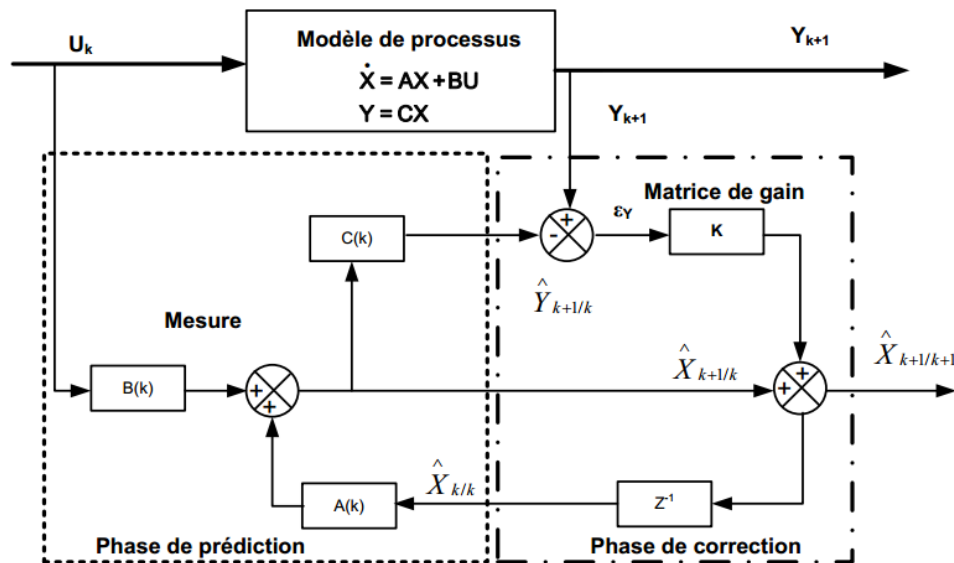


Figure 1-10 : Schéma de principe du filtre de Kalman [88]

Un filtre de Kalman peut estimer simultanément plusieurs variables électriques et mécaniques de la machine. L'inconvénient du filtre de Kalman réside dans son volume de calculs élevé, à cause de la présence de plusieurs opérations matricielles, ce qui rend difficile l'implantation de cet algorithme en temps réel. L'avantage de cette technique est le filtrage des variables estimées.

Des stratégies de commande sans capteur à l'aide du FKE ont été rapportées, mais plus couramment, avec des machines synchrones à aimants permanents [76][20][79][89]. A notre connaissance, seuls deux articles ont abordé la commande sans capteur de la MSRV par FKE et ils se sont limités aux faibles et moyennes vitesses [77][78].

Dans [77], Senjyu *et al.* proposent une commande sans capteur avec un FKE considérant les pertes dans le fer du stator. Le FKE développé est basé sur les équations de tension considérant les pertes fer du stator et l'équation dynamique de la MSRV pour estimer sa position et sa vitesse. Les résultats montrent que la position et la vitesse sont bien estimées, mais uniquement en basse et moyenne vitesse (moins de 1000 tr/min). Lin *et al.* [78] présente une commande vectorielle sans capteur de la MSRV en utilisant un FKE pour estimer la vitesse du rotor à partir des tensions d'axe d-q et des courants. En outre, un observateur de couple perturbateur est ajouté pour améliorer le rejet de cette perturbation. Cette fois encore, cette approche est uniquement appliquée en basse vitesse (moins de 300 tr/min).

1.2.4 Estimation de la position en utilisant la pente des courants stators

Le principe de cette méthode est d'estimer la position du rotor en se basant uniquement sur les mesures du courant stator de la machine. Les selfs et mutuelles inductances de la machine dépendent de la position du rotor et elles peuvent être déduites de la variation de la pente des ondulations des courants dues à la commutation de l'onduleur. Ainsi, la position du rotor peut être identifiée grâce à une technique de détection appropriée de la variation de pente des ondulations du courant [80][90]. La vitesse est ensuite obtenue par une technique de dérivation.

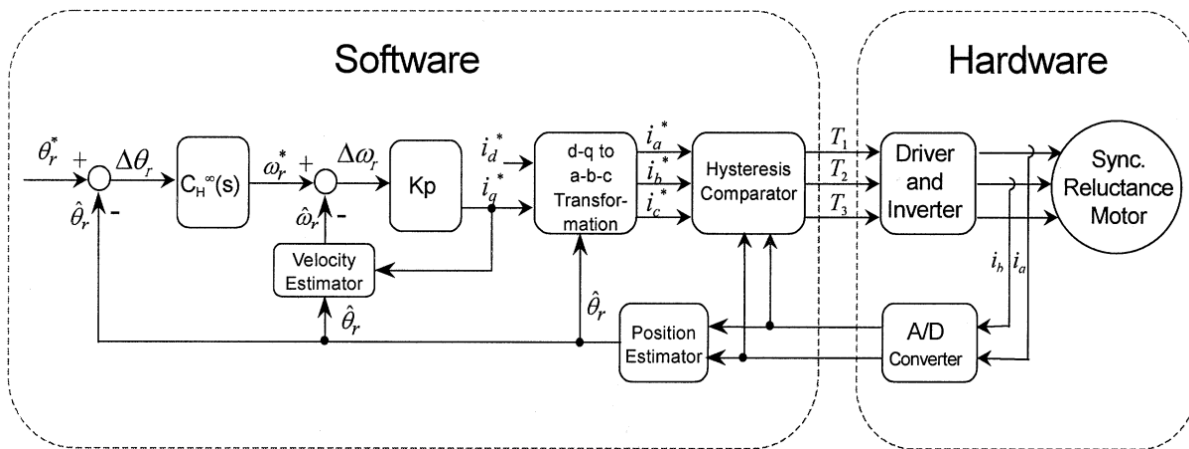


Figure 1-11 : Commande sans capteur par la méthode la pente des courants [80]

Dans [90], Matsuo et Lipo proposent un estimation de position du rotor basée sur cette méthode. Les courants de la machine sont commandés par un onduleur, avec une commande par hystérésis. La commutation de l'onduleur crée alors des ondulations de courant. Cette méthode est performante à basse vitesse. Malheureusement, l'estimation de la position se dégrade lorsque la vitesse augmente et un compensateur est alors nécessaire. Ce compensateur est lié à la vitesse de la machine et à ses courants initiaux. En raison de sa caractéristique non-linéaire, ce compensateur à trois dimensions est assez difficile à concevoir.

Lin et Liu [81] proposent également un système de commande sans capteur de position basé sur les mesures de la variation de la pente des courants stators. Cette méthode peut estimer avec précision la position de l'arbre de la machine, depuis la vitesse nulle. Cependant, elle nécessite un filtre passe-bas pour lisser la vitesse estimée. Ce filtre introduit donc un délai entre la vitesse réelle et la vitesse estimée. Ce décalage diminue les performances du système de commande. Pour résoudre ces difficultés, Chen *et al.* [80] proposent d'utiliser une

technique d'estimation d'état pour obtenir une estimation de vitesse précise. En outre, un correcteur robuste a été conçu pour améliorer la commande en position.

Dans [83], Wei et Liu proposent une stratégie de commande sans capteur mécanique basée sur la technique d'estimation à double-pente de courant pour la MSRV. Un contrôleur adaptatif est élaboré pour améliorer les performances du système, c'est à dire, les réponses transitoires, le rejet de la perturbation de charge, la capacité de suivi et la robustesse. Cette méthode a des atouts : son erreur d'estimation est réduite et le système de commande peut fonctionner de l'arrêt jusqu'à 1 800 tr/min.

1.2.5 Conclusion

Comme on peut le constater, toutes ces techniques ont été uniquement appliquées à la commande sans capteur pour des applications à basse et moyenne vitesse. Notre objectif étant de considérer des vitesses plus élevées, nous allons développer notre propre approche.

Dans ce mémoire, nous proposerons un FKE appliqué à l'estimation de la position et de la vitesse du rotor de la MSRV, car cette technique a été peu envisagée pour cette machine. Nous examinerons plus précisément le fonctionnement à vitesse élevée, mais nous chercherons également à permettre le démarrage de la machine. Le FKE ayant la réputation d'être un algorithme lourd, nous nous efforcerons de minimiser la puissance de calcul nécessaire, afin de ne pas être en contradiction avec l'avantage économique offert par la MSRV.

Chapitre 2 : Modélisation, identification et simulation de la MSRV

La commande en vitesse variable de la MSRV nécessite la connaissance de son modèle dynamique défini par les paramètres électriques et mécaniques, qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et électromécaniques. Ce chapitre est consacré à la modélisation, l'identification et la simulation de la MSRV. Nous commencerons par une description rapide de la notion de couple réactant. Puis, nous rappellerons le modèle de la MSRV dans l'espace d'état. Ensuite, nous développerons l'identification de ses paramètres, en comparant différentes techniques que nous exploiterons sur la MSRV de notre banc d'essais. Enfin, nous utiliserons ces paramètres pour effectuer les simulations que nous comparerons à des relevés expérimentaux.

2.1 Principe de la MSRV

Si un champ magnétique est appliqué à un matériau magnétique possédant des réactances différentes selon 2 axes perpendiculaires (« d » et « q »), un couple réactant est produit si l'axe de symétrie du matériau magnétique n'est pas aligné avec le champ magnétique.

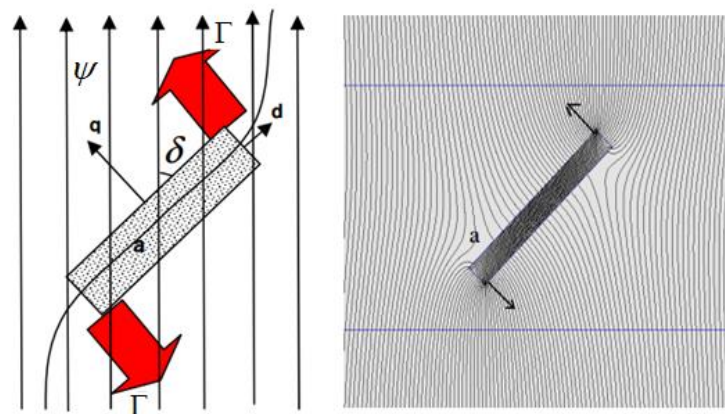


Figure 2-1 : Notion de couple réactant [91]

Cette position où $\delta \neq 0$ crée une distorsion du champ dans l'espace où se trouve le matériau magnétique (Figure 2-1). Le couple réactant va tendre à faire tourner le matériau pour réduire l'angle δ et pour minimiser l'énergie magnétique. Si cet angle δ est gardé

constant grâce à un contrôle du couple ou un couple résistant appliqué, l'énergie électromagnétique est alors convertie de façon continue en énergie mécanique.

Plaçons deux barreaux magnétiques (Figure 2-2) dont l'un est entouré de N spires dans lesquelles circule un courant i et l'autre dépourvu d'enroulement. Initialement, les 2 barreaux sont décalés. L'expression générale donnant la force électromécanique F_{em} d'interaction entre 2 sources magnétomotrices représentées par $N_n i_n$ et $N_m i_m$ s'écrit [92] :

$$F_{em}(x) = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^k \frac{\partial \varphi_{nn}}{\partial x} (N_n i_n)^2 + \sum_{n < m}^k \frac{\partial \varphi_{nm}}{\partial x} (N_n i_n)(N_m i_m) \quad (2.1)$$

où φ est la réluctance du circuit magnétique.

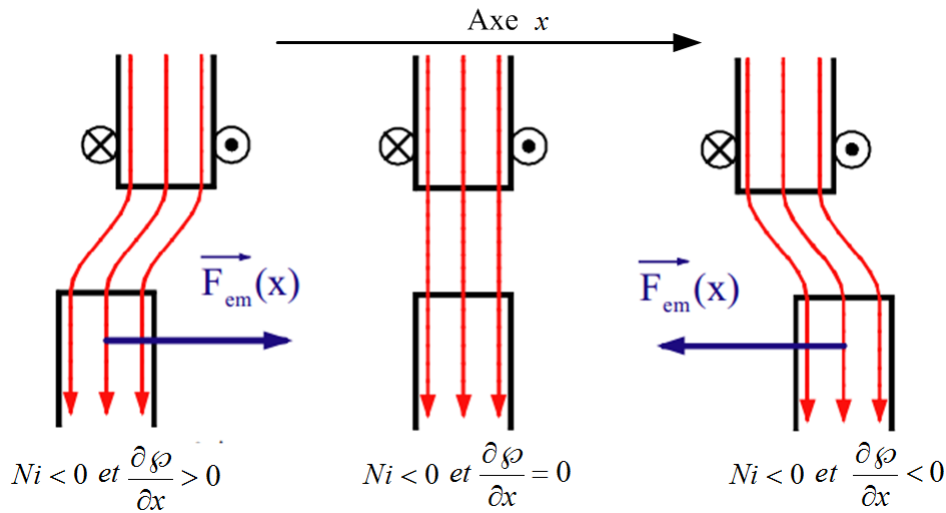


Figure 2-2 : Production de force réluctante entre 2 barreaux magnétiques [92]

Dans notre cas (Figure 2-2), il n'y a qu'une source magnétomotrice représentée par (Ni) ; la force électromécanique qui en découle est donnée alors par :

$$F_{em}(x) = \frac{1}{2} \frac{\partial \varphi_{nn}}{\partial x} (Ni)^2 \quad (2.2)$$

On est donc en face d'une force de réluctance dont le sens ne dépend que de la variation de la perméance du circuit magnétique.

2.2 Modèle de la MSRV [93][94]

2.2.1 Hypothèses simplificatrices

Pour pouvoir développer le modèle électrique équivalent de la machine, il est nécessaire de faire certaines hypothèses. Dans le cas de la MSRV, la modélisation est dépendante des hypothèses simplificatrices suivantes :

- l'hystérésis dans les parties magnétiques est négligeable ;
- le circuit magnétique est non saturé ;
- les harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte ;
- la distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- l'effet de la température sur la valeur des résistances est négligé.

Dans un premier temps, nous allons rappeler le modèle classique de la machine à réluctance variable, en négligeant les courants rotoriques. Néanmoins, le rotor de notre machine est massif et conducteur. Nous constaterons que lors de transitoires de flux, l'influence des courants rotoriques est significative et qu'il sera parfois nécessaire de les considérer pour améliorer notre modèle. Nous reviendrons sur cette hypothèse, au cours de la section 2.2.5.

2.2.2 Equations électriques de la machine dans le repère abc

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone dans un repère fixe lié au stator s'écrivent sous la forme suivante [90] :

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (2.3)$$

$$\text{avec } [V_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; [I_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; [\Psi_{abc}] = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}.$$

Les flux totalisés des phases statoriques s'écrivent dans le repère lié au stator sous la forme matricielle suivante :

$$[\Psi_{abc}] = [L][I_{abc}] \quad (2.4)$$

où $[L]$ est la matrice inductance qui dépend de l'angle θ défini par la Figure 2-3 :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_c(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

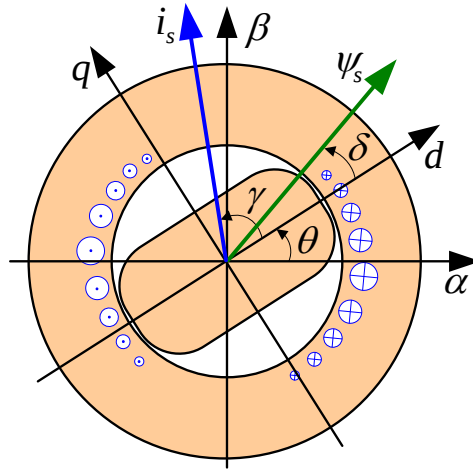


Figure 2-3 : Répertoires fixe $\alpha\beta$ et synchrone dq

Avec l'hypothèse du premier harmonique d'espace, les termes de (2.5) s'écrivent :

$$\left| \begin{array}{l} L_a(\theta) = L_f + L_0 + L_2 \cos(2\theta) \\ L_b(\theta) = L_f + L_0 + L_2 \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_c(\theta) = L_f + L_0 + L_2 \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right| \quad \left| \begin{array}{l} M_{ab}(\theta) = M_{ba}(\theta) = M_0 + M_2 \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{ac}(\theta) = M_{ca}(\theta) = M_0 + M_2 \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{bc}(\theta) = M_{cb}(\theta) = M_0 + M_2 \cos(2\theta) \end{array} \right|$$

L_f est l'inductance de fuites d'une phase. Dans le même cadre d'hypothèses, nous avons les relations suivantes :

$$M_0 = -\frac{1}{2}L_0 \text{ et } M_2 = L_2 \quad (2.6)$$

2.2.3 Equations électriques de la machine dans le repère $\alpha\beta$

Avec un système de courants diphasés, produit par deux bobines décalées de $\pi/2$ dans l'espace, on peut créer un champ tournant identique à celui créé par un système triphasé quelconque (a,b,c). Il existe deux transformations : la transformation de Clarke et la transformation de Concordia. La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs, mais pas la puissance ni le couple (on doit les multiplier par un coefficient $3/2$).

Par contre, celle de Concordia, qui est normée, conserve la puissance, mais pas les amplitudes. Nous préférons utiliser la transformation de Clarke, car cela facilite l'analyse des signaux temporels et le réglage des limitations. On obtient alors, dans le cas général :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_h \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_h \end{bmatrix} = [C_{23}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\text{avec} \quad [C_{23}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}; \quad [C_{32}] = [C_{23}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

Le système d'équations (2.3) devient :

$$[V_{\alpha\beta h}] = [R_s][I_{\alpha\beta h}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{\alpha\beta h}] \quad (2.8)$$

$$\text{avec} \quad [V_{\alpha\beta h}] = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_h \end{bmatrix}; \quad [I_{\alpha\beta h}] = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_h \end{bmatrix}; \quad [\Psi_{\alpha\beta h}] = \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \\ \Psi_h \end{bmatrix}$$

La matrice de flux est :

$$[\Psi_{\alpha\beta h}] = [L_{\alpha\beta h}][I_{\alpha\beta h}] \quad (2.9)$$

$$\text{où} \quad [L_{\alpha\beta h}] = \begin{bmatrix} L_f + \frac{3}{2}(L_0 + L_2 \cos(2\theta)) & \frac{3}{2}L_2 \sin(2\theta) & 0 \\ \frac{3}{2}L_2 \sin(2\theta) & L_f + \frac{3}{2}(L_0 - L_2 \cos(2\theta)) & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix}$$

Le neutre de la machine étant isolé, on a $i_h = 0$ et on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

2.2.4 Equations électriques de la machine dans le repère dq

La matrice de Park est :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Le calcul de l'inverse de $[P]$ est immédiat, il vient :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Si on projette toutes les grandeurs dans le repère d-q lié au rotor (Figure 2-3) à l'aide de la transformation de Park, nous écrivons alors, dans le cas général :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

L'équation (2.3) devient :

$$[P]^{-1}[V_{dqh}] = [R_s][P]^{-1}[I_{dqh}] + [P]^{-1} \frac{d[\Psi_{dqh}]}{dt} + \frac{d[P]^{-1}}{dt} [\Psi_{dqh}] \quad (2.14)$$

où $[X_{dqh}]$ désigne tout vecteur de grandeurs exprimées dans le référentiel lié au rotor.

La multiplication des deux membres de (2.14) par $[P]$ nous donne :

$$[V_{dqh}] = [R_s][I_{dqh}] + \frac{d[\Psi_{dqh}]}{dt} + N_p \Omega [P] \frac{d[P]^{-1}}{d\theta} [\Psi_{dqh}] \quad (2.15)$$

$$\text{avec } [P] \frac{d[P]^{-1}}{d\theta} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On arrive finalement aux équations suivantes :

$$[V_{dqh}] = [R_s][I_{dqh}] + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_h \end{bmatrix} \frac{d[I_{dqh}]}{dt} + N_p \Omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [I_{dqh}] \quad (2.16)$$

$$\text{avec } \begin{cases} L_d = L_f + \frac{3}{2}(L_0 + L_2) \\ L_q = L_f + \frac{3}{2}(L_0 - L_2) \\ L_h = L_f \end{cases}$$

Le neutre de la machine étant isolé, ce qui implique naturellement $i_h = 0$, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -N_p \Omega L_q \\ N_p \Omega L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

2.2.5 Prise en compte des courants rotoriques

Le modèle précédent sera utilisé lorsque les composantes i_d et i_q sont constantes ou lentement variable. Nous verrons au chapitre 4 qu'il permet notamment de construire un filtre de Kalman étendu capable d'estimer la vitesse et la position de la MSRV. Par contre, il ne permet pas de régler les correcteurs PI des boucles de courant, si l'on vise une dynamique élevée pour celles-ci. Dans cas, il est nécessaire de tenir compte de l'existence et de l'influence des courants rotoriques. Dans son mémoire [95] et dans ses publications [96], J.D. Park exploite le modèle illustré par la Figure 2-4 pour modéliser une MSRV à rotor massif. Ce modèle est similaire à celui d'une MAS dont le glissement serait toujours unité. Les fuites sont regroupées au stator dans l'inductance de fuites globales L_f . En effet, tout comme pour la MAS, la séparation entre fuites stator et rotor est arbitraire et il existe une infinité de modèles tous équivalents, du point de vue de l'impédance de la machine et de la conversion électromécanique. Le mieux est donc de choisir une répartition des fuites adaptée à l'usage qui sera fait du modèle. En général, il est préférable de regrouper les fuites au stator. Comme ce modèle nous servira d'abord à régler les correcteurs PI des boucles de courant, sa principale caractéristique est la valeur de son inductance de fuites globales au stator, car c'est elle qui conditionne le comportement électrique de la MSRV aux fréquences élevées qui déterminent la stabilité de la boucle :

$$Z_s = R_s + jL_f\omega + \frac{jL_m\omega R_r}{jL_m\omega + R_r} \approx jL_f\omega \quad \text{si } \omega \rightarrow \infty \quad (2.18)$$

Dans la section suivante, nous chercherons donc à estimer l'inductance de fuites des axes d et q. Si i_d et i_q sont constants, ce modèle donne bien $i_r = 0$ et on retrouve le modèle précédent si $L_d = L_{md} + L_{fd}$ et $L_q = L_{mq} + L_{fq}$.

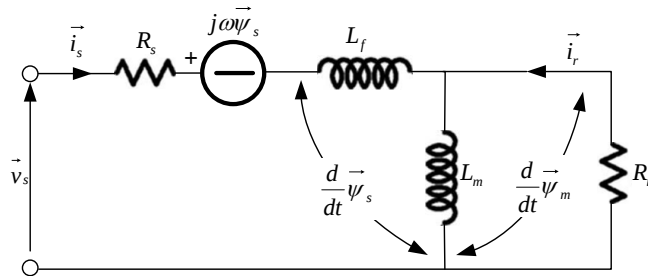


Figure 2-4 : Schéma équivalent avec courants rotoriques [95]

2.2.6 Equations mécaniques

Le calcul de couple électromagnétique de la machine se base sur la connaissance de la puissance instantanée totale $P_t(t)$, soit :

$$P_t = \frac{3}{2}R_s(i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2}\left(\frac{d\psi_d}{dt}i_d + \frac{d\psi_q}{dt}i_q\right) + \frac{3}{2}N_p\Omega(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.19)$$

Telle que :

$P_j = \frac{3}{2}R_s(i_d^2 + i_q^2)$ représente les pertes par effet Joule dans les enroulements statoriques ;

$P_w = \frac{3}{2}\left(\frac{d\psi_d}{dt}i_d + \frac{d\psi_q}{dt}i_q\right)$ représente les variations de l'énergie magnétique emmagasinée dans la machine ;

$P_e = \frac{3}{2}N_p\Omega(\psi_d i_q - \psi_q i_d)$ représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine ou puissance électromagnétique. La puissance électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

L'équation du couple électromagnétique est donc :

$$\Gamma = \frac{P_e}{\Omega} = \frac{3}{2}N_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2}N_p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (2.20)$$

En tenant compte de l'inertie totale J , du coefficient de frottements visqueux F et du couple résistant Γ_r , l'équation du mouvement est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = \Gamma - \Gamma_r \quad (2.21)$$

Le modèle d'état de la MSRV dans le repère dq s'écrit finalement :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} i_d + \frac{N_p L_q}{L_d} i_q \Omega \\ \frac{-R_s}{L_q} i_q - \frac{N_p L_d}{L_q} i_d \Omega \\ \frac{\frac{3}{2}N_p(L_d - L_q)i_d i_q}{J} - \frac{F}{J}\Omega - \frac{\Gamma_r}{J} \\ N_p \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Le système d'équations (2.22) est non linéaire à cause des produits entre les courants i_d, i_q et la vitesse et entre les deux courants. Toutefois, dans la plupart des cas, la constante de temps mécanique est très grande par rapport aux constantes de temps électriques de sorte que l'on peut considérer les deux sous-systèmes, électrique et mécanique, découplés. Ainsi, la vitesse est considérée constante pendant les régimes transitoires des courants. Il ne reste donc qu'à considérer la non-linéarité due au produit $i_d i_q$.

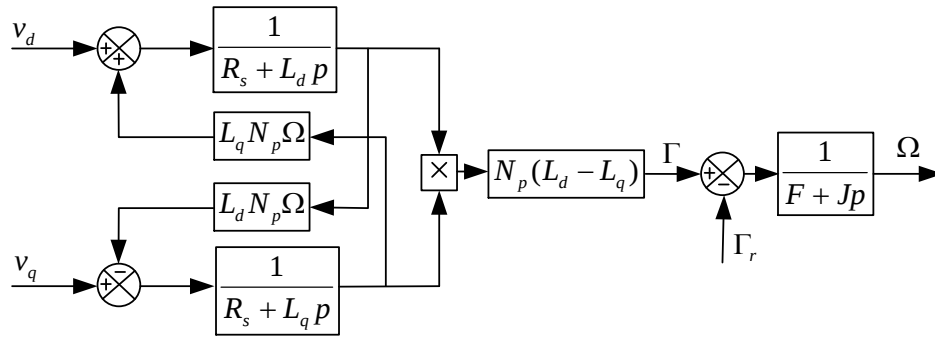


Figure 2-5 : Schéma fonctionnel de la MSRV

2.3 Identification des paramètres de la MSRV

Dans la plupart des cas de commande des machines électriques, un problème majeur est l'identification de leurs paramètres. Si l'estimation de ces paramètres est incorrecte, le contrôleur ne sera pas performant. Dans le cas de la MSRV, il s'agit particulièrement des inductances d'axes d et q, des inductances de fuites et des paramètres mécaniques (moment d'inertie et coefficient de frottements). Pour la détermination des paramètres électriques, plusieurs méthodes ont été utilisées. Celles-ci se distinguent par : le matériel nécessaire (source, instrumentation,...), le degré de précision des estimations, la complexité de l'algorithme (sensibilité des paramètres de réglage et lourdeur du calcul) et les hypothèses prises en compte pour l'écriture du modèle de la machine. Pour nos travaux, nous allons exploiter des méthodes hors ligne, basées sur des essais expérimentaux effectués sur notre banc d'essais. Nous nous focaliserons sur la mesure des inductances qui constituent les paramètres principaux pour la commande de la machine.

2.3.1 Identification des paramètres électriques

2.3.1.1 Mesure de la résistance stator

La mesure de la résistance statorique s'effectue par l'essai en courant continu et la méthode volt-ampéremétrique. Elle consiste simplement, à alimenter avec une tension continue, le stator et d'en déduire la résistance statorique en régime permanent par la relation : $R = \frac{2}{3} \frac{U}{I}$, le montage correspondant est celui de la Figure 2-6. Si la résistance du stator est faible, il faut inclure le câble d'alimentation de la machine dans le circuit et utiliser un montage aval des appareils de mesure, comme le montre la Figure 2-6.

La machine étant à température ambiante (20°C), nous avons relevé $R = R_s + R_{\text{câble}} = 120 \text{ m}\Omega$.

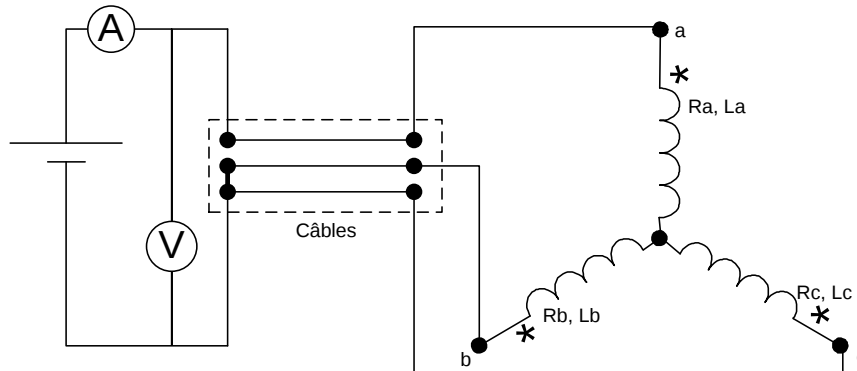


Figure 2-6 : Montage pour la mesure de la résistance

2.3.1.2 Mesure des inductances L_d et L_q

La mesure des inductances n'est pas simple. C'est pourquoi plusieurs méthodes de mesures ont été proposées. Cependant, le degré de précision de ces méthodes est variable. Dans nos travaux, nous avons utilisé trois méthodes pour la mesure des inductances L_d et L_q . La première est la méthode du glissement. La seconde est la méthode de l'échelon de tension continue [97]. La troisième est la méthode de la décroissance du courant [98]. Pour ces deux dernières méthodes, les essais sont effectués à vitesse nulle, les équations électriques associées sont donc simples. Nous terminerons cette section en observant l'effet de la saturation magnétique sur les inductances L_d et L_q .

2.3.1.2.1 Méthode de glissement

Ce type d'essai est utilisé traditionnellement pour les mesures des machines synchrones. Ce test est basé sur la mesure du courant instantané de la machine, dans le cas où celle-ci tourne à une vitesse proche de la vitesse synchronisme. Ce courant sera maximum (ou minimum) dans les positions où le rotor est en alignement (ou en quadrature) avec la force magnétomotrice. Connaissant les deux valeurs extrêmes des courants et des tensions, nous pouvons en déduire les valeurs de L_d et L_q .

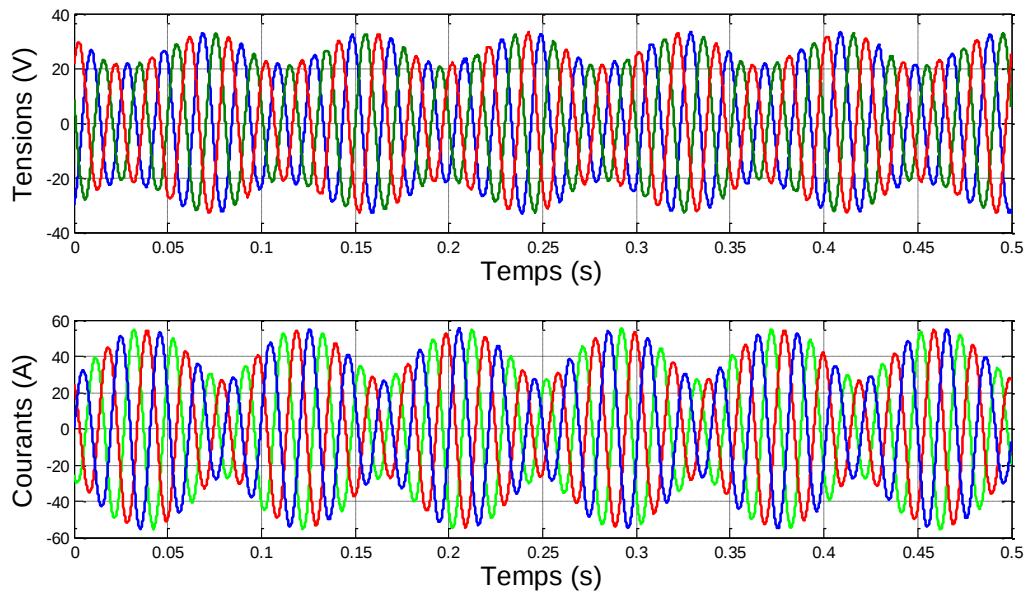


Figure 2-7 : Tensions et courants de la méthode de glissement

La Figure 2-7 présente un relevé expérimental réalisé sur notre banc, pour $\omega = 2\pi 50$ rad/s.

On relève :

$$U_{max} = 33 \text{ V}, U_{min} = 20.8 \text{ V}, I_{max} = 55.5 \text{ A et } I_{min} = 26.7 \text{ A}$$

On en déduit les valeurs L_d et L_q :

$$L_d = \frac{1}{\omega} \sqrt{Z_d^2 - R^2} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U_{max}}{I_{min}}\right)^2 - R^2} = 3.9 \text{ mH} \quad (2.23)$$

$$L_q = \frac{1}{\omega} \sqrt{Z_q^2 - R^2} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U_{min}}{I_{max}}\right)^2 - R^2} = 1.1 \text{ mH} \quad (2.24)$$

2.3.1.2.2 Méthode de l'échelon de tension [97]

Le schéma du montage de cet essai est donné sur la Figure 2-8. On applique un échelon de tension continue de faible amplitude aux bornes des enroulements statoriques et on relève l'évolution du courant $i(t)$. On effectue les mesures pour deux positions du rotor. L'une des positions permet d'obtenir l'inductance d'axe d, l'autre permet d'obtenir l'inductance d'axe q.

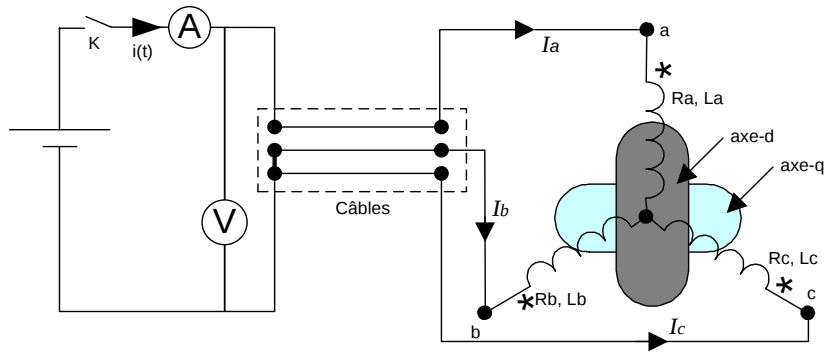


Figure 2-8 : Schéma du montage pour la méthode de l'échelon

Pour obtenir l'inductance d'axe d, on positionne le rotor suivant l'axe magnétique du bobinage de phase a (Figure 2-8). Pour cela, il suffit d'alimenter le stator en courant continu, avec $I_b = I_c = -I_a/2$. Si le courant est suffisant et le couple résistant faible, le rotor va tourner pour se placer dans la position désirée. Pour déterminer L_q , il suffit de positionner le rotor en quadrature à partir de l'essai précédent. On peut conserver l'alimentation précédente et chercher le point d'équilibre instable, correspondant à la réluctance minimale, ou changer l'alimentation continue pour avoir $I_a=0$ et $I_b=-I_c$. Dans les deux cas, il faut bloquer mécaniquement le rotor dans la position obtenue, avant d'effectuer le test.

A $t = 0$, on ferme l'interrupteur K. Un exemple de relevé expérimental du courant $i(t)$ pour l'axe d et l'axe q est donné sur la Figure 2-9. Les inductances de la MSRV peuvent être calculées par :

$$L_d = \frac{2}{3} \frac{\int_0^\infty u dt - R_t \int_0^\infty i dt}{I_\infty} \quad (\theta = 0^\circ) \quad (2.25)$$

$$L_q = \frac{2}{3} \frac{\int_0^\infty u dt - R_t \int_0^\infty i dt}{I_\infty} \quad (\theta = 90^\circ) \quad (2.26)$$

Avec R_t la résistance équivalente du circuit qui se compose de la résistance des enroulements de stator et de celle des câbles : $R_t = 1.5(R_s + R_{câble})$, L'indice ∞ correspond au régime permanent.

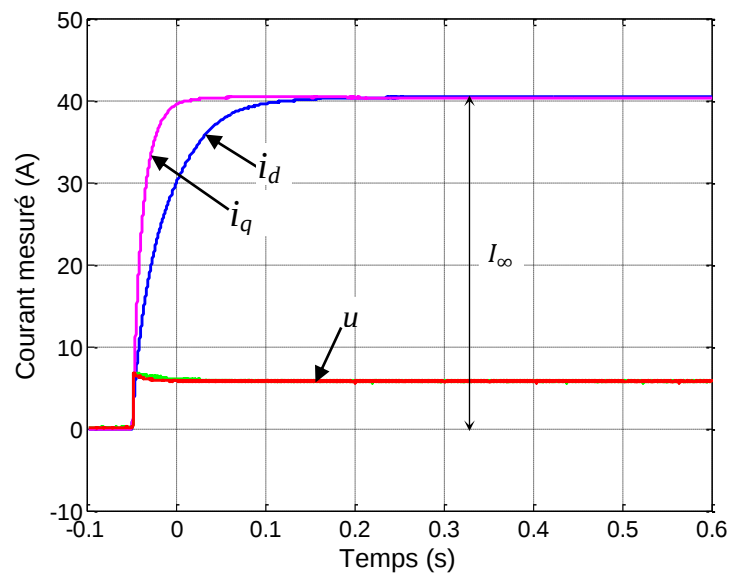


Figure 2-9 : Réponse en courant par méthode de l'échelon de tension

Les résultats de l'identification de notre MSRV sont donnés dans le Tableau 2-1, pour différentes valeurs du courant final. Les courbes correspondantes seront présentées en section 2.3.1.3, lors de l'analyse de l'effet de la saturation.

Tableau 2-1 : Identification par la méthode de l'échelon de tension

I_{∞} (A)	10	15	20	25	30	35	40
L_d (mH)	4.51	4.58	4.49	4.45	4.41	4.19	4.02
L_q (mH)	1.44	1.43	1.39	1.39	1.40	1.33	1.34

2.3.1.2.3 Méthode de décroissance du courant [98]

Le schéma du montage est donné sur la Figure 2-10. D'abord, on applique une source de courant aux bornes des enroulements statoriques. Pour obtenir les inductances d'axes d et q, on positionne le rotor comme pour la méthode de l'échelon de tension. Ensuite, on ferme l'interrupteur K et on ouvre simultanément l'interrupteur K1. Un exemple de relevé expérimental du courant $i(t)$ pour l'axe d et l'axe q est donné sur la Figure 2-11.

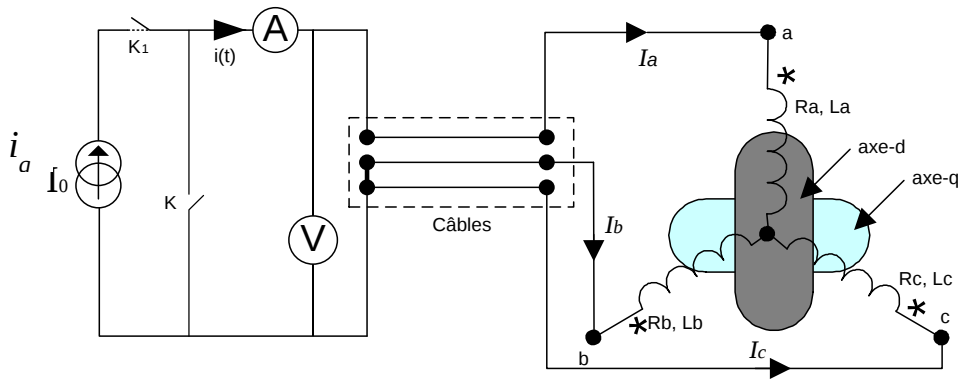
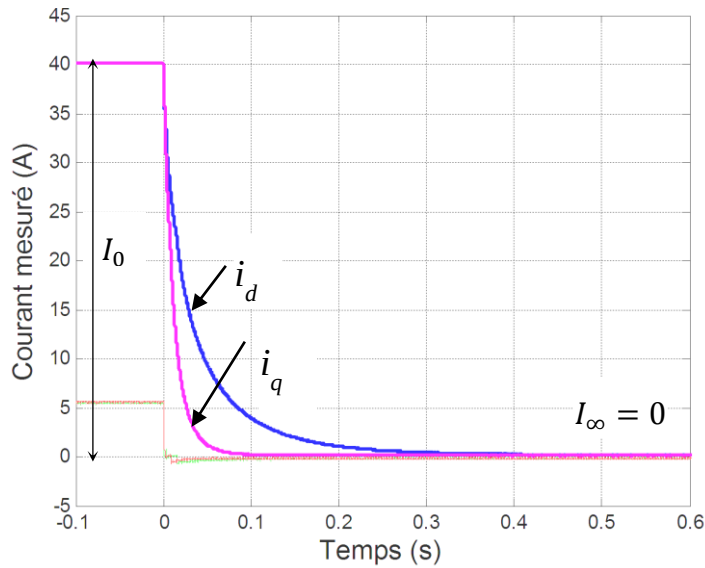


Figure 2-10 : Schéma du montage pour la méthode de la décroissance du courant

Figure 2-11 : Décroissance du courant $i(t)$

Les inductances de la MSRV peuvent être calculées par :

$$L_d = \frac{2}{3} R_t \frac{\int_0^T i dt}{I_0} \quad (\theta = 0^\circ) \quad (2.27)$$

$$L_q = \frac{2}{3} R_t \frac{\int_0^T i dt}{I_0} \quad (\theta = 90^\circ) \quad (2.28)$$

avec I_0 le courant dans le circuit avant la fermeture de l'interrupteur K , I_∞ le courant en régime permanent et $R_t = 1.5(R_s + R_{c\grave{a}ble})$ est la résistance équivalente du circuit. T représente la durée de l'essai qui doit être suffisamment long pour que le régime transitoire soit quasiment terminé, mais pas trop pour que l'erreur sur la différence $\int_0^T i dt$ ne soit pas gênante. Les résultats de l'identification sont donnés dans le Tableau 2-2.

Tableau 2-2 : Résultats de l'identification par méthode la décroissance du courant

I (A)	10	15	20	25	30	35	40
L_d (mH)	3.9	3.98	3.96	3.99	3.87	3.72	3.63
L_q (mH)	1.44	1.39	1.37	1.38	1.38	1.33	1.33

2.3.1.3 Influence de la saturation magnétique

La Figure 2-12 regroupe les différentes mesures d'inductances et fait apparaître une légère influence de la saturation à partir de 25 A pour l'inductance L_d . Par souci de simplicité, nous ne tiendrons pas compte de cette légère saturation et nous prendrons une valeur moyenne de L_d et L_q . On remarque également que la méthode de l'échelon de tension donne des valeurs de L_d sensiblement supérieures à celles de la décroissance du courant. Il est possible que cet écart provienne de l'influence des courants rotoriques que le modèle néglige. Les mesures commencent à 10 A, car les estimations sont trop imprécises pour les faibles courants.

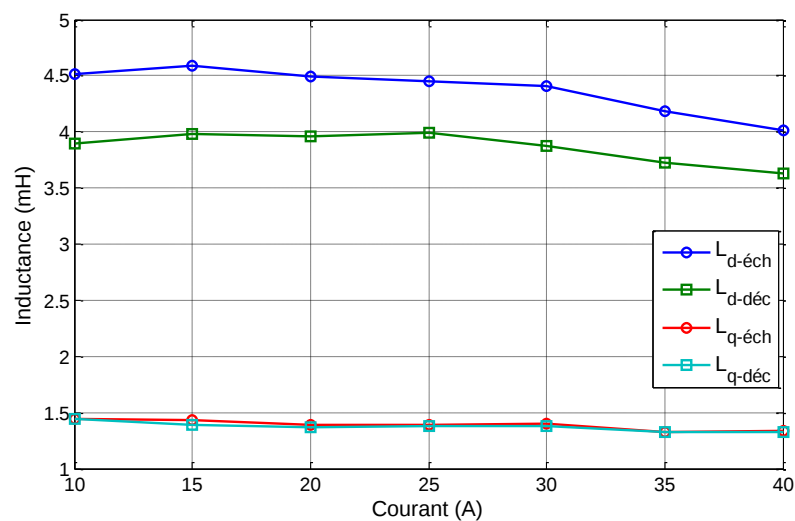


Figure 2-12 : Les inductances en fonction du courant

2.3.2 Mesure de l'inductance de fuites des axes d et q

Idéalement, il faudrait déterminer tous les paramètres du modèle représenté sur la figure Figure 2-4. Mais, par manque de temps, nous nous limiterons à l'estimation de l'inductance de fuites de chaque axe. Pour mesurer ces inductances de fuites, nous allons alimenter la MSRV avec une fréquence suffisamment élevée, de l'ordre du kHz, pour que l'influence des autres termes soit négligeable dans l'impédance globale.

Pour chaque axe, nous avons utilisé une méthode des moindres carrés basée sur le modèle suivant, linéaire vis-à-vis des paramètres :

$$u = \left[i \quad \frac{di}{dt} \right] \begin{bmatrix} R_\omega \\ L_\omega \end{bmatrix}$$

Où R_ω et L_ω désignent la résistance et l'inductance équivalentes à l'impédance de la machine, à la fréquence d'alimentation : $Z(\omega) = R_\omega + jL_\omega\omega$. Si la pulsation ω est assez grande, l'inductance de fuites recherchée est proche de L_ω .

La Figure 2-13 et la Figure 2-15 présentent les mesures obtenues à 500 Hz sur les axes d et q. Les estimations par les moindres carrés sont tracées sur la Figure 2-14 et la Figure 2-16. On en déduit les valeurs des inductances de fuites : $L_{fd} = 0.75$ mH et $L_{fq} = 0.62$ mH.

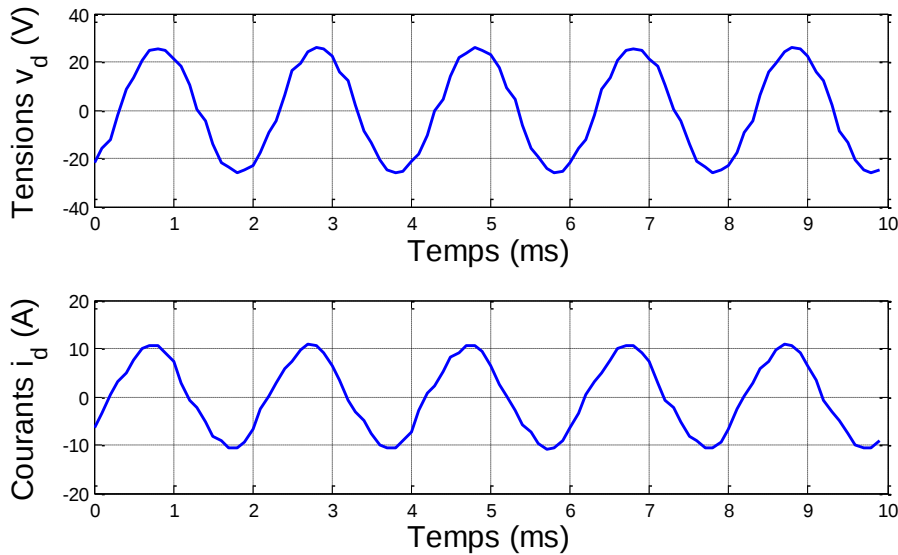


Figure 2-13 : Mesures à 500 Hz pour l'axe d

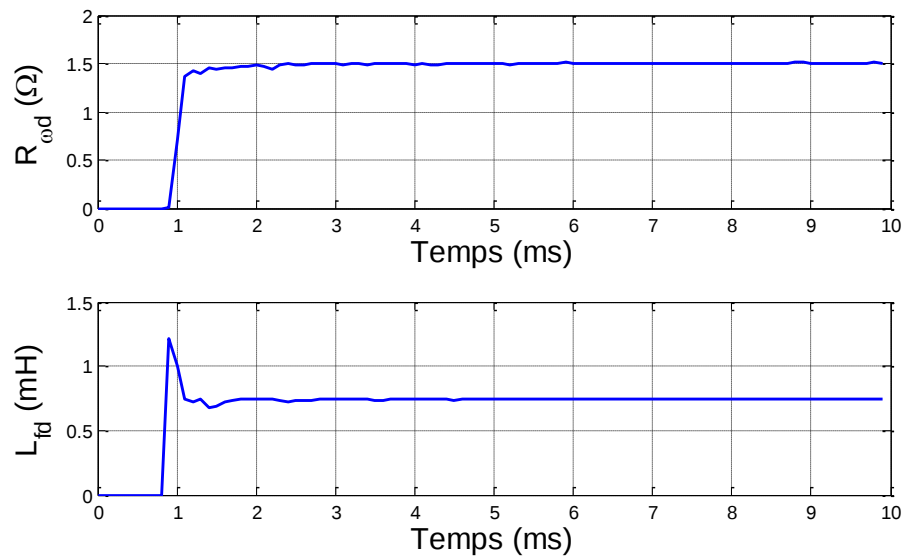


Figure 2-14 : Estimations de l'axe d

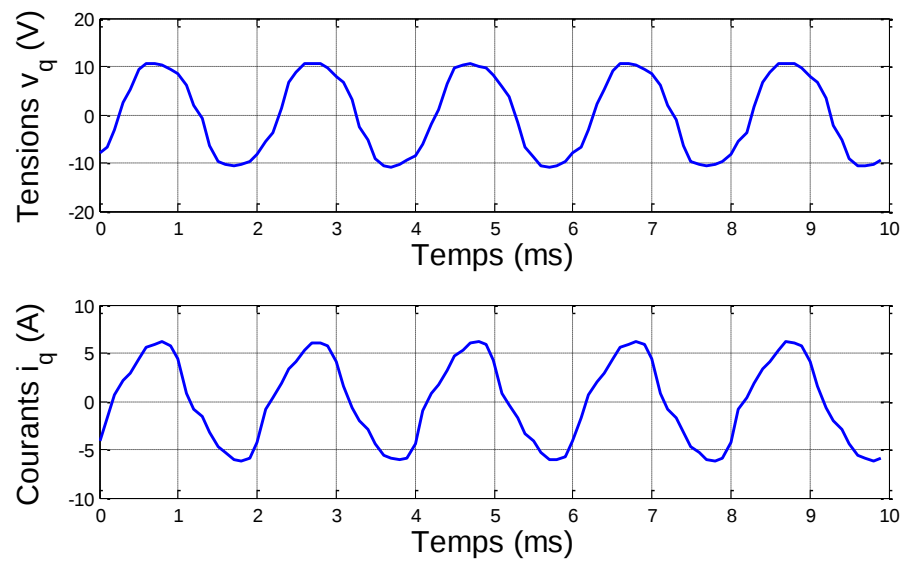


Figure 2-15 : Mesures à 500 Hz pour l'axe q

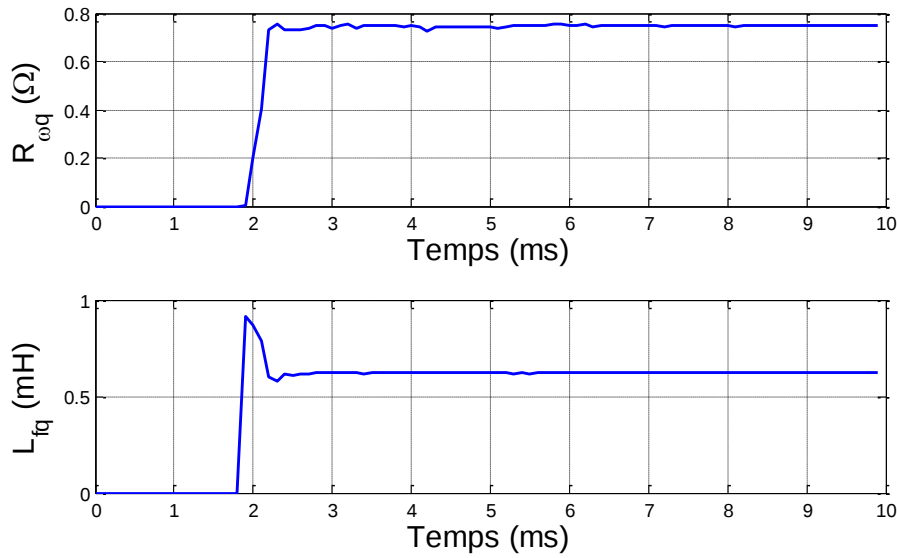


Figure 2-16 : Estimations de l'axe q

2.3.3 Identification des paramètres mécaniques

Pour évaluer le comportement de la machine en régime mécanique transitoire, ses paramètres mécaniques sont évidemment très importants. Il est possible de les déterminer par un essai de ralentissement. Pour effectuer cet essai, il est nécessaire d'alimenter la MSRV à fréquence variable ou de disposer d'une machine d'entraînement accouplée à la MSRV. Il faut également pouvoir faire varier l'inertie de la machine en lui ajoutant une inertie connue.

L'équation différentielle régissant le comportement mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = \Gamma - \Gamma_r - \Gamma_s \quad (2.29)$$

On fait tourner la machine à vide jusqu'à une vitesse donnée, puis on coupe l'alimentation et on enregistre la décroissance de sa vitesse définie par :

$$\frac{J}{F} \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = -\frac{\Gamma_s}{F} \quad (2.30)$$

La solution de cette équation différentielle (2.30) est donnée par :

$$\Omega(t) = \Omega_0 e^{-\frac{t}{\tau_m}} - \frac{\Gamma_s}{F} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_m}}\right) \quad (2.31)$$

Le temps pour parvenir de la vitesse initiale Ω_0 à la vitesse Ω est donné par :

$$t_1 = \frac{J}{F} \ln \left(\frac{F\Omega_0 + \Gamma_s}{F\Omega + \Gamma_s} \right) \quad (2.32)$$

On reprend cet essai, en ajoutant un disque d'inertie connue :

$$J_D = \frac{1}{2} m_D r_D^2 \quad (2.33)$$

Le temps pour parvenir de la vitesse initiale Ω_0 à la vitesse Ω augmente et devient :

$$t_2 = \frac{J+J_D}{F} \ln \left(\frac{F\Omega_0 + \Gamma_s}{F\Omega + \Gamma_s} \right) \quad (2.34)$$

On a donc

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{J}{J+J_D} \Rightarrow J = J_D \frac{t_1}{t_2 - t_1} \quad (2.35)$$

Un exemple de courbes de ralentissement est présenté par la Figure 2-17.

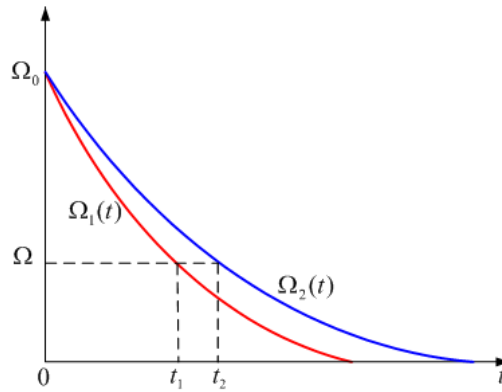


Figure 2-17 : Les courbes de ralentissement

Pour déterminer le coefficient de frottement visqueux, on calcule la constante de temps mécanique à partir de l'une des courbes de ralentissement [88]. De l'équation (2.31) et la Figure 2-18, on en déduit l'expression suivante :

$$\frac{\Omega(t'_1) - \Omega_0 e^{-\frac{t'_1}{\tau_m}}}{\Omega(t'_2) - \Omega_0 e^{-\frac{t'_2}{\tau_m}}} = \frac{1 - e^{-\frac{t'_1}{\tau_m}}}{1 - e^{-\frac{t'_2}{\tau_m}}} \quad (2.36)$$

Pour $t'_2 = 2t'_1$, l'équation précédente donne :

$$\tau_m = \frac{t'_1}{\ln \left(\frac{\Omega(t'_1) - \Omega_0}{\Omega(2t'_1) - \Omega(t'_1)} \right)} \quad (2.37)$$

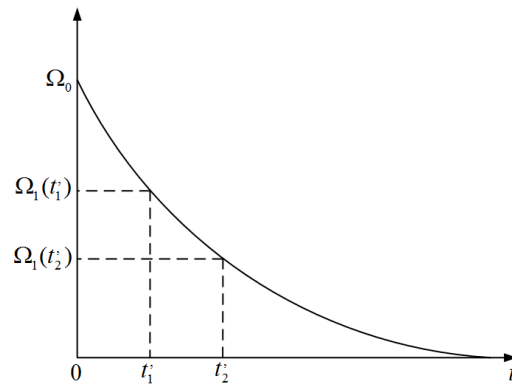


Figure 2-18 : La courbe de ralentissement

Une fois que nous avons déterminé la constante de temps et le moment d'inertie, le coefficient de frottements visqueux peut être déterminé par la relation suivante :

$$F = \frac{J}{\tau_m} \quad (2.38)$$

Nous avons appliqué cette méthode sur notre banc d'essais. Nous avons fait tourner la MSRV à vide jusqu'à 8 000 tr/min, puis l'alimentation étant coupée, nous enregistrons la décélération de la machine. Ensuite, nous ajoutons un disque d'inertie 0.0024 kg.m^2 et nous recommençons l'essai. Les relevés expérimentaux sont présentés par la Figure 2-19. Les valeurs des paramètres mécaniques sont données dans le Tableau 2-3.

Tableau 2-3 : Les paramètres mécaniques par la méthode de ralentissement

J (kg.m ²)	F (N.m.s/rad)
0.0159	0.0011

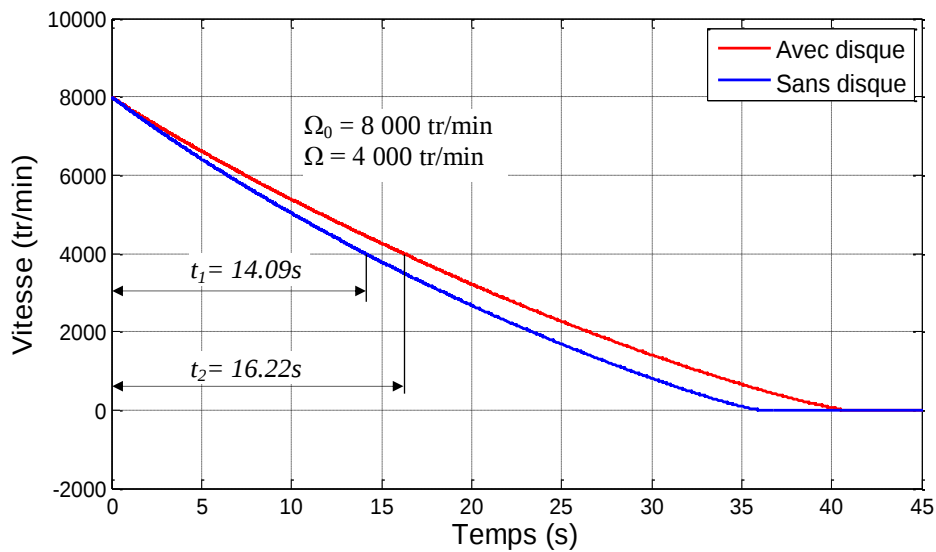


Figure 2-19 : Essais de ralentissement

2.4 Simulation de la MSRV

A partir des équations rappelées précédemment et des caractéristiques de notre banc nous avons développé un modèle de simulation qui sera exploité dans les chapitres suivants. Dans cette section, nous allons présenter les principaux blocs de ce modèle et le confronter à des données expérimentales. Dans l'état actuel, ce modèle ne tient pas compte des courants rotoriques. Il ne pourra donc pas reproduire les transitoires électriques. Par contre, nous verrons qu'il est tout à fait précis en régime permanent électrique.

2.4.1 Présentation du banc d'essais

Pour réaliser nos essais expérimentaux, nous avons utilisé le banc d'essais de machines rapides présenté sur la Figure 2-20. Ce banc est composé d'une MSAP et d'une MSRV à pans coupés (Figure 2-20), conçue au laboratoire et dont les caractéristiques sont regroupées dans le Tableau 2-4. On retrouve notamment les paramètres électriques et mécaniques que nous avons déterminés dans les sections précédentes.

Ce banc d'essais développé en 2003 existait donc déjà au début de la thèse, mais nous avons dû réparer le rotor et changer les roulements de la machine à aimants. Nous avons également remplacé le codeur incrémental de la MSRV. La MSAP est pilotée en couple par un variateur industriel Leroy Sommer et la MSRV est alimentée par un onduleur triphasé de tension Arcel à IGBT. Les algorithmes de commande, les acquisitions et la MLI, qui pilote

l'onduleur Arcel, sont assurés par un système dSPACE modulaire DS1005. Les deux machines du banc sont des machines rapides, accouplées directement, sans réducteur de vitesse. Elles possèdent le même stator composé de deux étoiles décalées de 30° ce qui permet l'étude des fonctionnements en mode dégradé des machines. Ces bobinages peuvent aussi être couplés de façon à former un système triphasé unique. C'est cette configuration que nous avons employée.

Tableau 2-4 : Principaux paramètres de la MSRV

Paramètre	Valeur
Vitesse nominale	20 000 tr/min
Puissance nominale	15 kW
Nombre de paires de pôles	1
Courant nominal	40 A
Tension de phase nominale	230 V
Résistance statorique	120 m Ω
Inductance globale d'axe d	4,1 mH
Inductance de fuites d'axe q	0,75 mH
Inductance globale d'axe q	1,3 mH
Inductance de fuites d'axe q	0,62 mH
Moment d'inertie (avec MSAP)	$1,59 \cdot 10^{-2}$ kg.m ²
Coefficient de frottements	$1,1 \cdot 10^{-3}$ N.m.s/rad

L'annexe A présente de manière plus détaillée les principaux organes du banc d'essais : le système de commande modulaire basé sur la carte DS11005, l'onduleur Arcel, le variateur industriel et les capteurs (mesures de tension, de courant et de vitesse).

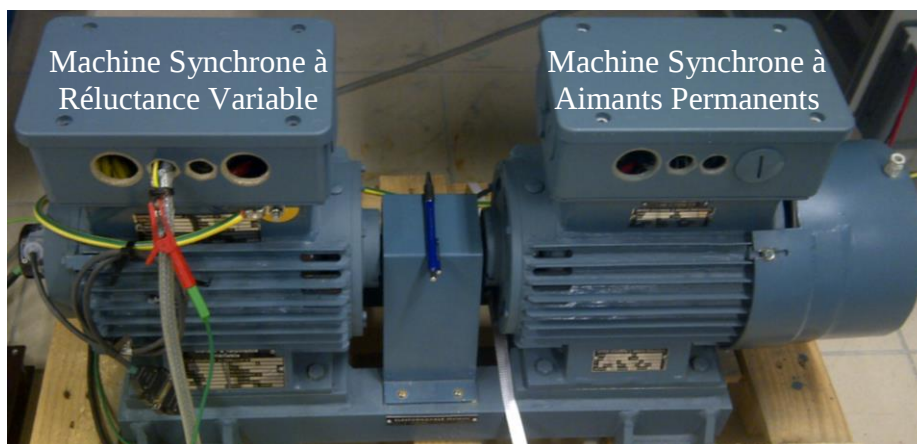
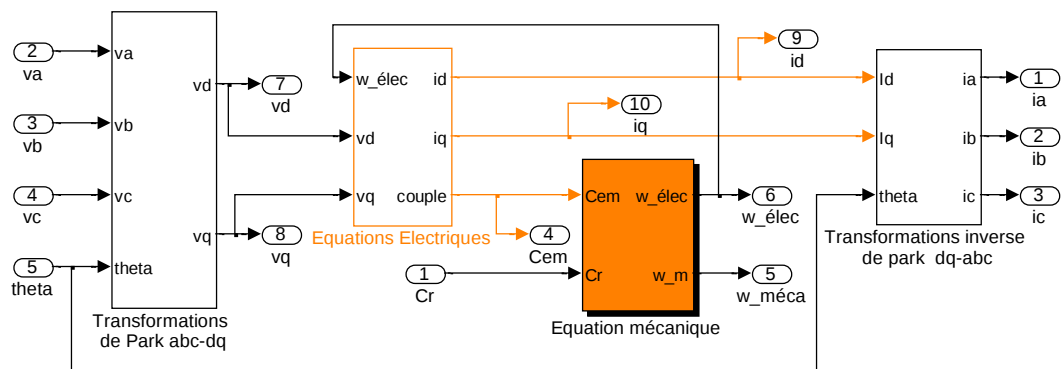


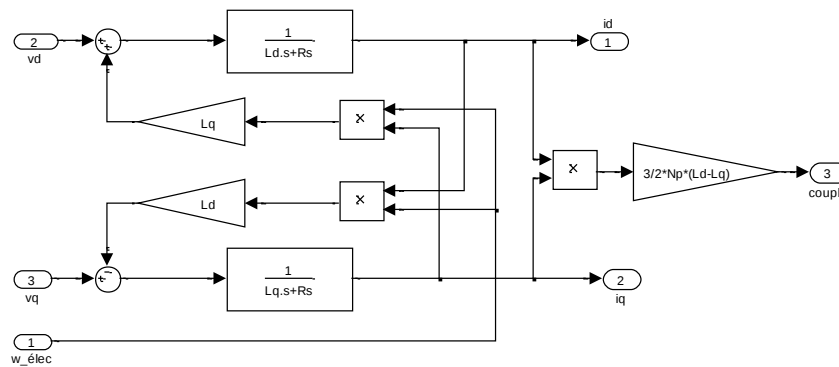
Figure 2-20 : Banc d'essais de machines rapides

2.4.2 Schéma de simulation

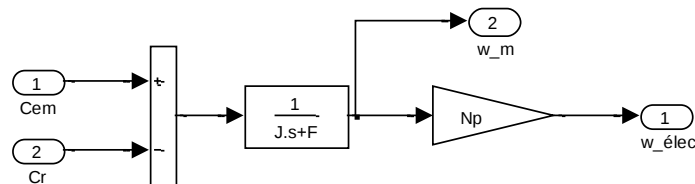
Le schéma de simulation de la machine est présenté par la Figure 2-21. Le bloc « Equation Electrique » reprend directement les éléments du schéma de la Figure 2-5. Les paramètres utilisés sont donnés par le Tableau 2-4. Ces paramètres sont ceux de la MSRV de notre banc d'essais.



(a) Schéma complet



(b) Bloc Equation Electrique



(c) Bloc Equation mécanique

Figure 2-21 : Schéma de Simulink de MSRV alimentée par onduleur triphasée

2.4.3 Résultats de simulations et expérimentations

La tension d'alimentation à la MSRV est la sortie d'un onduleur exploitant un découpage par MLI de la tension du bus continu. Les signaux MLI étant illisibles, la Figure 2-22 présente le fondamental des tensions triphasées aux bornes de la MSRV pour une vitesse de rotation de 8 000 tr/min. L'amplitude de la tension de cet essai en régime permanent est égale à 40 V.

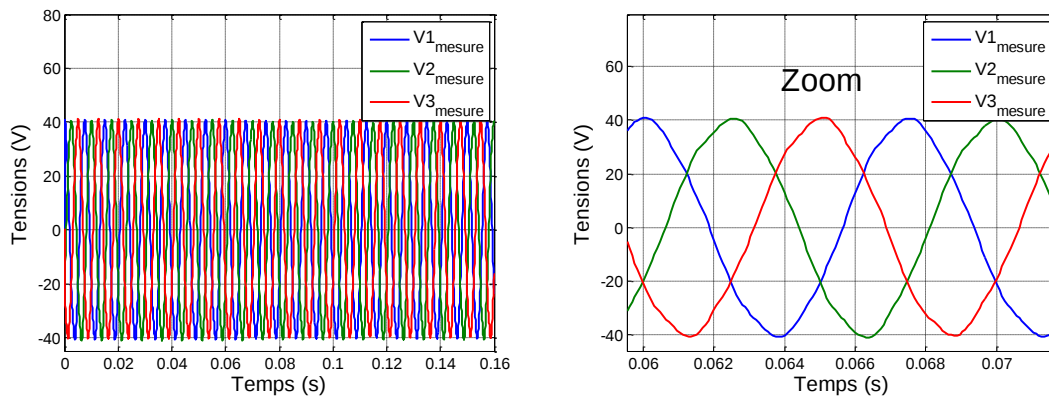


Figure 2-22 : Les tensions aux bornes de la MSRV

Cette tension est l'entrée du schéma Simulink de la Figure 2-21. On obtient alors les courants mesurés et calculés représentés par la Figure 2-23. On peut constater que les courants mesurés et simulés ont une amplitude et une phase très proches. L'erreur commise sur l'amplitude est de l'ordre de 5%. La comparaison des courants i_d , i_q simulés et mesurés est présentée par la Figure 2-24. Celle-ci confirme l'efficacité du modèle de simulation, lorsque les courants i_d et i_q sont constants ou lentement variables (les courants rotors étant alors nuls).

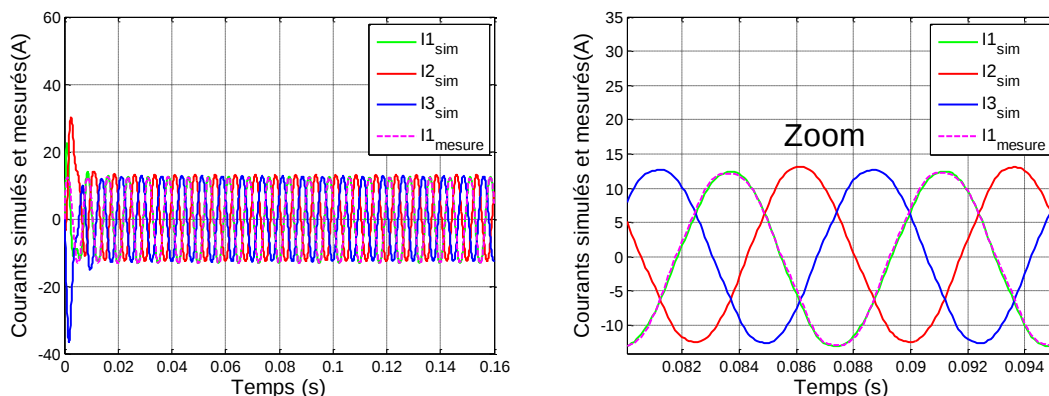
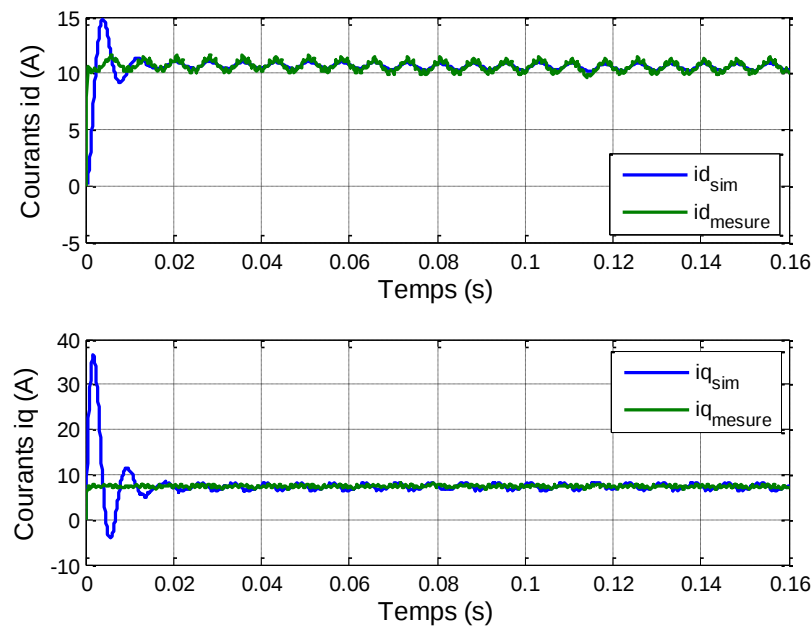


Figure 2-23 : Les courants simulés et mesurés pour une vitesse 8 000 tr/min

Figure 2-24 : Les courants i_d , i_q simulés et mesurés

2.5 Conclusions

Au cours de ce second chapitre, nous avons présenté la modélisation, l'identification et la simulation de la MSRV. Pour réaliser une commande performante d'une machine électrique et spécialement une commande sans capteur, il est important de bien connaître ses paramètres électriques. Ce chapitre a donc mis l'accent sur l'estimation des paramètres électriques et notamment des inductances L_d et L_q qui sont les paramètres principaux aux vitesses moyennes et élevées. Nous avons ainsi expérimentés et comparés différentes techniques possibles en rappelant les moyens nécessaires à leur mise en œuvre. Après avoir décrit notre banc d'essais, nous avons présenté la simulation qui lui correspond et qui permettra de tester les algorithmes de commande des chapitres 3 et 4 avant de les implanter en temps réel sur le système de commande dSPACE.

Chapitre 3 : Commande de la MSRV à grande vitesse avec capteur mécanique

Dans ce chapitre, nous allons présenter la mise en œuvre d'un asservissement de vitesse de la MSRV, en utilisant un capteur de position. Le contrôle du couple de la MSRV revient à contrôler les composantes i_d et i_q du courant stator dans le repère de Park. Néanmoins, comme le couple est proportionnel au produit $i_d \cdot i_q$, nous disposons d'un degré de liberté qui permet d'optimiser un critère supplémentaire (rendement, plage de vitesse, facteur de puissance,...). Il existe donc autant de stratégies de commande que de critères et nous considérerons les plus intéressantes. La commande comporte deux boucles de courant (une pour chaque axe) et une boucle de vitesse. Nous utiliserons une technique de réglage rationnelle pour déterminer leurs correcteurs.

3.1 Architecture de la commande

Le schéma bloc de l'architecture de la commande vectorielle de la MSRV que nous allons réaliser est présenté par la Figure 3-1. L'astérisque désigne les grandeurs de référence. Cette structure cascade est classique et comporte trois niveaux de commande. Le niveau le plus interne correspond aux boucles de courant. Ces boucles asservissent les composantes de Park du courant stator, afin de contrôler des signaux constants en régime permanent. Un simple correcteur PI garantit alors une erreur statique nulle et le rejet des FEM qui couplent les deux axes.

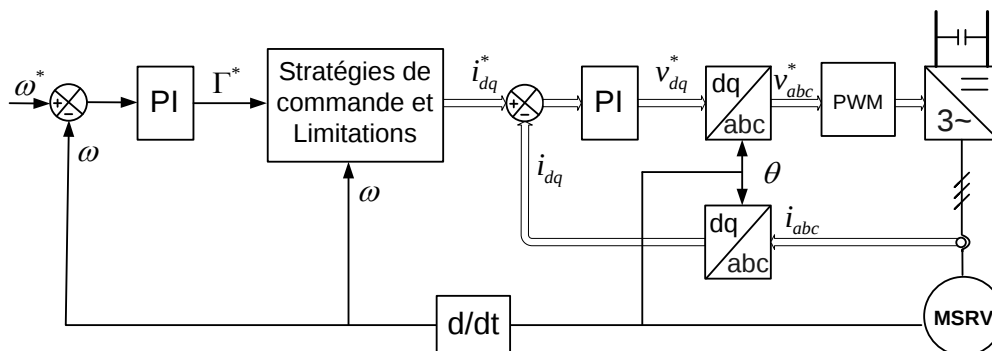


Figure 3-1 : Structure de la commande vectorielle

Le second niveau définit les consignes de courant i_d^* et i_q^* , en fonction du couple désiré, d'un critère à optimiser et des limitations de courant et de tension. Ceci sera étudié dans la

prochaine section. Enfin, le dernier niveau concerne le contrôle de la vitesse et utilise également un correcteur PI. Le réglage des correcteurs PI sera présenté en section 3.3.

3.2 Stratégies de commande de MSRV

De l'équation du couple de la MSRV, $\Gamma = \frac{3}{2}N_p(L_d - L_q)i_d i_q$, on constate que le contrôle du couple électromagnétique revient à contrôler simultanément les courants i_d et i_q , donnant un degré de liberté supplémentaire par rapport à une machine synchrone à aimants où i_d est souvent choisi égal à 0, pour minimiser les pertes Joule. Le choix de la stratégie du contrôle passera par la façon de définir les références i_d^* et i_q^* . Plusieurs stratégies existent et se différencient par le critère à optimiser (maximiser le couple, le rendement ou le facteur de puissance) et les performances exigées (par exemple, la maîtrise du couple à faible vitesse ou pendant les régimes transitoires,...).

A cause des limitations de courant et de tension stator qu'on atteint suivant la stratégie utilisée, on peut commencer par favoriser un critère, par exemple minimiser le courant pour un couple donné pour réduire les pertes Joule (méthode dite "maximum torque per Ampere" MTPA [99]) et lorsqu'on est confronté à une limitation on favorisera un autre critère, par exemple le facteur de puissance (méthode dite "maximum power factor control" MPFC).

Dans la littérature [91][100][99][101][102][103], on trouve ainsi les stratégies suivantes :

- "Maximum torque per Ampere" (MTPA) ;
- "Maximum power factor control" (MPFC) appelée aussi "Maximum torque per kiloVolt-Ampere" (MTPkVA) ;
- "Maximum torque per Weber" MTPW ou "Maximum torque per Volt" MTPV.

Toutes ces stratégies concernent le fonctionnement en régime permanent de la machine. Pour analyser celui-ci, nous utiliserons le schéma équivalent de la Figure 3-1. Celui-ci se déduit aisément du modèle diphasé (2.17) écrit dans le repère de Park, en utilisant les notations complexes : $\bar{x} = x_d + jx_q$. On obtient ainsi :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} + j\omega \bar{\Psi}_s \quad (3.1)$$

avec $\bar{\Psi}_s = \Psi_d + j\Psi_q$ et $\bar{i}_s = i_d + ji_q$.

La Figure 3-2 présente le diagramme vectoriel des principales grandeurs électriques et définit les angles qui interviendront dans les calculs de cette section.

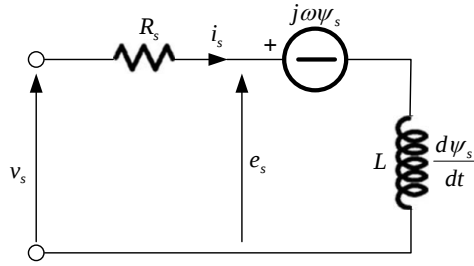


Figure 3-2 : Schéma équivalent de la MSRV

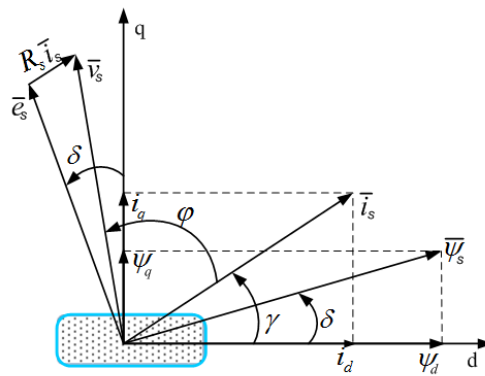


Figure 3-3 : Représentation dans le repère d-q [100]

3.2.1 Limitations de courant et de tension

Avant de présenter les différentes stratégies possibles, nous allons considérer les limitations de courant et de tension, car elles peuvent déterminer le choix d'une stratégie ou d'une autre.

Le courant statorique i_s est limité comme suit :

$$\|i_s\| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{sm} \quad (3.2)$$

La trajectoire de limitation du courant est donc un cercle de rayon i_{sm} dans le plan i_d - i_q .

De même pour la tension d'alimentation de la machine, on a :

$$\|v_s\| = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq v_{sm} \quad (3.3)$$

Si on néglige la résistance statorique, on peut écrire en régime permanent :

$$\begin{cases} v_d = -\omega L_q i_q \\ v_q = \omega L_d i_d \end{cases} \Rightarrow v_s^2 = \omega^2 L_d^2 i_d^2 + \omega^2 L_q^2 i_q^2 \quad (3.4)$$

On obtient ainsi l'équation d'une ellipse donnant le lieu géométrique des courants i_d et i_q pour des valeurs de tension v_s et de vitesse ω données :

$$v_s^2 = \omega^2 L_d^2 (i_d^2 + \left(\frac{L_q}{L_d}\right)^2 i_q^2) \quad (3.5)$$

Ces ellipses seront grandes si la vitesse ω est basse et la tension peut atteindre sa valeur nominale v_{sm} . Mais au-delà de cette valeur, lorsque la vitesse croît, l'ellipse donnant la limite de fonctionnement rétrécit, entraînant une diminution du flux statorique car :

$$\frac{v_s^2}{\omega^2} = \psi_s^2 = L_d^2 (i_d^2 + \left(\frac{L_q}{L_d}\right)^2 i_q^2) \quad (3.6)$$

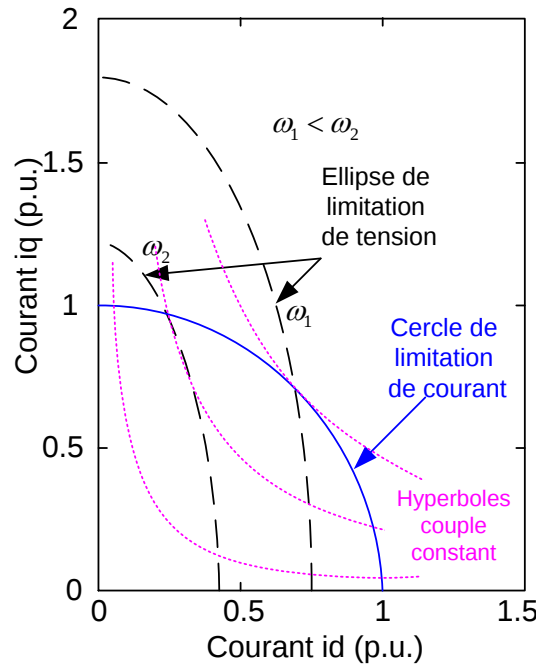


Figure 3-4 : Limitation de courant, limitation de tension dans le plan i_d - i_q

Pour une valeur de couple Γ_1 donnée, l'équation du couple peut-être écrite comme suit :

$$\Gamma_1 = \frac{3}{2} N_p (L_d - L_q) i_d i_q = k_\Gamma i_d i_q \quad (3.7)$$

avec $k_\Gamma = \frac{3}{2} N_p (L_d - L_q)$.

D'où $i_q = \frac{\Gamma_1}{k_\Gamma i_d}$. La trajectoire pour un couple constant dans le plan i_d - i_q est donnée par un réseau d'hyperboles avec comme paramètre la valeur du couple Γ_1 (Figure 3-4).

3.2.2 Stratégie de commande à minimum de courant (“maximum torque per Ampere” MTPA) [104][105][106][107]

Cette stratégie est surtout utilisée au démarrage et pour des vitesses basses. Le couple électromagnétique peut s'exprimer par :

$$\Gamma = \frac{3}{2}N_p(L_d - L_q)i_d i_q = \frac{3}{4}N_p(L_d - L_q)i_s^2 \sin(2\gamma) \quad (3.8)$$

Car, selon la Figure 3-3, on a $i_d = i_s \cos(\gamma)$ et $i_q = i_s \sin(\gamma)$.

Pour un module de courant i_s fixé, le couple maximum en valeur absolue est obtenu pour $\gamma = \pm \frac{\pi}{4}$. On obtient alors $i_d^* = |i_q^*|$, d'où les références des courants :

$$i_d^* = \sqrt{\frac{2|\Gamma^*|}{3N_p(L_d - L_q)}} \quad \text{et} \quad i_q^* = i_d^* \text{sign}(\Gamma^*) \quad (3.9)$$

Lorsque le courant commence à augmenter, il suit une direction à 45° en partant du point O pour arriver à la limite de courant i_{sm} au point P1 (Figure 3-5) correspondant au maximum de couple. Les limitations de courant d'axe d et q, i_{d1} et i_{q1} donnent alors :

$$i_{d1} = i_{q1} = \frac{\sqrt{2}}{2} I_{sm} \quad (3.10)$$

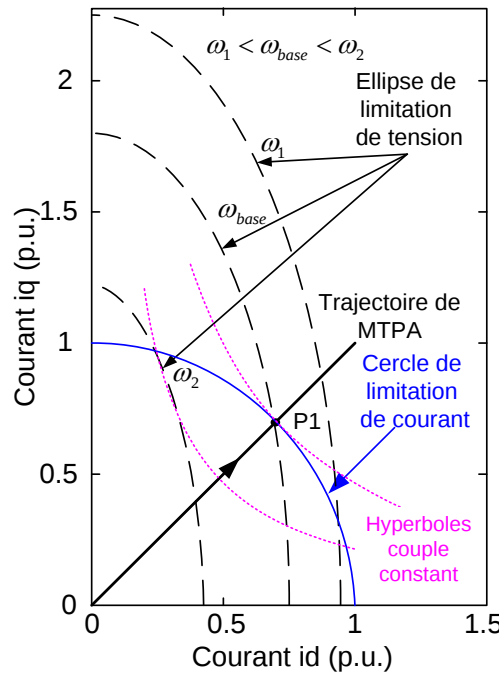


Figure 3-5 : Trajectoire de commande MTPA

3.2.3 Stratégie de commande à minimum de Volt ou flux (“maximum torque per Weber” MTPW ou MTPV) [103]

3.2.3.1 Expression du couple en fonction du rapport $\frac{v_s}{\omega}$ ou de Ψ_s

L'expression du couple électromagnétique peut s'écrire :

$$\Gamma = \frac{3}{2} N_p (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2} N_p \left(\frac{\Psi_d \Psi_q}{L_q} - \frac{\Psi_d \Psi_q}{L_d} \right) \quad (3.11)$$

Car, selon la Figure 3-3, on a $\Psi_d = \frac{E_q}{\omega} = \frac{E \cos(\delta)}{\omega}$ et $\Psi_q = \frac{-E_q}{\omega} = \frac{E \sin(\delta)}{\omega}$

On peut donc exprimer le couple sous la forme suivante :

$$\Gamma = \frac{3}{4} N_p \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \left(\frac{E}{\omega} \right)^2 \sin(2\delta) \quad (3.12)$$

Si la résistance statorique est négligeable, on peut exprimer le couple en fonction de la tension statorique :

$$\Gamma = \frac{3}{4} N_p \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \left(\frac{v_s}{\omega} \right)^2 \sin(2\delta) \quad (3.13)$$

avec $\tan(\delta) = \frac{\Psi_q}{\Psi_d} = \frac{L_q i_q}{L_d i_d} = \frac{1}{\xi} \tan(\gamma)$ et ξ le rapport de saillance ($\xi = \frac{L_d}{L_q}$).

On arrive à finalement l'expression suivante du couple :

$$\Gamma = \frac{3}{4} N_p \left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) \left(\frac{v_s}{\omega} \right)^2 \sin \left(2 \tan^{-1} \left(\frac{\tan(\gamma)}{\xi} \right) \right) \quad (3.14)$$

Le rapport $\left(\frac{v_s}{\omega} \right)$ représentant approximativement le module du flux statorique Ψ_s , le couple $\Gamma = f(\gamma)$ est représenté par un réseau de courbes avec comme paramètre le flux statorique Ψ_s . Le maximum du couple pour chaque valeur de Ψ_s est donné pour $\delta = \pm \frac{\pi}{4}$: c'est-à-dire $\tan(\gamma) = \pm \xi$ (Figure 3-6).

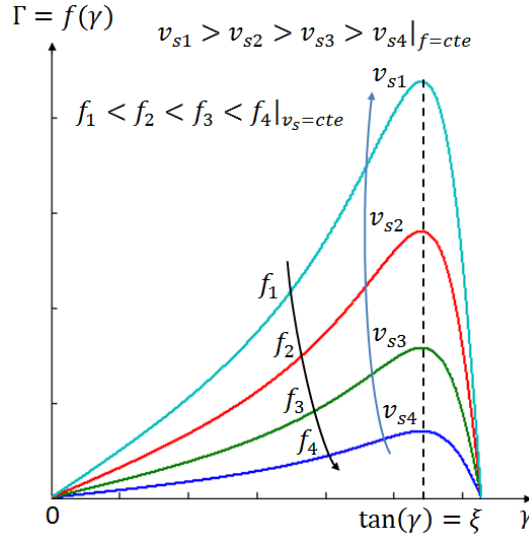


Figure 3-6 : Réseau de courbes donnant le couple avec le flux statorique comme paramètre

3.2.3.2 Stratégie MTPW [104]

La stratégie (MTPW) est utilisée lorsqu'on ne peut plus appliquer la méthode MTPA à cause de la limitation de tension due à l'augmentation de la vitesse.

En régime permanent la tension stator est proportionnelle au flux statorique et à la vitesse de rotation : $v \propto \omega |\psi_s|$. Par conséquent, pour une vitesse et une tension limite données, on peut déterminer le flux statorique correspondant. La stratégie à maximum de couple par unité de flux (MTPW) consiste à choisir $\delta = \pm \frac{\pi}{4}$, c'est à dire $\tan(\gamma) = \pm \xi$ et $\psi_d = |\psi_q|$. Ce qui conduit aux références de courant suivantes :

$$i_d^* = \sqrt{\frac{2L_q|\Gamma^*|}{3N_pL_d(L_d-L_q)}}; \quad i_q^* = \frac{L_d}{L_q} i_d^* \text{sign}(\Gamma^*) \quad (3.15)$$

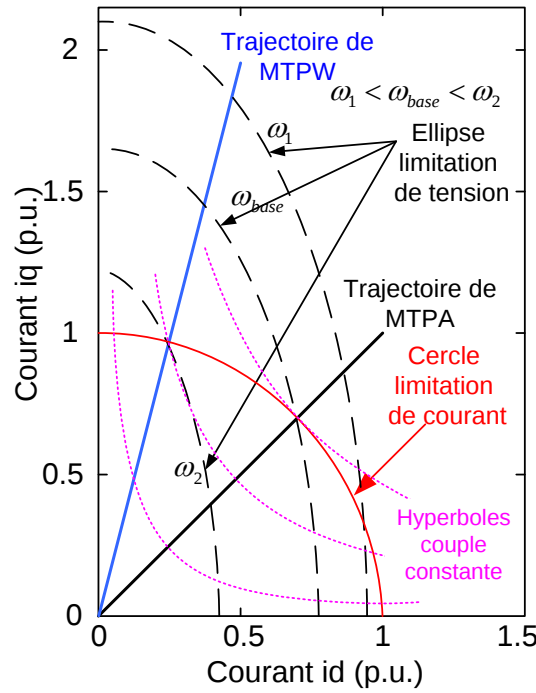


Figure 3-7 : Trajectoires de commande MTPA et MTPW

3.2.4 Stratégie à maximum de facteur de puissance (MFP)

Cette stratégie est utilisée pour compléter les premières au-delà de certaines conditions de fonctionnement, de manière à ne pas devoir sur-dimensionner le convertisseur statique. Le facteur de puissance peut être obtenu à partir de l'expression :

$$f_p = \frac{v_d i_d + v_q i_q}{|v_s| |i_s|} \quad (3.16)$$

$$\text{D'où } f_p = \cos(\varphi) = (\xi - 1) \sqrt{\frac{\sin(2\gamma)}{2(\tan(\gamma) + \xi^2 \cot(\gamma))}}$$

Le facteur de puissance $f_p = f(\gamma)$ est donné par une courbe (Figure 3-8) qui possède un maximum qui vaut $\frac{\xi-1}{\xi+1}$ pour l'angle γ tel que $\tan(\gamma) = \sqrt{\xi}$. Pour obtenir un bon facteur de puissance, il faut donc un rapport de saillance grand, ce qui justifie les rotors à barrières de flux ou axialement laminés de Figure 1-6.

3.2.5 Synthèse des méthodes

Sur la Figure 3-8, on observe les points de fonctionnement possibles du point A au point G. Le point A correspond à la stratégie MTPA, le point G correspond à la stratégie MFP et le

point C correspond à la stratégie MTPW (ou MTPV). Ces 3 points produisent le même couple pour des valeurs des courants différentes. Les points A, D et B ont le même courant mais des flux différents et des facteurs de puissance différents.

Si la stratégie MTPA est utilisée à basse vitesse, le passage aux autres points est nécessaire si la vitesse augmente suffisamment. Dans la méthode proposée par certains auteurs [57][108][109], on passe du point A au point D (point donnant le maximum de facteur de puissance MFP pour $\tan(\gamma) = \sqrt{\xi}$).

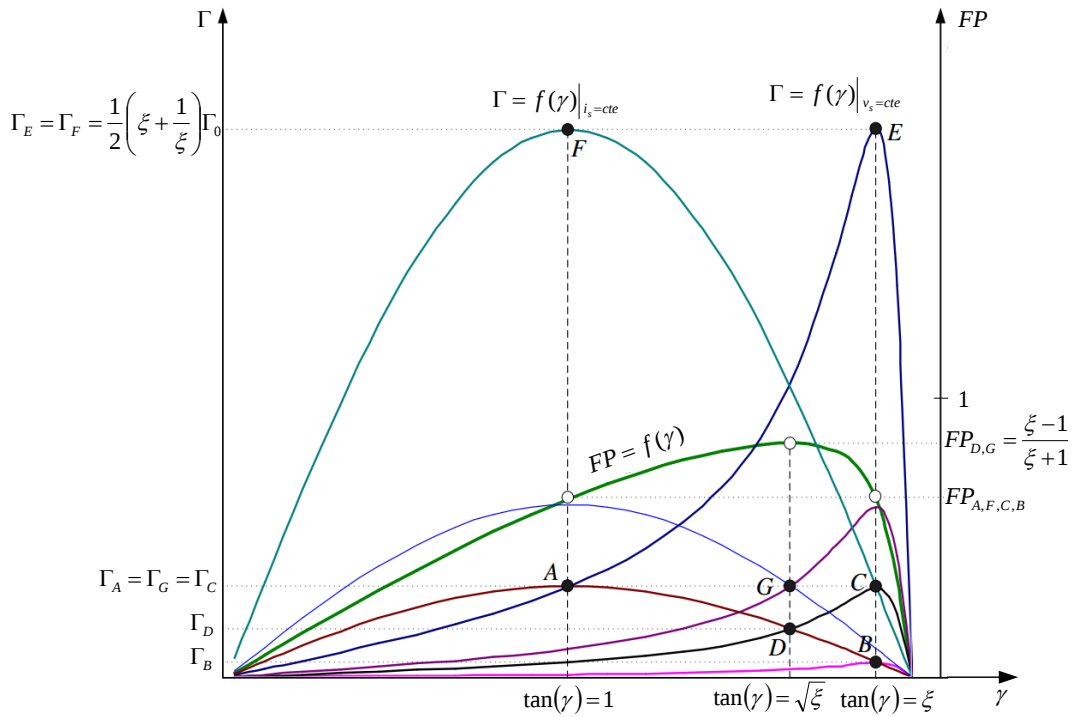


Figure 3-8 : Réseau de courbes donnant le facteur de puissance et le couple avec le flux statorique et le courant statorique comme paramètres [91]

T. Matsuo et Lipo [101] proposent une trajectoire pour passer de la méthode MTPA qui est toujours utilisée au démarrage et à basse vitesse, à la méthode MFP lorsque des limitations apparaissent. Dans cette méthode (Figure 3-9), on impose d'abord un angle $\gamma = 45^\circ$ pour lequel $i_d = i_q$ et lorsque la vitesse augmente cette stratégie ne peut plus être maintenue car le flux sur l'axe d ne peut pas dépasser la valeur nominale du flux statorique : $i_{dm}X_d = \omega\Psi_{sm}$. Lorsque le courant sur l'axe d arrive à sa valeur maximale i_{dm} , on garde $i_d = i_{dm}$ et on fait varier i_q , tel que $i_q = \frac{2\Gamma}{3N_p(L_d - L_q)i_{dm}}$ pour arriver à la méthode MTPW où $\tan(\gamma) = \frac{i_q}{i_d} =$

$$\sqrt{\xi} = \sqrt{\frac{L_d}{L_q}}$$

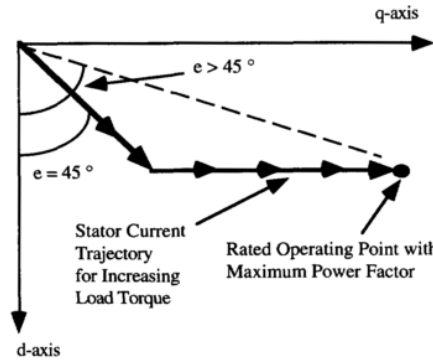


Figure 3-9 : Trajectoire des courants i_d et i_q pour passer de la méthode MTPA à la méthode MFP [101]

Vegati et d'autres auteurs [57][110][111][112], proposent de passer du point A (MTPA) au point D (MFP), puis au point B (MTPW).

3.3 Réglage de la commande

3.3.1 Choix de la période d'échantillonnage

Pour obtenir une commande vectorielle performante avec une machine synchrone rapide, il est important de choisir une période d'échantillonnage suffisamment petite. En effet, les tensions de référence calculées par la commande seront bloquées et donc constantes pendant cette période. Or, en régime permanent, la phase des tensions stator doit évoluer d'autant plus vite que la machine tourne à une vitesse élevée.

Pour une vitesse angulaire ω , pendant une période d'échantillonnage T_s , le rotor de la machine tourne d'un angle

$$\Delta\theta = \omega T_s \quad (3.17)$$

Pour $T_s = 1$ ms, cela donne $\Delta\theta = 120^\circ$ à 20 000 tr/min, ce qui produit une erreur de repère trop grande. Nous prendrons $T_s = 100$ μ s, ce qui donne une rotation de 12° acceptable. L'erreur d'orientation du repère peut être ramenée à $\pm 6^\circ$ en extrapolant la position θ mesurée ou estimée avec : $\theta' = \theta + \omega \frac{T_s}{2}$.

En régime permanent, la phase des tensions de référence évolue uniquement à cause de la transformation de Park qui est liée à la position du rotor. Il faut donc que celle-ci soit mise à jour à la période T_s . Pour une commande sans capteur, cela risque de poser des problèmes de puissance de calcul. Nous reviendrons sur ce point au chapitre 4.

3.3.2 Choix de la dynamique des courants i_d et i_q

Le couple instantané de la MSRV est proportionnel au produit des composantes i_d et i_q du courant stator. La section précédente a présenté les différentes solutions permettant de tirer profit de ce degré de liberté en régime permanent. Il reste à considérer la gestion des régimes transitoires.

Le comportement de la MSRV pourrait ressembler à celui d'une machine à excitation séparée, si la dynamique du courant i_d était très inférieure à celle du courant i_q . Or, contrairement aux autres machines pour lesquelles l'inducteur présente une forte inductance, les inductances L_d et L_q de la MSRV sont du même ordre de grandeur et nous verrons dans la prochaine section que les performances dynamiques des boucles de courant des axes d et q sont également proches.

Les essais ont montré qu'il fallait ralentir la dynamique du courant i_d , sinon le courant i_q ne pouvait pas suivre sa référence lorsque la vitesse est élevée. Le problème se pose notamment lors du passage du mode MTPA au mode MTPW qui génère un changement rapide des consignes i_d^* et i_q^* . On observe alors que le terme $L_d \frac{di_d}{dt}$ fait saturer l'onduleur en tension, au détriment du courant i_q qui ne peut pas rejoindre sa référence.

La solution la plus simple consisterait à faire $i_d = C^{\text{te}}$, au détriment du rendement de la machine. Mais, on perdrait alors l'un des avantages de la MSRV, par rapport à la MAS. Nous allons donc garder la commande MTPA qui fait varier i_d^* , mais en diminuant sa dynamique, par rapport à celle de i_q^* . Les essais expérimentaux ont montré qu'il fallait au moins un rapport 10 entre ces deux dynamiques. Ceci est obtenu en ajoutant un filtrage passe-bas de la référence i_d^* . La dynamique du couple sera donc donnée par celle du courant i_q .

3.3.3 Réglage des correcteurs des boucles de courant

La conversion triphasé-diphasé et la transformation de Park (Figure 3-1) permettent de considérer les asservissements de courants des axes d et q comme deux boucles équivalentes qui seraient composées chacune :

- d'un correcteur PI discret que nous allons régler ;
- d'un étage de puissance piloté en MLI avec une période $T_{MLI} = 60\mu\text{s}$;
- d'un stator inductif ;
- d'un capteur de courant ;
- d'un convertisseur A/N 16 bits dont les acquisitions sont synchronisées avec la MLI.

Afin que l'ondulation des courants due à la MLI ne perturbe pas la mesure des courants, nous utilisons une MLI centrée et l'acquisition des courants est synchronisée sur cette MLI. Cela signifie que les mesures de courant doivent être ré-échantillonnées à 100 μ s. Nous déterminerons d'abord le correcteur en temps continu en utilisant l'approximation pseudo-continue des bloqueurs d'ordre 0. Etant donné la très faible période d'échantillonnage utilisée, le correcteur discret équivalent peut être obtenu par une simple approximation d'Euler.

Pour régler efficacement les correcteurs PI en temps continu, nous pouvons utiliser la compensation de pole ou l'optimum symétrique. Nous allons utiliser l'optimum symétrique, car la présence d'un rotor massif rend la définition du pôle électrique délicate. La méthode de l'optimum symétrique se base sur un modèle d'ordre 2 du processus, de la forme

$$G_Q = \frac{K_Q}{s(1+T_Q s)} \quad (3.18)$$

Le terme intégral K_Q/s est une approximation du comportement haute fréquence de l'admittance de la machine. Comme nous désirons une dynamique élevée, K_Q sera pris égal à l'inverse de l'inductance de fuites de l'axe considéré. La constante de temps T_Q représente globalement les termes rapides (petites constantes de temps ou petits retards). Pour les boucles de courant, il s'agit du retard entre les acquisitions des mesures de courant et l'effet de la MLI sur les tensions stator. Ce retard global a été évalué à 0.2 ms. La fonction de transfert des correcteurs PI est classiquement donnée par :

$$G_{Cid} = K_{Pd} + K_{Id} \frac{1}{s} \text{ et } G_{Ciq} = K_{Pq} + K_{Iq} \frac{1}{s} \quad (3.19)$$

Pour calculer les coefficients du correcteur, il suffit de choisir une marge de phase ϕ_m et d'appliquer les règles de calculs rappelées par l'annexe C. Pour l'axe d, on choisit une marge de phase $\phi_{md} = 50^\circ$ et on a $K_{Qd} = 1/L_{fd}$ ($L_{fd} = 0.75$ mH) ce qui donne $K_{Pd} = 1.36$ et $K_{Id} = 904$. La réponse de la boucle de courant est présentée par la Figure 3-10. Celle-ci présente un léger dépassement qui ne sera pas gênant.

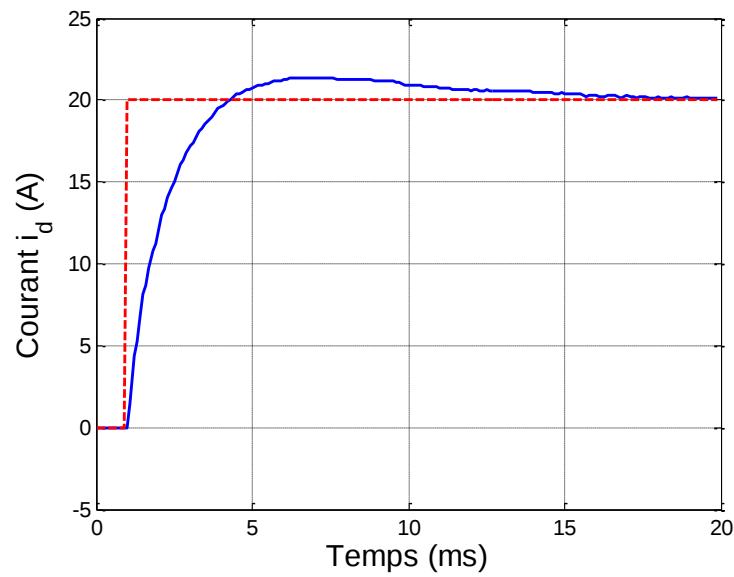


Figure 3-10 : Réponse à un échelon de la boucle de courant de l'axe d

Nous avons procédé de la même façon pour l'axe q. Pour $\phi_{mq} = 50^\circ$ et $K_{Qq} = 1/L_{fq}$, nous obtenons $K_{Pq} = 1.12$ et $K_{Iq} = 747$ (avec $L_{fq} = 0.62$ mH). La Figure 3-11 montre que le comportement de l'axe q est similaire à celui de l'axe d. Son temps de réponse est plus faible certainement parce que à l'inductance L_{mq} est beaucoup plus petite que L_{md} .

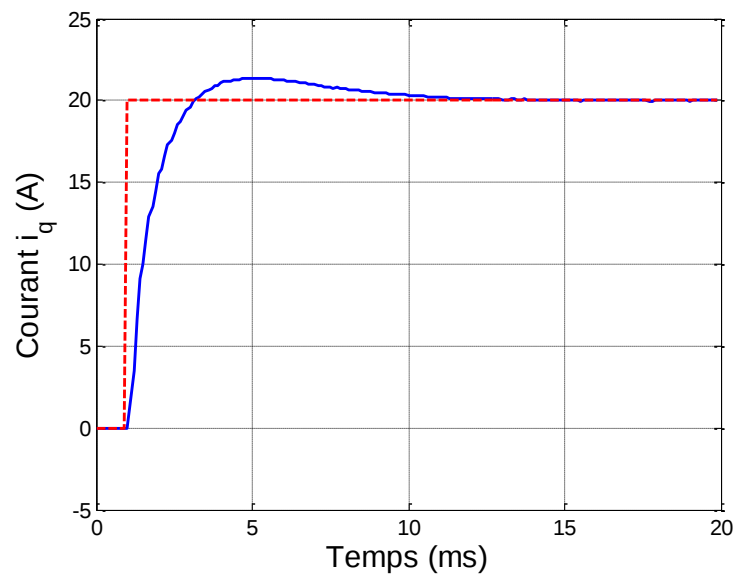


Figure 3-11 : Réponse à un échelon de la boucle de courant de l'axe q

3.3.4 Réglage du correcteur de la boucle de vitesse

Nous allons appliquer une démarche tout à fait similaire pour la boucle de vitesse. Commençons par détailler sa composition :

- un correcteur PI discret ;
- le contrôle du couple moteur dont la dynamique est celle du courant d'axe q ;
- une charge mécanique essentiellement inertielle ;
- une mesure de vitesse obtenue par comptage des impulsions d'un codeur incrémental ;
- un filtre numérique pour lisser la mesure précédente.

Cette fois encore, seule la méthode de l'optimum symétrique est efficace, car le pôle mécanique est très lent ($F/J = 0.0692$) et sa compensation donnerait un terme intégral trop faible pour fournir un rejet de perturbation correct. La fonction de transfert du correcteur est donné par :

$$G_{C\omega} = K_{P\omega} + K_{I\omega} \frac{1}{s} \quad (3.20)$$

Pour $\phi_{m\omega} = 50^\circ$ et $K_{Q\omega} = 1/J$, nous obtenons $K_{P\omega} = 1,42$ et $K_{I\omega} = 34$. La Figure 3-12 présente la réponse de la boucle de vitesse pour un petit échelon de consigne. L'amplitude de l'échelon a été choisie afin de ne pas saturer la consigne de couple fournie par le correcteur PI de la boucle de vitesse. La section suivante présente des réponses en grande vitesse. Pour éviter la saturation du correcteur PI, dans ce cas la consigne sera une rampe compatible avec la dynamique du banc (voir section 3.4.2).

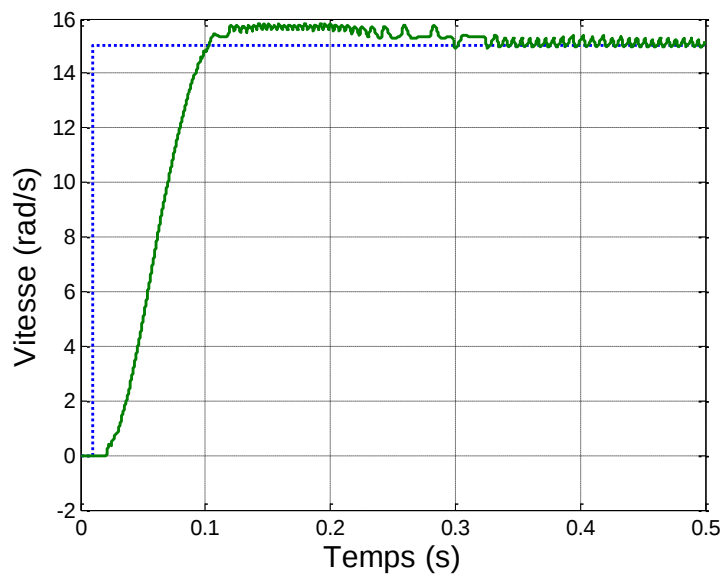


Figure 3-12 : réponse à un échelon de la boucle de vitesse

3.4 Résultats de simulations et expérimentaux

Nous allons présenter des essais de démarrage avec un à-coup de charge en haute vitesse, d'abord en simulation, puis ensuite sur le banc d'essais. Pour des raisons de sécurité, sur le banc, nous nous sommes limités à une vitesse de 15 000 tr/min. Pour tester l'activation de la stratégie MTPW en haute vitesse, nous avons réduit artificiellement la limite de tension à 110 V dans les simulations et les essais expérimentaux. Ainsi, la stratégie MTPW sera active à partir de 8 700 tr/min au lieu de 17 700 tr/min.

3.4.1 Simulation de la commande de la MSRV avec capteur de vitesse

Le schéma bloc de principe du système de la commande vectorielle en boucle fermée de la MSRV est présenté sur la Figure 3-1. Les paramètres de la MSRV pour simulation sont donnés dans le Tableau 2-4.

La Figure 3-13 présente la réponse de la vitesse, du courant statorique, de la tension statorique et du couple, pour un échelon de vitesse de 0 à 15 000 tr/min. Pour garder le contrôle de la vitesse pendant toute la phase d'accélération, nous avons imposé une rampe de consigne de pente 110 rad/s^2 .

Au départ, on utilise la méthode MPTA qui donne un couple maximum par ampère pour les références de courant données par (3.9). On observe bien $i_d = i_q$, et la tension sur l'axe q qui croît rapidement.

A 8 700 tr/min, la commande bascule de la méthode MPTA à la méthode MTPW définie par (3.15), ce qui fait chuter brutalement i_d (et donc v_q) et augmenter i_q . La différence (volontaire) de dynamique entre i_d et i_q fait que le couple augmente brièvement durant ce transitoire : l'augmentation de i_q est plus rapide que la diminution de i_d . La vitesse continue ensuite à augmenter jusqu'à 15 000 tr/min. Durant toute l'accélération, la vitesse de la MSRV suit la rampe de consigne avec une très faible erreur de trainage de 45 tr/min.

A $t = 18 \text{ s}$, on applique un couple de charge de 2 Nm. L'impact sur la vitesse n'est que de 10 tr/min et la vitesse rejoint la consigne en 0.12 s environ.

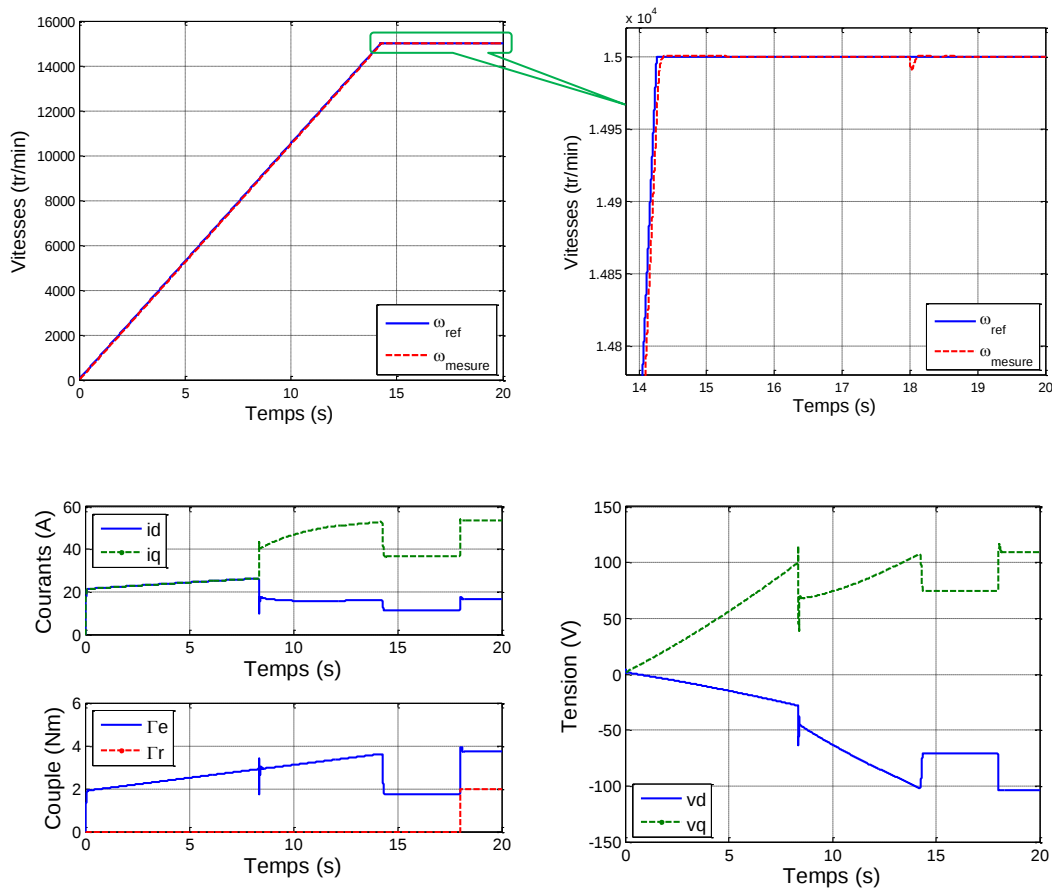


Figure 3-13 : Réponses du système avec une consigne de vitesse 15 000 tr/min

3.4.2 Résultats de expérimentaux

Nous reprenons le même essai et les mêmes réglages qu'en simulation, pour comparer les résultats.

La Figure 3-14 présente donc le démarrage de la MSRV pour une consigne de 15 000 tr/min. La pente de la consigne de vitesse est toujours limitée à 110 rad/s^2 . On retrouve bien les trajectoires observées en simulation. Ainsi, on obtient également le couple de 3 Nm à 15 000 tr/min. Comme précédemment, en basse vitesse et jusqu'à 8 700 tr/min, la stratégie MPTA est utilisée et on a bien $i_d = i_q$. Ensuite, i_d est réduit et i_q augmente, conformément à la stratégie MTPW. Contrairement à la simulation, on observe un très léger dépassement de la consigne, à la fin de l'accélération.

A $t = 18 \text{ s}$, on applique un échelon de couple résistant de 2 Nm. Cette perturbation est presque aussi bien rejetée qu'en simulation : l'erreur transitoire est de 20 tr/min et dure 0.3 s environ. On peut néanmoins conclure que la boucle de vitesse est performante.

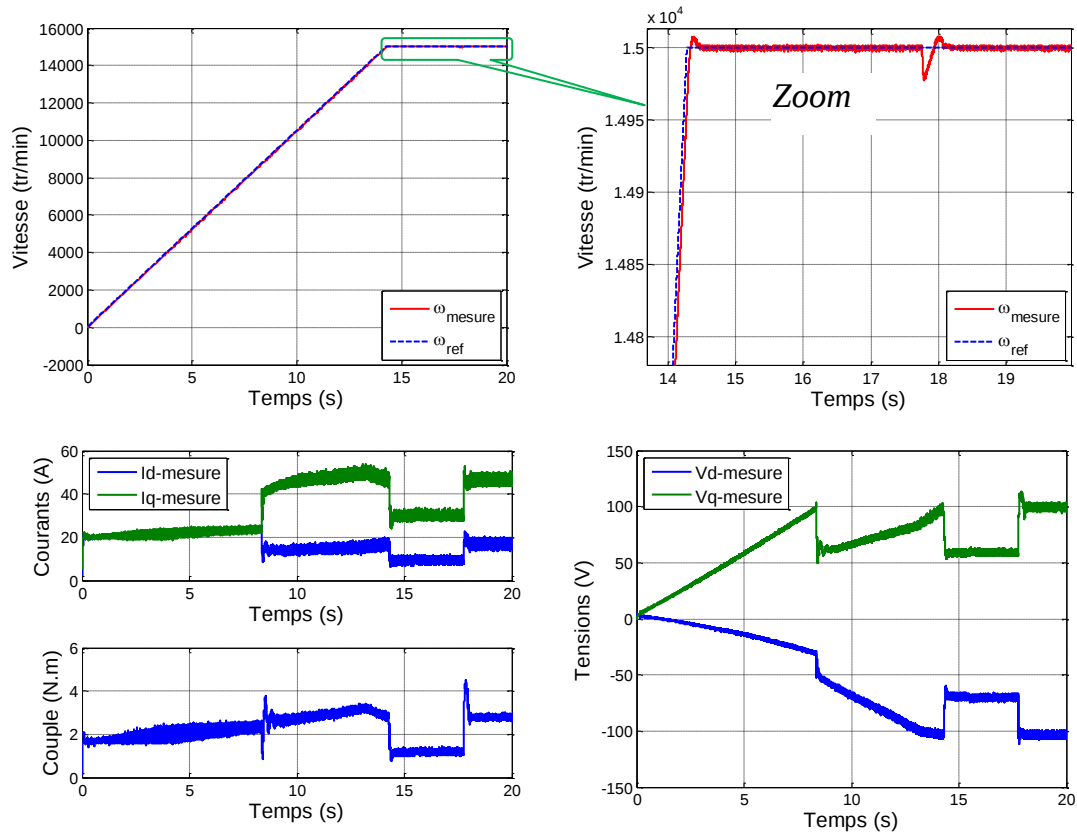


Figure 3-14 : Démarrage avec une consigne de vitesse 15 000 tr/min

3.5 Conclusions

La commande vectorielle de la MSRV offre un degré de liberté dans le choix des courants i_d et i_q , car seul leur produit est imposé par le couple désiré. Différentes stratégies sont alors possibles, en fonction des performances visées. En basse vitesse et pour obtenir des accélérations et un rendement maximaux, la stratégie MTPA (Maximum torque per Ampere) est généralement utilisée. Pour atteindre des vitesses plus élevées, sans nécessiter une tension de bus continu de l'onduleur trop grande, il faut alors basculer sur une stratégie de type MTPW (Maximum torque per Weber). Ces commandes ont été réglées, testées et validées en simulation, puis expérimentalement sur notre banc d'essais. Au cours de ce chapitre, nous avons utilisé un capteur pour connaître la position mécanique nécessaire à l'implantation des commandes vectorielles. Dans le prochain chapitre, nous allons supprimer ce capteur, en basant ces mêmes commandes sur une estimation de la position fournie par un filtre de Kalman étendu.

Chapitre 4 : Commande sans capteur mécanique de la MSRV à grande vitesse basée sur le Filtre de Kalman étendu

4.1 Introduction

Dans le domaine des entraînements de la machine électrique, si on veut utiliser une commande vectorielle, il faut connaître la position du rotor. L'installation d'un capteur de position présente plusieurs inconvénients, surtout dans le cas d'une machine rapide et d'une application pour laquelle le coût et la fiabilité sont importants.

Dans ce document, nous utilisons le filtre de Kalman étendu (FKE) pour estimer la vitesse et la position de la MSRV en raison du fait que le FKE est un algorithme d'estimation récursif très efficace pour les systèmes comportant des mesures bruitées. Il est d'autant plus intéressant d'évaluer cette approche avec une MSRV que cela été rarement fait et, encore, uniquement pour des applications à faible et moyenne vitesse [77][78].

Dans le chapitre précédent, nous avons choisi une stratégie de commande variable donnant le maximum de couple à la machine en fonction de sa vitesse. En basse vitesse, nous avons utilisé la méthode à couple maximum par Ampère (MTPA) et, lorsque la vitesse augmentait, la méthode à couple maximum par unité de flux (MTPW). Dans ce chapitre, nous allons développer et tester plusieurs commandes sans capteur de position, basées sur des filtres de Kalman étendus. Comme nous ne dépasserons pas 8 000 tr/min, nous resterons en MTPA.

4.2 Principe du filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman permet la reconstruction de l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de mesures, ainsi que de son modèle dynamique en temps discret. Le vecteur d'état du processus est l'information que l'on cherche à extraire du bruit. Dans un environnement stochastique, lorsque les variances des bruits sont connues, c'est un observateur performant. De plus, si les bruits peuvent être considérés comme blancs et Gaussiens, il est optimal, c'est-à-dire que parmi tous les observateurs linéaires, il offre la variance de l'erreur d'observation la plus faible [89].

L'algorithme de base filtre de Kalman est conçu pour estimer le vecteur d'état d'un système présentant un modèle linéaire. Si le modèle est non linéaire, on peut le linéariser pour appliquer le filtre de Kalman [87]. On parle alors de Filtre de Kalman Etendu (FKE).

Considérons le modèle non linéaire suivant :

$$\begin{cases} x_{k+1} = f_k(x_k) + w_k \\ y_k = g_k(x_k) + \eta_k \end{cases} \quad (4.1)$$

et les matrices de covariance des bruits d'état w et de mesure η :

$$Q_k = \text{cov}(w_k) = E\{w_k w_k^T\} \quad (4.2)$$

$$R_k = \text{cov}(\eta_k) = E\{\eta_k \eta_k^T\} \quad (4.3)$$

Pour linéariser le modèle (4.1), nous appliquons l'approximation Taylor autour d'une estimation $\hat{x}_k$ de x_k :

$$f_k(x_k) \approx f_k(\hat{x}_k) + A_k(x_k - \hat{x}_k) \quad (4.4)$$

$$g_k(x_k) \approx g_k(\hat{x}_k) + C_k(x_k - \hat{x}_k) \quad (4.5)$$

où A_k et C_k sont les Jacobiens suivants :

$$A_k = \left[\frac{\partial f_k}{\partial x_k}(\hat{x}_k) \right] \text{ et } C_k = \left[\frac{\partial g_k}{\partial x_k}(\hat{x}_{k,k-1}) \right] \quad (4.6)$$

On définit

$$u_k = f_k(\hat{x}_k) - A_k \hat{x}_k \quad (4.7)$$

$$\varphi_k = y_k - g_k(\hat{x}_{k|k-1}) + C_k \hat{x}_{k|k-1} \quad (4.8)$$

Le modèle non linéaire (4.1) devient alors le modèle linéarisé suivant :

$$\begin{cases} x_{k+1} = A_k x_k + B_k u_k + w_k \\ \varphi_k = C_k x_k + \eta_k \end{cases} \quad (4.9)$$

L'algorithme de régression du FKE se compose d'une initialisation et de deux étapes : la «Prédiction» et la «Correction». L'estimation optimale fournie par le FKE au pas $k-1$ est notée $\hat{x}_{k-1|k-1}$. Elle se base uniquement sur les données disponibles au pas $k-1$, tout comme la prédiction $\hat{x}_{k|k-1}$ calculée au pas k . Les données de l'instant t_k seront utilisées pour

effectuer la correction optimale et déterminer $\hat{x}_{k|k}$. L'initialisation porte sur l'estimation optimale de l'état initial et sa variance.

- **Initialisation**

$$\hat{x}_{0|0} = E(x_0), \quad P_{0|0} = E(x_0 x_0^T) \quad (4.10)$$

- **Prédiction**

- ✓ Vecteur d'état de prédiction

$$\hat{x}_{k|k-1} = f_{k-1}(\hat{x}_{k-1|k-1}) \quad (4.11)$$

- ✓ Matrice de covariance de l'erreur de prédiction

$$P_{k|k-1} = A_{k-1} P_{k-1|k-1} A_{k-1}^T + Q_{k-1} \quad (4.12)$$

avec $A_{k-1} = \left[\frac{\partial f_{k-1}}{\partial x}(\hat{x}_{k-1|k-1}) \right]$

- **Correction**

- ✓ Gain optimal de Kalman

$$K_k = P_{k|k-1} C_k^T [C_k P_{k|k-1} C_k^T + R_k]^{-1} \quad (4.13)$$

- ✓ Estimation d'état optimale

$$\hat{x}_{k,k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - g_k(\hat{x}_{k|k-1})) \quad (4.14)$$

- ✓ Covariance de l'erreur

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k C_k P_{k|k-1} \quad (4.15)$$

avec $C_k = \left[\frac{\partial g_k}{\partial x}(\hat{x}_{k|k-1}) \right]$

4.3 FKE basé sur un modèle d'ordre complet

Notre objectif est de réaliser une commande sans capteur mécanique, selon la structure présentée par la Figure 4-1. Il s'agit donc d'estimer la position et la vitesse du rotor de la MSRV, sur une large plage de vitesse, mais avec un coût de calcul raisonnable. Or, le filtre de Kalman est réputé pour exiger une puissance de calcul importante, en raison des opérations

matricielles qu'il fait intervenir. Ce coût de calcul augmente très rapidement avec l'ordre du modèle d'état, c'est-à-dire avec le nombre de variables d'état estimées. Nous allons commencer par utiliser un modèle d'état d'ordre 4, déduit du modèle électrique (4.16) auquel nous associerons le modèle mécanique le plus simple possible, pour minimiser l'ordre du filtre. Nous proposerons ensuite d'autres modèles d'ordre plus faible, toujours dans le but de réduire le volume de calcul.

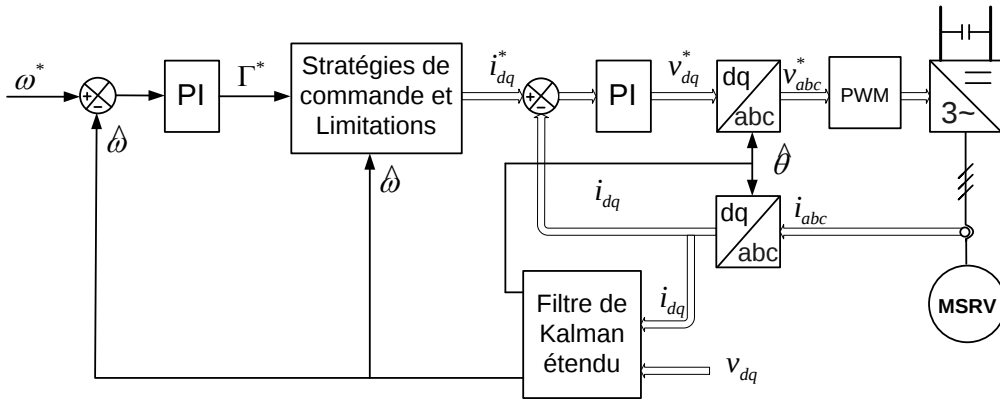


Figure 4-1 : Commande vectorielle avec FKE

4.3.1 Modèle d'état d'ordre 4

4.3.1.1 Modèles en temps continu et en temps discret

Si on néglige les courants rotoriques, les équations de tensions de la MSRV dans le repère orienté par la position du rotor sont les suivantes :

$$\begin{cases} v_d = R_s + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ v_q = R_s + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d \end{cases} \quad (4.16)$$

avec v_d, v_q, i_d, i_q les tensions et courants statoriques, R_s la résistance statorique, ω la vitesse angulaire électrique et enfin, L_d et L_q les inductances d'axes d et q.

Parce qu'on ne connaît pas le couple de charge, en considérant que la vitesse angulaire électrique est constante entre deux instants d'échantillonnage, on peut écrire :

$$\frac{d\omega}{dt} = 0 \quad (4.17)$$

Comme on doit également estimer la position du rotor pour effectuer la transformation de Park, on obtient finalement le modèle d'état non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + \omega \frac{L_q}{L_d} i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{v_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} - \omega \frac{L_d}{L_q} i_d \\ \frac{d\omega}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (4.18)$$

Les vecteurs d'entrée, de sortie et d'état de ce modèle d'état non-linéaire sont respectivement $u = [v_d \ v_q]^T$, $y = [i_d \ i_q]^T$ et $x = [i_d \ i_q \ \omega \ \theta]^T$.

Si la période d'échantillonnage T_s est suffisamment petite devant les constantes de temps du modèle, on peut utiliser une simple approximation d'Euler pour déterminer le modèle discret correspondant :

$$\begin{cases} i_{d,k+1} = i_{d,k} + T_s \left. \frac{di_d}{dt} \right|_{t_k} = \left(1 - T_s \frac{R_s}{L_d}\right) i_{d,k} + \omega T_s \frac{L_q}{L_d} i_{q,k} + T_s \frac{v_{d,k}}{L_d} \\ i_{q,k+1} = i_{q,k} + T_s \left. \frac{di_q}{dt} \right|_{t_k} = -\omega T_s \frac{L_d}{L_q} i_{d,k} + \left(1 - \frac{R_s}{L_q}\right) i_{q,k} + T_s \frac{v_{q,k}}{L_q} \\ \omega_{k+1} = \omega_k + T_s \left. \frac{d\omega}{dt} \right|_{t_k} = \omega_k \\ \theta_{k+1} = \theta_k + T_s \left. \frac{d\theta}{dt} \right|_{t_k} = \theta_k + T_s \omega_k \end{cases} \quad (4.19)$$

En appliquant (4.6), la linéarisation de ce modèle autour d'un point de repos défini par l'état x_k donne les matrices suivantes :

$$A_{4,k} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & \frac{L_q T_s}{L_d} \omega_k & \frac{L_q T_s}{L_d} i_{q,k} & \mathbf{0} \\ -\frac{L_d T_s}{L_q} \omega_k & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} & -\frac{L_d T_s}{L_q} i_{d,k} & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & 1 & \mathbf{0} \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix} \quad C_{4,k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \mathbf{0} \\ 0 & 1 & 0 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

4.3.1.2 Observabilité du modèle d'état linéarisé

Si on analyse la dernière colonne des matrices $A_{4,k}$ et $C_{4,k}$, on constate que la dernière variable d'état (la position θ) n'a aucune action, ni directe (à cause des deux zéros de la dernière colonne de $C_{4,k}$), ni indirecte (à cause des trois zéros de la dernière colonne de $A_{4,k}$) sur les sorties du modèle. On peut retrouver ce résultat au travers de la matrice de commandabilité de la paire $(A_{4,k}, C_{4,k})$:

$$O_{A,C} = \begin{bmatrix} C_{4,k} \\ C_{4,k}A_{4,k} \\ C_{4,k}A_{4,k}^2 \\ C_{4,k}A_{4,k}^3 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

La forme particulière des matrices $A_{4,k}$ et $C_{4,k}$ fait que la dernière colonne de tous les termes en $C_{4,k}A_{4,k}^i$ est nulle. Cette matrice n'est donc pas de rang plein et la position n'est pas observable. Elle n'est pas non plus détectable, car elle est associée à un mode instable (une intégration).

La matrice d'observabilité précédente est de rang 3, mais seulement si le courant est non nul, car

$$\begin{bmatrix} C_{4,k} \\ C_{4,k}A_{4,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & \frac{L_q T_s}{L_d} \omega_k & \frac{L_q T_s}{L_d} i_{q,k} & 0 \\ -\frac{L_d T_s}{L_q} \omega_k & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} & -\frac{L_d T_s}{L_q} i_{d,k} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Il suffit donc que $i_{d,k}$ ou $i_{q,k}$ soit non nul pour que la matrice ci-dessus soit de rang trois. Par contre, si $i_{d,k} = i_{q,k} = 0$, les deux zéros qui apparaissent dans la 3^{ème} colonne de A font que la vitesse n'a plus aucune action indirecte (au travers de $A_{4,k}$) sur les sorties mesurées. Elle devient donc également inobservable. Cela s'explique physiquement : si les courants sont nuls, les FEM le sont également et la vitesse n'est plus visible au travers des grandeurs électriques.

4.3.2 Filtre de Kalman d'ordre 4

Bien que le modèle linéarisé discret (4.18) ne soit pas observable, il est possible de l'utiliser pour construire un filtre de Kalman. A l'inverse d'un observateur déterministe dont le gain exploserait si on cherchait à agir sur un mode non observable, le filtre de Kalman n'est pas affecté par ce problème et son gain ne diverge pas. Pour un système parfaitement linéaire, le pôle qui est associé à une variable non observable ne peut être déplacé, quel que soit le gain de Kalman. Dans notre cas, cela signifierait que l'intégration qui est associée à la position se retrouverait dans le transfert du filtre de Kalman et donc l'estimation de position serait la simple intégration de l'estimation de vitesse.

On pourrait immédiatement conclure que ce mode non détectable interdit l'utilisation de cette approche : l'erreur de position initiale ne pouvant pas être éliminée par le FKE. Et

pourtant, comme nous le verrons, cela fonctionne : notre système étant non linéaire, le raisonnement précédent ne s'applique pas et l'étude de la convergence du filtre de Kalman est beaucoup plus complexe.

Ainsi, à partir des équations précédentes, on écrit le FKE suivant :

- **Prédiction** : $\hat{x}_{k|k-1} = [\hat{i}_{d,k|k-1} \quad \hat{i}_{q,k|k-1} \quad \hat{\omega}_{k|k-1} \quad \hat{\theta}_{k|k-1}]^T$

$$\begin{cases} \hat{i}_{d,k|k-1} = \left(1 - T_s \frac{R_s}{L_d}\right) \hat{i}_{d,k-1|k-1} + \hat{\omega}_{k-1|k-1} T_s \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_{q,k-1|k-1} + T_s \frac{v_{d,k-1}}{L_d} \\ \hat{i}_{q,k|k-1} = -\hat{\omega}_{k-1|k-1} T_s \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_{d,k-1|k-1} + \left(1 - \frac{R_s}{L_q}\right) \hat{i}_{q,k-1|k-1} + T_s \frac{v_{q,k-1}}{L_q} \\ \hat{\omega}_{k|k-1} = \hat{\omega}_{k-1|k-1} \\ \hat{\theta}_{k|k-1} = \hat{\theta}_{k-1|k-1} + T_s \hat{\omega}_{k-1|k-1} \end{cases} \quad (4.23)$$

$$P_{k|k-1} = A_{4,k-1} P_{k-1|k-1} A_{4,k-1}^T + Q_{4,k-1} \quad (4.24)$$

$$\text{avec } A_{4,k-1} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & \frac{L_q T_s}{L_d} \hat{\omega}_{k-1|k-1} & \frac{L_q T_s}{L_d} \hat{i}_{q,k-1|k-1} & 0 \\ -\frac{L_d T_s}{L_q} \hat{\omega}_{k-1|k-1} & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} & -\frac{L_d T_s}{L_q} \hat{i}_{d,k-1|k-1} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix}$$

- **Correction** : $\hat{x}_{k|k} = [\hat{i}_{d,k|k} \quad \hat{i}_{q,k|k} \quad \hat{\omega}_{k|k} \quad \hat{\theta}_{k|k}]^T$

$$K_k = P_{k|k-1} C_{4,k}^T [C_{4,k} P_{k|k-1} C_{4,k}^T + R_k]^{-1} \quad (4.25)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (y_k - C_{4,k} \hat{x}_{k|k-1}) \quad (4.26)$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k C_{4,k} P_{k|k-1} \quad (4.27)$$

$$\text{avec } C_{4,k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Classiquement, le réglage des matrices de covariance se limitera au choix des termes diagonaux :

$$Q_4 = \begin{bmatrix} \sigma_{id}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{iq}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\omega}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{\theta}^2 \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} \sigma_{vd}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{vq}^2 \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

4.3.3 Filtre de Kalman d'ordre 3

Puisque la position du rotor n'est pas observable avec le modèle linéarisé d'ordre 4, nous allons tenter d'enlever cette variable d'état de l'estimation calculée par le FKE. L'estimation de cette position sera obtenue par une simple intégration de la vitesse estimée. Cela offrira deux avantages : nous allons simultanément réduire le volume de calcul et le nombre de paramètres de réglage du FKE.

L'algorithme du FKE d'ordre 3 (avec $x = [i_d \ i_q \ \omega]^T$) est identique au précédent, à condition de remplacer les matrices $A_{4,k}$ et $C_{4,k}$ par les matrices $A_{3,k}$ et $C_{3,k}$ suivantes :

$$A_{3,k} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_s}{L_d} & \frac{L_q T_s}{L_d} \omega_k & \frac{L_q T_s}{L_d} i_{q,k} \\ -\frac{L_d T_s}{L_q} \omega_k & 1 - \frac{R_s T_s}{L_q} & -\frac{L_d T_s}{L_q} i_{d,k} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad C_{3,k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Ce modèle est observable si le courant est non nul. Un calcul identique à celui qui a été effectué sur la paire $(A_{4,k}, C_{4,k})$, dans la section précédente, montre que sa matrice d'observabilité est alors de rang 3.

L'estimation de la position sera ensuite donnée par une intégration explicite :

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + T_s \hat{\omega}_{k-1|k-1} \quad (4.30)$$

4.3.4 Résultats de simulation du FKE d'ordre 4

A partir du modèle présenté à la section 2.4.2 et de l'algorithme précédent, nous avons construit une simulation de la commande sans capteur. Cette simulation a surtout servi à debugger notre FKE, avant de l'implanter et de le tester en temps réel. Elle ne permet pas de régler les variances des bruits d'état et de sortie, car il faudrait pour cela connaître les caractéristiques des erreurs de modélisation et de mesure afin d'injecter des erreurs ou des bruits réalistes dans les signaux. Dans sa version actuelle, cette simulation utilise le modèle (4.16) d'ordre 2. La première amélioration qu'il faudra apporter à cette simulation sera d'utiliser un modèle d'ordre 4 qui prenne en compte les courants rotoriques, afin de mieux voir leur influence. Nous sommes donc dans une situation idéale pour le FKE : le modèle qu'il utilise est identique au modèle du processus observé. Nous pourrions bien sûr réaliser des tests de robustesse, en faisant varier les paramètres électriques ou mécaniques de l'un des

modèles, sans toucher au second, mais cela serait gratuit puisque le modèle qui représente la MSRV n'est qu'une approximation. Nous préférons donc nous concentrer sur les résultats expérimentaux qui seront présentés et analysés en détail dans la section suivante.

Dans cette section, nous ne présenterons qu'une simulation nominale. Pour qu'elle soit représentative, nous allons faire le même essai et utiliser les mêmes réglages du FKE et des correcteurs PI que pour les essais expérimentaux. Ces réglages seront donc définis et justifiés dans la section suivante.

La Figure 4-2 et la Figure 4-3 présentent la simulation d'un démarrage à vide, avec consigne de vitesse en rampe de pente 100 rad/s^2 . La valeur finale de la consigne est de 8000 tr/min. Cette pente et cette vitesse finale constituent les performances maximales que nous avons atteint de manière fiable et répétitive avec le FKE d'ordre 4. En l'absence d'erreur de modélisation et de bruit, l'estimation de position fournie par le FKE converge rapidement vers sa valeur réelle. Par contre, durant l'accélération, l'estimation de la vitesse est légèrement biaisée. Les signaux électriques et le couple de la Figure 4-3 sont très proches de ceux que nous obtiendrons expérimentalement (Figure 4-7).

La Figure 4-4, présente un zoom du démarrage qui permet de voir comment évoluent les estimations. On peut noter deux points intéressants. D'une part, la convergence de la position est très rapide et, d'autre part, l'estimation de vitesse tend d'abord vers la référence, avant de se rapprocher de la vitesse réelle, quand la MSRV démarre. Nous retrouverons ce type de comportement sur les mesures expérimentales (voir Figure 4-8).

Le nouveau réglage du correcteur PI conduit à une erreur de traînage de la boucle de vitesse plus importante que précédemment, ainsi qu'à un dépassement de plus de 100 tr/min en fin de rampe, comme le montre la Figure 4-5. Pour atténuer ces deux problèmes, nous introduirons un terme d'anticipation dans la commande du banc d'essais (équation (4.32)). La Figure 4-5 montre que le rejet de perturbation est également moins efficace à cause du nouveau réglage. Il faudrait ajouter un estimateur de couple résistant pour améliorer le rejet de perturbation.

Nous ne présenterons pas de simulation du FKE d'ordre 3, car comme nous le verrons à la section 4.3.6, son réglage et son exploitation sont très délicats.

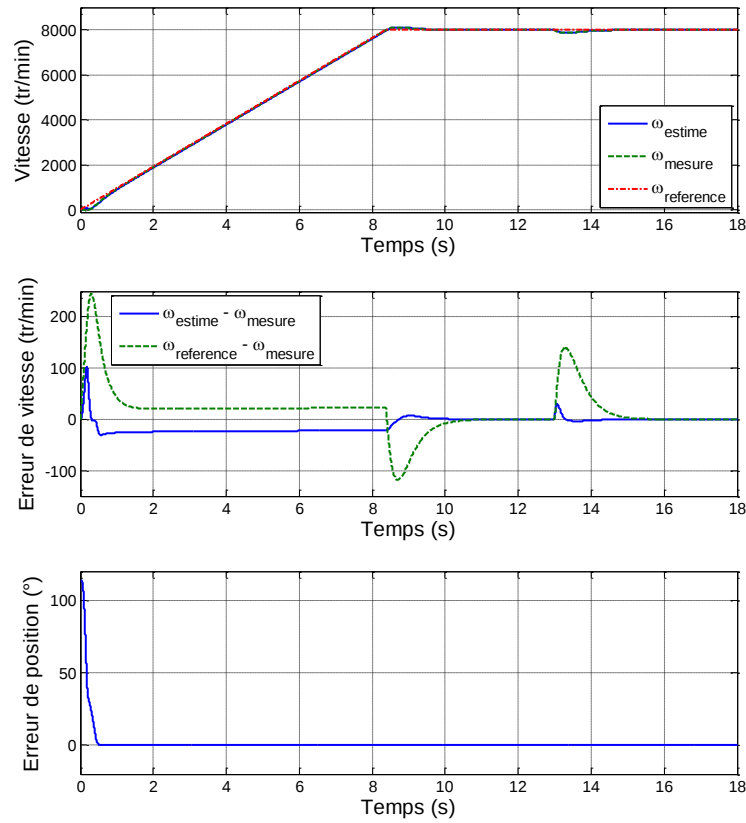


Figure 4-2 : Estimations de vitesse et de position (simulation)

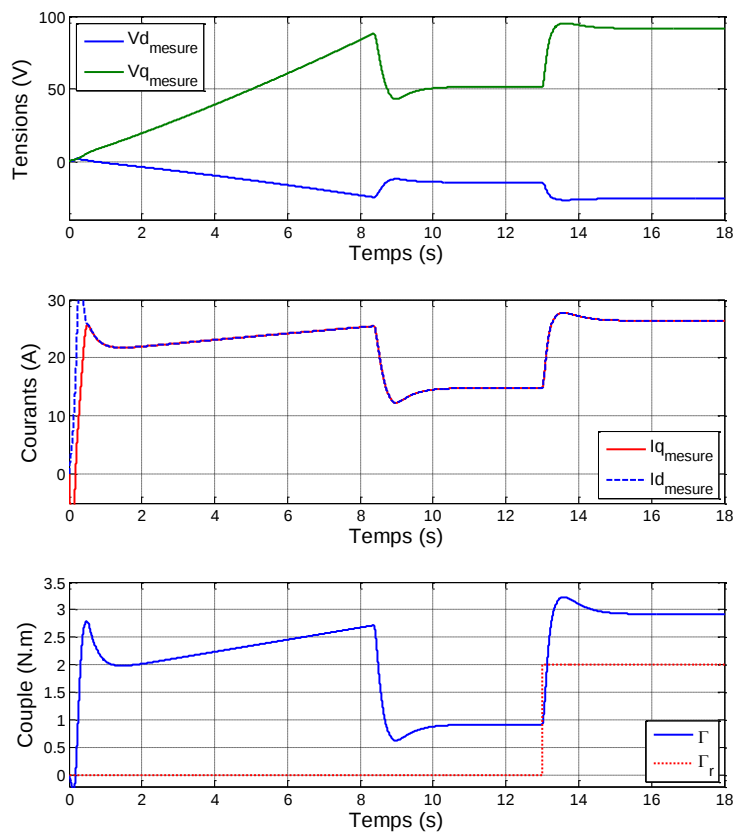


Figure 4-3 : Grandeurs électriques et couple de référence (simulation)

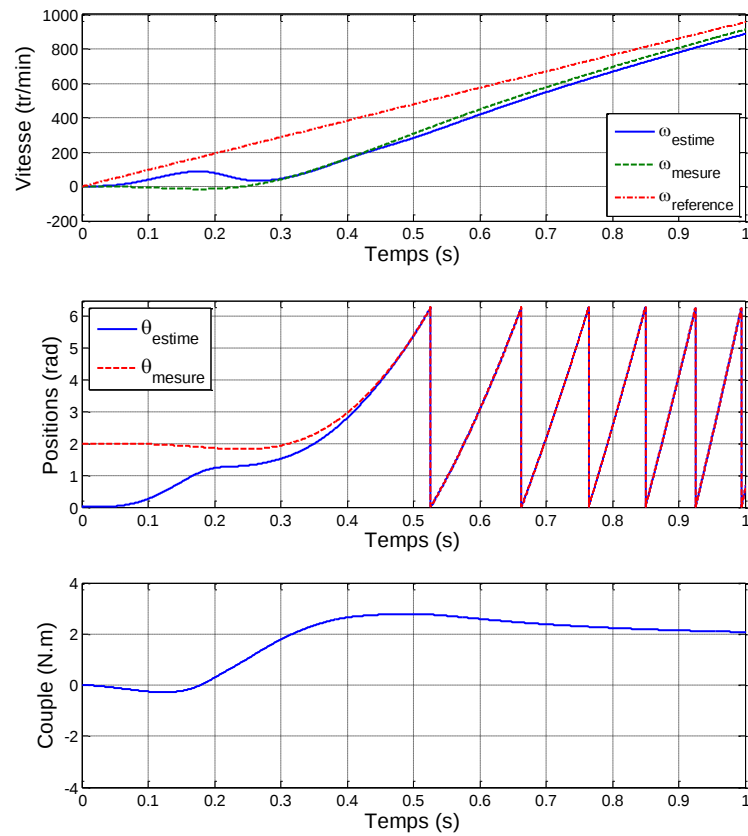


Figure 4-4 : Phase de démarrage (simulation)

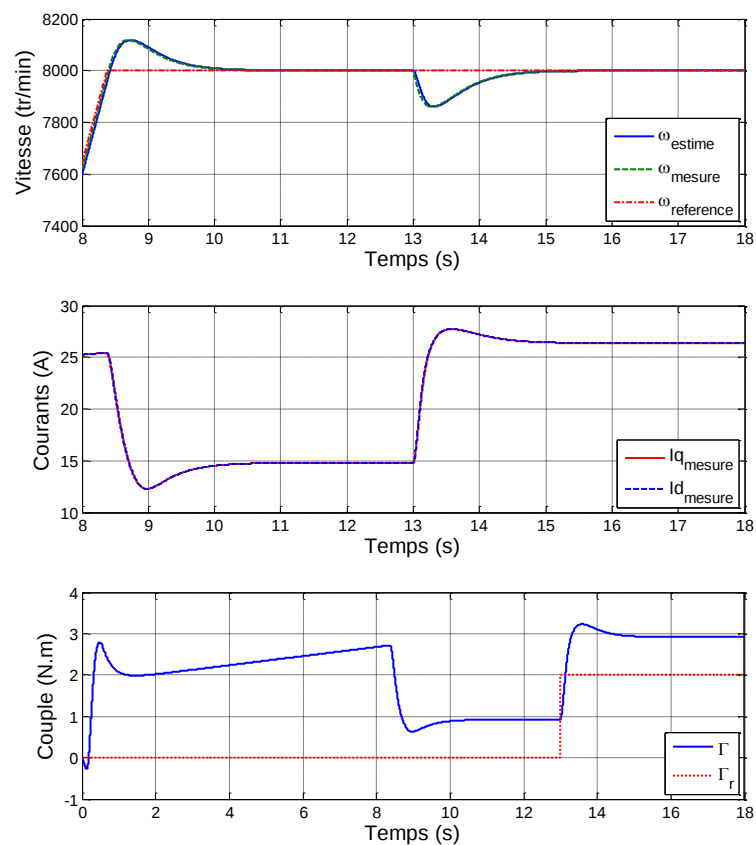


Figure 4-5 : Rejet de perturbation (simulation)

4.3.5 Résultats expérimentaux du FKE d'ordre 4

Nous allons maintenant présenter et analyser les résultats obtenus sur le banc d'essais. Par rapport aux essais avec capteur du chapitre 3, le réglage du correcteur PI de la boucle de vitesse a été modifié pour tenir compte de la dynamique de l'estimation de vitesse fournie par le FKE. A partir d'un essai en rampe similaire à ceux de cette section, nous avons évalué un temps de trainage de l'ordre de 30 ms entre la mesure de vitesse et son estimation (voir Figure 4-9). Par mesure de sécurité, nous avons multiplié cette valeur par 1.5 et recalculé le correcteur PI sur la base de $T_{Q\omega} = 45$ ms. Ce qui donne $K_{P\omega} = 0.11$ et $K_{I\omega} = 0.17$. Ces valeurs sont très inférieures à celles du chapitre 3, avec capteur (nous avons $K_{P\omega} = 1.42$ et $K_{I\omega} = 34$). La boucle de vitesse sera donc moins performante.

Nous avons réglé les matrices de covariances de manière empirique, par tâtonnements, et nous avons utilisé les valeurs suivantes :

$$\sigma_{id}^2 = 1, \sigma_{iq}^2 = 6, \sigma_{\omega}^2 = 2, \sigma_{\theta}^2 = 7, \sigma_{vd}^2 = 7 \text{ et } \sigma_{vq}^2 = 4 \quad (4.31)$$

Comme cela a été indiqué précédemment, ces réglages ont également été utilisés pour la simulation de la section 4.3.4.

4.3.5.1 Essai n°1 : rampe avec inversion du sens de rotation

La Figure 4-6 présente un premier essai qui comprend des accélérations et des décélérations avec inversion du sens de rotation. La vitesse maximale est de 8 000 tr/min. La pente des accélérations est de 100 rad/s^2 . Ce FKE d'ordre 4 a des difficultés à suivre une rampe plus importante dans les hautes vitesses. Sur le diagramme supérieur, la référence, la mesure et l'estimation sont pratiquement confondues. Le second diagramme montre que les erreurs de suivi de consigne ($\omega^* - \omega$) et d'estimation ($\hat{\omega} - \omega$) sont généralement inférieures à 50 tr/min. Elles dépassent légèrement 100 tr/min, lors du passage par zéro de la vitesse et en fin d'essai, lorsqu'un échelon de couple de charge est appliqué. Le dernier diagramme présente l'erreur d'estimation de la position rotor. Celle-ci est toujours inférieure à 10° lors des accélérations ou des paliers de vitesse à 8 000 tr/min, ce qui est acceptable. Par contre, elle atteint une valeur importante (40°) durant les phases de freinage. La symétrie des courbes montre que ces résultats ne dépendent pas du sens de rotation.

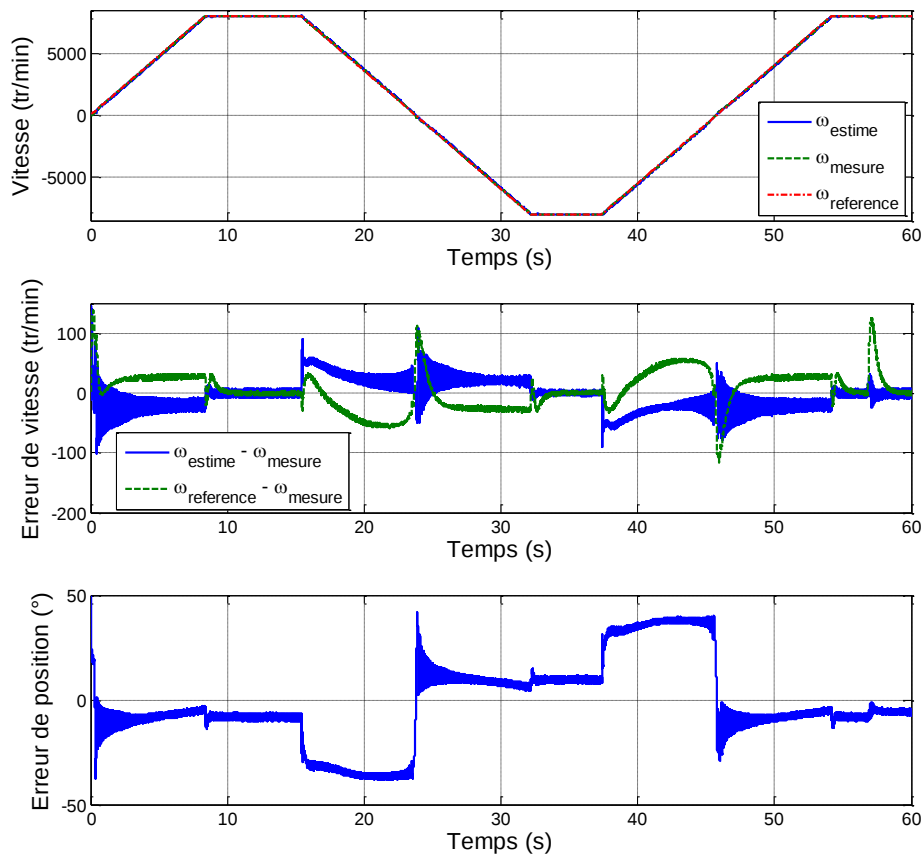


Figure 4-6 : Estimations de vitesse et de position

La Figure 4-7 complète les informations précédentes, en présentant les tensions et les courants de la MSRV dans le repère de Park orienté sur la position estimée, ainsi que la référence de couple. Comme on peut le constater, la commande est toujours restée en mode MTPA et les courants i_d et i_q varient relativement lentement ce qui explique pourquoi notre FKE basé sur un modèle qui néglige les courants rotoriques peut fonctionner.

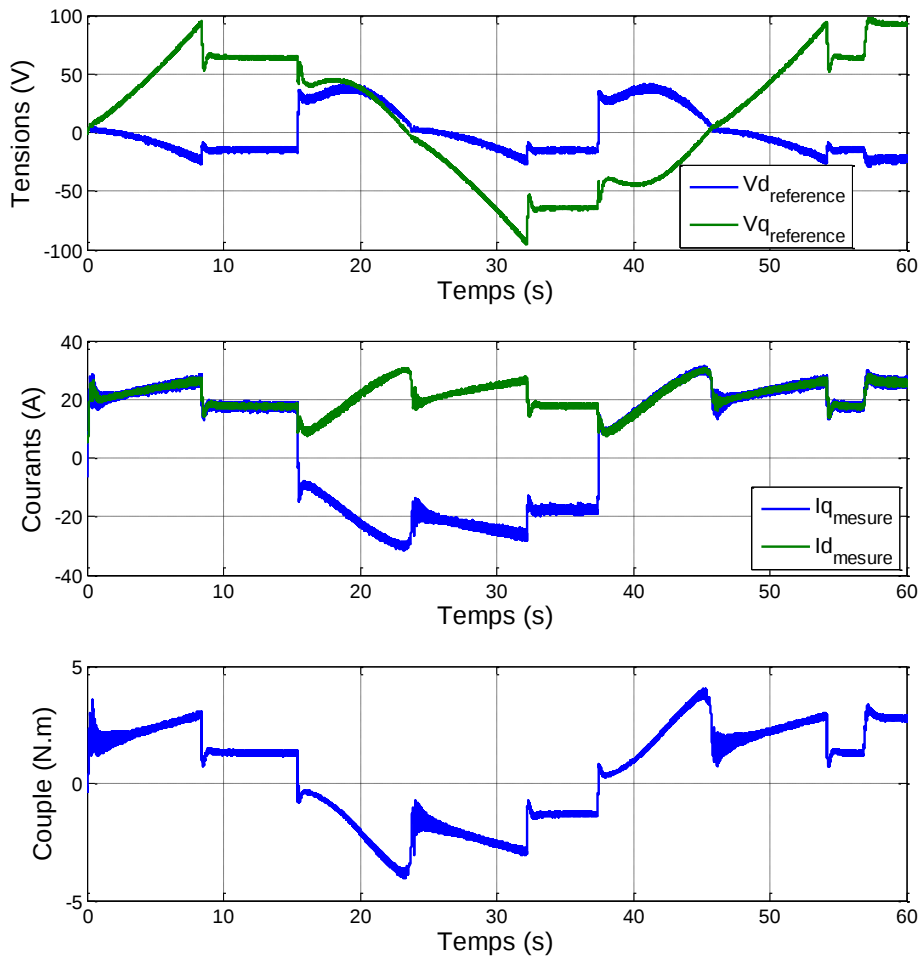


Figure 4-7 : Grandeurs électriques et couple de référence

Cet essai est très riche et comporte plusieurs phases intéressantes (le démarrage, le suivi de rampe, le palier à vitesse constante, le passage à vitesse nulle et le rejet de perturbation) que nous allons observer et analyser plus finement.

• Le démarrage

La Figure 4-8 effectue un zoom sur la première seconde de l'essai. Elle montre la convergence rapide (en 0.1 s environ) de l'estimation de position vers une valeur proche de la valeur réelle, alors que le moteur est immobile. Elle montre aussi que l'estimation de vitesse est plus proche de la référence de vitesse que de la vitesse elle-même. Nous avons observé ces comportements sur la grande majorité de nos essais et il sera important de les expliquer.

On peut se demander si la machine démarre en mode synchrone ou en mode asynchrone. La réponse est donnée par le dernier diagramme de la Figure 4-8 qui compare le couple mécanique correspondant à l'accélération de la MSRV ($\Gamma_m = J\dot{\omega}$) et le couple

électromagnétique synchrone : $\Gamma = \frac{3}{2}(L_d - L_q)i_d i_q$. Pour calculer Γ , nous avons utilisé les valeurs réelles de i_d et i_q , c'est-à-dire celles qui correspondent au repère de Park orienté sur la mesure de position et non sur son estimation. La concordance des couples Γ_m et Γ , lorsque la vitesse augmente ($t > 0,1$ s), montre que la machine démarre en mode synchrone.

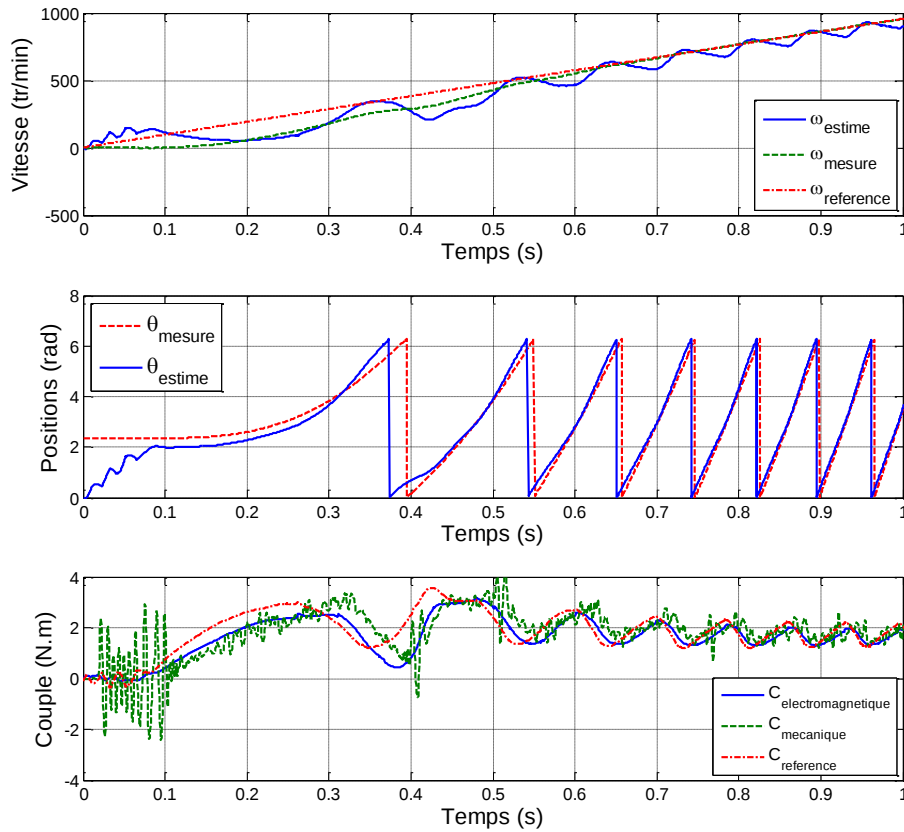


Figure 4-8 : Phase de démarrage

• Le suivi de rampe

La Figure 4-9 met en évidence la différence de comportement en accélération ($t \approx 5$ s) et en décélération ($t \approx 18$ s). On retrouve bien la dissymétrie qui apparaissait sur la Figure 4-6 : l'erreur d'estimation de position est beaucoup plus importante lorsque le MSRV fonctionne en génératrice (à droite) que lorsqu'elle fonctionne en moteur (à gauche). Par contre, les erreurs d'estimations de vitesse sont équivalentes. Ces erreurs correspondent au temps de traînage d'environ 30 ms, utilisé comme base pour régler le correcteur PI de la boucle de vitesse. Pour réduire l'erreur de trainage qui avait augmenté à cause de la réduction des gains de ce correcteur, nous avons ajouté un terme d'anticipation au niveau de la consigne de couple :

$$\Gamma^* = \Gamma_{PI} + J\dot{\omega}^* \quad (4.32)$$

La Figure 4-9 révèle que ce terme d'anticipation n'est pas parfait, puisqu'il reste une erreur de traînage de l'ordre de 25 tr/min.

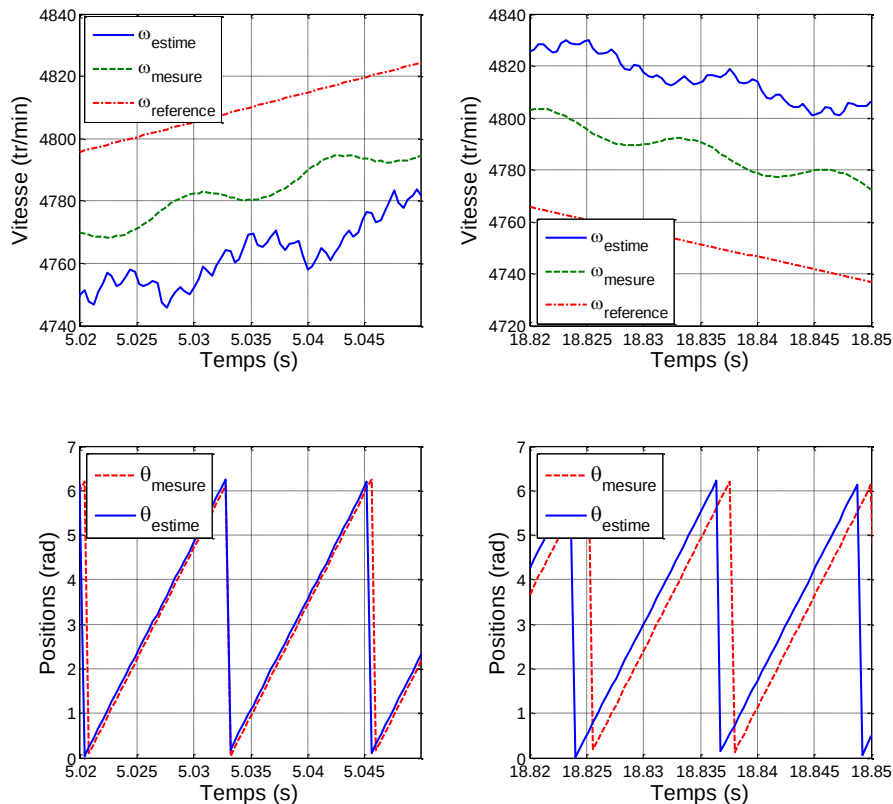


Figure 4-9 : Suivi de rampes

• Les paliers à $\pm 8\,000$ tr/min

Sur la Figure 4-10, on peut constater qu'à $\pm 8\,000$ tr/min, la valeur crête de l'ondulation de l'estimation de vitesse est de l'ordre de 5 tr/min ce qui est minime et qu'il n'y a pas d'erreur statique de l'estimation ou de la mesure par rapport à la référence. Cette ondulation est en quadrature avec celle de la vitesse mesurée à 8 000 tr/min, tandis qu'elle est pratiquement en phase à -8 000 tr/min. Les erreurs d'estimation de position sont proches avec une valeur de 9° à 8 000 tr/min, au lieu de 10° à -8 000 tr/min.

• Le passage à vitesse nulle

La Figure 4-11 révèle comment les estimations sont perturbées au passage de la vitesse nulle : les erreurs d'estimation de vitesse et de position atteignent 100 tr/min et 40° respectivement. On peut noter que ces erreurs changent de signe lors du passage à vitesse nulle.

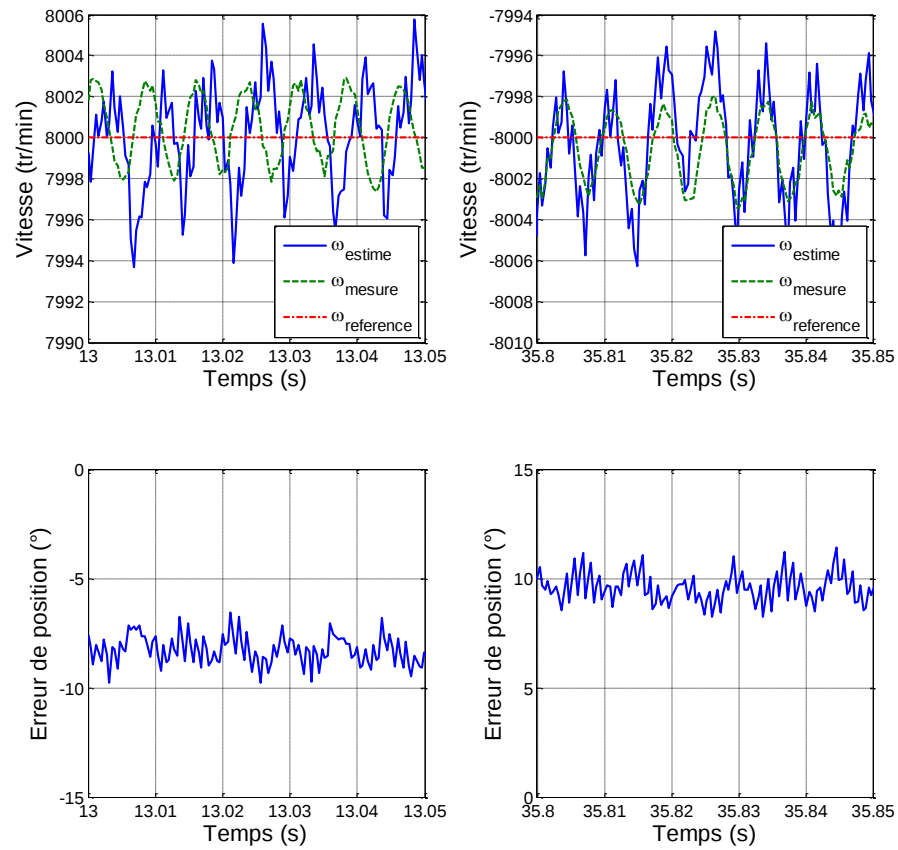


Figure 4-10 : Palier à 8 000 tr/min

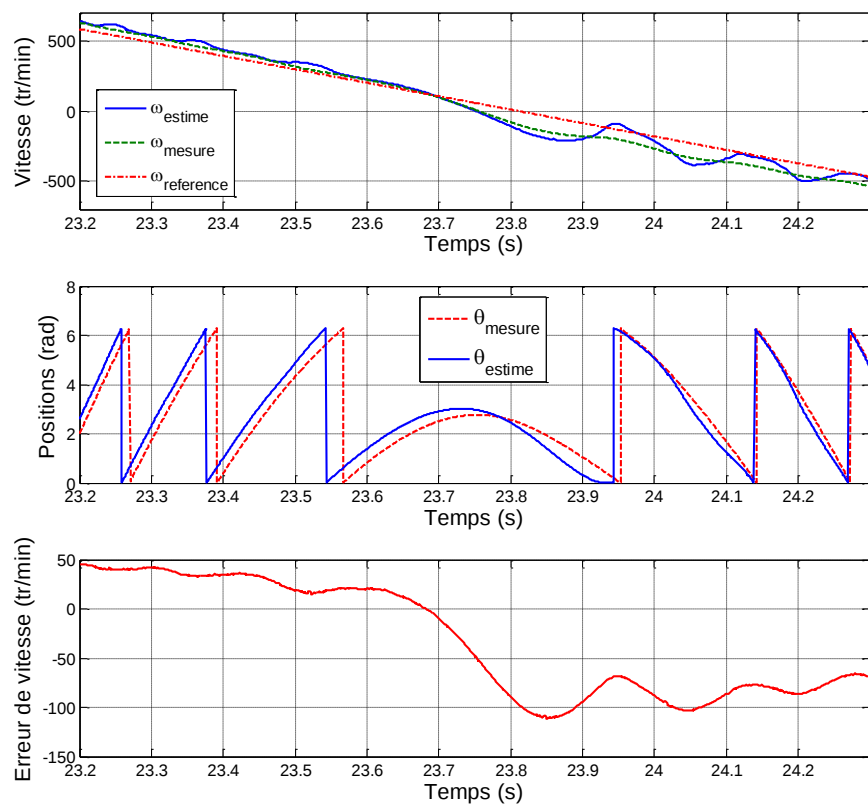


Figure 4-11 : Passage à vitesse nulle

• Le rejet de perturbation

Un échelon de charge est appliqué vers $t = 57$ s. Sur la Figure 4-12, on peut voir que le correcteur PI rejette bien cette perturbation. Mais comme ses gains ont été réduits, l'amplitude et la durée du transitoire sont plus importantes que lors de l'essai avec capteur (voir chapitre 3). On peut également noter le très faible dépassement de la réponse. Ce dépassement a été fortement réduit grâce au terme d'anticipation (4.32).

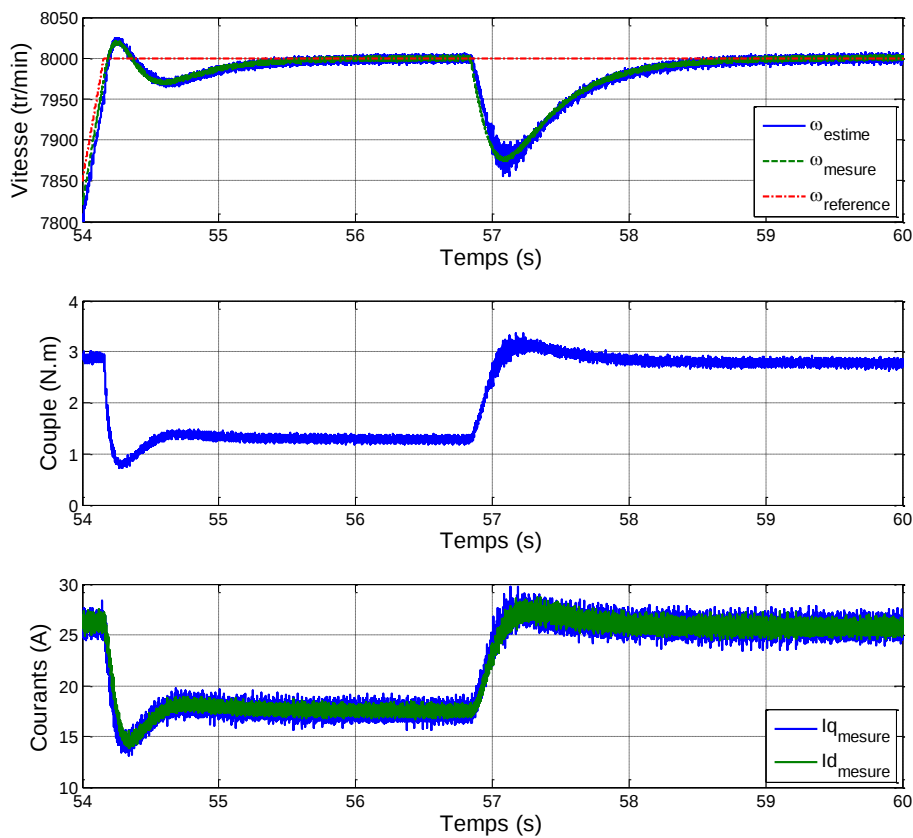


Figure 4-12 : Rejet de perturbation

Nous allons terminer l'analyse de cet essai en comparant l'estimation de la position avec l'intégrale de la vitesse estimée. La Figure 4-13, obtenue avec un autre essai, montre que l'estimation de position du FKE est plus proche de la valeur mesurée que de l'intégrale de la vitesse estimée par ce même FKE. Le comportement non linéaire de la machine permet donc au FKE de réaliser une correction efficace de la position prédite, car l'étape de prédiction du FKE ne fait qu'intégrer la vitesse estimée sur le pas précédent. Ceci explique en partie les différences de comportement que nous allons observer avec le FKE d'ordre 3.

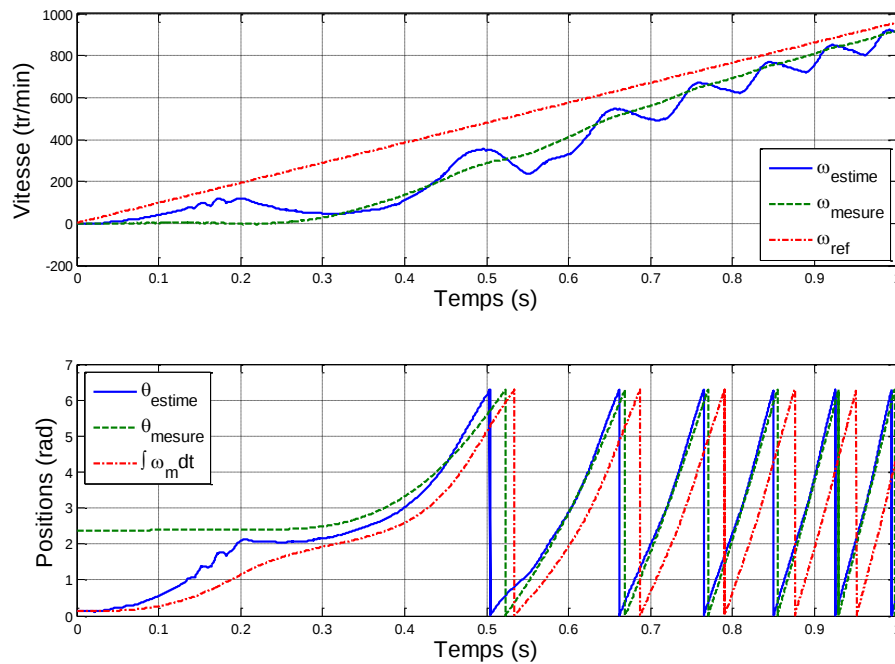


Figure 4-13 : Estimation de position et intégration de l'estimation de vitesse

4.3.5.1 Essai n°2 : paliers à vitesse nulle

La Figure 4-14 présente un second essai qui comporte cette fois des paliers à vitesse nulle. Le reste de l'essai étant identique à l'essai précédent, nous allons uniquement examiner ces paliers. Au cours du premier palier (diagrammes de gauche de la Figure 4-15), on observe plusieurs problèmes :

- ✓ l'estimation de vitesse oscille avec une amplitude de 25 tr/min ;
- ✓ l'estimation de position oscille autour d'un biais important;
- ✓ et, surtout, ces estimations divergent brutalement vers 24,4 s et 25 s.

Néanmoins, dès que la référence évolue en rampe, à $t = 32$ s, la commande redevient efficace : les oscillations s'atténuent et le biais de l'estimation de position est réduit.

Au cours du second palier, le comportement est différent : l'estimation de vitesse suit bien la vitesse qui converge vers zéro. Par contre, l'estimation de position est constante avec un biais de 40° environ (la position est estimée modulo 180°). Dans cette situation, la position est réellement inobservable.

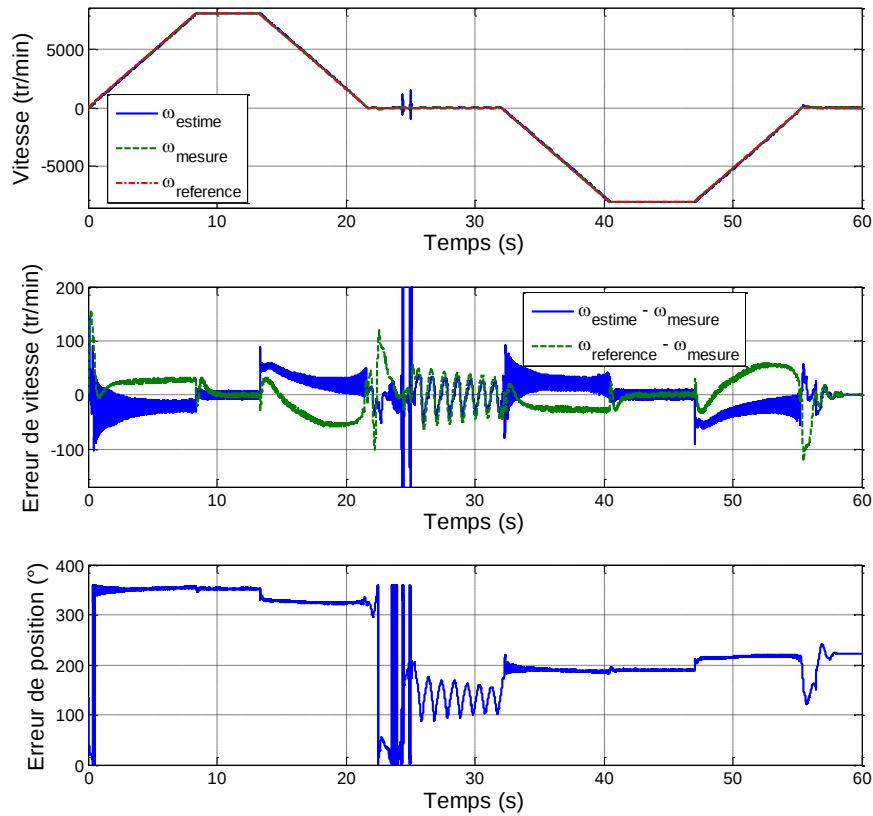


Figure 4-14 : Estimations de vitesse et de position

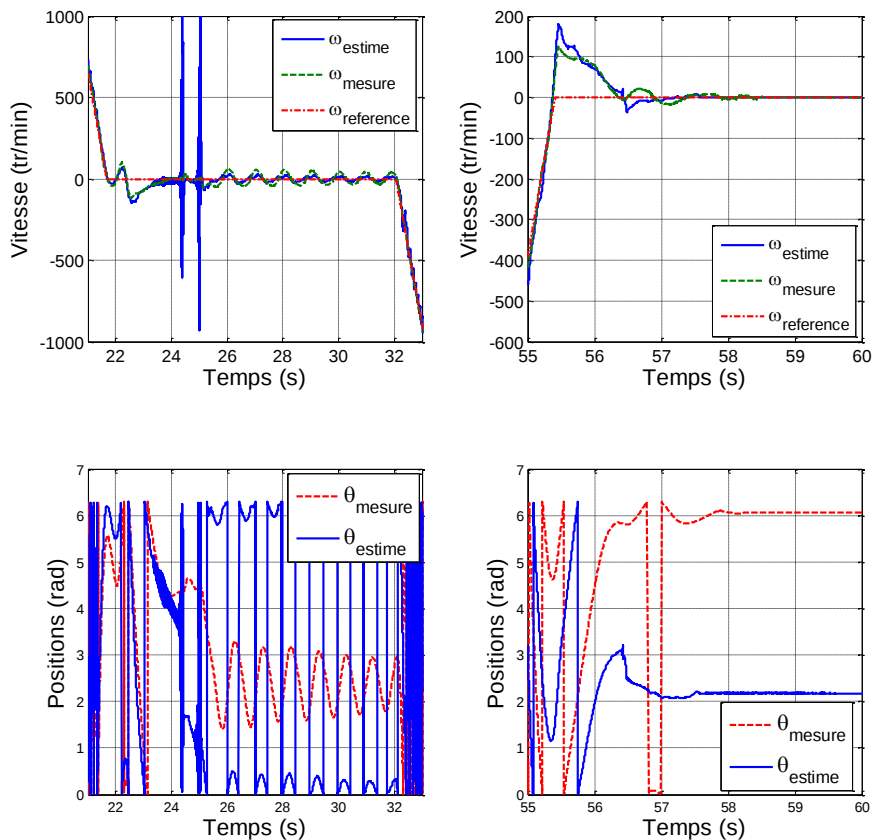


Figure 4-15 : Paliers à vitesse nulle

4.3.6 Résultats expérimentaux du FKE d'ordre 3

Les résultats obtenus avec le FKE d'ordre 3 sont très décevants. Tout d'abord, il faut dire qu'il a été très difficile de trouver un réglage des variances qui donne une commande sans capteur stable. Le meilleur réglage que nous ayons obtenu est le suivant :

$$\sigma_{id}^2 = 2.10^{-4}, \sigma_{iq}^2 = 0.01, \sigma_{\omega}^2 = 3\,000, \sigma_{vd}^2 = 7 \text{ et } \sigma_{vq}^2 = 4 \quad (4.33)$$

Les variances des bruits de sortie sont identiques à celles choisies pour le filtre d'ordre 4. Par contre, les variances des bruits d'état sont très différentes et on peut remarquer la forte disparité des valeurs entre-elles. La valeur de σ_{ω}^2 semble excessive, mais nous ne sommes pas parvenu à faire fonctionner la commande avec une valeur plus faible.

Malheureusement, avec ce réglage l'estimation de vitesse est très fortement bruitée, comme le montre la Figure 4-16. A vitesse constante (Figure 4-17), l'amplitude de l'erreur d'estimation dépasse 200 tr/min et elle atteint 500 tr/min durant certains transitoires. Quand on injecte cette estimation directement dans la commande, on obtient un couple et des courants très perturbés eux aussi. Si on introduit un filtre passe-bas dans la boucle de retour, il faut en tenir compte dans le réglage du correcteur PI et cela réduit encore les performances de la boucle de vitesse. Nous n'avons pas utilisé de filtre pour les résultats présentés.

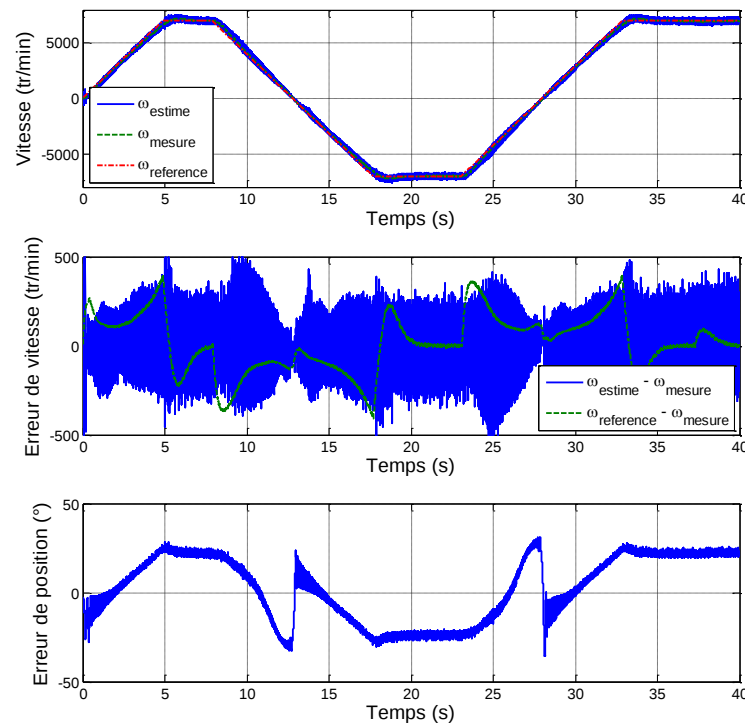


Figure 4-16 : Estimations de vitesse et de position

La position estimée étant l'intégrale de la vitesse estimée, elle est beaucoup moins bruitée que la vitesse. Malheureusement, elle présente une erreur assez importante qui est de l'ordre de 20° à $7\,000\text{ tr/min}$, au lieu de 10° pour l'ordre 4.

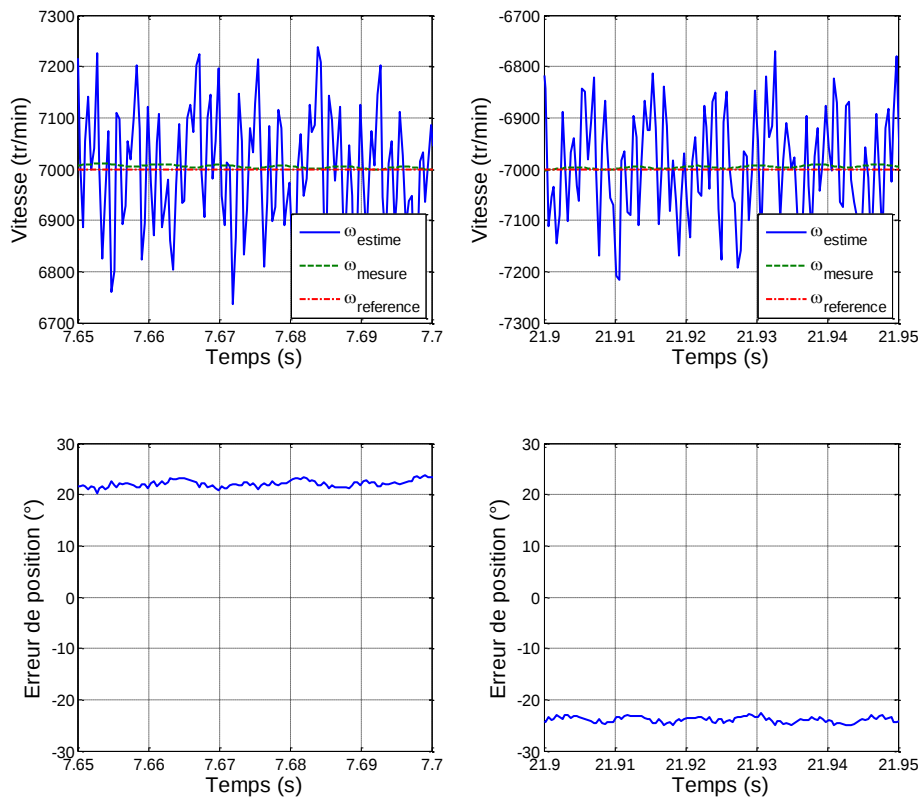


Figure 4-17 : Paliers de vitesse

Ces résultats confirment le fait que bien que la position ne soit pas observable pour le modèle linéarisé d'ordre 4, le FKE qui exploite ce modèle réalise bien plus qu'une simple intégration de la vitesse estimée. De plus, malgré la réduction du nombre de termes à régler dans les matrices Q et R , le réglage du FKE d'ordre 3 est plus délicat à réaliser et nous n'avons pas réussi à trouver un compromis satisfaisant entre les performances et les erreurs d'estimation.

Dans la prochaine section, nous allons donc chercher une autre voie pour réduire à la fois le volume de calcul et le nombre de paramètres de réglage.

4.4 FKE d'ordre 2 basé sur un modèle inversé de la MSRV

Les essais ont montré que le FKE basé sur le modèle d'ordre 4 est performant. Malheureusement, d'une part, son implantation en temps réel est relativement lourde car celle-ci suppose des opérations matricielles relativement lourdes (opérations sur des matrices 4*4) et, d'autre part, son réglage fait intervenir au minimum 4 variances dans la matrice Q . Il serait donc tout à fait intéressant de travailler avec un modèle d'état d'ordre réduit. Ceci peut être obtenu en inversant les entrées et les sorties du modèle électrique, de manière à éliminer la dynamique des courants et obtenir un modèle d'ordre 2.

4.4.1 Modèle inversé de la MSRV

A partir de (4.1), les équations de tension de la MSRV peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} v_d - L_d \frac{di_d}{dt} = R_s i_d - \omega L_q i_q \\ v_q - L_q \frac{di_q}{dt} = R_s i_q + \omega L_d i_d \end{cases} \quad (4.34)$$

Pour éliminer la dynamique des courants stator, la sortie $y = [y_d \ y_q]^T$ du modèle inverse devrait être définie par :

$$\begin{cases} y_d = v_d - L_d \frac{di_d}{dt} \\ y_q = v_q - L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (4.35)$$

Cette expression conviendrait pour une MSRV à rotor feuilleté. Mais pour une machine à rotor massif, dont le comportement en haute fréquence est caractérisé par les inductances de fuites, il est préférable d'utiliser :

$$\begin{cases} y_d = v_d - L_{fd} \frac{di_d}{dt} \\ y_q = v_q - L_{fq} \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (4.36)$$

Les expérimentations confirment que (4.36) évalue et compense beaucoup mieux l'impact des transitoires électriques rapides.

Les équations de sortie du modèle deviennent alors :

$$\begin{cases} y_d = R_s i_d - \omega L_q i_q \\ y_q = R_s i_q + \omega L_d i_d \end{cases} \quad (4.37)$$

Notre modèle est donc un hybride entre le modèle simplifié qui néglige les courants rotor et le modèle complet que nous ne voulons pas utiliser parce qu'il alourdirait le filtre de Kalman en ajoutant deux variables d'état supplémentaires.

Pour construire le modèle linéarisé et étendu aux variables mécaniques de position et de vitesse, on suppose toujours la vitesse constante ou lentement variable, soit :

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (4.38)$$

Le modèle d'état est donc un modèle d'ordre deux, avec $x = [\omega \ \theta]^T$ et $u = [i_d \ i_q]^T$.

La discrétisation de l'équation d'état, à la période T_s est très simple et elle est exacte, si la vitesse est réellement constante :

$$\begin{cases} \omega_k = \omega_{k-1} \\ \theta_k = \theta_{k-1} + T_s \omega_{k-1} \end{cases} \quad (4.39)$$

L'équation de sortie à l'instant t_k s'écrit :

$$\begin{cases} y_{d,k} = R_s i_{d,k} - \omega_k L_q i_{q,k} \\ y_{q,k} = R_s i_{q,k} + \omega_k L_d i_{d,k} \end{cases} \quad (4.40)$$

La linéarisation du modèle donne les matrices suivantes :

$$A_{2,k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ T_s & 1 \end{bmatrix} \quad C_{2,k} = \begin{bmatrix} -L_q i_{q,k} & 0 \\ L_d i_{d,k} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Cette fois encore, le modèle linéarisé n'est pas observable : à cause des zéros des matrices $A_{2,k}$ et $C_{2,k}$, la position n'a aucune influence sur la sortie du modèle linéarisé. Il n'est pas non plus détectable, puisque la position est l'intégrale de la vitesse. Mais comme précédemment, cela n'interdit d'utiliser ce modèle pour construire un FKE.

A partir de l'algorithme général de la section 4.2, nous avons le FKE d'ordre 2 suivant :

- Prédiction : $\hat{x}_{k|k-1} = [\hat{\omega}_{k|k-1} \ \hat{\theta}_{k|k-1}]^T$

$$\begin{cases} \hat{\omega}_{k|k-1} = \hat{\omega}_{k-1|k-1} \\ \hat{\theta}_{k|k-1} = \hat{\theta}_{k-1|k-1} + T_s \hat{\omega}_{k-1|k-1} \end{cases} \quad (4.42)$$

$$P_{k|k-1} = A_{2,k-1}P_{k-1|k-1}A_{2,k-1}^T + Q_{2,k-1} \quad (4.43)$$

$$\text{avec } A_{2,k} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ T_s & 1 \end{bmatrix}$$

- Correction : $\hat{x}_{k|k} = [\hat{\omega}_{k|k} \quad \hat{\theta}_{k|k}]^T$

$$K_k = P_{k|k-1}C_{2,k}^T[C_{2,k}P_{k|k-1}C_{2,k}^T + R_k]^{-1} \quad (4.44)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k(y_k - C_{2,k}\hat{x}_{k|k-1} - D_{2,k}u_k) \quad (4.45)$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_kC_{2,k}P_{k|k-1} \quad (4.46)$$

$$\text{avec } C_{2,k} = \begin{bmatrix} -L_q i_{q,k} & 0 \\ L_d i_{d,k} & 0 \end{bmatrix} \text{ et } D_{2,k} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s \end{bmatrix}.$$

Il est clair qu'en comparaison du modèle d'ordre 4, le modèle d'ordre 2 permet de réduire fortement le volume de calcul du FKE. En outre, le réglage du FKE est simplifié : il ne reste que deux variance de bruits d'état à régler.

En contrepartie, il faut calculer la dérivée des courants i_d et i_q pour évaluer la nouvelle sortie y . Pour ne pas amplifier les bruits haute fréquence, on utilise une dérivée filtrée par un filtre passe-bas et on applique également ce filtre aux courants et aux tensions. Malheureusement, cela induit un retard, correspondant au temps de propagation de groupe du filtre, dans l'estimation de la vitesse et de la position. Le réglage du filtre est donc un compromis entre ce retard et l'atténuation des bruits HF. Comme nous disposons d'un filtre de Bessel analogique d'ordre 5 qui coupe à 1 kHz pour éliminer la MLI des mesures de tension, nous avons utilisé un filtre numérique équivalent sur les courants et leur dérivé.

4.4.2 Résultats de simulation du FKE d'ordre 2

Tout comme pour le FKE d'ordre 4, nous allons commencer par présenter quelques résultats de simulation avant de mettre l'accent sur les expérimentations. Cette fois encore, nous avons réglé le FKE de la simulation comme celui des essais expérimentaux qui vont suivre. Le FKE d'ordre 2 a été testé jusqu'à 8 000 tr/min, comme le FKE d'ordre 4, mais il accepte de suivre des rampes plus rapides, avec une pente de 150 rad/s², comme le montre la Figure 4-18. A cette différence près, les résultats de simulation sont très proches de ceux obtenus avec le FKE d'ordre 4.

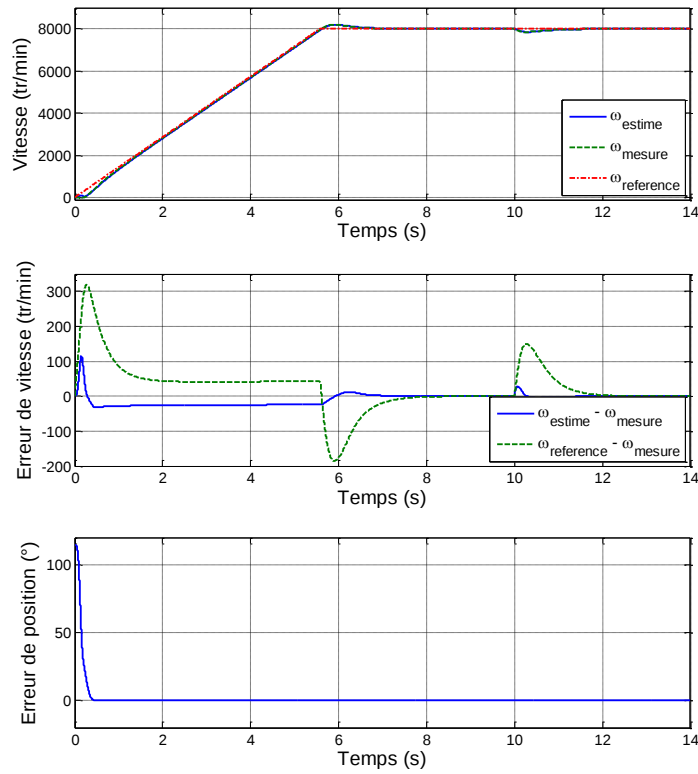


Figure 4-18 : Estimations de vitesse et de position (simulation)

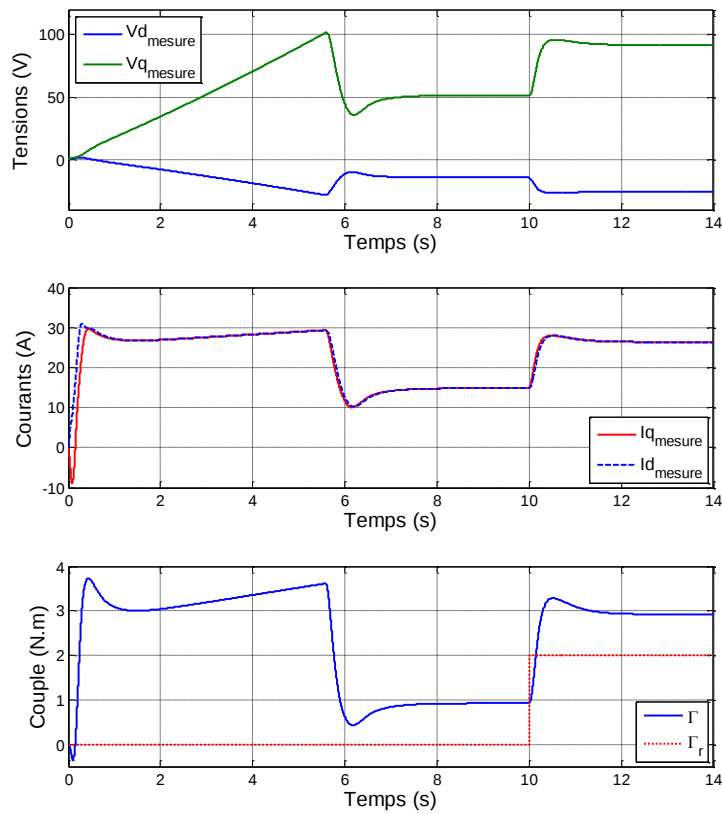


Figure 4-19 : Grandeurs électriques et couple de référence (simulation)

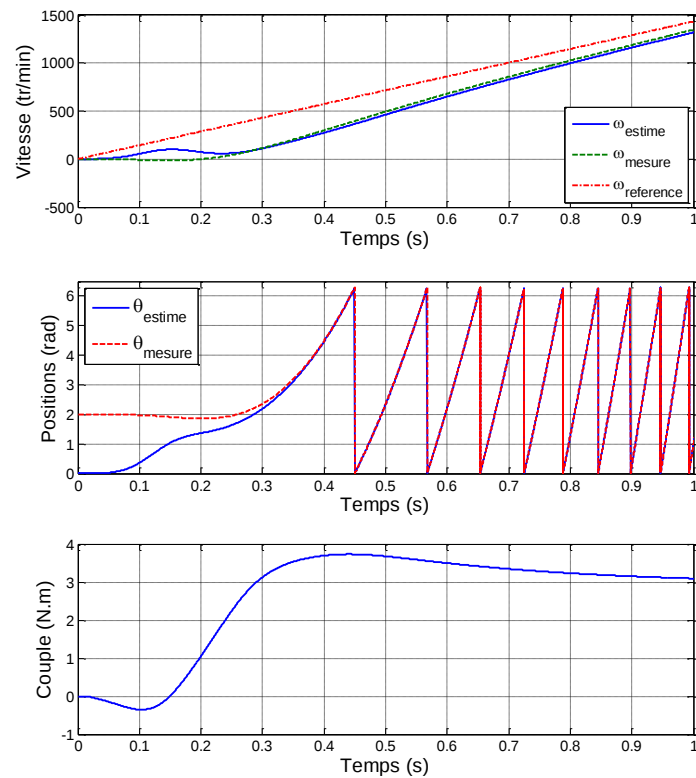


Figure 4-20 : Phase de démarrage (simulation)

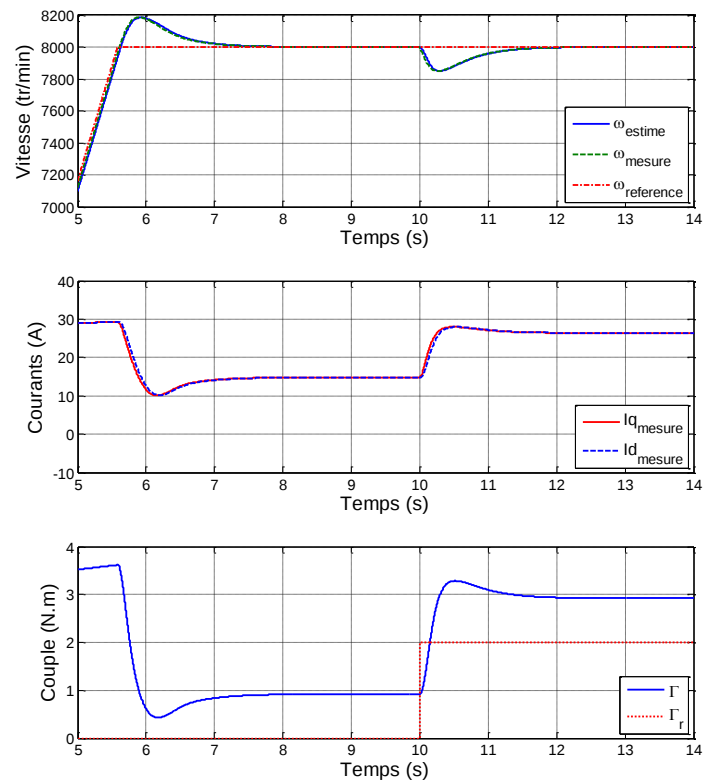


Figure 4-21 : Rejet de perturbation (simulation)

4.4.3 Résultats expérimentaux

Le réglage de la boucle de vitesse est le même que pour le FKE d'ordre 4. Comme précédemment, les covariances ont été réglées empiriquement. Nous avons obtenu de bons résultats avec les valeurs suivantes :

$$\sigma_{\omega}^2 = 0.2, \sigma_{\theta}^2 = 10^{-5}, \sigma_{y_d}^2 = 800 \text{ et } \sigma_{y_q}^2 = 80 \quad (4.47)$$

4.4.3.1 Essai n°1 : rampe avec inversion du sens de rotation

Le FKE d'ordre deux a donc été testé jusqu'à 8 000 tr/min avec une pente de 150 rad/s^2 , comme on peut le voir sur la Figure 4-22. L'évolution des erreurs d'estimation présente un profil très proche de celui du filtre d'ordre 4. Mais, malgré les accélérations plus fortes, l'amplitude des erreurs d'estimation est légèrement inférieure.

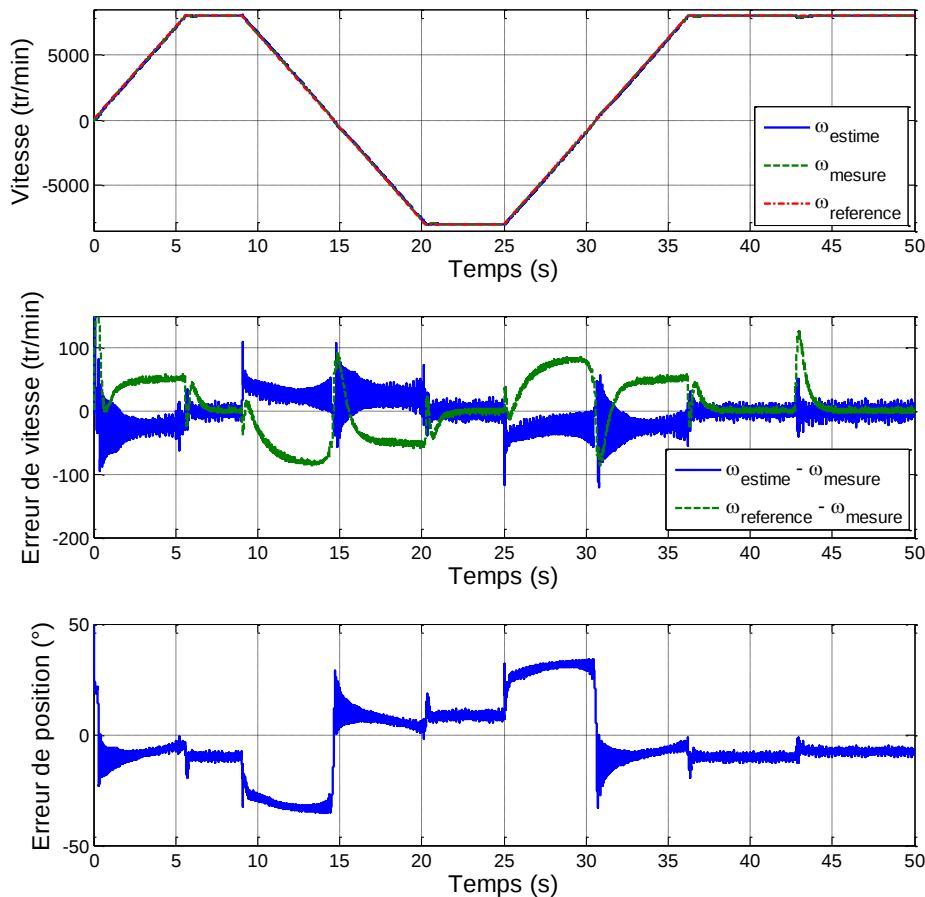


Figure 4-22 : Estimations de vitesse et de position

La Figure 4-23 présente les composantes de Park des tensions et des courants, ainsi que le couple de référence. Comme pour la simulation, ces courbes sont presque identiques à celles du FKE d'ordre 4.

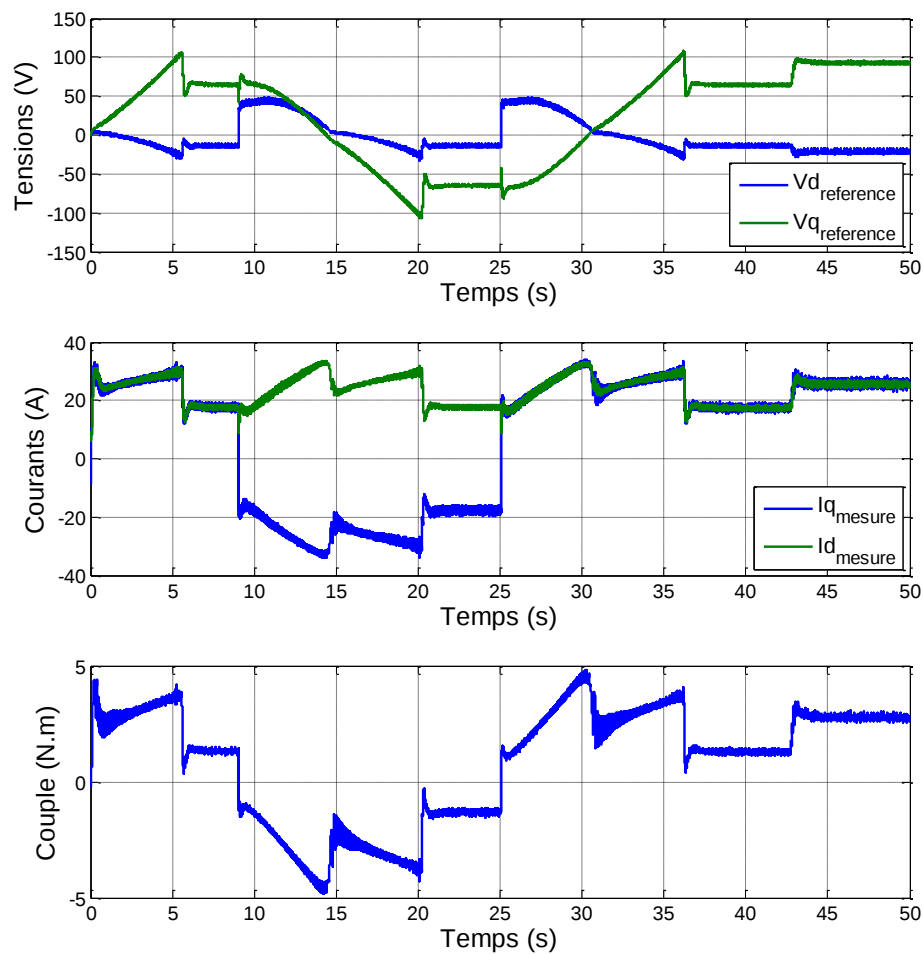


Figure 4-23 : Grandeurs électriques et couple

L'analyse des principales phases de l'essai confirme que le comportement du FKE d'ordre 2 est très proche de celui d'ordre 4, avec des performances équivalentes ou légèrement supérieures :

- ✓ Le démarrage (Figure 4-24) : la convergence initiale (de 0 à 70 ms) est bonne et semble un peu plus rapide ;
- ✓ Le suivi de rampe (Figure 4-25) : le temps de trainage de l'estimation de vitesse est d'environ 20 ms au lieu de 30 ms ;
- ✓ Les paliers à ± 8000 tr/min (Figure 4-26) : l'ondulation de vitesse est plus importante, avec des pics qui atteignent 10 tr/min. Ce résultat est moins bon que pour l'ordre 4, mais cette ondulation reste extrêmement faible ;
- ✓ Le passage à vitesse nulle (Figure 4-27) : il y a très peu de différence ;
- ✓ Le rejet de perturbation (Figure 4-28) : il n'y a pas de différence non plus, ce qui est logique, puisque c'est avant tout le réglage du PI qui détermine ce comportement.

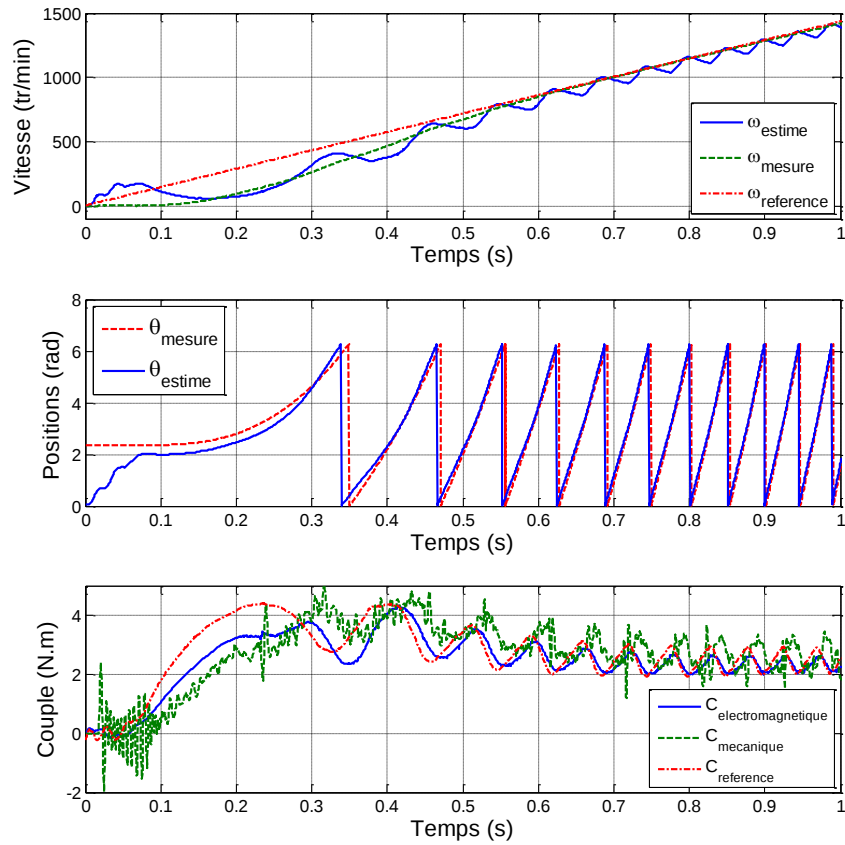


Figure 4-24 : Phase de démarrage

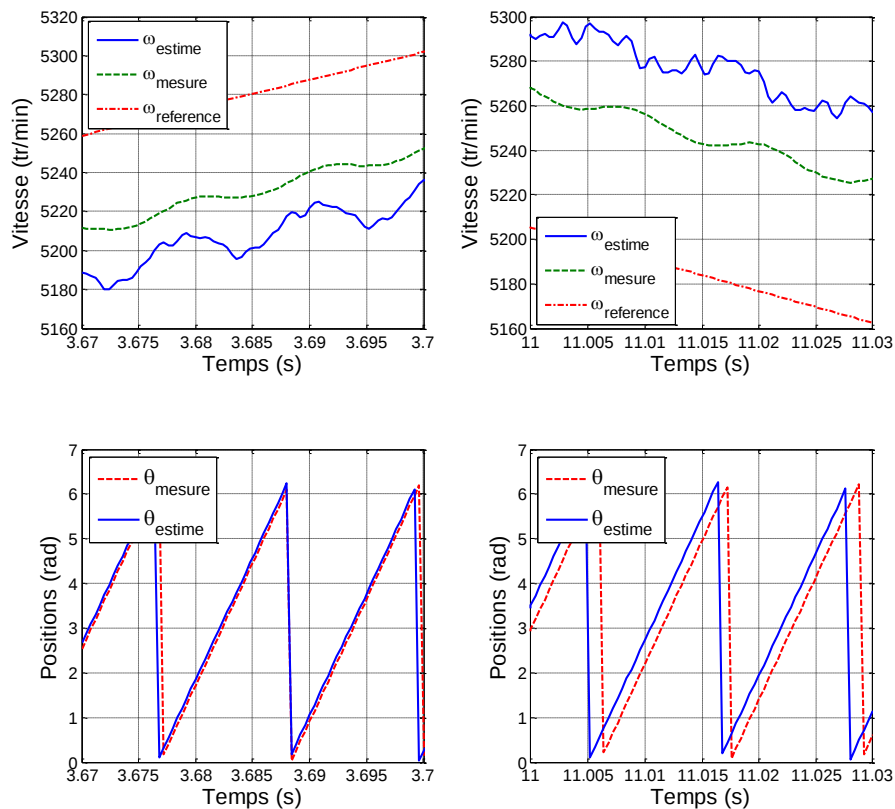


Figure 4-25 : Suivi de rampe

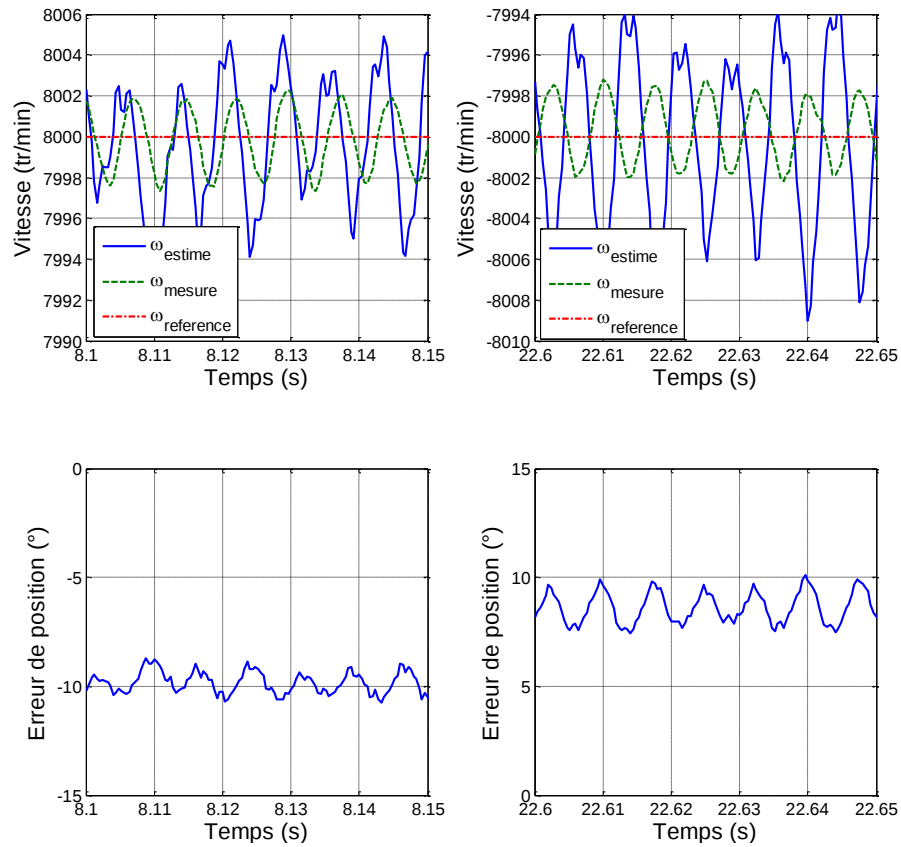


Figure 4-26 : Palier à 8 000 tr/min

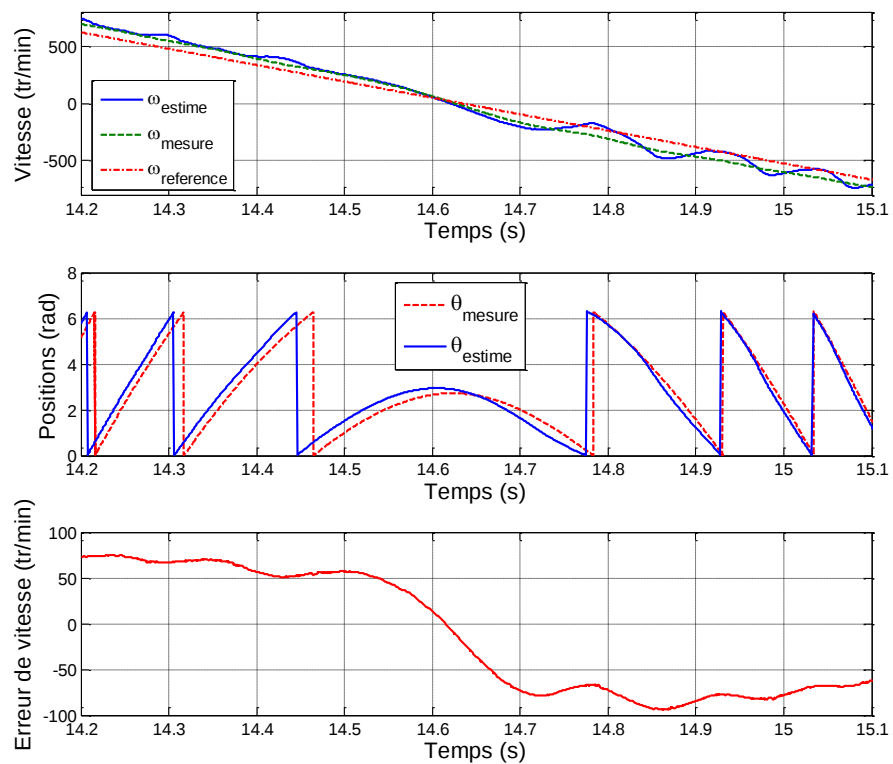


Figure 4-27 : Passage à vitesse nulle

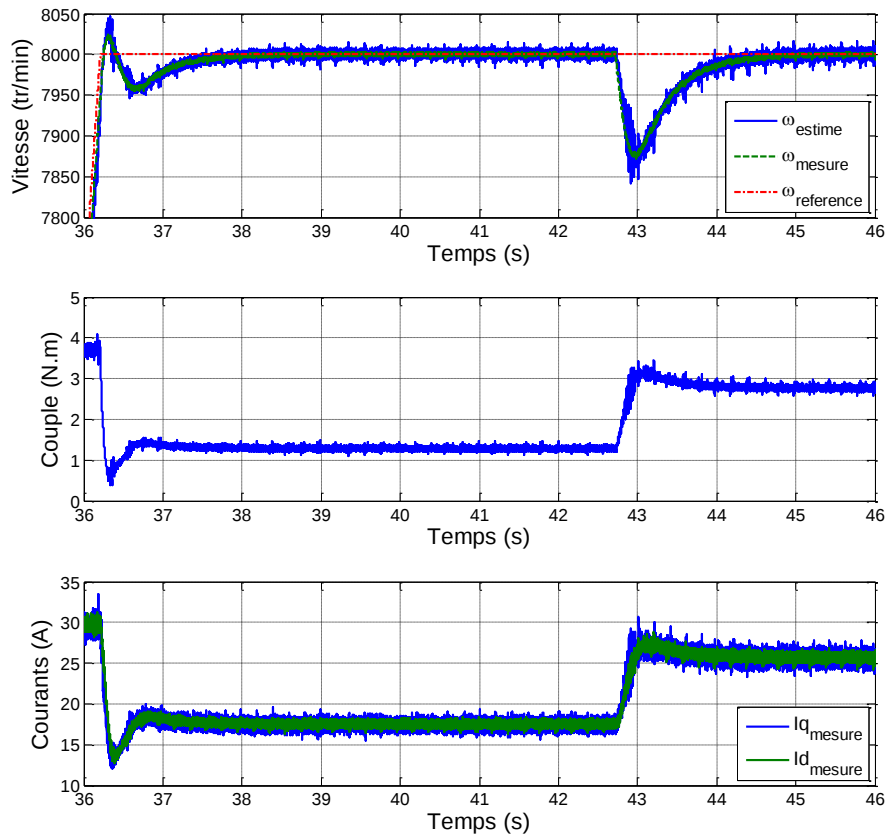


Figure 4-28 : Rejet de perturbation

4.4.3.2 Essai n°2 : paliers à vitesse nulle

Nous allons également comparer les performances des FKE d'ordre complet et réduit sur l'essai n°2 qui comporte des paliers à vitesse nulle. Ces paliers constituent la phase la plus délicate de l'essai.

La Figure 4-29 présente la réponse globale et la Figure 4-30 effectue un zoom sur les paliers à vitesse nulle. On retrouve les brèves périodes de « divergence » (autour de 39 s), que l'on avait observé avec l'ordre 4 (Figure 4-15), mais pas l'oscillation base fréquence. Il y a donc, semble t'il, une légère amélioration sur ce point également. A partir de $t = 20$ s, l'erreur de position prend des valeurs très importantes (proches de 200°). En réalité, cette erreur doit être considérée modulo 180° , puisque notre machine est magnétiquement symétrique.

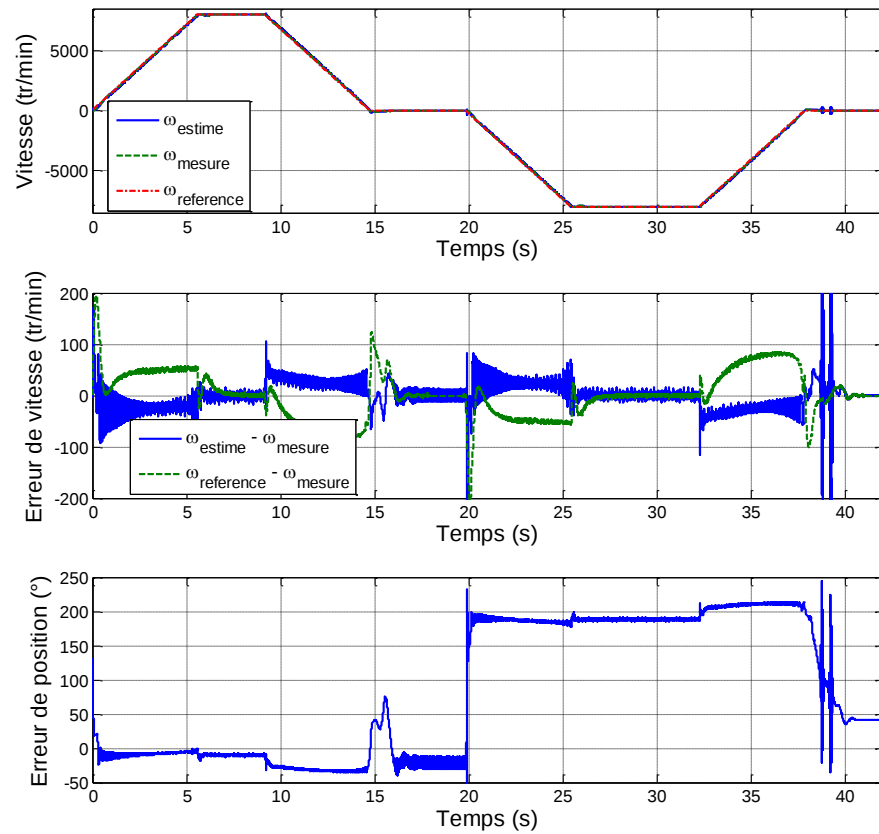


Figure 4-29 : Estimations de vitesse et de position

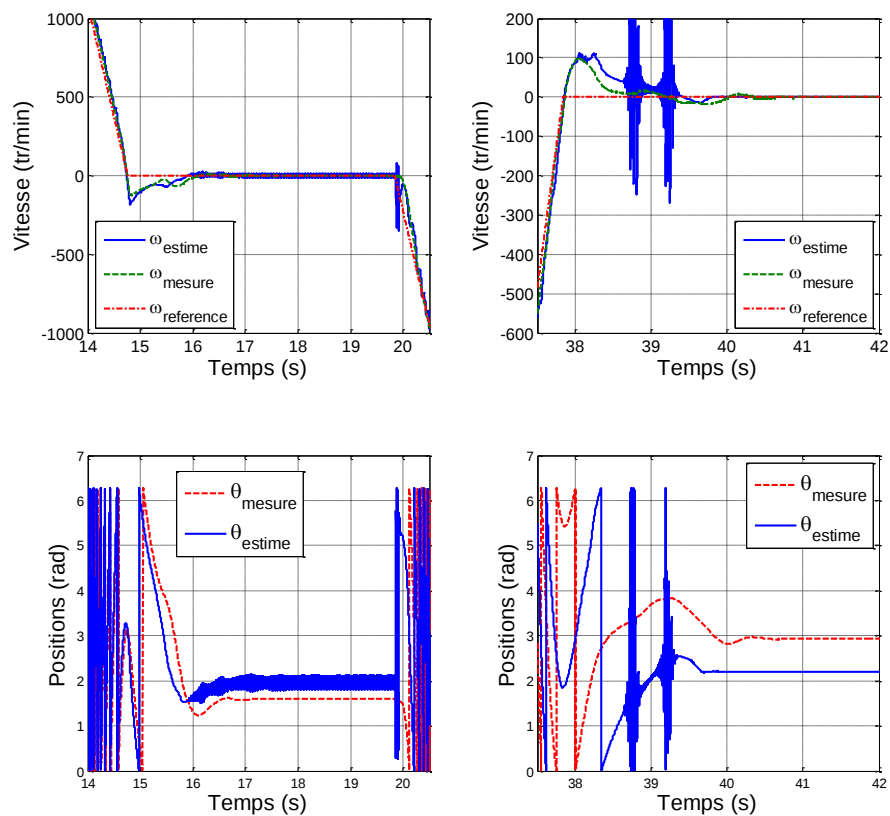


Figure 4-30 : Paliers à vitesse nulle

4.5 Conclusions

Nous avons proposés et testés trois commandes vectorielles sans capteur basées sur un filtre de Kalman étendu. La première utilise le modèle d'état classique de la MSRV ce qui conduit à un FKE d'ordre 4 performant, mais nécessitant un volume de calcul important. Ce qui n'est pas idéal pour des applications où le choix d'une MSRV est basé sur des critères économiques, comme le secteur automobile.

La seconde commande a tenté de sortir l'estimation de la position du FKE, puisque celle-ci n'est pas observable sur la base du modèle linéarisé, pour réduire le volume de calcul. Malheureusement, malgré tous nos efforts, nous n'avons pas réussi à obtenir un réglage convenable du FKE.

La dernière commande repose sur un modèle inverse qui conduit à un FKE d'ordre 2, plus facile à implanter en temps réel et à régler. En outre, nous avons obtenu de meilleures performances que la commande utilisant le modèle d'ordre 4. Ces performances dépendant des nombreux réglages à effectuer, à la fois pour la commande et pour le FKE, il est trop tôt pour conclure, mais il est clair que le FKE d'ordre 2 offre beaucoup d'avantages.

Cependant, ces résultats posent plus de questions qu'ils n'apportent de réponses. Il reste donc un important travail d'analyse à effectuer et nous reviendrons sur ce point dans les perspectives.

Conclusion générale

Nos travaux se situent dans le contexte des applications en haute vitesse, nécessitant à la fois des performances élevées, une grande fiabilité et un coût réduit. Dans ce contexte, la MSR/V sans capteur mécanique offre une alternative tout à fait intéressante par rapport aux solutions classiques basées sur des machines à aimants ou asynchrones.

Le premier chapitre présente, tout d'abord, un état de l'art des entraînements à grande vitesse, puis un état de l'art des commandes sans capteur mécanique. Nous avons rappelé rapidement les caractéristiques et les limites des entraînements à grande vitesse. Nous avons analysé et comparé les avantages et les inconvénients des différentes familles de machines candidates aux applications en haute vitesse. Nous nous intéressons à la MSR/V pour les applications à grande vitesse car, d'une part, elle offre plusieurs avantages (faible coût, robustesse, faibles pertes rotoriques,...) et, d'autre part, elle a été beaucoup moins étudiée que les autres machines triphasées. Nous avons ensuite analysé l'état de l'art des commandes sans capteur mécanique de la MSR/V développées dans la littérature. Après avoir rappelé les différentes méthodes d'estimations de la vitesse et de la position, nous avons choisi d'utiliser un filtre de Kalman étendu (FKE) pour deux raisons. La première est que, malgré son potentiel, cette approche a été très peu explorée avec la MSR/V. La seconde est que le laboratoire possède une expérience déjà ancienne de cette approche.

Dans le deuxième chapitre, nous avons rappelé la notion de couple réactant et les modèles électrique et mécanique de la MSR/V dans les repères dq et $\alpha\beta$. Nous avons considéré le modèle qui néglige les courants rotoriques, car c'est principalement ce modèle qui sera exploité dans le mémoire. Néanmoins, notre MSR/V possède un rotor massif. Les courants rotoriques ne sont donc pas négligeables lorsque les composantes i_d et i_q varient rapidement. Pour ne pas alourdir le modèle de la MSR/V et les FKE qui en seront déduit, nous avons gardé ce modèle pour les basses fréquences et tenu compte des inductances de fuites pour les hautes fréquences.

Ensuite, nous avons présenté le banc d'essais de machines rapides du laboratoire. Nous avons réalisé l'identification des paramètres électriques et mécaniques de la machine, en

comparant différentes techniques que nous avons testées sur notre banc d'essais. Enfin, nous avons validé les modèles et leurs paramètres en effectuant des simulations que nous avons comparées à des relevés expérimentaux.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté et testé la commande vectorielle de la MSRV avec un capteur mécanique. Cette commande offrant un degré de liberté dans le choix des composantes i_d et i_q , différentes stratégies sont possibles. En basse vitesse, la méthode à couple maximum par Ampère (MTPA : maximum torque per Ampere) est idéale pour minimiser les pertes Joule. A haute vitesse, la commande que nous avons utilisée est la méthode à couple maximum par unité de flux (MTPW : maximum torque per Weber). Les correcteurs PI des deux boucles de courant et de la boucle de vitesse ont été réglés à partir des paramètres électriques et mécaniques du banc. Nous avons testé cette commande en simulation et en expérimentation, jusqu'à 15 000 tr/min. Les résultats obtenus sont tout à fait conformes à la théorie.

Dans le quatrième et dernier chapitre, nous avons présenté trois stratégies de commande sans capteur basées sur des FKE. Deux d'entre-elles ont été performantes. La première est basée sur le modèle classique de la MSRV ce qui donne un FKE d'ordre 4 et la seconde sur un modèle électrique inversé qui conduit à un filtre d'ordre 2. Ils ont été testés avec succès en simulation et sur le banc d'essais : ces deux commandes sans capteur permettent à la fois le démarrage de la machine et un fonctionnement jusqu'à 8 000 tr/min, à vide et en charge.

Ces premiers résultats, tout à fait encourageants, nécessitent de multiples approfondissements qui ouvrent autant de perspectives de recherche.

La première voie à explorer concerne le modèle électrique de la machine, pour évaluer l'impact de l'approximation que nous faisons en négligeant les courants rotoriques. Il faudrait tout d'abord identifier le modèle d'ordre 4, qui tient compte de ces courants, pour notre MSRV, puis introduire ce modèle dans nos simulations. A titre de comparaison, nous pourrions développer un FKE exploitant ce modèle. Mais, cela ne va donc pas dans la direction recherchée, car avec un modèle électrique inversé (d'ordre 2, donc), nous obtiendrions encore un FKE d'ordre 4.

Une alternative intéressante serait de pouvoir caractériser, même grossièrement, les erreurs du modèle actuel, lorsque les composantes i_d et i_q varient, pour adapter la matrice de covariance R .

Mais, pour adapter efficacement le réglage du FKE, il faudra d'abord analyser l'impact du réglage des matrices de covariance Q et R sur le comportement du filtre et notamment sur la stabilité de la commande globale. Ceci sera évidemment beaucoup plus facile avec le FKE d'ordre 2.

Le comportement des estimations de vitesse et de position que nous avons observés en simulation et expérimentalement devra également être analysé pour comprendre notamment comment la non-linéarité du système améliore les performances des FKE.

La commande sans capteur est actuellement implantée sur un calculateur puissant (dS1005), avec une période d'échantillonnage de 100 μ s. Cette période d'échantillonnage est nécessaire pour les boucles de courant et la mise à jour du repère de Park et donc, l'estimation de la position du rotor. Pour encore réduire la puissance de calcul nécessaire, on pourrait implanter la boucle de vitesse et le FKE avec une période plus grande (de l'ordre de la ms). La mise à jour du repère de Park serait toujours effectuée avec une période de 100 μ s, mais à partir d'une extrapolation déduite de l'estimation de vitesse, avec un recalage après chaque itération du FKE.

Enfin, pour certaines applications exigeantes, il serait intéressant d'intégrer une estimation du couple résistant dans le FKE, afin de mieux compenser cette perturbation. Ceci alourdirait évidemment le FKE et augmenterait la puissance de calcul nécessaire. Il faut donc que cela soit justifié.

Bibliographie

- [1] N. Bianchi, S. Bolognani, and F. Luise, "High Speed Drive Using a Slotless PM Motor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 4, pp. 1083–1090, Jul. 2006.
- [2] A. Arkkiol, T. Jokinen, and E. Lantto, "Induction and Permanent-Magnet Synchronous Machines for High-Speed Applications," *Proc. Eighth Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 871–876, 2005.
- [3] A. Binder and T. Schneider, "High-speed inverter-fed AC drives," *IEEE Electr. Mach. Power Electron. Int. Aegean Conf.*, pp. 9–16, Sep. 2007.
- [4] I. Takahashi, T. Koganezawa, and G. Su, "A Super High Speed PM Motor Drive System by a Quasi-Current Source Inverter," *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, vol. 1, 1993.
- [5] J. Yim, W. J. Lee, S.-K. Sul, H. S. Yang, and J. T. Kim, "Sensorless vector control of super high speed turbo compressor," *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 950–953, 2005.
- [6] B. Bae, S. Sul, J. Kwon, and B. Ji-Seob, "Implementation of Sensorless Vector Control for Super-High-Speed PMSM of Turbo -Compressor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 811–818, 2003.
- [7] S. Jang, H. Cho, and S. Choi, "Design and Analysis of a High-Speed Brushless DC Motor for Centrifugal Compressor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2573–2575, 2007.
- [8] O. Aglén, "Back-to-back tests of a high-speed generator," *Electr. Mach. Drives Conf.*, pp. 1084–1090, 2003.
- [9] O. Bottauscio, F. Casaro, M. Chiampi, S. Giors, C. Maccarrone, and M. Zucca, "High-Speed Drag-Cup Induction Motors for Turbo-Molecular Pump Applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 3449–3451, 2006.
- [10] M. Mekhiche, J. L. Kirtley, M. Tolikas, E. Ognibene, J. Kiley, E. Holmanský, and F. Nimblett, "High Speed Motor Drive Development for Industrial Applications," *Electr. Mach. Drives, Int. Conf. IEMD '99*, pp. 244–248, 1999.
- [11] G. A. J. Amaratunga, P. P. Acarnley, and P. G. McLaren, "Optimum Magnetic Circuit Configurations for Permanent Magnet Aerospace Generators," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 21, no. 2, pp. 230–255, 1985.
- [12] V. Guennegues, B. Gollentz, S. Raël, and L. Leclerc, "A Converter Topology for High Speed Motor Drive Applications," *IEEE Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, pp. 1–8, 2009.
- [13] J. Pyrhönen, J. Nerg, P. Kurrnen, and U. Lauber, "High-Speed High-Output Solid-Rotor Induction-Motor Technology for Gas Compression," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 272–280, 2010.
- [14] B. Odegard, C. A. Stulz, and P. K. Steimer, "High-speed, variable-speed drive system in megawatt power range," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 2, no. 3, pp. 43–50, 1996.

- [15] J. C. Rama and A. Gieseche, "High Speed Electric Drives : Technology and Opportunity," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, pp. 48–55, 1997.
- [16] R. Vives-Fos, "Etude d'électrobroche à réluctance variable pour l'usage à très grande vitesse," Thèse de doctorat, CNAM, Paris, 1993.
- [17] H. Hofmann and S. R. Sanders, "Synchronous Reluctance Motor / Alternator for Flywheel Energy Storage Systemes," *IEEE Power Electron. Transp.*, pp. 199–206, 1996.
- [18] M. Hippner and R. G. Harley, "Looking for an optimal rotor for high speed permanent magnet synchronous machine," *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, vol. 1, pp. 265–270, 1992.
- [19] T. Noguchi and M. Kano, "Development of 150000 r/min, 1.5 kW Permanent-magnet Motor for Automotive Supercharger," *IEEE Power Electron. Drive Syst.*, pp. 183–188, 2007.
- [20] S. Bujacz, A. Cichowski, P. Szczepankowski, and J. Nieznanski, "Sensorless Control of High Speed Permanent-Magnet Synchronous Motor," *Int. Conf. Electr. Mach.*, pp. 1–5, Sep. 2008.
- [21] S. Wen and F. Wang, "Sensorless Direct Torque Control of High Speed PMSM Based on Variable Structure Sliding Mode," *IEEE Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 995–998, 2008.
- [22] R. Ancuti, I. Boldea, and G.-D. Andreescu, "Sensorless V/f control of high-speed surface permanent magnet synchronous motor drives with two novel stabilising loops for fast dynamics and robustness," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 4, no. 3, pp. 149–157, 2010.
- [23] J. Yoshimoto, Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "Ultra-High-Speed PMSM Sensorless Drive Using Direct Torque Control," *Electr. Mach. Syst. Int. Conf.*, pp. 1–6, 2012.
- [24] S. Talebi, H. A. Toliyat, and B. Nikbakhtian, "A Novel Algorithm for Designing the PID Controllers of High-speed Flywheels for Traction Applications," *IEEE Texas A&M Univ.*, pp. 574–579, 2007.
- [25] S. Yamada, A. Takeuchi, T. Sudani, and K. Bessho, "High-speed AC motor including the function of a magnetic frequency tripler," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 22, no. 5, pp. 967–969, 1986.
- [26] Y. Kim, M. Choi, K. Suh, Y. Ji, and D. Wang, "High-speed Induction Motor Development for Small Centrifugal Compressor," *Proc. Fifth Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 891–894, 2001.
- [27] P. Guglielmi, R. Bojoi, G. Pellegrino, A. Cavagnino, M. Pastorelli, and A. Boglietti, "High Speed Sensorless Control for Induction Machines in Vacuum Pump Application," *Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 1872–1878, 2011.
- [28] D. Hong, J. Choi, D. Kim, Y. Chun, B. Woo, and D. Koo, "Development of a High Speed Induction Motor for Spindle Systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 7, pp. 4088–4091, 2013.
- [29] B. Multon, F. Camus, E. Hoang, J. L. E. Chenadec, and J. Mouchoux, "Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques . Bilan des essais d'un prototype de 27 kW," *C-VELEC'95, Grenoble, Fr.*, pp. 1–6, 1995.
- [30] M. El Hadi Zaïm, "High-Speed Solid Rotor Synchronous Reluctance Machine Design and Optimization," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 3, pp. 1796–1799, 2009.

- [31] M.-I. Lamghari-Jamal, J. Fouladgar, E.-H. Zaim, and D. Trichet, "A Magneto-Thermal Study of a High-Speed Synchronous Reluctance Machine," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 1271–1274, 2006.
- [32] M. A. Rahman, A. Chiba, and T. Fukao, "Super High Speed Electrical Machines - Summary," *IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet.*, vol. 2, pp. 1272–1275, 2004.
- [33] A. Rezzoug and M. El-Hadi Zaim, "High-speed Electric machines," in *Non conventional Electrical Machines*, 2012, pp. 117–189.
- [34] H. Zhou and F. Wang, "Comparative Study on High speed Induction Machine with Different Rotor Structures," *Proceeding Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 1009–1012, 2007.
- [35] D. Kim, D. Hong, J. Choi, Y. Chun, B. Woo, and D. Koo, "An Analytical Approach for a High Speed and High Efficiency Induction Motor Considering Magnetic and Mechanical Problems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 5, pp. 2319–2322, 2013.
- [36] M. T. Caprio, V. Lelos, and J. Herbst, "Design and stress analysis of a high speed rotor for an advanced induction motor," *Electr. Mach. Technol. Symp.*, 2004.
- [37] S. Badrawy, "Dynamic Modeling and Analysis of Motorized Milling Spindles for Optimizing the Spindle Cutting Performance," *Proceeding Conf. Domin. Spindl. Performance, Machigang*, pp. 1–18, 2005.
- [38] J. Lähdenmäki, "Design and Voltage Supply of High-Speed Induction Machines," Helsinki University of Technology, Finland, 2002.
- [39] B. Mouton and J. Bonal, "Les Entraînements Electromécaniques Directs: Diversité, Contraintes et solutions," *CEMD '99 Conf. ENS Cachan*, 1999.
- [40] M. Caprio, V. Lelos, J. Herbst, and J. Upshaw, "Advanced Induction Motor Endring Design Features for High Speed Applications," *Electr. Mach. Drives, IEEE Int. Conf.*, pp. 993–998, 2005.
- [41] J. F. Gieras and U. Jonsson, "Design of a high-speed permanent-magnet brushless generator for microturbines," *ELECTROMOTION*, pp. 86–91, 2005.
- [42] A. Chebak, "Modélisation, Conception et Optimisation Des Machines Sans Encoches à Aimants Permanents à Haute Vitesse," Thèse de Doctorat, Université Laval, Québec, 2013.
- [43] F. Sahin, A. M. Tuckey, and A. J. A. Vandenput, "Design, Development and Testing of a High-Speed Axial-Flux Permanent-Magnet Machine," *IEEE Ind. Appl. Conf.*, vol. 3, no. C, pp. 1640–1647, 2001.
- [44] L. Zheng, T. X. Wu, K. B. Sundaram, J. Vaidya, L. Zhao, D. Acharya, C. H. Ham, J. Kapat, and L. Chow, "Analysis and Test of a High-Speed Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Electr. Eng.*, pp. 119–124, 2005.
- [45] J. F. Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology : Design and Applications*, 3rd Editio. CRC Press, 2010.

- [46] A. Binder, T. Schneider, and M. Klohr, "Fixation of Buried and Surface-Mounted Magnets in High-Speed Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 1031–1037, 2006.
- [47] D. Fodorean and A. Miraoui, "Dimensionnement Rapide Des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)," *Tech. L'INGENIEUR*, no. D3554, pp. 1–22, 2009.
- [48] X. Luo, K. Cheng, D. Webb, and F. Wardle, "Design of ultraprecision machine tools with applications to manufacture of miniature and micro components," *J. Mater. Process. Technol.*, vol. 167, no. 2–3, pp. 515–528, Aug. 2005.
- [49] G. Munteanu, A. Binder, and T. Schneider, "Development and test of high-speed bearingless PM synchronous machines," *Elektrotechnik & Informationstechnik*, vol. 128, no. 3, pp. 75–80, Mar. 2011.
- [50] J. Lindström, "Development of an Experimental Permanent-Magnet Motor Drive," Chalmers University of Technology, 1999.
- [51] H. J. Brauer and R. W. De Doncker, "Thermal Modeling of a High-Speed Switched Reluctance Machine with Axial Air-gap Flow for Vacuum Cleaners," *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, pp. 1–10, 2011.
- [52] W. Li, K. T. Chau, T. W. Ching, Y. Wang, and M. Chen, "Design of a High-Speed Superconducting Bearingless Machine for Flywheel Energy Storage Systems," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 25, no. 3, pp. 5–8, 2014.
- [53] M. Holub, R. Palka, and W.-R. Candors, "Control of switched reluctance machines for flywheel energy storage applications. In International Conference on Electrical Machines," *Int. Conf. Electr. Mach.*, p. (492) 1–5, 2004.
- [54] E. Sulaiman, T. Kosaka, and N. Matsui, "A Novel Hybrid Excitation Flux Switching Synchronous Machine for a High-Speed Hybrid Electric Vehicle Applications," *Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 6–11, 2011.
- [55] J. K. Kostko, "Polyphase Reaction Synchronous Motors," *J. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 42, pp. 1162–1168, 1923.
- [56] T. A. Lipo, T. J. E. Miller, A. Vagati, I. Boldea, L. Malesani, and T. Fukao, "Synchronous Reluctance Drives," *Tutor. Present. IEEE-IAS Annu. Meet. Denver*, 1994.
- [57] A. Vagati, "The synchronous reluctance solution: a new alternative in A. C. drives," *IEEE, IECON'94 (Bologna)*, 1994.
- [58] D. A. Staton, T. J. E. Miller, and S. E. Wood, "Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor," *IEE PROCEEDINGS-B*, vol. 140, no. 4, 1993.
- [59] M. J. Karnper and A. F. Volschenk, "Effects of rotor dimensions and cross magnetisation on L_d and L_q inductances of reluctance synchronous machine with cageless flux barrier rotor," *IEE Proceedings, Elect. Power Appl.*, vol. 141, no. 4, pp. 213–220, 1994.
- [60] I. Boldea, "Reluctance synchronous machines and drives," *Clarendon Press-Oxford*, pp. 27, 29, 67, 139, 1996.

- [61] T. Fukami, M. Momiyama, K. Shima, R. Hanaoka, and S. Takata, "Steady-State Analysis of a Dual-Winding Reluctance Generator With a Multiple-Barrier Rotor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 2, pp. 492–498, Jun. 2008.
- [62] M. E. Zaim, "Design and Performance of the Solid Rotor Reluctance Machines," *Electr. Power Components Syst.*, vol. 29, no. 12, pp. 1161–1174, 2001.
- [63] P. Tsao, M. Senesky, and S. Sanders, "A Synchronous Homopolar Machine for High-Speed Applications," *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Annu. Meet.*, pp. 406–416, 2002.
- [64] D. Gerling and M. Pyc, "Optimisation of a Homopolar Machine," *IEEE Int. Symp. Power Electron.*, pp. 1297–1299, 2008.
- [65] F. Martin, "Contribution au dimensionnement optimal de machines synchrones à aimants déposés en surface pour applications à hautes vitesses," Thèse de Doctorat, Laboratoire IREENA, Université de Nantes, 2013.
- [66] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors based on an Extended EMF Model and Initial Position Estimation," *Ind. Electron. Soc. Annu. Conf.*, vol. 3, pp. 2150–2155, 2003.
- [67] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 2, pp. 288–295, 2003.
- [68] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended EMF Models Considering Magnetic Saturation With Online Parameter Identification," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 1264–1274, 2006.
- [69] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended Electromotive Force Model and Inductance Measurement," *Electr. Eng. Japan*, vol. 160, pp. 70–80, 2007.
- [70] Z. Chen, M. Tomita, S. Ichikawa, and S. Doki, "Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Estimation of an Extended Electromotive Force," *IEEE Ind. Appl. Conf.*, vol. 3, pp. 1814–1819, 2000.
- [71] S. Ichikawa, Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor on the Rotating Coordinate Using an Extended Electromotive Force," *Ind. Electron. Soc. Annu. Conf.*, vol. 3, pp. 1667–1672, 2001.
- [72] J. Ha, S. Kang, and S. Sul, "Position-Controlled Synchronous Reluctance Motor Without Rotational Transducer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 6, pp. 1393–1398, 1999.
- [73] A. Consoli, F. Russo, and A. Testa, "Low- and Zero-Speed Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 5, pp. 1050–1057, 1999.
- [74] H. W. De Kock, M. J. Kamper, and R. M. Kennel, "Anisotropy Comparison of Reluctance and PM Synchronous Machines for Position Sensorless Control Using HF Carrier Injection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 8, pp. 1905–1913, 2009.

- [75] A. Consoli, G. Scarcella, G. Scelba, A. Testa, and D. A. Triolo, "Sensorless Rotor Position Estimation in Synchronous Reluctance Motors Exploiting a Flux Deviation Approach," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1266–1273, 2007.
- [76] A. Qiu and B. Wu, "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Extended Kalman Filter," *Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, pp. 1557–1562, 2004.
- [77] T. Senjyu, K. Kinjo, N. Urasaki, and K. Uezato, "Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Considering The Stator Iron Loss With Extended Kalman Filter," *Conf. Power Electron. Spec.*, vol. 1, pp. 403–408, 2003.
- [78] W. Bin Lin, H. K. Chiang, and C. H. Yeh, "Sensorless Vector Control of Synchronous Reluctance Motor With Extended Kalman Filter," *ICIC Express Lett.*, vol. 7, no. 6, pp. 1773–1779, 2013.
- [79] Z. Zheng, Y. Li, and M. Fadel, "Sensorless Control of PMSM Based on Extended Kalman Filter," *Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, pp. 1–8, 2007.
- [80] C. G. Chen, T. H. Liu, M. T. Lin, and C. A. Tai, "Position Control of a Sensorless Synchronous Reluctance Motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 1, pp. 15–25, Feb. 2004.
- [81] M.-T. Lin and T.-H. Liu, "Sensorless synchronous reluctance drive with standstill starting," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 36, no. 4, pp. 1232–1241, 2000.
- [82] M.-Y. Wei and T.-H. Liu, "Rotor position and speed estimation for a synchronous reluctance motor drive using dual current-slope technique," *IEEE Int. Conf. Ind. Technol.*, pp. 176–181, Mar. 2011.
- [83] M. Y. Wei and T. H. Liu, "A High-Performance Sensorless Position Control System of a Synchronous Reluctance Motor Using Dual Current-Slope Estimating Technique," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3411–3426, 2012.
- [84] D. Ané, "Stratégie d'exploitation et architecture de commande du système DEFONTAINE," Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2008.
- [85] M. Schroedl and P. Weinmeier, "Sensorless Control of Reluctance Machines at Arbitrary Operating Conditions Including Standstill," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 2, pp. 225–231, 1994.
- [86] E. Capecchi, P. Guglielmi, M. Pastorelli, and A. Vagati, "Position-Sensorless Control of the Transverse-Laminated Synchronous Reluctance Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 6, pp. 1768–1776, 2001.
- [87] G. Welch and G. Bishop, "An Introduction to the Kalman Filter," *Dep. Comput. Sci. Univ. North Carolina Chapel Hill*, pp. 1–16, 2006.
- [88] A. Khlaief, "Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)," Thèse Doctorat de l'Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis, 2012.
- [89] Z. Zheng, "Commande à Haute Performance et Sans Capteur Mécanique du Moteur Synchrone à Aimants Permanents," Thèse Doctorat de L'institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.

- [90] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor position detection scheme for synchronous reluctance motor based on current measurements," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 4, pp. 860–868, 1995.
- [91] R. R. Moghaddam, "Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design," Masters Thesis in Power Electrical Engineering, Royal Institute of Technology (KTH), Sweden, April, 2007.
- [92] M. Correvo, "Conversion electromagnetique," in *Cours Systèmes électromécaniques*, Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion Du canton de Vaud, pp. 1–22.
- [93] M. O. Hamiti, "Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable: Approches par la structure et par la commande," Thèse Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2009.
- [94] I. Bouchareb, "Modélisation & Simulation de Défauts D'une Machine Synchrone à Réluctance Variable," Memoire de Magister en Electrotechnique de l'Université de Constantine, Algérie, 2009.
- [95] J.-D. Park, "Modeling and Control of a High-Speed Solid-Rotor Synchronous Reluctance Flywheel Motor/Generator," The Pennsylvania State University, 2007.
- [96] J. Park, C. Kalev, and H. Hofmann, "Modeling and Control of Solid-Rotor Synchronous Reluctance Machines Based on Rotor Flux Dynamics," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 12, pp. 4639–4647, 2008.
- [97] M.-I. Lamghari-Jamal, "Modélisation magnéto-thermique et optimisation de machines rapides: Application à machine synchrone à réluctance variable," Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2006.
- [98] M.-A. Enache, A. Campeanu, S. Enache, and I. Vlad, "Possibilities for Reluctance Synchronous Machines Parameters Experimental Determination," *Int. Conf. Appl. Theor. Electr.*, pp. 1–6, 2012.
- [99] R. E. Betz, "Theoretical aspects of control of synchronous reluctance machines," *IEE Proceedings-B, Elect. Power Appl.*, vol. 139, no. 4, pp. 355–364, 1992.
- [100] R. R. Moghaddam, F. Magnussen, and C. Sadarangani, "Theoretical and Experimental Reevaluation of Synchronous Reluctance Machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 6–13, Jan. 2010.
- [101] T. Matsuo and T. A. Lip, "Current Sensorless Field Oriented Control of Synchronous Reluctance Motor," *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 672–678, 1993.
- [102] A. Chiba and T. Fukao, "A closed-loop operation of super high-speed reluctance motor for quick torque response," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 3, pp. 600–606, 1992.
- [103] Y. Inoue, S. Morimoto, and M. Sanada, "A Novel Control Scheme for Maximum Power Operation of Synchronous Reluctance Motors Including Maximum Torque Per Flux Control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 1, pp. 115–121, Jan. 2011.
- [104] M. Hinkkanen, "Control of synchronous reluctance machines," *Aalto university, School of Electrical Engineering*, pp. 1–33.

- [105] K. Malekian, M. R. Sharif, and J. Milimonfared, "An optimal current vector control for synchronous reluctance motors incorporating field weakening," *IEEE Int. Work. Adv. Motion Control*, pp. 393–398, 2008.
- [106] R. E. Betz, R. Lagerquist, M. Jovanovic, T. J. E. Miller, and R. H. Middleton, "Control of Synchronous Reluctance Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 6, pp. 1110–1122, 1993.
- [107] R. R. Moghaddam, F. Magnussen, C. Sadarangani, and H. Lendenmann, "New theoretical approach to the synchronous reluctance machine behavior and performance," *Int. Conf. Electr. Mach.*, pp. 1–6, Sep. 2008.
- [108] A. Vagati, G. Franceschini, I. Marongiu, and G. P. Trogia, "Design criteria of high performance synchronous reluctance motors," *IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, vol. 1, pp. 66–73, 1992.
- [109] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Field oriented control of synchronous reluctance machine," *IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 425–431, 1993.
- [110] T. A. Lipo, T. J. E. Miller, A. Vagati, I. Boldea, L. Malesani, and T. Fukao, "Synchronous reluctance drivers," *Tutor. Present. IEEE-IAS Annu. Meet.*, 1994.
- [111] J. M. Park, S. Il Kim, J. P. Hong, and J. H. Lee, "Rotor Design on Torque Ripple Reduction for a Synchronous Reluctance Motor with concentrated winding using response surface methodology," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 3479–3481, 2006.
- [112] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Pastorelli, and A. V. Fellow, "Experimental Comparison of Induction and Synchronous Reluctance Motors Performance," *Fourtieth Meet. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 474–479, 2005.
- [113] DSPACE, "DS1005 PPC Board Modular Hardware," <http://www.ceanet.com.au/Portals/0/Doc.>, pp. 1–8, 2007.
- [114] J. F. Gieras and J. Saari, "Performance Calculation for a High-Speed Solid-Rotor Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2689–2700, 2012.
- [115] R. Lateb, J. Enon, and L. Durantay, "High speed , High power electrical induction motor technologies for integrated compressors," in *ICEMS*, 2009, pp. 1438–1442.
- [116] B. M. Wood, C. L. Olsen, G. D. Hartzo, J. C. Rama, and F. R. Szenasi, "Development of an 11000-r/min 3500-HP induction motor and adjustable-speed drive for refinery service," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 3, pp. 815–825, 1997.
- [117] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, H. Zhang, and C. Gerada, "Design , Modelling and Testing of a High Speed Induction Machine Drive," *Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 4649–4655, 2012.
- [118] J. R. Bumby, E. Spooner, and M. Jagiela, "Equivalent circuit analysis of solid-rotor induction machines with reference to turbocharger accelerator applications," *IEE Proceedings, Elect. Power Appl.*, vol. 153, no. 1, pp. 31–39, 2006.

- [119] W. L. Soong, G. B. Kliman, R. N. Johnson, R. A. White, and J. E. Miller, "Novel High-Speed Induction Motor for a Commercial Centrifugal Compressor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, pp. 706–713, 2000.
- [120] M. Ikeda, S. Sakabe, and K. Higashi, "Experimental Study of High Speed Induction Motor Varying Rotor Core Construction," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 03, no. 01, pp. 98–103, 1990.
- [121] H. Jussi, "High-Speed Solid-Rotor Induction Machine-Electromagnetic Calculation And Design," Ph.D. Lappeenranta Univ. Technol, Finland, 2004.
- [122] M. Larsson, M. Johansson, and J. Hylanda, "Design and evaluation of high-speed induction machine," *IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, pp. 77–82, 2003.
- [123] A. Tuomo, "Electromagnetic Design Of a Solid Steel Rotor Motor For Demanding Operation Environments," University of Technology, Lappeenranta, Finland, 2007.
- [124] M. Ahrens, U. Bickle, R. Gottkehasch, and H. Prenner, "Electrical design of high-speed induction motors of up to 15 MW and 20000 RPM," *IEEE Power Electron. Mach. Drives*, pp. 381–386, 2002.
- [125] W. E. McBride and J. Franks, "9500 HP High Speed Motor Driven Compressor," *Pet. Chem. Ind. Conf.*, pp. 155–163, 2000.
- [126] D. C. Gilon, "Design and tests of a 6 MW, 10000 RPM induction motor," *IEEE Electr. Mach. Drives, Fifth Int. Conf.*, pp. 6–10, 1991.
- [127] P. K. Rajagopalan and V. Balarama Murty, "Effects of Axial Slits on the Performance of Induction Machines with Solid Iron Rotors," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. 88, no. 11, pp. 1695–1709, 1969.
- [128] A. D. Graham and M. Wimshurst, "The high speed oil free intelligent motor-compressor," *Fifth Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, pp. 384–389, 1993.
- [129] T. Jokinen and J. Saari, "Modelling of the coolant flow with heat flow controlled temperature sources in thermal networks," *IEE Proceedings, Elect. Power Appl.*, vol. 144, no. 5, pp. 1–5, 1997.
- [130] K. Wang, M. J. Jin, J. X. Shen, and H. Hao, "Study on rotor structure with different magnet assembly in high-speed sensorless brushless DC motors," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 4, no. 4, pp. 241–248, 2010.
- [131] T. Noguchi, Y. Takata, Y. Yamashita, Y. Komatsu, and S. Ibaraki, "220 000 r/min , 2-kW Permanent Magnet Motor Drive for Turbocharger," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 125, no. 9, pp. 854–861, 2005.
- [132] C. Zwyssig, M. Duerr, D. Hassler, and J. W. Kolar, "An ultra-high speed, 500000 rpm, 1 kW electrical drive system," *Power Convers. Conf. - Nagoya*, pp. 1577–1583, 2007.
- [133] Y. Honda, S. Yokote, and T. Higaki, "Using the halbach magnet array to develop an ultrahigh-speed spindle motor for machine tools," *IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 56–60, 1997.

- [134] L. Zhao, C. Ham, L. Zheng, T. Wu, K. Sundaram, J. Kapat, and L. Chow, "A Highly Efficient 200 000 RPM Permanent Magnet Motor System," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2528–2530, 2007.
- [135] F. Zhang, G. Du, T. Wang, G. Liu, and W. Cao, "Rotor Retaining Sleeve Design for a 1.12-MW High-Speed PM Machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, pp. 1–10, 2015.
- [136] F. Luise, A. Tassarolo, F. Agnolet, S. Pieri, M. Scalabrin, and P. Raffin, "A High-Performance 640-kW 10 000-rpm Halbach- Array PM Slotless Motor with Active Magnetic Bearings . Part II : Manufacturing and Testing," *IEEE Int. Symp. Power Electron.*, pp. 1245–1250, 2014.
- [137] S. J. Galioto, P. B. Reddy, A. M. El-refaie, and J. P. Alexander, "Effect of Magnet Types on Performance of High-Speed Spoke Interior-Permanent-Magnet Machines Designed for Traction Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 3, pp. 2148–2160, 2014.
- [138] L. Papini, T. Raminosoa, D. Gerada, and C. Gerada, "A High-Speed Permanent-Magnet Machine for Fault - Tolerant Drivetrains," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 3071–3080, 2013.
- [139] H. Cho, S. Jang, and S. Choi, "A Design Approach to Reduce Rotor Losses in High-Speed Permanent Magnet Machine for Turbo-Compressor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 10, pp. 3521–3523, 2006.
- [140] A. Belahcen, F. Martin, M. E. Zaim, E. Dala, and Z. Kolondzovski, "Particle Swarm Optimization of the Stator of a High Speed PM Synchronous Machine," *IEEE Electromagn. F. Comput.*, pp. 1–1, 2010.
- [141] O. Aglén and A. Andersson, "Thermal analysis of a high-speed generator," *IAS Annu. Meet. Conf. Rec. Ind. Appl.*, pp. 547–554, 2003.
- [142] C. J. Bateman, B. C. Mecrow, A. C. Clothier, P. P. Acarnley, and N. D. Tufnell, "Sensorless Operation of an Ultra High-Speed Switched Reluctance Machine," *IEEE Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE)*, pp. 3992–3999, 2009.
- [143] F. Saint-Eve, C. Sauvey, and G. Abba, "A 100kHz-2kW converter for switched reluctance motor used in high speed machining application," *IEEE Ind. Electron. IECON*, pp. 2274–2279, 2006.
- [144] S. Kozuka, N. Tanabe, J. Asama, and A. Chiba, "Basic Characteristics of 150,000 r/min Switched Reluctance Motor Drive," *Electr. Mach. Syst. ICEMS*, pp. 1–4, 2008.
- [145] J. F. Gieras, "Comparison of High-Power High-speed Machines : Cage Induction versus Switched Reluctance Motors," *IEEE 5th AFRICON Conf. AFRICA*, pp. 675–678, 1999.
- [146] M. Besharati, K. R. Pullen, J. D. Widmer, G. Atkinson, and V. Pickert, "Investigation of the Mechanical Constraints on the Design of a Super-high-speed Switched Reluctance Motor for Automotive Traction," *Power Electron. Mach. Drives*, pp. 1–6, 2014.
- [147] H. Li, E. Fairall, B. Bilgin, and A. Emadi, "Performance Evaluation of a High-Speed High-Power Switched Reluctance Motor Drive," *Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 1337–1342, 2015.

- [148] H. Chen, S. Member, X. Wang, X. Zhou, L. Guo, and L. Cheng, "Switched Reluctance Machine System in High Speed Operation," *Networking, Sens. Control (ICNSC '09)*, pp. 97–101, 2009.
- [149] J. B. Bartolo and C. Gerada, "The Electromagnetic Design of a High Speed, 45kW, Switched Reluctance Machine having a Novel Rotor Geometry for Aerospace Application," *Electr. Mach. (ICEM), Int. Conf.*, pp. 2513–2519, 2014.
- [150] H. Hofmann and S. R. Sanders, "High-Speed Synchronous Reluctance Machine with Minimized Rotor Losses," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 2, pp. 531–539, 2000.
- [151] J.-D. Park, C. Kalev, and H. F. Hofmann, "Control of High-Speed Solid-Rotor Synchronous Reluctance Motor/Generator for Flywheel-Based Uninterruptible Power Supplies," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 3038–3046, Aug. 2008.
- [152] M. Palmieri, M. Perta, and F. Cupertino, "Design of a 50 000 rpm Synchronous Reluctance Machine for an Aeronautic Diesel Engine Compressor," *IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 5138–5143, 2014.
- [153] J. Ikäheimo, J. Kolehmainen, T. Käsäkangas, V. Kivelä, and R. R. Moghaddam, "Synchronous High-Speed Reluctance Machine With Novel Rotor Construction," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 2969–2975, 2014.
- [154] J. A. N. Msekela, P. N. Materu, and A. H. Nzali, "Development Of A Homopolar Electrical Machine For High Power Density High Speed Applications," *IEEE Africon 4th africon Conf. africa*, pp. 184–187, 1996.
- [155] A. Wiart, G. Caussin, and A. Marchenoir, "Machine homopolaire alimentée par onduleur de courant pour entraînement de grande puissance à grande vitesse," *Revue de Génie Electrique*, (10), pp. 666–672, 1984.

Annexes

A. Principaux organes du banc d'essais

A. 1. Codeur incrémental

Le banc d'essais des machines rapides dispose d'un codeur incrémental fixé sur l'arbre de la MSRV, de type ERO 1225 et commercialisé par l'entreprise Heidenhain. Ce codeur est représenté sur la Figure A - 1 et ses caractéristiques sont données par le Tableau A - 1.



Figure A - 1 : Le codeur incrémental ERO 1225

Tableau A - 1 : Principaux paramètres du codeur incrémental

Grandeurs	Valeur	Unité
Nombre de points	1 024	-
Vitesse maximale	25 000	tr/min
Tension d'alimentation	5	V
Intensité consommée	150	mA

A. 2. Onduleur Arcel

Cet onduleur triphasé, visible sur la Figure A - 2, possède un quatrième bras pour réaliser un freinage rhéostatique. Les transistors de puissance sont des IGBT de calibre 800 V et 50 A. Ses principales caractéristiques sont données par le Tableau A - 2.

La commande rapprochée de l'onduleur est composée de 3 types de cartes :

- Une carte Arctu3I qui gère la surveillance des trois courants de phase, de la température du dissipateur et de la tension du bus continu.
- Une carte Arcentra qui gère les entrées sorties avec l'extérieur, les alimentations et la commande des 4 « drivers » des IGBT (3 phases et le frein).

- Trois cartes Arcel 2106 pour la commande rapprochée des IGBT, un « drivers » permet de piloter les deux IGBT d'un bras.

Le bus continu est obtenu à partir du redressement d'une source triphasée 50 Hz, suivi d'un filtrage avec des capacités chimiques de 2 000 μF . La tension entre phases de réseau étant limitée à 380 V, la valeur maximale du bus continu est de 900 V. Une alimentation externe de 24 V est également nécessaire pour l'alimentation du ventilateur ainsi que d'autres circuits électroniques.

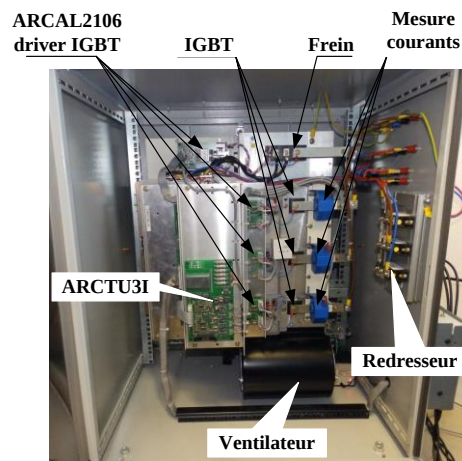


Figure A - 2 : Onduleur industriel Arcel

Tableau A - 2 : Principaux paramètres de l'onduleur

Grandeurs	Valeur	Unité
Tension nominale	800	V
Courant nominal	50	A
Fréquence de découpage maxi	20	kHz

A. 3. Variateur de vitesse

Le variateur de vitesse industriel de type UMV 4301 de la société LEROY-SOMER est un variateur destiné à l'alimentation des machines asynchrones ou synchrones rapides (sa fréquence de sortie peut atteindre 500 Hz). Nous utilisons ce variateur pour l'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents. Le schéma de la Figure A - 3 illustre la stratégie de commande du variateur et ses caractéristiques principales sont présentées dans le Tableau A - 3.

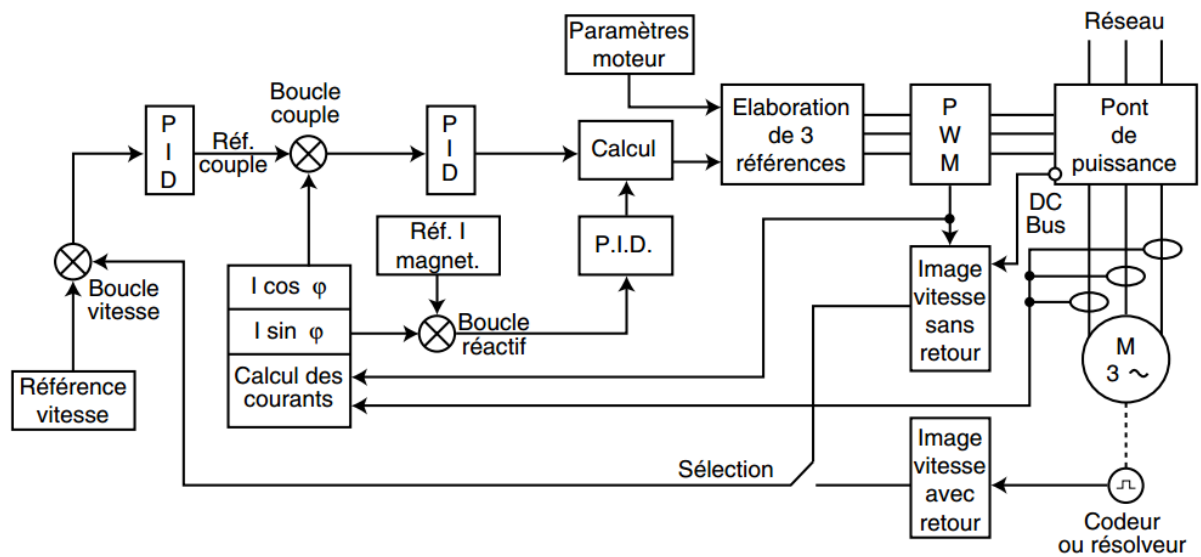


Figure A - 3 : Schéma synoptique du variateur de vitesse

Tableau A - 3 : Principales caractéristiques du variateur de vitesse

Grandeurs	Valeurs	Unités
Alimentation d'entrée	200-240/380-480	V
Fréquence d'entrée	48-62	Hz
Puissance utile	45	kW
Intensité nominale permanente	96	A
Fréquence de sortie	0-500	Hz
Mode de contrôle	boucle ouverte/ boucle fermée	—

A. 4. Boîtier de mesure des tensions et des courants

Afin de permettre la mesure des courants et des tensions au stator, nous avons mis en place un boîtier de mesure intercalé entre l'onduleur et la machine (Figure A - 4).



Figure A - 4 : Boîtier de mesure des tensions et courants

Ce système mesure deux courants de ligne et deux tensions entre phases, au moyen de capteurs à effet Hall. Ces capteurs garantissent l'isolation galvanique entre la partie puissance de l'onduleur et l'instrumentation. Le gain des capteurs de courant est de 1V/4A et le gain des capteurs de tension est de 1/100.

A. 5. Système dSPACE dS1005

Nous utilisons un système de prototypage rapide modulaire construit autour de la carte de calcul DS1005 PPC de la société dSPACE. Cette carte processeur fournit la capacité de calcul en temps réel et fonctionne comme interface aux cartes I/O et à l'ordinateur qui reçoit les outils de développement. La DS1005 dispose d'un processeur PowerPC 750GX cadencé à 1 GHz, elle est donc capable de répondre à la grande majorité des cas. Si on a besoin d'encore plus de puissance de calcul, il est possible de relier plusieurs DS1005 via une interface optique pour faire du multitraitement [113]. La DS1005 est connectable directement à toutes les cartes d'entrée/sortie de dSPACE via le bus PHS (Peripheral High Speed).

La structure principale de la carte DS1005 est représentée sur la Figure A - 5 [113]. Avec la carte DS1005 nous disposons également de :

- La carte A/D Haute-vitesse DS2004
- La carte Multi-I/O DS2201
- La carte Interfaces pour codeurs incrémentaux DS3001
- La carte Forme d'onde à sorties numériques DS5101 (non utilisée)

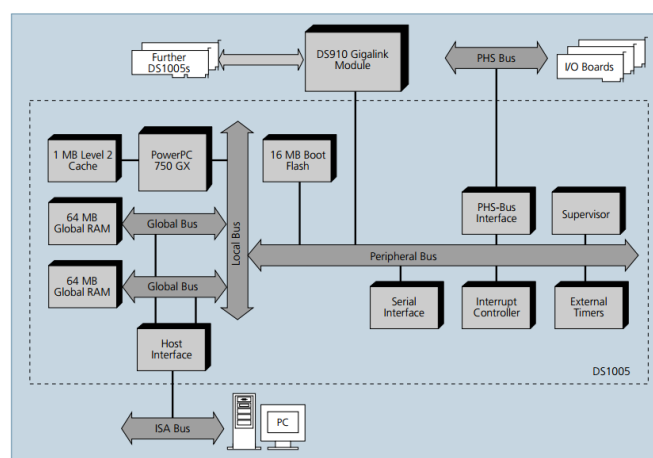


Figure A - 5 : Diagramme de bloc DS1005 [113]

Par ailleurs, deux logiciels ont été utilisés pour programmer et tester nos algorithmes de commande. Le premier est le logiciel Matlab & Simulink 2010b pour effectuer des simulations numériques avant les expérimentations et aussi pour préparer et compiler les programmes. Le second est le logiciel dSPACE Control Desk 3.7 capable de télécharger les programmes dans la carte dSPACE et de fournir une interface visuelle pour permettre à l'utilisateur de gérer les essais et de sauvegarder les données.



Figure A - 6 : La carte DS1005

B. Machines à hautes vitesses de la littérature

Cette annexe liste toutes les machines qui apparaissent dans la Figure 1-2.

B. 1. Machines asynchrones

N°	Puissance (kW)	Vitesse (tr/min)	Application	Référence
1	300	60 000	Prototype	[114]
2	2 000	15 000	Prototype	[36]
3	60	60 000	Prototype	[38]
4	8 000	12 000	Compresseur	[115]
5	50	50 000	Prototype	[38]
6	8 000	12 000	Compresseur	[13]
7	2 610	11 160	Compresseur	[116]
8	10	90 000	Prototype	[117]
9	6.3	120 000	Turbocompresseur	[118]
10	65	30 600	Compresseur	[38]
11	11	56 500	Compresseur	[26]
12	21	50 000	Compresseur	[119]
13	200	12 000	Prototype	[120]
14	250	12 000	Prototype	[121]
15	1.5	50 000	Prototype	[122]
16	120	10 000	Prototype	[123]
17	30	24 000	Prototype	[37]
18	10 000	12 000	Prototype	[124]
19	6 900	14 700	Compresseur	[125]
20	6 000	10 000	Compresseur	[126]
21	2 300	15 600	Compresseur	[14]
22	2 265	12 000	Pompe	[127]
23	2 000	20 000	Compresseur	[128]
24	62	100 000	Prototype	[129]
25	45	92 500	Turbocompresseur	[10]

B. 2. Machines synchrones à aimants permanents

N°	Puissance (kW)	Vitesse (tr/min)	Application	Référence
1	22	120 000	Prototype	[130]
2	2	220 000	Turbocompresseur	[131]
3	1	500 000	Turbocompresseur	[132]
4	11	50 000	Machine-outil	[133]
5	2	200 000	Prototype	[134]
6	1.5	150 000	Turbocompresseur	[19]
7	5	150 000	Machine-outil	[4]

8	40	40 000	Compresseur	[49]
9	20	20 000	Prototype	[65]
10	90	27 000	Micro-turbine	[41]
11	50	12 000	Prototype	[50]
12	1120	18 000	Prototype	[135]
13	640	10 000	Prototype	[136]
14	30	14 000	Traction automobile	[137]
15	25	20 000	Prototype	[138]
16	2	118 000	Turbocompresseur	[5]
17	50	70 000	Turbocompresseur	[139]
18	130	31 500	Compresseur	[140]
19	131	70 000	Micro-turbine	[6]
20	110	70 000	Micro-turbine	[141]
21	22	47 000	Prototype	[10]

B. 3. Machines à réluctance variable à double saillance

N°	Puissance (kW)	Vitesse (tr/min)	Application	Référence
1	1.6	100 000	Aspirateur	[142]
2	100	100 000	Volant d'inertie	[53]
3	2	200 000	Prototype	[143]
4	123	20 000	Véhicule électrique	[54]
5	2	100 000	Prototype	[144]
6	224	18 000	Prototype	[145]
7	60	50 000	Traction automobile	[146]
8	150	22 000	Traction	[147]
9	30	12 000	Prototype	[148]
10	45	32 000	Aéronautique	[149]
11	1	60 000	Aspirateur	[51]
12	8	60 000	Volant d'inertie	[52]

B. 4. Machines Synchrones à réluctance variable

N°	Puissance (kW)	Vitesse (tr/min)	Application	Référence
1	20	20 000	Prototype	[31]
2	60	48 000	Prototype	[150]
3	120	54 000	Volant d'inertie	[151]
4	5	50 000	Compresseur	[152]
5	100	20 000	Prototype	[153]

B. 5. Machines homopolaires

N°	Puissance (kW)	Vitesse (tr/min)	Application	Référence
1	30	100 000	Volant d'inertie	[63]
2	100	100 000	Prototype	[154]
3	1 000	10 000	Prototype	[155]

C. Réglage des correcteurs PI

Les deux techniques les plus efficaces pour régler un correcteur PI, lorsque l'on ne dispose pas d'un modèle précis du processus mais que l'on veut quand même obtenir des performances correctes sont la Compensation de Pôle (CP) et la méthode de l'Optimum Symétrique (OS). Ces méthodes sont adaptées aux boucles d'asservissement comportant un pôle lent dominant ou une intégration et un ensemble des pôles rapides ou de petits retards. Cette configuration correspond bien aux boucles de courant ou de vitesse des machines électriques.

Les deux méthodes se basent sur un modèle approché d'ordre 2 que l'on peut déterminer assez facilement. Ce modèle comporte, soit un pôle lent et un pôle rapide (CP), soit une intégration et un pôle rapide (OS). Le pôle rapide est un terme équivalent à la contribution globale de tous les termes rapides du système réel. La constante de temps correspondante est obtenue simplement en sommant toutes les petites constantes de temps et les petits retards.

Le Tableau C-1 ci-dessous récapitule les modèles et les règles de calcul de chaque méthode. On peut noter qu'elles offrent chacune un paramètre de réglage qui permet d'ajuster le compromis entre robustesse et performances. Pour la CP, il s'agit du facteur d'amortissement de la boucle fermée, que l'on prend généralement compris entre 0.7 et 1. Pour l'OS, c'est la marge de phase en boucle ouverte qui sera choisie entre 45° et 60°.

Tableau C-1 : Règles de calcul des correcteurs PI

Méthode	Compensation de pôle	Optimum symétrique
Modèle approché	$G_Q = \frac{K_0}{(s/\omega_0 + 1)(s/\omega_Q + 1)}$	$G_Q = \frac{K_Q}{s(s/\omega_Q + 1)}$
Paramètre de réglage	z_{BF}	$\varphi_m \rightarrow \alpha = \left(\frac{1 + \sin(\varphi_m)}{\cos(\varphi_m)} \right)^2$
Gain K_P	$K_P = \frac{1}{4z_{BF}^2} \frac{\omega_Q}{K_Q}$	$K_P = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \frac{\omega_Q}{K_Q}$
Terme ω_N	$\omega_N = \omega_0$	$\omega_N = \frac{\omega_Q}{\alpha}$

La fonction de transfert du correcteur PI s'écrit : $G_C = K_P \left(1 + \frac{\omega_N}{s} \right) = K_P + K_I \frac{1}{s}$

Plus le pôle lent est proche du pôle rapide et plus la CP est efficace. Par contre, elle n'est pas applicable en cas de terme intégral ou si le pôle lent est très lent, elle déterminera un terme intégral très faible, ce qui conduira à un mauvais rejet de perturbation. C'est souvent le cas avec les boucles de vitesse.

L'OS est donc préférable si le processus comporte une intégration ou si son pôle lent est très lent. Dans ce cas, il suffit d'approximer le pôle lent par une intégration, ce qui revient à négliger la résistance du circuit, pour une boucle de courant, ou les frottements visqueux, pour une boucle de vitesse. Le modèle utilisé pour l'OS est donc plus facile à déterminer et le réglage du correcteur n'est pas sensible aux paramètres susceptibles de varier avec la température que sont les résistances et les frottements visqueux.

Thèse de Doctorat

Duc-Quan NGUYEN

**Modélisation, identification et commande sans capteur
d'une machine synchrone à réluctance variable rapide**

**Modeling, identification and sensorless control of a high speed
synchronous reluctance motor**

Résumé

Les machines synchrones à réluctance variable (MSRV) sont de plus en plus utilisées dans les entraînements à haute vitesse pour obtenir de meilleures performances dans des applications telles que l'usinage à haute vitesse, le stockage d'énergie ou les turbocompresseurs. Cette thèse porte sur l'identification et la commande sans capteur d'une machine synchrone à réluctance variable à grande vitesse et s'appuie sur un banc d'essais de machines 20 000 tr/min.

Après avoir présenté un état de l'art des machines rapides et plus spécifiquement des MSRV, une première partie est consacrée à la modélisation, l'identification et la simulation de la MSRV. Une attention particulière est portée sur l'estimation des paramètres électriques et mécaniques de la MSRV de notre banc.

Une deuxième partie traite de la commande avec capteur mécanique en cherchant des performances dynamiques et énergétiques optimales, en fonction du point de fonctionnement. En basse vitesse, la méthode à couple maximum par Ampère (MTPA maximum torque per Ampere) est utilisée et à haute vitesse, la commande utilisée est la méthode à couple maximum par unité de flux (MTPW maximum torque per Weber).

Enfin, une dernière partie s'intéresse à la commande sans capteur mécanique. Un filtre de Kalman étendu (FKE) est utilisé pour estimer la vitesse et la position de la MSRV. Un FKE classique (d'ordre 4), nécessiterait une grande puissance de calcul, en contradiction avec le faible coût de la MSRV. Par conséquent, un FKE original basé sur un modèle inverse d'ordre 2 de la machine est proposé. Ces deux approches sont testées expérimentalement et comparées.

Mots clés

Machine synchrone à réluctance variable, commande sans capteur, filtre de Kalman étendu, haute vitesse, modélisation, identification, estimation

Abstract

Synchronous reluctance motor (SRM) are increasingly used in high-speed drives to obtain better performance in applications such as high-speed machining, energy storage or turbochargers. This thesis focuses on the identification and the sensorless control of a high-speed SRM and relies on a test bench with 20 000 rpm machines.

After presenting a state of the art review of high-speed machines and more specifically of SRM, a first part is devoted to the modeling, identification and simulation of the SRM. A particular focus is put on the electrical and mechanical parameter estimation of the SRM of our test bench.

A second part deals with the command with mechanical sensor seeking optimal dynamic and energy performance in relation with the point of operation. At low speed the MTPA (maximum torque per Ampere) method is used and at high speed, the command is based on MTPW (maximum torque per Weber) method.

Finally, a last part deals with the command without mechanical sensor. An extended Kalman filter (EKF) is used to estimate the SRM speed and position. A classical EKF (of order 4), would require a high computing power, in contradiction with the low cost of the SRM. Therefore, an original FKE based on second order inverse model of the machine is proposed. These two approaches are tested experimentally and compared.

Key Words

Synchronous reluctance machine, sensorless control, extended Kalman filter, high-speed, modeling, identification, estimation