



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés dans le cadre d'une collaboration CIFRE entre le Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN) et la société HISPANO-SUIZA (Groupe SAFRAN). Le laboratoire est implanté sur les sites de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique et de l'Université Henri Poincaré.

Je remercie grandement Monsieur Régis MEURET, expert émérite du groupe SAFRAN, responsable du pôle SPEC (Safran Power Electronics Center) et responsable scientifique de cette thèse au sein d'HISAPNO-SUIZA pour avoir proposé ce sujet de recherche et pour m'avoir dirigé, accompagné et conseillé tout au long de ma thèse.

Je tiens à remercier vivement mon directeur de thèse, monsieur Farid MEIBODY-TABAR, professeur à l'ENSEM pour son accueil, sa disponibilité et ses conseils avisés lors de nos discussions

Mes remerciements s'adressent bien évidemment à Monsieur Babak NAHID-MOBARAKEH, co-directeur de ma thèse et maître de conférence à l'ENSEM. Je lui exprime toute ma reconnaissance pour sa grande disponibilité, son soutien et pour m'avoir orienté vers des directions pertinentes du début à la fin de ces travaux.

J'adresse mes respectueux remerciements Monsieur Shahrokh SAADATE, Professeur à l'Université Henri Poincaré et ancien directeur du GREEN, qui avait bien voulu m'accepter dans son laboratoire. Je remercie également Monsieur Bernard DAVAT, Professeur à l'ENSEM et actuel directeur du GREEN pour son intérêt et sa participation à mon jury de thèse.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur Jean-Paul LOUIS, Professeur émérite à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse.

J'adresse également mes remerciements à Messieurs les professeurs Seddik BACHA de l'Université Joseph Fourier de Grenoble et Maurice FADEL de l'ENSEEIH à Toulouse pour avoir assuré la charge de rapporteur et pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon mémoire.

Je remercie Madame Xuefang LIN-SHI, professeur à l'INSA de Lyon, Monsieur Etienne ANNEE, ingénieur au sein de MESSIER-BUGATTI-DOWTI et Monsieur Jérôme PIATON, ingénieur au sein de SAGEM DS pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse et pour les remarques et commentaires judicieux qu'ils m'ont adressé lors des réunions de suivi organisées pendant ma thèse.

Mes remerciement vont également à Monsieur Julien LEPREUX, ingénieur au sein d'HISPANO-SUIZA, présent lui aussi dans mon jury et qui m'a accompagné et conseillé pendant ma thèse.

J'adresse des remerciements sincères à l'ensemble des ingénieurs, doctorants, apprentis et stagiaires d'HISPANO-SUIZA pour leur bonne humeur durant ces trois années.

Enfin, je remercie fortement tout le laboratoire GREEN : le personnel enseignant, les doctorants, les secrétaires et les techniciens pour leur aide sur les aspects théoriques, expérimentaux ou administratifs.

Sommaire

Thèse	1
Remerciements	3
Sommaire	5
Liste des principaux symboles et acronymes	9
Introduction générale	12
Chapitre I: La commande sans capteur dans l'avion plus électrique	15
A. La problématique de l'avion plus électrique	16
A. Les objectifs de l'avion plus électrique.....	16
B. Le cas de la commande de vol et des actionneurs électromécaniques ...	18
1. Les commandes de vol :	18
2. Les EHA :	19
3. Les EMA :	20
B. Commande sans capteur mécanique en hautes et moyennes vitesses 24	
A. Modélisation et commande des machines synchrones à aimants permanents	24
1. Equations électriques	24
2. Equations mécaniques	26
3. Commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents	27
B. Commandes sans capteurs basées sur l'estimation du vecteur FEM.....	28
1. Introduction	28
2. Modélisation de la MSAP en vue de la commande sans capteur....	29
3. Estimation de la vitesse et de la position.....	30
C. Limites des méthodes basées sur l'estimation de la f.é.m.	34
1. Problème d'observabilité	34
2. Dépendance aux incertitudes paramétriques	38
3. Problèmes d'initialisation	40
C. Commande de MSAP sinusoïdale à l'aide de capteurs à effet Hall "6 secteurs"	41
A. Principe de fonctionnement du capteur à effet Hall	41
B. Association du capteur "6 secteurs" et de l'estimation de la FEM	43
C. Limites de la méthode proposée	47
D. Conclusion	48

Chapitre II: Commande sans capteur en basses vitesses et à l'arrêt	50
A. Introduction	51
B. Modélisation de la MSAP en vue des simulations	52
A. Observabilité du système à l'arrêt et en présence de saillance	52
B. Description de la machine utilisée	55
C. Modélisation de la machine par éléments finis	58
1. <i>Méthode de calcul des inductances statoriques</i>	58
2. <i>Analyse et utilisation des résultats obtenus</i>	59
C. Différentes méthodes de commande sans capteur à basses vitesses ..	64
A. Méthode INFORM.....	64
1. <i>Présentation de la méthode</i>	64
2. <i>Simulation de la méthode</i>	66
3. <i>Avantages et inconvénients de la méthode INFORM</i>	70
B. Méthode de Zgorski	71
1. <i>Présentation de la méthode</i>	71
2. <i>Simulations de la méthode</i>	73
3. <i>Essais expérimentaux</i>	78
4. <i>Avantages et inconvénients de la méthode de Zgorski</i>	81
C. Méthode de Matsui	82
1. <i>Présentation de la méthode</i>	82
2. <i>Simulations de la méthode</i>	84
3. <i>Essais expérimentaux</i>	89
4. <i>Avantages et inconvénients de la méthode de Matsui</i>	94
D. Conclusion	95
Chapitre III: Proposition d'une nouvelle méthode de commande de MSAP sans capteur en basses vitesses.....	97
A. Introduction	98
B. Description de la méthode proposée	99
A. Principe de la méthode	99
B. Algorithme d'estimation de la position	101
C. Validation de l'algorithme.....	104
A. Simulations	104
1. <i>Convergence de l'algorithme</i>	104

2. Boucle de vitesse	105
3. Boucle de position	107
B. Essais expérimentaux.....	108
1. Convergence de l'algorithme.....	108
2. Boucle de vitesse	109
3. Boucle de position.....	111
C. Conclusion.....	116
D. Avantages et limites de la méthode proposée	118
A. Comparaison avec les méthodes existantes	118
1. Impact sur la commande.....	118
2. Sensibilité paramétrique.....	119
3. Dimensionnement et facilité de mise en œuvre	119
4. Performances de l'estimateur.....	120
5. Temps d'exécution	120
6. Bilan.....	121
B. Limitations des commandes sans capteur mécanique	123
1. Augmentation de la consommation en courant	123
2. Limite de validité en hautes vitesses.....	124
3. Problème d'initialisation.....	125
E. Conclusion	127
Chapitre IV: Analyse de la nouvelle méthode de contrôle.....	129
A. Introduction	130
B. Etude analytique de l'algorithme	131
A. Convergence de l'algorithme	131
B. Indépendance de la convergence de la méthode aux paramètres de la machine	136
C. Détermination de la saillance dynamique minimale nécessaire à l'observabilité de la méthode.....	141
C. Méthode de transition entre les algorithmes basses et hautes vitesses	145
A. Nécessité d'un algorithme de transition	145
B. Présentation de la méthode proposée	147
C. Validation de la méthode	149
1. Simulations.....	149

2. Résultats expérimentaux.....	151
D. Algorithme d'initialisation des méthodes de commande sans capteur	156
A. Présentation de l'algorithme proposé	156
B. Validation de la méthode	157
1. Simulation	157
2. Résultats expérimentaux.....	158
E. Conclusion	161
Conclusion générale et perspectives	163
Bibliographie	167
Tables des figures	172
Résumé	182

Liste des principaux symboles et acronymes

Acronymes :

EHA : Electro-Hydrostatic Actuator

EMA : Electro-Mechanical Actuator

f.é.m. : Force électromotrice.

LVDT : Linear Variable Differential Transformer

MLI : Modulation de largeur d'impulsion

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents

PI : Proportionnel Intégral

Indices :

a, b, c : axes *a*, *b* et *c* du repère triphasé

α, β : axes *α* et *β* du repère diphasé lié au stator

d, q : axes *d* et *q* du repère diphasé tournant lié au stator

δ, γ : axes *δ* et *γ* du repère diphasé tournant estimé

r : référence, sortie du régulateur

ref : référence

0 : valeur de la variable à l'équilibre

Paramètres :

R_s : résistance statorique

L : inductance statorique statique

l : inductance statorique dynamique

\tilde{L}_s : $L_q - L_d$

\tilde{l}_s : $l_q - l_d$

T : période d'échantillonnage

Ψ_f : flux des aimants à travers le circuit équivalent direct

p : nombre de paires de pôles

J : moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge

b, ξ : paramètres de la commande sans capteur à hautes vitesses

K₀, τ : paramètres de la commande sans capteur à basses vitesses

G_{ond} : gain de l'onduleur

K, τ_i : coefficients des régulateurs PI

T_{32} : matrice de Concordia

$P(x)$: matrice de rotation de Park

ΔT : temps d'application du vecteur tension test

Variables :

t : échelle de temps

i : courant statorique

v : tension statorique

v_s : tension test

i_s : réponse en courant à la tension test

Ψ : flux à travers les bobines statoriques

e : force électromotrice (f.e.m.)

\hat{e} : force électromotrice estimée

θ : position électrique du rotor

ϑ : position du repère δ - γ

ϑ_0 : position initiale du repère δ - γ

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor

$p\Omega_c$: vitesse angulaire du repère δ - γ

ω : pulsation électrique

Γ_m : couple du moteur

Γ_{ch} : couple de charge

$C(s)$: régulateur

x, X : vecteur d'état

u, U : vecteur d'entrée

y, Y : vecteur de sortie

s : opérateur de Laplace

μ_i : fonction d'activation

Introduction générale

Remplacer progressivement les sources d'énergies secondaires pneumatiques et hydrauliques par de l'énergie électrique présente plusieurs avantages : une réduction de la masse (et donc de la consommation), une augmentation de la fiabilité, une maintenance et une intégration plus aisées, et surtout la suppression de réseaux complexes de tuyauteries.

Un nombre important des applications ciblées par la recherche d'un avion plus électrique concernent des actionneurs (commande de vol, sortie de train d'atterrissage...). Le faible espace disponible conduit le plus souvent à choisir des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) pour motoriser ces actionneurs, les MSAP étant des machines électriques au couple volumique élevé. Elles présentent également l'avantage d'être facilement contrôlables.

Ce contrôle des MSAP, nécessite néanmoins pour son autopilotage, de connaître avec précision la position électrique du rotor. Habituellement, ce sont des capteurs de positions qui fournissent cette information. Ces capteurs sont généralement performants mais présentent tout de même des inconvénients. Ils augmentent la masse, le volume et le coût global du système, nécessitent un bout d'arbre (ce qui est d'autant plus handicapant que la machine est de petite taille), un calage relatif au stator et l'augmentation du nombre de câbles entre le moteur et sa commande. L'inconvénient le plus important étant en plus la baisse de la fiabilité de l'actionneur due aux taux de défaillance relativement élevé des capteurs mécaniques. Compte tenu de toutes ces limites, de nombreuses recherches ont été effectuées dans le but de commander les MSAP sans capteur mécanique.

L'objectif de cette thèse est donc de proposer et de valider une méthode permettant d'estimer les variables mécaniques d'une MSAP non saillante uniquement à partir des mesures des courants statoriques pour ainsi permettre un contrôle performant de la machine. Cette estimation devra pouvoir être faite que l'on opère en hautes vitesses ou en très basses vitesses et même à l'arrêt, des applications comme la commande de vol devant être capable de maintenir une position de référence sous l'action d'un important couple de charge.

Une collaboration entre la société HISPANO-SUIZA (Groupe SAFRAN) et le laboratoire GREEN de Nancy ont permis la réalisation de ces travaux au travers d'un contrat CIFRE.

Dans ce mémoire, la présentation des travaux de thèse est divisée en quatre parties :

Après avoir rappelé le contexte de l'avion plus électrique ainsi que les contraintes liées à l'application de la commande de vol, nous allons, dans le premier chapitre, rappeler succinctement les équations modélisant une MSAP à pôles lisses ainsi que sa commande classique avec capteur mécanique. Une méthode déjà existante de commande sans capteur valable pour les moyennes et hautes vitesses

est ensuite présentée. Celle-ci se base sur l'estimation de la force électromotrice, grandeur électrique proportionnelle à la vitesse mécanique. Nous présentons également les limites de cette méthode en basses vitesses. Enfin, une commande sinusoïdale utilisant un capteur six secteurs à effet Hall est proposée et validée. Une telle méthode pourrait être un bon compromis entre la sécurité qu'offre un capteur mécanique et les avantages d'une commande sans capteur.

A l'arrêt, la majorité des méthodes d'estimation de la position se base sur une saillance au rotor. Notre application nous imposant une machine à pôles lisses, nous proposons d'injecter un courant supplémentaire pour saturer suffisamment le circuit magnétique et ainsi créer la saillance requise. Un modèle de MSAP tenant compte de la saturation magnétique est alors développé dans la première partie du chapitre II. Ensuite, trois méthodes existantes de commande sans capteur sont testées en se basant sur celui-ci en simulation. Les résultats obtenus sont ensuite comparés entre eux et avec des résultats expérimentaux. Les points forts et faibles de chacune des méthodes sont alors observés et analysés afin de nous aider au développement d'une nouvelle méthode.

Dans le troisième chapitre, une nouvelle méthode de commande sans capteur adaptée aux basses vitesses et à l'arrêt est proposée. Basée elle aussi sur la saillance magnétique, nous montrons qu'elle est plus simple à dimensionner et plus facile à mettre en œuvre que les méthodes déjà existantes. De plus, elle est indépendante des paramètres de la machine et donc intrinsèquement robuste vis-à-vis des incertitudes et variations paramétriques. Son principe est validé en se basant sur les résultats issus de simulations numériques et d'expérimentation. Les résultats obtenus sont comparés à ceux des méthodes de l'état de l'art et ses limites sont présentées.

Des solutions permettant de corriger ou de minimiser l'impact de ses limites sont proposées dans le dernier chapitre comme la minimisation des pertes Joule supplémentaires dues à l'utilisation de la commande sans capteur proposée, un processus d'initialisation ou encore une méthode de transition sans à-coup de couple entre les algorithmes basses et hautes vitesses. Ces méthodes sont également validées à la fois par simulation et par expérimentation. De plus, une étude analytique est menée afin de montrer la stabilité et la convergence de l'algorithme vers une erreur d'estimation nulle et permet de déterminer le domaine de convergence de la position estimée avec la commande sans capteur proposée. Nous démontrons également l'indépendance de ce domaine de convergence aux paramètres électriques de la MSAP. Cette étude théorique, validée expérimentalement, montre que seul le temps de convergence dépend de certains paramètres électriques. La saillance dynamique minimale nécessaire au bon fonctionnement de la méthode est aussi déterminée. Ce point est très important pour déterminer le niveau de courant nécessaire pour créer cette saillance. Cette information peut également être utilisée lors de la conception d'une MSAP destinée à fonctionner sans capteur mécanique avec l'approche proposée dans cette thèse.

Chapitre I: La commande sans capteur dans l'avion plus électrique

A. La problématique de l'avion plus électrique

A. Les objectifs de l'avion plus électrique

L'énergie principale assurant la propulsion de l'avion est fournie par les différents réacteurs. En complément de cette source, l'appareil requiert des énergies auxiliaires pour fonctionner. Celles-ci, créées par la source principale, seront utilisées pour actionner les systèmes indispensables à la navigation de l'avion (commandes de vol, freinage, sortie du train d'atterrissage...). Ces énergies sont également nécessaires à l'alimentation des différents instruments électroniques et de contrôle, à l'éclairage ou encore au confort et au divertissement des passagers dans le cas de vols commerciaux.

A l'heure actuelle, les réseaux d'énergies auxiliaires sont de trois types : hydraulique, pneumatique et électrique. Les constructeurs et équipementiers de l'aéronautique, en étroite partenariat avec les laboratoires de recherches travaillent ensemble dans le but d'augmenter progressivement la part d'énergie électrique, pour le moment minoritaire dans ce bouquet. A terme, l'électrique pourrait complètement se substituer au pneumatique et à l'hydraulique et ainsi devenir la seule énergie "secondaire" de l'appareil.

Ces recherches poursuivent toujours les deux mêmes objectifs principaux qui sont une augmentation de la fiabilité et une diminution de la masse globale de l'appareil. Ces deux critères sont fondamentaux dans les choix technologiques aéronautiques. Une baisse de la masse entraîne directement une diminution de la consommation (et donc de la pollution provoquée par l'appareil). De plus, la génération et la maîtrise de la distribution de l'énergie électrique sont plus simples que celles des énergies pneumatique et hydraulique. Les performances des actionneurs et de leur commande ont été grandement améliorées suite aux récents progrès en électronique de puissance.

Les énergies pneumatique et hydraulique présentent d'autres inconvénients qui justifient un passage au "plus électrique". D'une part le risque d'une fuite d'une des lourdes canalisations est non négligeable. Le coût de maintenance de ces énergies est également plus important que celui de l'électrique, d'autant qu'il est plus aisé de diagnostiquer une panne, voire même de l'anticiper, sur un réseau ou un actionneur électrique. La grande flexibilité de l'électrique, notamment sur la commutation d'une configuration à l'autre en cas de défaut joue également en sa faveur. Il est aussi à noter qu'afin de maintenir constante la pression dans le circuit pneumatique, de l'air doit être prélevé sur les réacteurs ce qui a pour conséquence une chute du rendement de ceux-ci. D'après l'avionneur Boeing, la puissance nécessaire à l'utilisation d'un réseau électrique est 35% inférieure à celle requise par une architecture pneumatique. Nous observons ainsi depuis plusieurs décennies un besoin croissant en énergie électrique de la part des appareils, cette tendance peut être observée figure I.1.

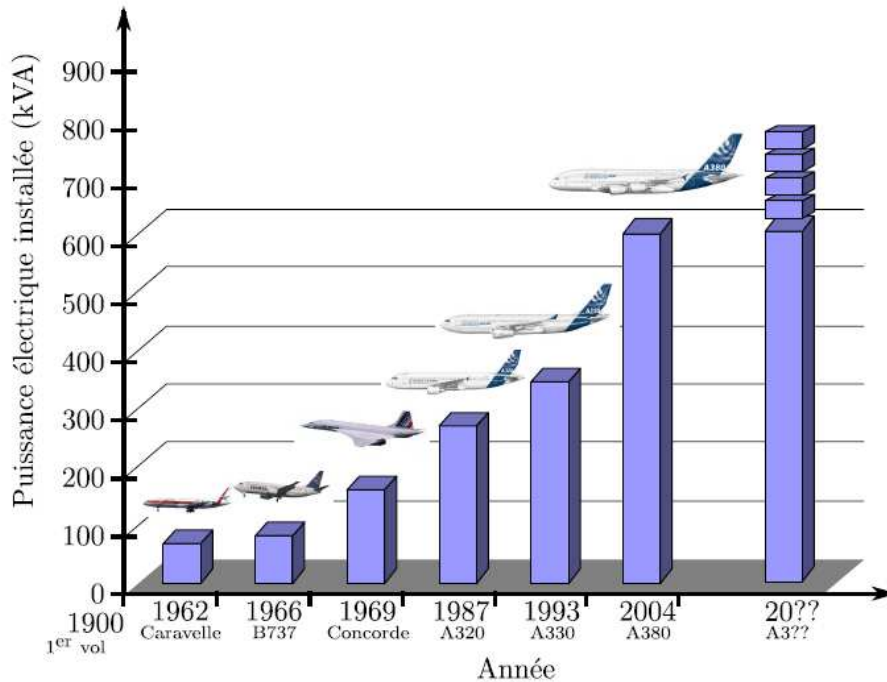


Figure I-1 : Evolution de la puissance installée dans les avions [ROB09] [DUM11]

Dans cette évolution vers l'avion plus électrique, l'Airbus A-380 a marqué une rupture significative par rapport à ses prédécesseurs. D'une part par l'augmentation de près de 70% de la puissance électrique installée, mais également par le passage d'une architecture à trois réseaux hydrauliques (3H) à une architecture où 2 réseaux hydrauliques cohabitent avec deux réseaux électriques (2H+2E). Désormais, c'est quasiment le tiers des actionneurs qui est alimenté par de l'électrique. D'autres innovations font leur apparition : un mode de secours totalement électrique ; une fréquence du réseau variable (de 360 à 800 Hz), la présence de disjoncteurs électroniques Le Boeing 787 confirme cette tendance et présente une nouvelle avancée avec le frein électrique développé par Messier-Bugatti.

Le projet Green-Taxiing lancé en 2008 par Safran permettra de franchir une étape supplémentaire en permettant à l'avion de se déplacer au sol sans la propulsion des réacteurs, ceci en équipant les trains d'atterrissage de roues motrices. Cette solution pourra normalement être montée sur les avions dès 2016. La consommation d'énergie au sol sera alors réduite de 4 à 5%, Cette baisse est d'autant plus significative sur les vols internes et moyens courriers où le temps passé au sol par les avions est relativement important par rapport au temps de vol effectif. Outre ce gain de consommation, le Green-Taxiing va également permettre une réduction de la pollution sonore des aéroports. L'avion sera de plus capable de manœuvrer en totale autonomie, notamment sur les phases de marche arrière pour lesquelles l'aide d'un tracteur est à l'heure actuelle nécessaire.

Cependant, tous les avantages cités ne doivent pas éclipser les inconvénients inhérents à l'énergie électrique. Avec elle, les problèmes de compatibilité

électromagnétiques (CEM) apparaissent, tout comme les risques de décharges partielles. Les questions du stockage de cette énergie se posent également (batteries, super-capacités...), ainsi que celui de la résistance des composants aux environnements sévères qu'impose l'aéronautique. L'augmentation de la consommation électrique, en particulier par des actionneurs pouvant absorber de fortes puissances pose des problèmes liés à la qualité et à la stabilité du réseau, l'un des principaux inconvénients de l'électrique par rapport à l'hydraulique étant sa difficulté à répondre à des impacts brutaux de puissance en accumulant une énergie suffisante. Des systèmes hybrides électro-hydrauliques sont ainsi apparus. L'énergie hydraulique est alors générée localement, par une électropompe, au lieu de l'acheminer sur de longues distances. Aux actionneurs hydrauliques se substituent actuellement les EHA (Electro-Hydrostatic Actuator) ou les EMA (Electro-Mechanical Actuator).

B. Le cas de la commande de vol et des actionneurs électromécaniques

1. Les commandes de vol :

Sous l'expression de "commande de vol" sont rassemblés tous les équipements donnant la possibilité au pilote de contrôler la trajectoire de l'avion. Les commandes de vol peuvent être dites primaires ou secondaires selon leur fonction. Les commandes primaires permettent de modifier la position de l'avion en effectuant une rotation autour d'un des trois axes que sont le roulis, le tangage et le lacet (Figure I-2).

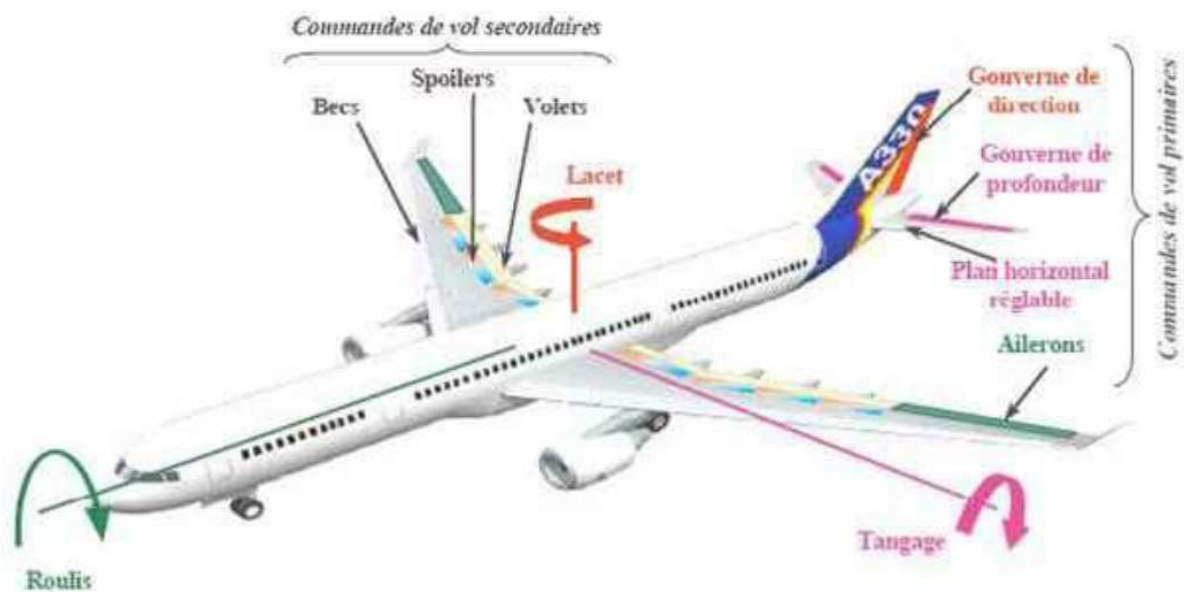


Figure I-2 : Axes et gouvernes de l'avion [MAM10]

Les différentes gouvernes actionnées par les commandes primaires sont : les ailerons qui agissent en roulis, les gouvernes de profondeur qui agissent en tangage et enfin la gouverne de direction agissant en lacet. Les commandes de vol secondaires jouent quant à elles sur l'aérodynamisme de l'avion. Elles sont utilisées lors des phases de décollage et d'atterrissage. Il s'agit de becs et volets qui modifient la portance de l'appareil et des spoilers qui impactent la traînée.

Les premières chaînes de commandes de vol dites "à commande électrique" sont apparues dès les années 1980 sur différents Airbus. En réalité, la puissance utilisée était toujours hydraulique et seule la commande de l'actionneur devient électrique. Il n'y a dès lors plus de liaison mécanique entre les leviers qu'actionne le pilote et les servocommandes (Figure I-3). La transmission mécanique des ordres de commande est ainsi remplacée par des simples signaux électriques. Grâce à ce gain de poids et de fiabilité, cette architecture de commande est devenue de nos jours un standard dans l'aéronautique [BOT00].

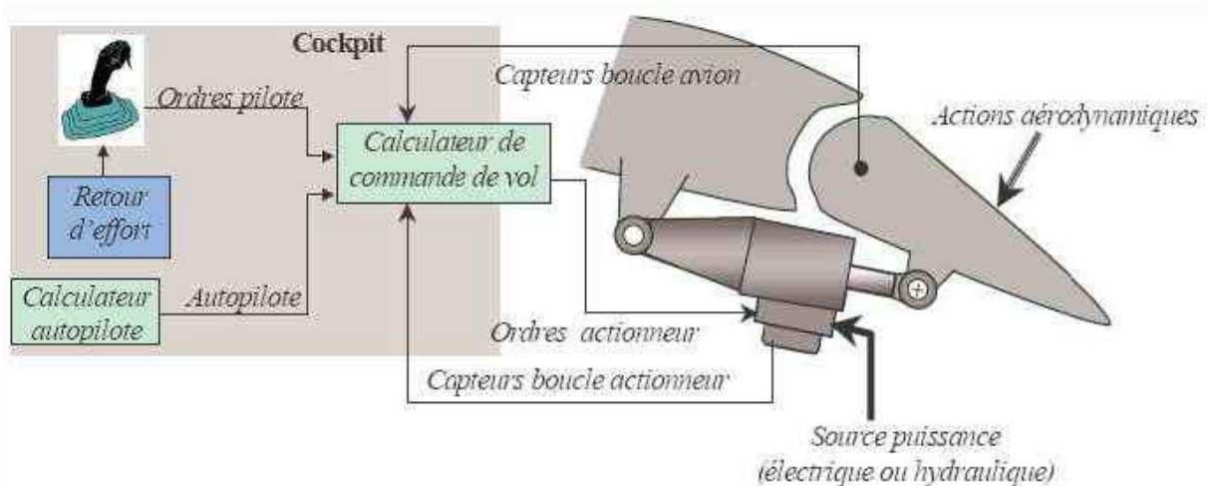


Figure I-3 : Schéma de principe d'une commande de vol [NFO06]

Il faudra attendre l'Airbus A380 pour voir des commandes de vol actionnées par la puissance électrique. Les actionneurs alors utilisés sont de type EHA ou EMA et le plus souvent motorisés par des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

2. Les EHA :

Un actionneur électro-hydraulique utilise un circuit hydraulique local dont la pression est contrôlée et maintenue par une machine électrique. Son principe est détaillé sur la figure I-4. Les EHA présentent de nombreux avantages (énumérés dans [MEN09]) combinant ceux de l'hydraulique et de l'électrique. Parmi ces avantages, nous pouvons citer les suivants :

- La possibilité de mettre plusieurs EHA en parallèle sans qu'un actionneur qui viendrait à devenir défectueux perturbe les autres. Une plus grande disponibilité est ainsi assurée.
- Une puissance hydraulique générée localement, supprimant les tuyauteries principales hautes pressions qui sont remplacées par des câbles électriques.
- Une puissance hydraulique générée de manière ponctuelle. Il n'est plus nécessaire d'assurer continuellement la pression du réseau hydraulique, réduisant ainsi la consommation d'énergie.
- Un coût de maintenance réduit.

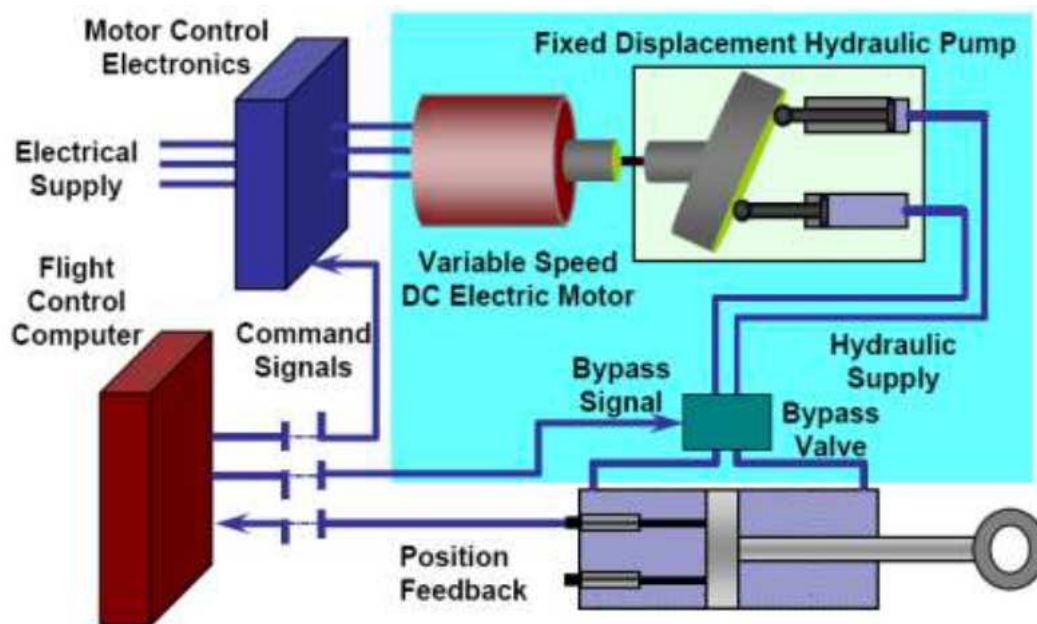


Figure I-4 : Schéma de contrôle d'une EHA

Cependant, ces avantages certains sont contrebalancés par deux inconvénients majeurs que sont le risque de fuite et la toxicité des fluides utilisés.

3. Les EMA :

Les EMA sont constitués d'un moteur électrique entraînant une chaîne de transmission mécanique permettant d'actionner la gouverne. Le circuit hydraulique est donc totalement supprimé. Son schéma de principe est représenté figure I-5. Sur cette figure, on peut noter la présence d'un réducteur de vitesse mécanique entre le stator et le vérin (technologie "gear drive").

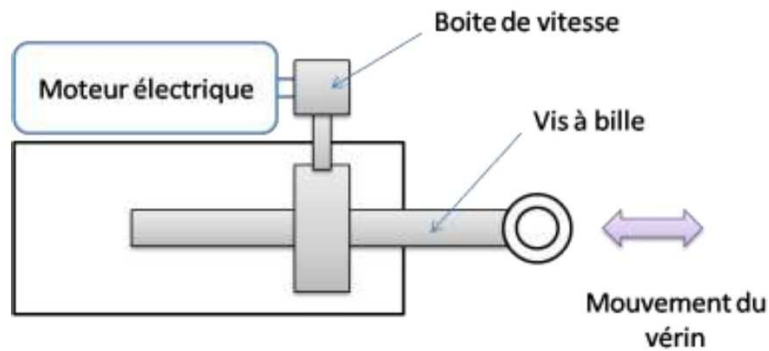


Figure I-5 : Schéma de principe d'un EMA "gear drive"

Par soucis de compacité, de rendement et de fiabilité (limitation de risque de grippage), on préfère à cette technologie celle appelée "direct drive" où l'écrou de la vis à roulement assurant le déplacement de la gouverne est directement relié au rotor du moteur électrique (figure I-6).

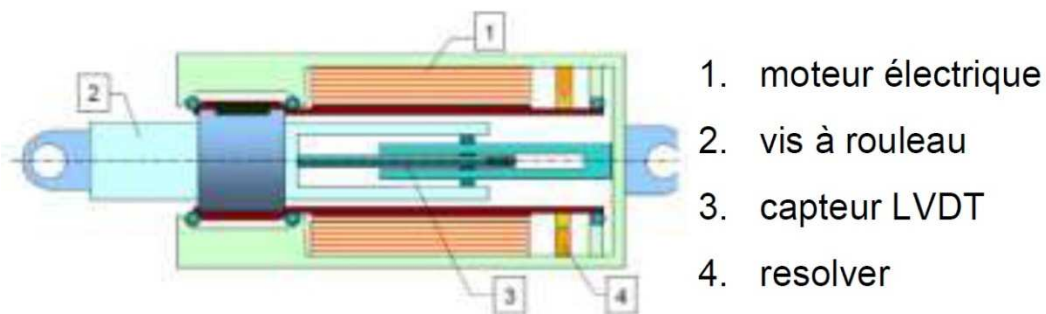


Figure I-6 : Schéma de principe d'un EMA "direct drive drive"

Par rapport aux EHA, les avantages des EMA sont multiples, nous pouvons citer entre autres la suppression complète de la puissance et des circuits hydrauliques, un gain sur la masse globale du système et une réduction du coût de maintenance. En revanche, le risque de grippage d'un EMA pouvant entraîner un blocage de la gouverne et la difficulté de sa mise en parallèle restent les principaux freins à son développement.

❖ Les contraintes de l'EMA sur un algorithme de commande sans capteur mécanique

D'importants efforts de fiabilité sont faits sur la partie mécanique de l'EMA afin de réduire les risques de grippage. Cependant, la fiabilité et la disponibilité de l'actionneur peuvent également être améliorées du côté de la motorisation électrique de l'EMA. De nombreux travaux sont par exemple effectués sur la détection des

défauts dans les MSAP **[LEB11]** ou sur la redondance des enroulements statoriques (machines double-étoiles, polyphasées ...).

Les recherches sur la commande sans capteur mécanique entrent donc dans cette optique. Les capteurs habituellement utilisés (resolvers, encodeurs) présentent de nombreux inconvénients malgré leurs bonnes performances en terme de précision. Un capteur de position augmente le coût, le poids et le volume global du système. Il requiert un bout d'arbre disponible ce qui est, pour les machines de petites tailles, très désavantageux. Enfin et surtout, l'électronique nécessaire au traitement du signal modulé qui est fourni par le resolver peut tomber en panne, ce qui diminue la fiabilité de l'actionneur.

C'est une machine synchrone motorisant un EMA d'aileron, développée par Sagem dans le cadre du projet COVADIS, qui a été choisie comme application première de cette étude (figure I-7). La commande développée dans les chapitres suivants devra donc respecter les contraintes liées à ce type d'application. L'EMA en question est placé sous l'aile de l'appareil, l'espace disponible est donc très restreint. La MSAP devra alors être la plus compacte et légère possible ce qui aura des conséquences sur la machine ainsi que sur l'algorithme de commande qui sera proposé :

- Pour avoir le fort couple massique demandé, le flux des aimants est important ce qui place intrinsèquement le circuit magnétique de la machine à la limite de la saturation. Le modèle de la machine devra donc prendre en compte ces effets non linéaires en cas d'ajout d'un courant positif dans la direction du flux des aimants.

- La densité de courant dans les bobines statoriques sera importante, le moteur très compact devra donc supporter de sévères contraintes thermiques. La méthode proposée devra veiller à minimiser autant que possible les courants statoriques et donc les pertes Joule.

- Au rotor de la machine, les aimants sont montés en surface, la machine étant ainsi à pôles lisses. L'algorithme de contrôle ne pourra donc pas se baser sur une quelconque saillance géométrique du rotor.

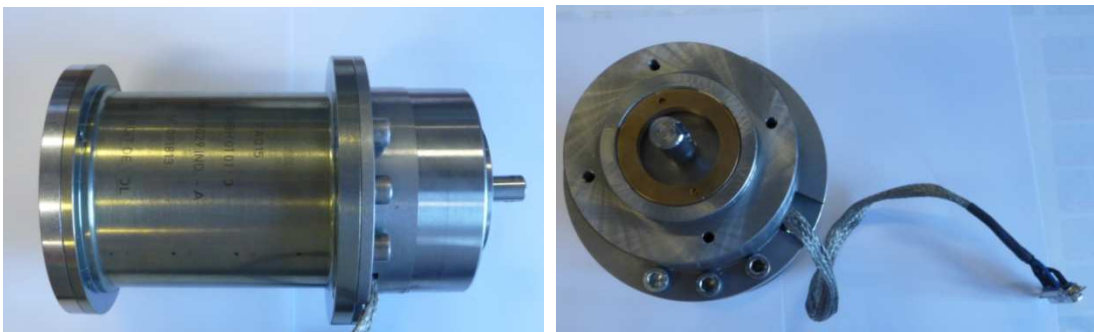


Figure I-7 : Photographie du moteur d'EMA COVADIS considéré

Enfin, le moteur de l'EMA devra pouvoir être contrôlé aussi bien en hautes vitesses (vitesse nominale à 1000 tr/min) qu'en très basses vitesses et même à l'arrêt. Il devra donc être capable de tenir une position de référence tout en supportant un fort couple de charge.

B. Commande sans capteur mécanique en hautes et moyennes vitesses

A. Modélisation et commande des machines synchrones à aimants permanents

1. Equations électriques

La machine considérée est une machine synchrone à aimants permanents, dont le stator comporte trois phases connectées en étoile. Le rotor de la machine est à pôles lisses. Afin de simplifier la modélisation de la machine, certaines hypothèses sont faites :

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et de courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.

La dernière hypothèse ne restera valable que dans cette première partie. Dans les chapitres suivants, nous verrons qu'il sera nécessaire de prendre en compte la saturation magnétique dans le modèle de la machine.

Dans ces conditions, les équations de la MSAP dans un repère fixe lié au stator sont :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

où R_s est la résistance des phases statoriques, $[v_a, v_b, v_c]^t$ les tensions des phases statoriques, $[i_a, i_b, i_c]^t$ les courants des phases statoriques et $[\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c]^t$ les flux totaux à travers les bobines statoriques.

La somme instantanée des trois courants statoriques est nulle, les enroulements étant montés en étoile à neutre isolé. La composante homopolaire du courant est donc également nulle et celles de tension ou de flux, si elles existent, n'interviennent ainsi pas dans la conversion électromécanique d'énergie et notamment dans l'expression du couple électromagnétique **[SAR98]**. Le comportement de la machine peut donc être représenté uniquement par deux variables indépendantes en appliquant la matrice de transformation de Concordia T_{32} . Cela nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

où :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ avec } T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

x étant v , i ou Ψ .

Nous avons à présent un système à deux équations mais les grandeurs sont alternatives et dépendent toujours de l'angle électrique θ . Afin de travailler avec des variables continues (qui simplifieront les calculs et le dimensionnement des correcteurs), nous allons appliquer la transformation de Park à l'équation (1.2). Les différentes variables seront alors vues depuis un repère lié au rotor :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} + \dot{\theta} \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

où :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P(-\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \text{ avec } P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

v_d , v_q , i_d et i_q , sont les composantes directes et en quadrature de la tension et du courant. Ψ_d et Ψ_q sont les composantes du flux dans ce même repère et sont définies par :

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d \cdot i_d + \Psi_f \\ \Psi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (1.6)$$

L_d et L_q sont les inductances statoriques directes et en quadrature. L'hypothèse est faite qu'elles sont indépendantes de la position θ . Ψ_f est le flux des aimants à travers les bobines statoriques. En remplaçant l'équation (1.6) dans (1.4), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \cdot P \left(\frac{\pi}{2} \right) \cdot \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

avec $\omega = p \cdot \Omega$ où p est le nombre de paires de pôles et Ω la vitesse mécanique du rotor. e_d et e_q sont les composantes directes et quadrature du vecteur f.é.m. (force électromotrice) définies par :

$$\begin{cases} e_d = 0 \\ e_q = p \cdot \Psi_f \cdot \Omega \end{cases} \quad (1.8)$$

Le couple électromagnétique développé par une MSAP sinusoïdale est donné par la relation suivante :

$$\Gamma_m = p \cdot (\Psi_\alpha \cdot i_\beta - \Psi_\beta \cdot i_\alpha) = p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) = p \cdot (\Psi_f - (L_d - L_q) \cdot i_d) \cdot i_q \quad (1.9)$$

Si le rotor est, comme dans notre cas, à pôles lisses ($L_d = L_q$), l'expression se simplifie en :

$$\Gamma_m = p \cdot \Psi_f i_q \quad (1.10)$$

2. Equations mécaniques

L'équation mécanique représentant la conversion d'énergie dans les MSAP est donnée par la relation différentielle suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_m - \Gamma_{ch} \quad (1.11)$$

où J est le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes et Γ_{ch} est l'ensemble des couples de charges. La position électrique θ quant à elle suit l'équation :

$$\frac{d\theta}{dt} = p \cdot \Omega \quad (1.12)$$

3. Commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents

Afin de réaliser le contrôle vectoriel (qu'il soit en couple ou en vitesse) d'une MSAP, une information précise sur la position est nécessaire. Cette information servira à assurer l'autopilotage de la machine afin qu'à chaque instant, la fréquence d'alimentation électrique soit égale à la fréquence de rotation du rotor.

Dans le cas d'une machine à pôles lisses, la valeur du couple électromagnétique est directement proportionnel à i_q . Afin de minimiser les pertes Joule, le courant de référence dans l'axe direct i_{dref} est donc fixé à 0. Le principe de la commande est de contrôler le couple (donc les courants statoriques) en imposant à la machine les tensions directe et en quadrature qui conviennent. La MSAP est alimentée par un onduleur à MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Ce dernier peut être, en valeurs moyennes, modélisé par un gain G_{ond} . Ce gain sera considéré égal à 1 si l'amplitude de la porteuse est choisie correctement par rapport à la valeur de la tension de l'étage continu de l'onduleur. Ainsi, pour imposer les tensions v_d et v_q il suffit d'imposer à l'onduleur leur référence v_{dr} et v_{qr} . Celles-ci sont obtenues à la sortie des régulateurs des courants direct et en quadrature et permettront à ces derniers de se maintenir à leur référence. La figure I-8 représente le schéma bloc d'une commande vectorielle.

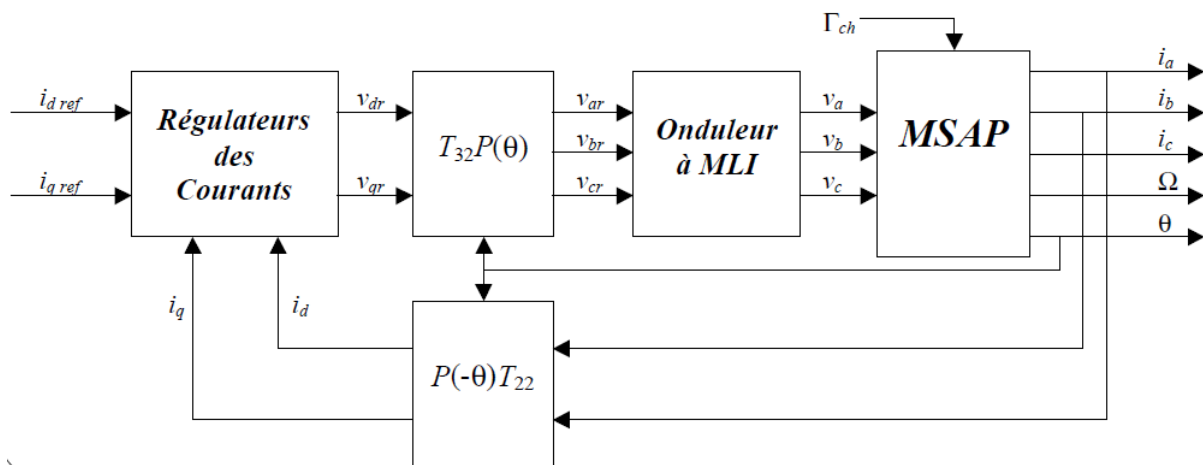


Figure I-8 : Schéma d'une commande vectorielle de MSAP

La matrice T_{22} de la figure ci-dessus est définie par :

$$T_{22} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{3} & 0 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}$$

❖ Choix des régulateurs

Les trois régulateurs qui seront utilisés dans l'ensemble de cette thèse seront des régulateurs de type PI (Proportionnel-Intégral) placés dans une structure par boucle imbriquée (figure I-9).

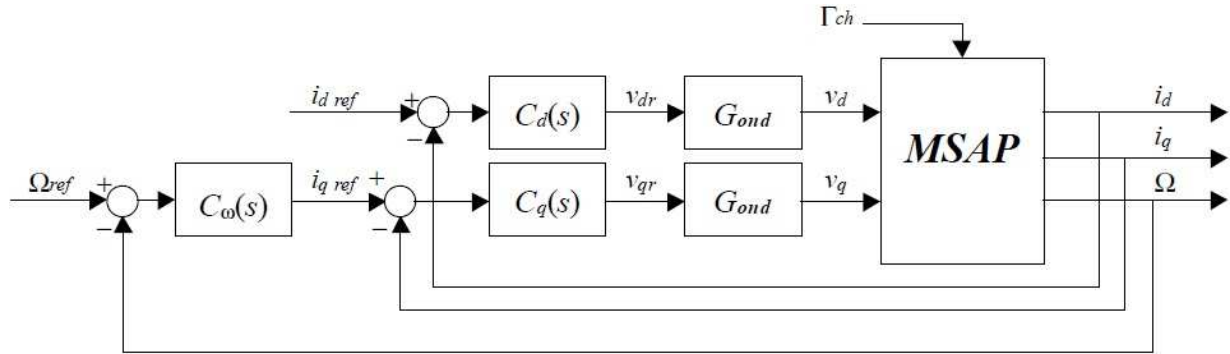


Figure I-9 : Régulation des courants et de la vitesse d'une MSAP

Les constantes de temps mécaniques étant largement plus grandes que celles électriques, il est possible de séparer les deux boucles et ainsi de décomposer un système d'ordre élevé en deux sous-systèmes d'ordre faible. Nous allons donc avoir une boucle externe lente (la boucle de vitesse) et deux boucles internes imbriquées beaucoup plus rapides (les deux boucles de courant). En respectant un écart suffisant entre les dynamiques des correcteurs, la commande par boucle imbriquée permettra de contrôler séparément les courants (et donc le couple) et la vitesse.

Les régulateurs PI sont de la forme suivante :

$$\begin{cases} C_d(s) = K_d \cdot \frac{1 + \tau_{id} \cdot s}{\tau_{id} \cdot s} \\ C_q(s) = K_q \cdot \frac{1 + \tau_{iq} \cdot s}{\tau_{iq} \cdot s} \\ C_\omega(s) = K_\omega \cdot \frac{1 + \tau_{i\omega} \cdot s}{\tau_{i\omega} \cdot s} \end{cases} \quad (1.13)$$

où $C_d(s)$ et $C_q(s)$ sont les régulateurs des courants directs et en quadrature (i_d et i_q) et $C_\omega(s)$ est le régulateur de vitesse angulaire mécanique Ω . K et τ_i sont les coefficients du régulateur qui en fixent sa dynamique.

B. Commandes sans capteurs basées sur l'estimation du vecteur FEM

1. Introduction

D'après les équations de la MSAP, nous observons que la f.é.m. est la seule variable électrique "image" d'une variable mécanique (équation 1.8), celle-ci étant proportionnelle à la vitesse angulaire. Pour cette raison, une grande part des recherches qui ont été effectuées sur la commande sans capteur mécanique se basent sur l'estimation du vecteur f.é.m. afin d'en déduire la vitesse et la position. Les méthodes se reposant sur l'estimation du vecteur f.é.m. peuvent être classées en deux catégories. Les méthodes de la première catégorie ([VAS98], [SOL96]) estiment les composantes α - β de la f.é.m. dans un repère lié au stator alors que dans la seconde catégorie, le vecteur f.é.m. est estimé dans un repère tournant

hypothétique. L'objectif étant de faire coïncider ce repère estimé avec le repère réel $d-q$ lié au rotor. Dans le cas où ces deux repères coïncident parfaitement, la composante directe de la f.é.m. estimée s'annule et donne ainsi un solide critère permettant de corriger la vitesse et la position du repère estimé pour qu'il se synchronise avec le repère réel. C'est pour cette seconde catégorie de méthodes que nous avons opté du fait de l'avantage indéniable que procure le critère mentionné.

2. Modélisation de la MSAP en vue de la commande sans capteur

N'ayant pas accès à la position réelle, les équations électriques et mécaniques de la MSAP seront écrites dans le repère hypothétique $\delta-\gamma$ (figure I-10). Celui-ci étant décalé d'un angle φ qui représente l'erreur sur l'estimation de position. Le repère estimé est défini par rapport au repère fixe lié au stator $\alpha-\beta$ par l'angle ϑ de telle sorte que $\varphi = \vartheta - \theta$.

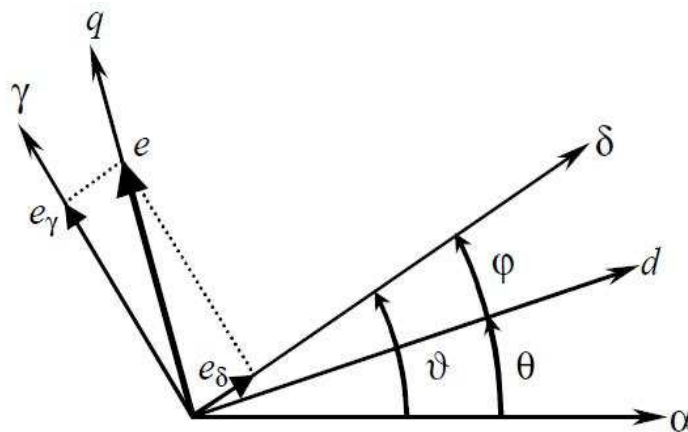


Figure I-10 : Repère réel $d-q$ et estimé $\delta-\gamma$

Les équations de la machine dans le repère réel $d-q$ (de (1.4) à (1.12)) peuvent s'exprimer dans le repère hypothétique $\delta-\gamma$ en appliquant la transformation de Park $[x_{\delta\gamma}] = P(-\varphi) \cdot [x_{dq}]$. Nous obtenons alors pour une machine à pôles lisses ($L_d = L_q = L_s$) :

$$\begin{aligned} L_s \cdot \frac{di_\delta}{dt} &= -R_s \cdot i_\delta + p \cdot L_s \cdot \Omega_c \cdot i_\gamma - e_\delta + v_\delta \\ L_s \cdot \frac{di_\gamma}{dt} &= -R_s \cdot i_\gamma - p \cdot L_s \cdot \Omega_c \cdot i_\delta - e_\gamma + v_\gamma \end{aligned} \quad (1.14)$$

où Ω_c est la vitesse angulaire mécanique du repère $\delta-\gamma$ définie par :

$$p \cdot \Omega_c = p \cdot \Omega + \frac{d\varphi}{dt} = \frac{d\vartheta}{dt} \quad (1.15)$$

Les composantes directe et en quadrature du vecteur f.é.m. peuvent être observées sur la figure I-10 et sont définies par :

$$\begin{aligned} e_\delta &= e_q \cdot \sin \varphi \\ e_\gamma &= e_q \cdot \cos \varphi \end{aligned} \quad (1.16)$$

Le couple électromagnétique est quand à lui une fonction de i_δ , i_γ et de l'erreur φ :

$$\Gamma_m = p \cdot \Psi_f \cdot i_q = p \cdot \Psi_f \cdot (i_\delta \cdot \sin \varphi + i_\gamma \cdot \cos \varphi) \quad (1.17)$$

L'équation mécanique devient donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = p \cdot \Psi_f \cdot (i_\delta \cdot \sin \varphi + i_\gamma \cdot \cos \varphi) - \Gamma_{ch} \quad (1.18)$$

Afin de réaliser le contrôle vectoriel du moteur, nous allons devoir trouver à chaque instant Ω_c de telle sorte que l'erreur φ soit égale à 0 (ou $2k\pi$). Pour cela, les seules informations dont nous disposons sont les courants statoriques i_δ et i_γ mesurés ainsi que les tensions statoriques v_δ et v_γ imposées à la machine.

3. Estimation de la vitesse et de la position

A partir de l'équation (1.16), nous nous rendons compte que contrôler l'erreur d'estimation φ à $2k\pi$ revient à contrôler la composante directe du vecteur f.é.m. à une valeur nulle.

La force électromotrice peut être estimée à l'aide d'un observateur **[NAH01a]**. Dans l'échelle de temps mécanique, cette estimation peut se simplifier à partir de l'équation (1.14), des courants et tensions statoriques mesurés en régime permanent et de l'estimation de la vitesse mécanique rebouclée :

$$\begin{aligned} \hat{e}_\delta &\cong -R_s \cdot i_\delta + p \cdot L_s \cdot \Omega_c \cdot i_\gamma + v_\delta \\ \hat{e}_\gamma &\cong -R_s \cdot i_\gamma - p \cdot L_s \cdot \Omega_c \cdot i_\delta + v_\gamma \end{aligned} \quad (1.19)$$

Une première estimation de la vitesse peut être donnée par :

$$\hat{\Omega} = \frac{\hat{e}_\gamma}{p \cdot \Psi_f} (= \Omega \cdot \cos\varphi) \quad (1.20)$$

A cette estimation principale sera ajoutée une estimation corrective qui sera la sortie d'un correcteur qui va réguler la composante directe de l'estimation de la f.é.m. à sa référence nulle. En effet, en fonction de la valeur de \hat{e}_δ , nous saurons si le repère estimé δ - γ devra être accéléré ou ralenti afin qu'il coïncide avec le repère réel d - q . La figure I-11 résume le principe de l'estimation de la vitesse qui est l'addition d'une composante principale et d'une composante corrective.

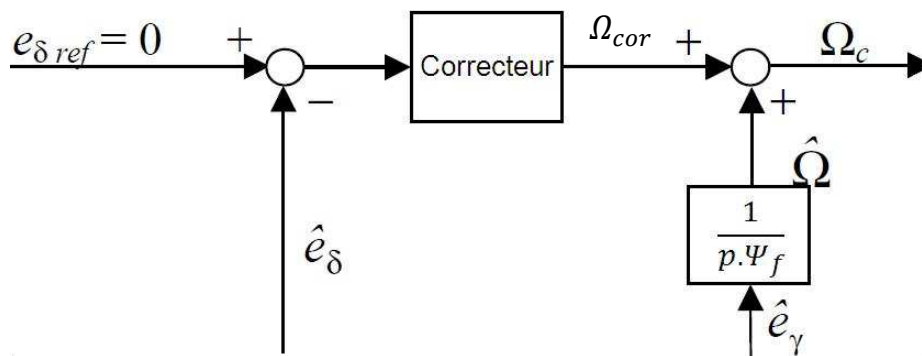


Figure I-11 : Principe de l'algorithme d'estimation de la vitesse [NAH01a]

Une étude réalisée dans [NAH00] a démontré qu'afin d'assurer la convergence de la méthode, quelles que soient ses conditions initiales, vers le point d'équilibre désiré ($\varphi = 2k\pi$), le correcteur de la composante \hat{e}_δ devra être non-linéaire et de la forme :

$$\Omega_{cor} = \frac{b}{p \cdot \Psi_f} \cdot (e_{\delta ref} - \hat{e}_\delta) \cdot [1 - \xi \cdot \text{sign}(\hat{e}_\delta)] \cdot \text{sign}(\hat{e}_\gamma) \quad (1.21)$$

ξ et b étant les paramètres du régulateur choisis de telle sorte que :

$$0 < \xi < 1$$

et

$$\frac{1}{1 + \xi} < b < \frac{1}{1 - \xi}$$

La vitesse estimée qui sera utilisée dans la boucle de régulation de vitesse sera donc finalement définie par :

$$\Omega_c = \Omega_{cor} + \hat{\Omega} \quad (1.22)$$

L'estimation de la position est quant à elle obtenue par intégration de la vitesse estimée :

$$\vartheta = p \int_0^t \Omega_c(\sigma) \cdot d\sigma + \vartheta_0 \quad (1.23)$$

où ϑ_0 est la valeur initiale de l'estimation de la position, habituellement choisie arbitrairement. La figure I-12 résume le principe de cette commande sans capteur en hautes vitesses basée sur l'estimation de la fém.

Des résultats de simulations sont présentés sur les figures I-13 et I-14. Ils confirment l'efficacité de cette méthode dans un premier temps en réalisant un démarrage en boucle de vitesse suivi d'une inversion de vitesse. Les vitesses réelle et estimée parviennent à suivre la référence. Malgré une légère erreur d'estimation initiale, la position estimée converge rapidement vers la valeur réelle. L'écart entre les deux positions reste par la suite toujours faible même lors des phases transitoires. L'application d'une forte perturbation de couple permet de s'assurer de la robustesse de la commande et de l'estimation vis-à-vis du couple de charge. L'erreur d'estimation reste nulle en régime permanent en dépit du couple plus important. Lors du régime transitoire provoqué par l'échelon de couple, cette erreur ne dépasse pas un degré électrique.

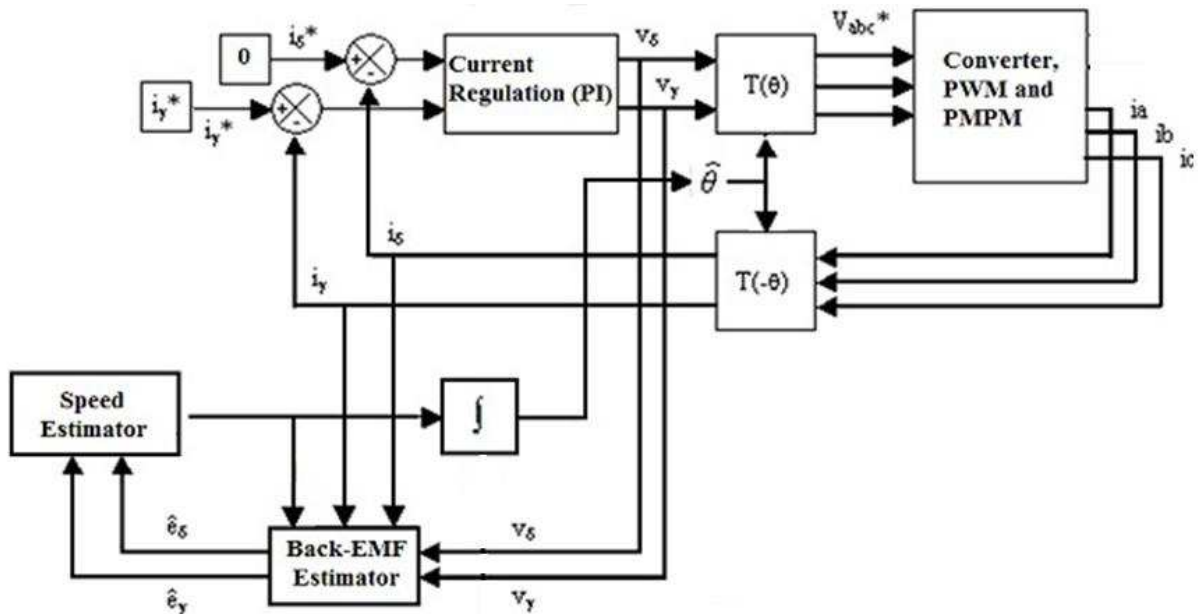


Figure I-12 : Schéma bloc de la commande sans capteur basée sur l'estimation de la f.é.m.

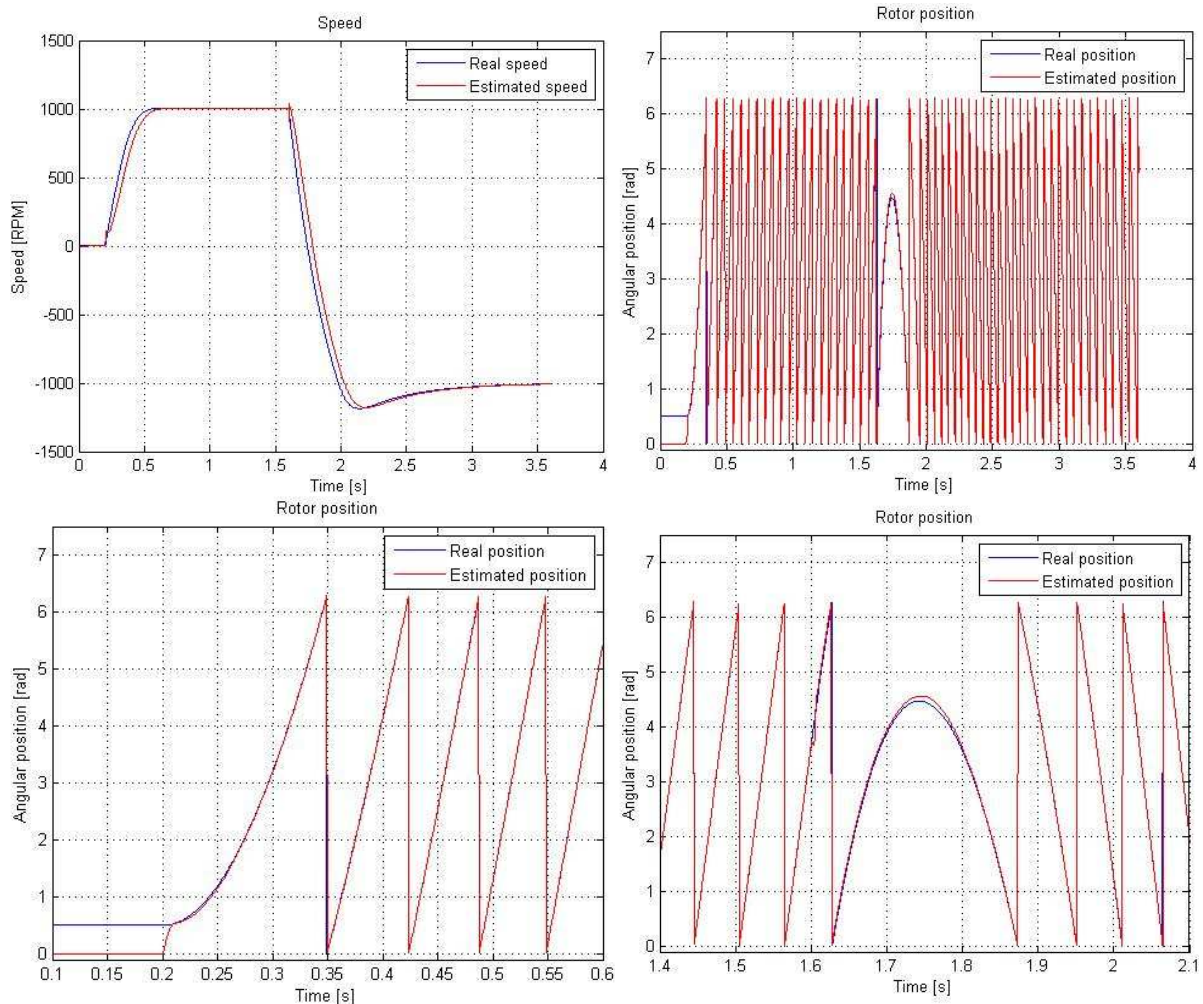


Figure I-13 : Résultats de simulations pour un démarrage et une inversion de vitesse sans capteur (passage de la référence de vitesse de 0 à 1000 tr/min à $t = 0,2$ s, puis de 1000 tr/min à -1000 tr/min à $t = 1.6$ s). En haut les vitesses réelle et estimée à gauche, les positions réelle et estimée à droite. En bas ces mêmes positions zoomées.

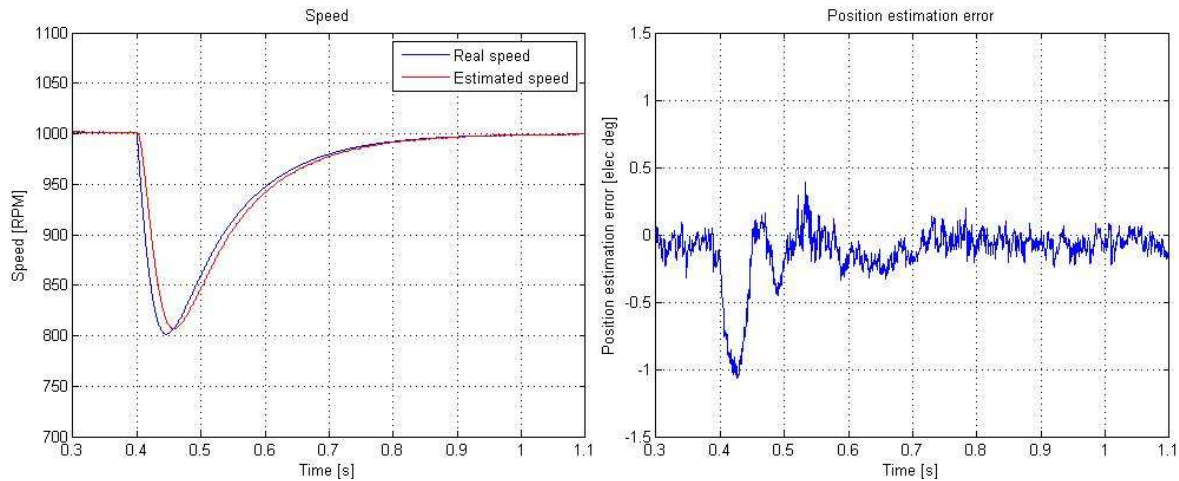


Figure I-14 : Résultats de simulations pour un échelon de couple de 3 Nm à $t = 0.4$ s lorsque la vitesse du rotor est à 1000 tr/min à $t = 0.2$ s. À gauche les vitesses réelle et estimée, à droite l'erreur sur l'estimation de la position

Ce type de méthodes, basé sur l'estimation de la f.é.m. a l'avantage d'être simple, sans ajout d'aucun courant supplémentaire et robuste. La maturité de ces méthodes leur permet de postuler à de nombreuses applications industrielles. Cependant, pour des applications de commande de vol, ces méthodes, si elles sont utilisées seules, présentent des limites qui rendent leur utilisation impossible.

C. Limites des méthodes basées sur l'estimation de la f.é.m.

1. Problème d'observabilité

Les équations (1.14) à (1.23) peuvent se mettre sous forme d'un système non linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = F(X) + \sum_{i=1}^3 G_i(X).U_i \\ Y = C.X = H(X) \end{cases} \quad (1.24)$$

où X est le vecteur d'état, U le vecteur d'entrée et Y le vecteur de sortie définis par :

$X = [\varphi \ \Omega \ i_\delta \ i_\gamma]^t$, $U = [\Omega_c \ v_\delta \ v_\gamma]^t$ et $Y = [i_\delta \ i_\gamma]^t$ La fonction $F(X)$ est définie par :

$$F(X) = \begin{bmatrix} -p \cdot \Omega \\ \frac{p \cdot \Psi_f}{J} \cdot (i_\delta \cdot \sin \varphi + i_\gamma \cdot \cos \varphi) - \frac{1}{J} \cdot \Gamma_{ch}(\Omega) \\ -\frac{R_s}{L_s} \cdot i_\delta - \frac{p \cdot \Psi_f}{L_s} \cdot \Omega \cdot \sin \varphi \\ -\frac{R_s}{L_s} \cdot i_\gamma - \frac{p \cdot \Psi_f}{L_s} \cdot \Omega \cdot \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Les trois fonctions $G_i(X)$ sont données par :

$$G_1(X) = \begin{bmatrix} p \\ 0 \\ p \cdot i_\gamma \\ -p \cdot i_\delta \end{bmatrix}, G_2(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } G_3(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

et enfin $C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$.

La commande vectorielle d'une MSAP sans capteur mécanique va donc se résumer à trouver, à l'aide de régulateurs linéaires ou non-linéaires, une loi de commande appropriée pour le vecteur $U = [\Omega_c \ v_\delta \ v_\gamma]^t$ afin de réguler l'erreur φ à 0 (ou $2.k.\pi$), les courants i_δ et i_γ à leur référence respective $i_{\delta ref}$ et $i_{\gamma ref}$ quel que soit l'état initial du système et uniquement à partir de la mesure des courants électriques i_δ et i_γ .

❖ Commandabilité

Avant d'étudier l'observabilité du système (1.24), il est nécessaire d'étudier sa commandabilité. Le système étant non-linéaire, la commandabilité est observée autour d'un point de fonctionnement X_0 . [NIJ91] nous donne une condition pour que notre système d'ordre 4 soit commandable : pour cela, il est nécessaire que la distribution d'accessibilité $D(X)$ soit de rang plein (i.e. $\text{rang}(D(X)) = 4$) avec :

$$D(X) = \text{span}\{ad_F^j G_i(X); i = 1,2,3; j = 0,1,2, \dots\} \quad (1.27)$$

où $\text{span}\{\}$ désigne l'espace vectoriel engendré par les vecteurs $ad_F^j G_i(X)$, lesquels sont définis par $ad_F^j G_i = [ad_F^{j-1} G_i, G_i]$ si $j \geq 1$ et $ad_F^0 G_i = G_i$, avec :

$$ad_F G_i = [F, G_i] = \left(\frac{\partial G_i}{\partial X} \right) \cdot F - \left(\frac{\partial F}{\partial X} \right) \cdot G_i \quad (1.28)$$

qui est la notation du crochet de Lie de deux champs de vecteurs.

Dans le cas d'une MSAP commandée sans capteur mécanique, nous avons :

$$D(X) = \text{span}\{G_1, G_2, G_3, ad_F G_2, ad_F G_3\}$$

$$= \begin{bmatrix} p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{p \cdot \Psi_f}{J \cdot L_s} \cdot \sin \varphi & -\frac{p \cdot \Psi_f}{J \cdot L_s} \cdot \cos \varphi \\ p \cdot i_\gamma & \frac{1}{L_s} & 0 & \frac{R_s}{L_s^2} & 0 \\ -p \cdot i_\delta & 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & \frac{R_s}{L_s^2} \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Le rang de la matrice $D(X)$ sera bien égal à 4 si $\sin \varphi$ et $\cos \varphi$ ne s'annulent pas simultanément. Cette condition étant toujours vérifiée, le système (1.24) est donc localement commandable pour tout $X \in \mathbb{R}^4$.

❖ Observabilité

Afin de savoir si la seule mesure des courants est suffisante pour déterminer l'état complet du système, son observabilité est étudiée. Encore une fois, cette étude sera faite localement autour d'un point de fonctionnement, ceci à cause des non-linéarités du système.

Considérons l'espace O , dit espace d'observation, qui définit le plus petit espace vectoriel contenant H_1 , H_2 ainsi que toutes leurs dérivées de Lie successives :

$$O(X) = \text{span}\{L_{F+GU}^j H_i(X); i = 1, 2; j = 0, 1, 2, \dots\} \quad (1.30)$$

avec $L_{F+GU}^j H = L_{F+GU}(L_{F+GU}^{j-1} H)$ si $j \geq 1$ et $L_{F+GU}^0 H = H$, où :

$$L_{F+GU} H(X) = \sum_{i=1}^2 [(F_i(X) + G_i(X) \cdot U) \frac{\partial H(X)}{\partial X_i}] \quad (1.31)$$

définie la drivée de Lie de $H(X)$ le long de la courbe intégrale de $F(X) + G(X) \cdot U$. Le système sera localement observable au voisinage du point X_0 si le rang de la matrice d'observabilité $\Phi_0 = dO$ en X_0 est égal à la dimension du système.

Dans notre cas, nous avons :

$$\begin{aligned}
 O(X) &= \text{span}\{H_1, H_1, L_{F+GU}H_1, L_{F+GU}H_2\} \\
 &= \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \\ -\frac{R_s}{L_s}i_\delta - \frac{p \cdot \Psi_f}{L_s} \cdot \Omega \cdot \sin \varphi + p \cdot \Omega_c i_\gamma + \frac{1}{L_s} \cdot v_\delta \\ -\frac{R_s}{L_s}i_\gamma - \frac{p \cdot \Psi_f}{L_s} \cdot \Omega \cdot \cos \varphi - p \cdot \Omega_c i_\delta + \frac{1}{L_s} \cdot v_\gamma \end{bmatrix} \quad (1.32)
 \end{aligned}$$

Ce qui nous permet d'obtenir la matrice d'observabilité suivante :

$$\Phi_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{p \cdot \Psi_f}{L_s} \cdot \Omega \cdot \cos \varphi & -\frac{p \cdot \Psi_f}{L_s} \cdot \sin \varphi & -\frac{R_s}{L_s} & p \cdot \Omega_c \\ \frac{p \cdot \Psi_f}{L_s} \cdot \Omega \cdot \sin \varphi & -\frac{p \cdot \Psi_f}{L_s} \cdot \cos \varphi & -p \cdot \Omega_c & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

Pour que la matrice d'observabilité Φ_0 soit de rang 4, il faut que son déterminant soit non nul. Celui-ci est défini par : $\det(\Phi_0) = \frac{p \cdot \Psi_f}{L_s^2} \cdot \Omega$. La matrice est donc de rang plein si $\Omega \neq 0$. Si la vitesse angulaire est nulle, les variables mécaniques et électriques sont totalement découplées, le système n'est donc plus observable à l'arrêt.

Pour une application de commande de vol où un contrôle en position et à vitesse nulle d'une MSAP à pôles lisses est requis, il est impératif que le système soit observable sur toute les gammes de vitesse. Une saillance magnétique sera alors créée pour que les variables mécaniques deviennent observables même à l'arrêt. Cette étude sera détaillée dans le chapitre II.A.

Il est également à noter que la force électromotrice est proportionnelle à la vitesse, elle sera donc évidemment nulle à l'arrêt. A très basses vitesses, l'observation des variables mécanique est théoriquement possible en se basant sur l'estimation du vecteur f.é.m., cependant ce dernier étant, comme la vitesse, très faible, il y a un risque fort qu'il se noie dans les bruits de mesures, ce qui provoquerait d'importantes erreurs d'estimation, voire même la perte de contrôle du système. Les méthodes de commande sans capteur fondées sur l'estimation de la f.é.m. sont donc inadaptées à l'arrêt, mais également en très basses vitesses. Si ces limites en vitesse constituent le principal inconvénient de ces méthodes, d'autres limites viennent elles aussi freiner leur développement.

2. Dépendance aux incertitudes paramétriques

La précision de l'estimation de la force électromotrice joue un rôle important dans les performances des méthodes sans capteur mécanique. Cette estimation se base sur la connaissance du modèle de la MSAP, il est alors intéressant de savoir à quel point les méthodes sont sensibles à son incertitude.

La loi de commande étudiée n'utilise à aucun moment les paramètres mécaniques, la rendant ainsi très robuste vis-à-vis de leurs incertitudes. La robustesse des méthodes par rapport aux incertitudes des paramètres électriques L_d , L_q , Ψ_f et R_s a été étudiée dans **[NAH01b]**.

❖ Influence de l'incertitude sur les inductances

Les études ont démontré que les incertitudes sur la connaissance de la valeur des inductances statoriques L_d et L_q provoquent une erreur statique sur l'estimation de la position. Une erreur sur la connaissance de L_d entrainera une erreur statique d'estimation qui sera proportionnelle, en valeur absolue, au courant i_δ . De même, l'erreur d'estimation due à une incertitude sur L_q sera proportionnelle au courant i_γ . Dans le cas d'une commande où le courant i_δ est régulé à une référence $i_{\delta ref}$ nulle, une erreur sur la connaissance de L_d n'aura donc aucun impact sur la performance de la méthode. Seule une incertitude sur l'inductance en quadrature L_q pourra donc être préjudiciable au contrôle moteur. En réalité, même une erreur importante sur la valeur de L_q (de l'ordre de 50%) n'aura pour conséquence qu'une erreur statique de l'ordre de quelques degrés électriques (inférieure à 10 degrés électriques) ce qui correspond à une augmentation de la norme de courant inférieure à 2%.

❖ Influence de l'incertitude sur le flux des aimants

Comme pour les inductances, une erreur sur la valeur du flux Ψ_f va provoquer le déplacement du point d'équilibre de l'algorithme vers une erreur $\varphi \neq 0$. L'erreur statique provoquée par une incertitude moyennement importante sur Ψ_f est du même ordre de grandeur que celle provoquée par une erreur sur l'inductance L_q , c'est à dire inférieure à 10 degrés électriques, et ce pour une erreur de l'ordre de 20% sur la valeur du flux.

❖ Influence de l'incertitude sur la résistance statorique.

Contrairement aux incertitudes sur les valeurs des inductances ou de la constante de flux, vis-à-vis desquelles l'algorithme de contrôle peut être considéré comme plutôt robuste, les incertitudes sur la valeur de la résistance R_s sont beaucoup plus critiques pour la convergence même de la méthode au démarrage. En fait, ceci est particulièrement vrai pour les opérations à basses vitesses (comme les phases de démarrage) où proportionnellement, le terme de l'équation (1.19) $R_s \cdot i_\delta$

est plus important qu'en hautes vitesses. De plus, en basses vitesses, et donc en basses tensions, les résistances des interrupteurs de puissance ne sont plus négligeables et viennent s'ajouter aux résistances de phases statoriques sans être prises en compte par le modèle.

En comparaison avec les inductances ou la constante de flux, la valeur de la résistance est celle qui varie le plus avec la température et le point de fonctionnement. Dans un environnement moteur qui peut voir la température varier de -55°C à $+200^{\circ}\text{C}$, la variation de la valeur de la résistance statorique peut atteindre 100% de sa valeur nominale. Celle-ci peut être encore plus élevée à cause des chutes de tension sur les semi-conducteurs. Ce phénomène peut donc créer un écart conséquent entre la valeur réelle de la résistance et la valeur nominale qui est utilisée dans l'algorithme d'estimation de la vitesse.

Pour un fonctionnement correct à basses vitesses, la norme de l'erreur $|\tilde{R}_s|$ ne doit pas dépasser la valeur de l'erreur maximale \tilde{R}_{smax} . Cette valeur maximale dépend des paramètres de la MSAP p , J et Ψ_f , du module maximum du courant admissible par celle-ci I_{smax} ainsi que des paramètres de l'estimateur b et ξ caractérisés par g_m dans la condition suivante **[NAH01b]** :

$$|\tilde{R}_s| < \tilde{R}_{smax} = p \cdot \Psi_f \cdot \sqrt{2\pi \cdot \frac{\Psi_f}{J} \cdot \frac{g_m}{I_{smax}}} \quad (1.34)$$

Si l'erreur devient supérieure à \tilde{R}_{smax} , alors l'erreur sur l'estimation de la position φ ne convergera jamais vers 0. La position estimée va continuer à croître en générant un couple oscillant dont la pulsation, trop grande, ne permettra pas au rotor de se synchroniser **[NAH01b]**. Le moteur sera donc incontrôlable.

Pour empêcher cette perte de contrôle lors du démarrage et ainsi augmenter la robustesse de la méthode, deux solutions existent. La première consiste à estimer "en ligne" la résistance statorique (**[NAH04]**). La seconde solution (**[JAN06]**, **[BOI07]**) est d'annuler la dépendance de l'algorithme à l'incertitude sur R_s . Pour cela, on ajoute dans l'axe direct estimé δ une composante continue de courant i_δ qui sera régulée à une valeur proportionnelle (et inférieure) au courant quadrature i_γ . Le facteur de proportionnalité dépendra également des paramètres b et ξ . Ce courant ne sera appliqué que lors des phases de démarrage où la sensibilité aux incertitudes sur la résistance est importante. Une fois la machine en hautes vitesses, le courant i_δ sera à nouveau régulé à une référence nulle. Ce courant supplémentaire n'aura néanmoins pas que des avantages pour la commande sans capteur mécanique. En plus de la création de pertes Joule supplémentaires, l'ajout d'une composante continue positive de courant dans la direction directe (donc celle des aimants) pourra faire chuter les inductances dans cette direction, ceci à cause d'une probable saturation du circuit magnétique. Cette diminution de l'inductance pourra alors générer une erreur statique sur l'estimation de la position due à une erreur sur la valeur de l'inductance L_d .

3. Problèmes d'initialisation

Dans l'algorithme d'estimation, la position estimée est obtenue par intégration de la vitesse estimée (équation (1.23)). La valeur initiale de l'intégrateur ϑ_0 est habituellement fixée à une valeur nulle de manière arbitraire. Quelle que soit l'erreur initiale entre ϑ_0 et la position réelle du rotor, l'algorithme d'estimation présenté dans le paragraphe I-B-b-3 convergera vers une erreur d'estimation nulle. Cependant, si l'erreur initiale est supérieure à un angle électrique de $\frac{\pi}{2}$, le courant appliqué dès le démarrage dans l'axe réel en quadrature q ne sera pas dans le même sens que le couple de référence mais dans le sens opposé. La machine va donc démarrer et tourner un court instant (moins d'un tour électrique) dans le sens non désiré avant de retrouver un fonctionnement normal.

Si pour la plupart des applications, une rotation au démarrage de quelques radians n'est pas préjudiciable, elle le devient pour les commandes de vols où un à-coup de couple dans la mauvaise direction peut être néfaste. De plus, si le moteur entraîne un actionneur qui est déjà en butée, cet à-coup peut entraîner des dommages mécaniques.

La simulation réalisée (figure I-15) illustre ce problème, avec une importante erreur d'estimation initiale, le moteur part dans un premier temps dans la mauvaise direction (pendant moins d'un demi-tour électrique) avant de retrouver le sens désiré.

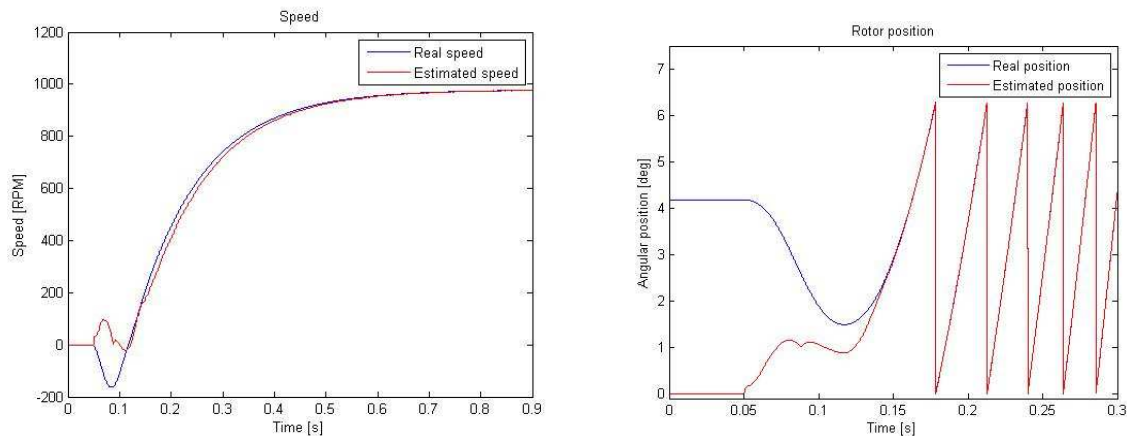


Figure I-15 : Résultats de simulation pour un démarrage sans capteur avec une erreur initiale de 4,2 rad. A gauche les vitesses réelle et estimée, à droite les positions réelle et estimée (zoomées sur la phase de démarrage dans le mauvais sens)

Le problème de l'initialisation est encore plus critique pour les méthodes de commandes sans capteurs à basses vitesses qui seront décrites dans les chapitres II et III pour lesquelles une trop grande erreur initiale empêche la convergence de la méthode vers le point d'équilibre désiré. Un algorithme d'initialisation des méthodes sans capteur, capable avant le démarrage de déterminer la position initiale du rotor sera décrite et testée dans la partie IV-D.

C. Commande de MSAP sinusoïdale à l'aide de capteurs à effet Hall "6 secteurs"

A. Principe de fonctionnement du capteur à effet Hall

Les capteurs "6 secteurs" à effet Hall sont habituellement réservés aux commandes à 120° utilisées sur les machines à f.é.m. trapézoïdales. Ces capteurs sont beaucoup moins chers, lourds et beaucoup plus compacts que les resolvers utilisés pour les commandes sinusoïdales. De plus, ils sont plus robustes que ces derniers, ne nécessitant aucun contact mécanique ni de carte de traitement. De part ces nombreux avantages, des recherches ont été effectuées afin de réaliser un contrôle performant d'une MSAP à f.é.m. sinusoïdale en utilisant uniquement un capteur 6 secteurs ([BAT98], [LID07] [HAR08]).

En contrepartie de toutes ses qualités, les capteurs à effet à Hall présentent un désavantage majeur, ils ne peuvent fournir que six mesures de position par tour électrique alors que le resolver est capable de fournir une mesure précise et continue.

Les capteurs 6 secteurs mesurent simplement dans chacune des trois phases si le flux magnétique provenant de l'aimant est positif ou négatif (figure I-12). En fonction du signe de chaque mesure, il est possible d'en déduire le secteur dans lequel se trouve le rotor.

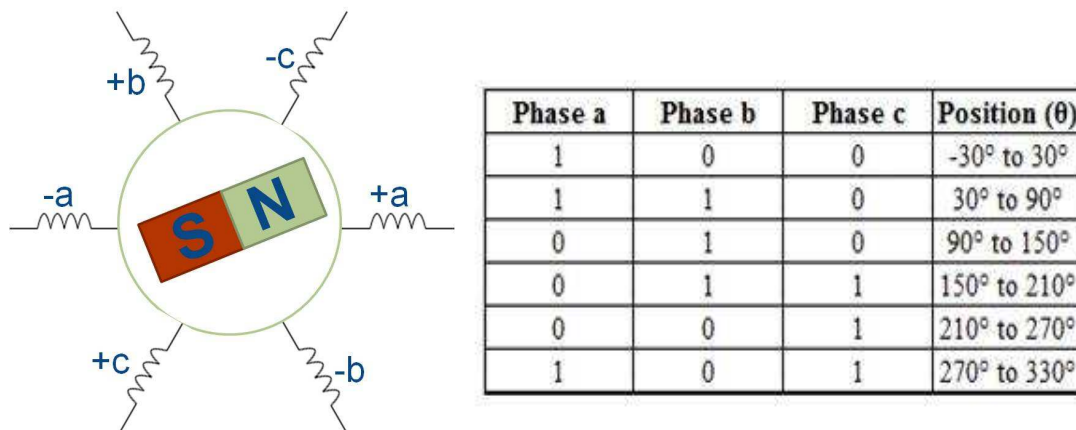


Figure I-16 : Mesures fournies par un capteur à effet Hall

Avec trois capteurs par tour électrique, nous avons donc $2^3 = 8$ combinaisons possibles. Comme les cas où les trois capteurs mesurent en même temps un flux positif ou un flux négatif sont impossibles, cela ne laisse plus que 6 secteurs restants. A chaque fois que le rotor commute d'un secteur à l'autre, sa position est connue avec précision. Les six positions connues et mesurées seraient donc par exemple $\pi/6$, $\pi/2$, $5\pi/6$, $7\pi/6$, $3\pi/2$ et $11\pi/6$. En revanche, quand le rotor se trouve à l'intérieur d'un secteur, sa position précise est inconnue.

Afin de réduire au maximum l'erreur entre la valeur fournie par le capteur et la valeur réelle, c'est la position située au milieu du secteur qui sera utilisée dans la commande vectorielle (si le rotor de la figure I-16 se trouve par exemple dans le secteur 1 entre $-\pi/6$ et $\pi/6$, la position utilisée dans les transformations de Park sera donc 0). De cette façon, l'erreur de mesure ne dépassera jamais $\pi/6$ radians électriques.

Les figures I-17 à I-19 présentent les résultats (simulations et expérimentations) d'un contrôle vectoriel d'une MSAP en n'utilisant que les mesures du capteur à effet Hall. Les résultats expérimentaux sont à chaque fois très proches de ceux obtenus par simulation. La mesure de position est bien actualisée tous les 60 degrés électriques (figure I-17) ce qui impacte grandement les courants (figures I-18 et I-19). S'ils sont effectivement bien régulés, en valeur moyenne, à leurs références respectives, d'importantes oscillations apparaissent, provoquant ainsi des perturbations sur la valeur du couple et de la vitesse. L'erreur de 30° électriques a des conséquences non négligeables sur la commande. Une telle erreur réduit la disponibilité et la robustesse du contrôle en provoquant des pics de courants incontrôlés, dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse mécanique et pouvant atteindre 15% du courant nominal. A cause de ces variations de couple, la puissance absorbée oscille de manière importante, ce qui rend indispensable la présence d'une forte capacité au niveau de l'étage continu afin de s'assurer de sa stabilité. Cet impératif est incompatible avec ceux des systèmes embarqués, où le volume et le poids des composants doit être minimisé.

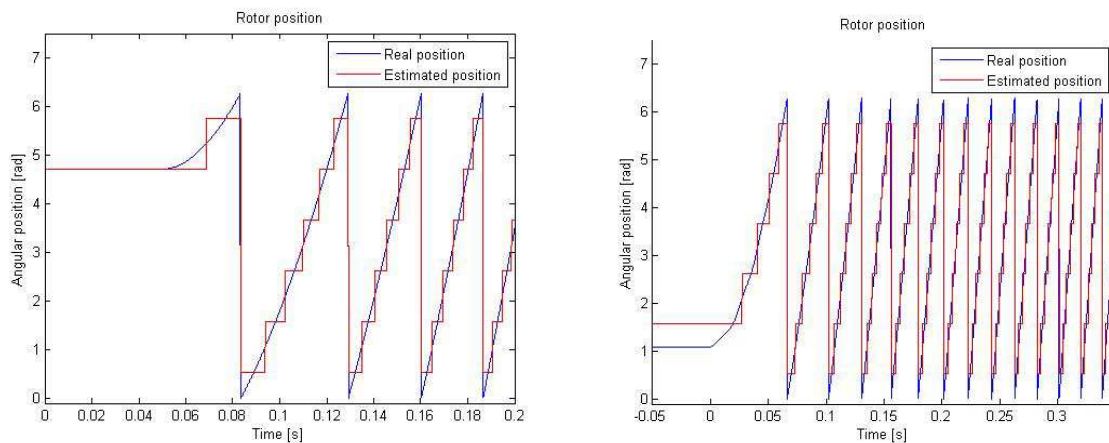


Figure I-17 : Positons réelle et mesurée en utilisant uniquement les capteurs à effet Hall. A gauche les résultats de simulations, à droite les mesures expérimentales

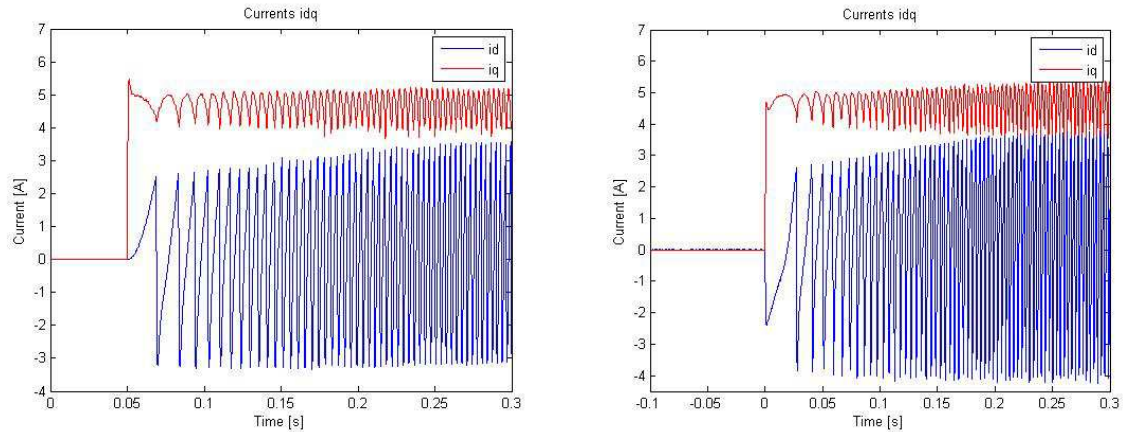


Figure I-18 : Courants réels dans les axes d et q de la machine pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche les résultats de simulations, à droite les mesures expérimentales

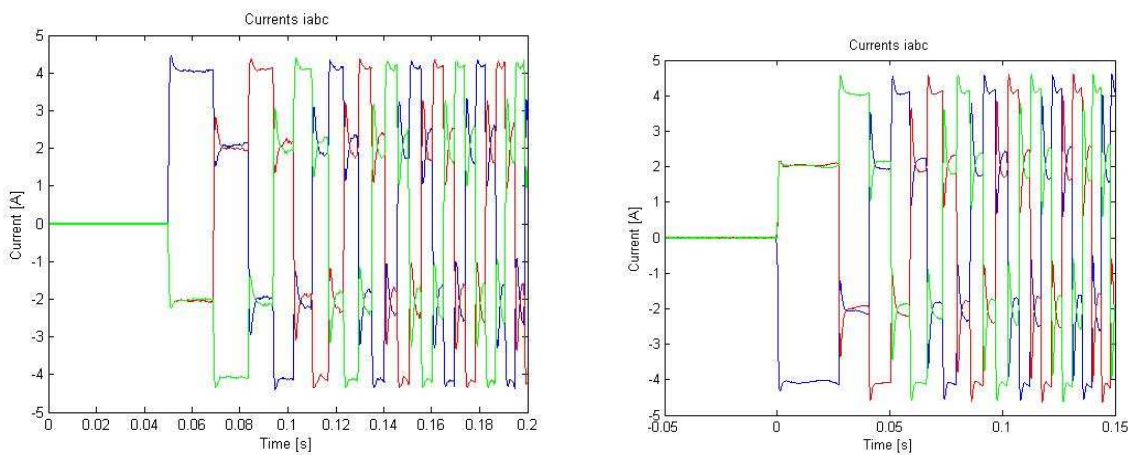


Figure I-19 : Courants de phase pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche les résultats de simulations, à droite les mesures expérimentales

Ces essais montrent qu'il est bien possible d'effectuer le contrôle en courant et en vitesse d'une machine sinusoïdale en n'utilisant qu'un capteur 6 secteurs, mais ce contrôle sera dégradé et impactera la machine. Une idée permettant d'obtenir un contrôle performant et robuste serait d'associer les mesures du capteur à effet Hall avec un algorithme d'estimation des variables mécaniques.

B. Association du capteur "6 secteurs" et de l'estimation de la FEM

Dans [ZAI11], l'algorithme d'estimation des variables électriques décrit dans le sous-chapitre I-B, est associé à un capteur de position à effet Hall. Il a été vu que la méthode de commande sans capteur mécanique en question était robuste en hautes vitesses mais que le contrôle de la machine en basses vitesses demeurait délicat en raison des faibles valeurs de la f.é.m. Une autre des limitations évoquées était le possible départ du rotor dans le mauvais sens et durant quelques radians électriques dans le cas où l'écart initial entre la position estimée et la position réelle était supérieur à $\pi/2$.

A présent, au lieu de choisir arbitrairement la condition initiale de l'intégration de la vitesse estimée (qui nous fournit l'estimation de la position électrique), celle-ci sera fixée par le capteur 6 secteurs. La valeur initiale sera fixée au milieu du secteur dans lequel se trouve le rotor. Ainsi, l'erreur d'estimation initiale ne pourra pas dépasser $\pi/6$ radians électriques. Une telle erreur initiale permet de s'assurer du départ de la machine dans le bon sens de rotation.

De plus, à chaque fois que le capteur de position détecte une commutation d'un secteur à l'autre, l'intégrateur est vidé et réinitialisé à la valeur mesurée correspondant à la position limite entre le précédent secteur et l'actuel (i.e. la limite inférieure du nouveau secteur si la vitesse estimée est positive et la limite supérieure dans le cas où la vitesse estimée est négative). Ainsi, l'algorithme ne pourra jamais diverger et, même en très basses vitesses ou à l'arrêt, l'erreur d'estimation sera inférieure à $\pi/3$ radians électriques.

La vitesse utilisée comme retour dans les boucles de régulations sera maintenant celle fournie par l'estimateur, plus précise que celle mesurée par le capteur 6 secteurs. Cette dernière mesure n'étant qu'une valeur moyenne ne pouvant être actualisée qu'à chaque passage d'un secteur à un autre. La figure I-20 résume le principe de la méthode proposée (seule la boucle de courant est représentée).

Les résultats des tests de validation de cette association sont présentés sur les figures ci-dessous. Ils sont comparés aux résultats obtenus quand seules les mesures du capteur à effet Hall sont utilisées d'une part, puis à ceux obtenus avec uniquement la commande sans capteur mécanique.

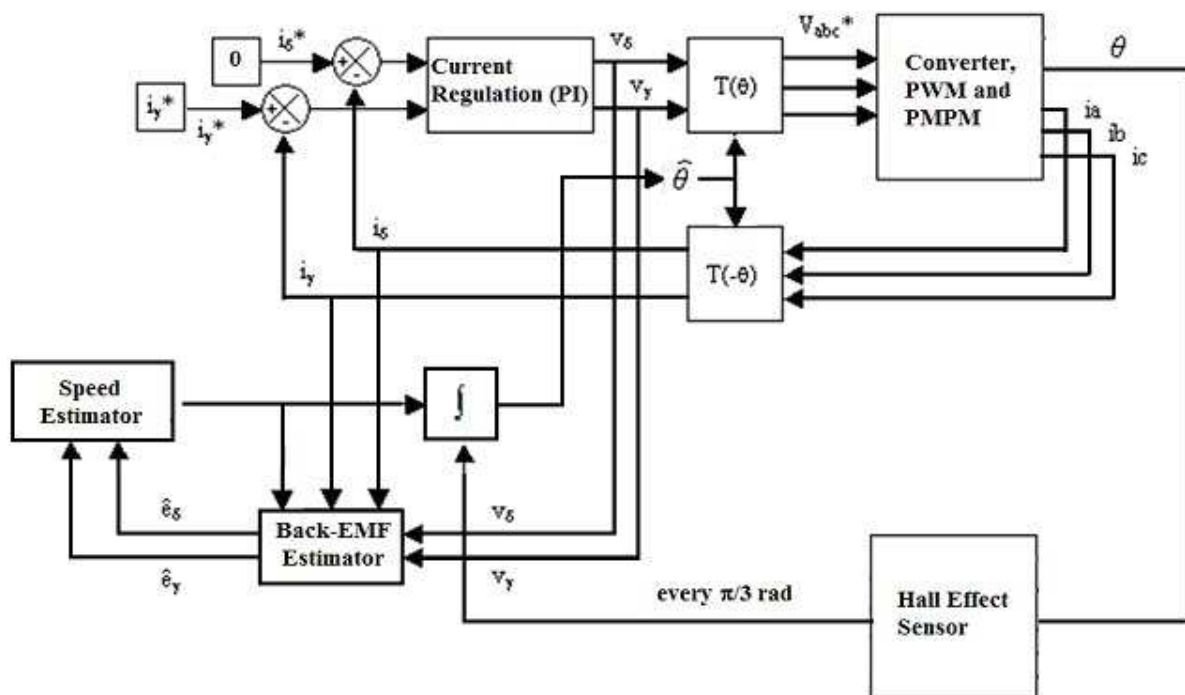


Figure I-20 : Schéma bloc de la méthode de commande proposée

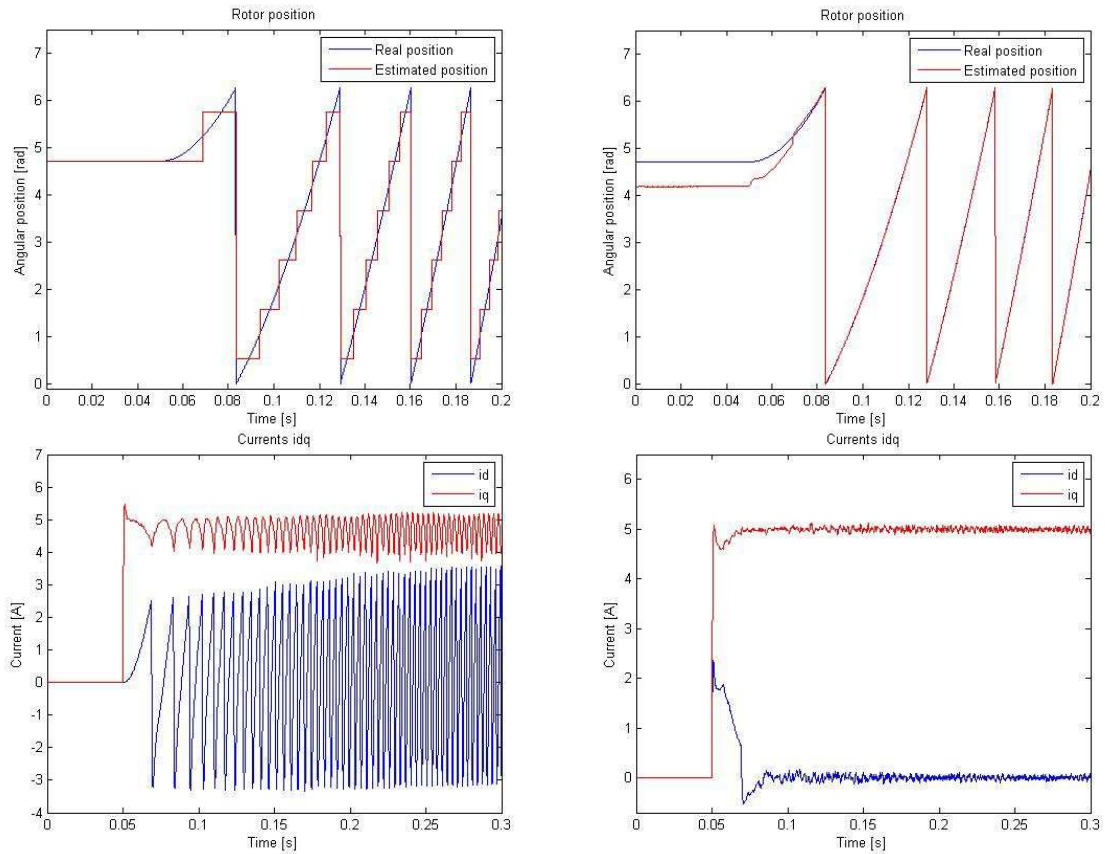


Figure I-21 : Résultats de simulations pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche le capteur à effet Hall seul, à droite en association avec la méthode de commande sans capteur

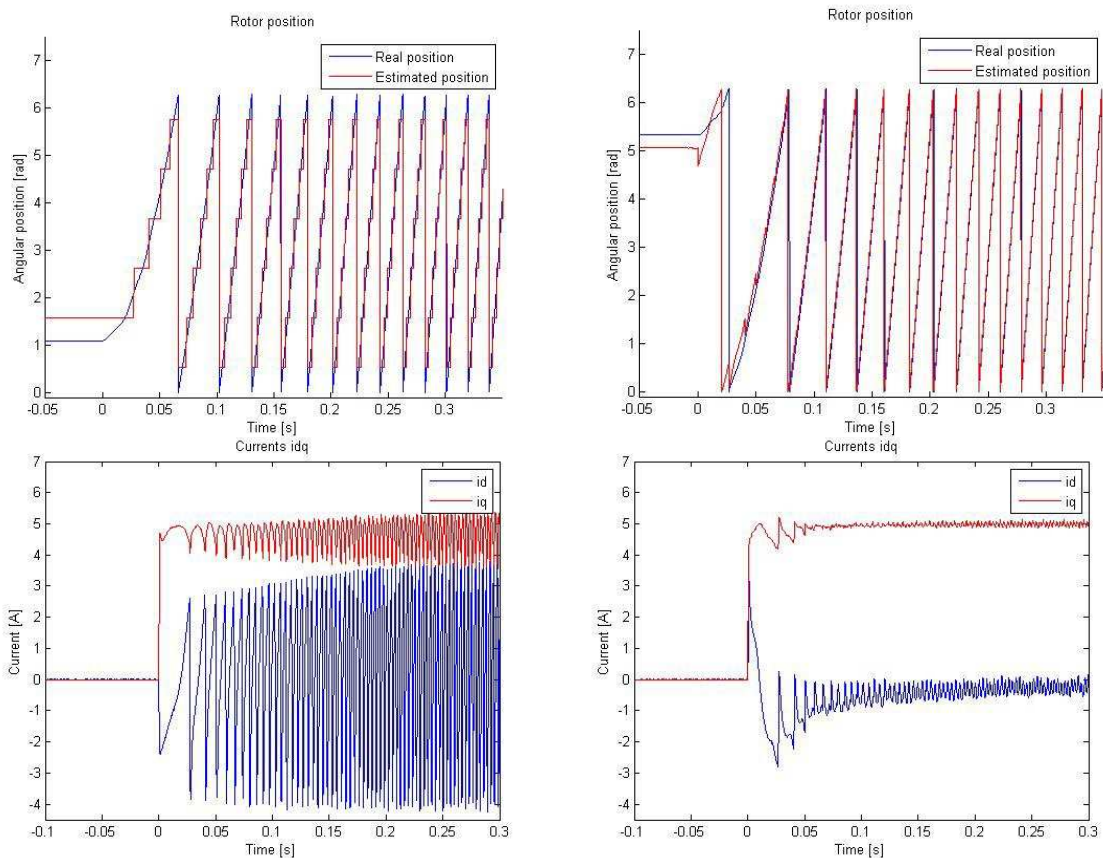


Figure I-22 : Résultats expérimentaux pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche le capteur à effet Hall seul, à droite en association avec la méthode de commande sans capteur

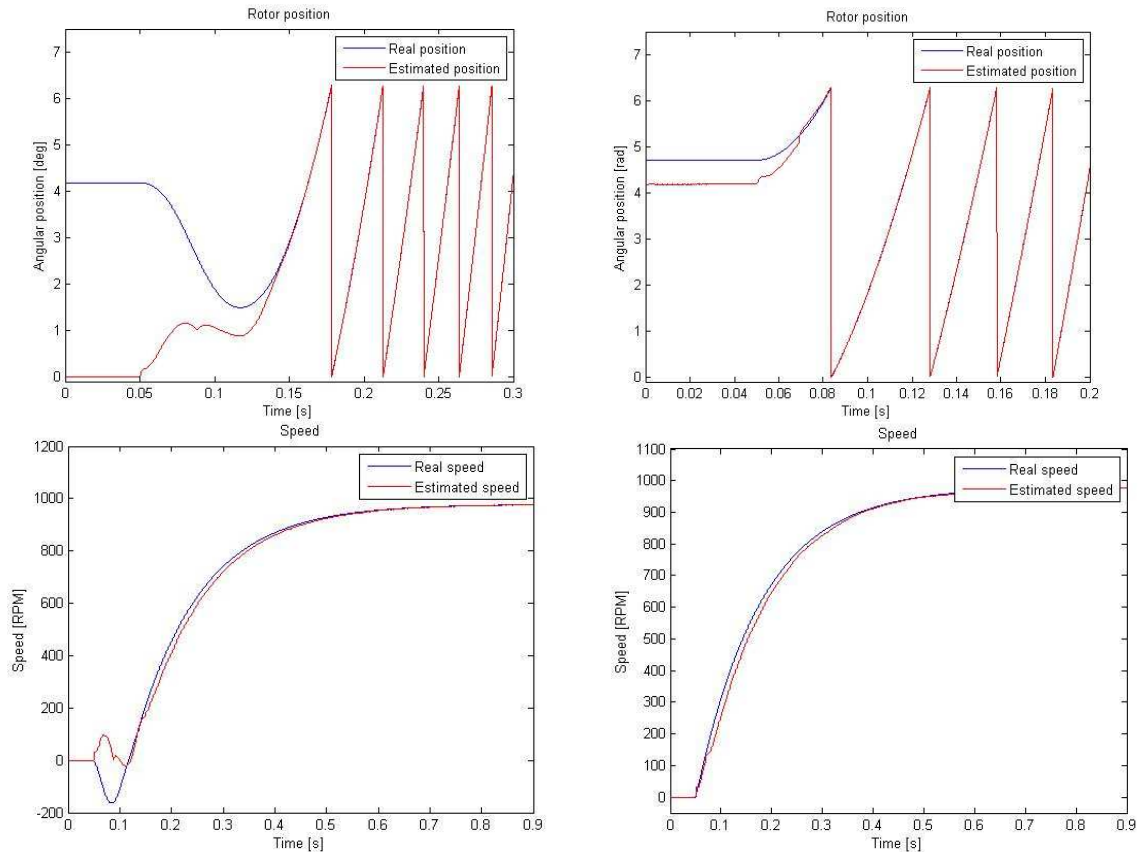


Figure I-23 : Résultats de simulation pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche la méthode sans capteur seule, à droite en association avec le capteur à effet Hall

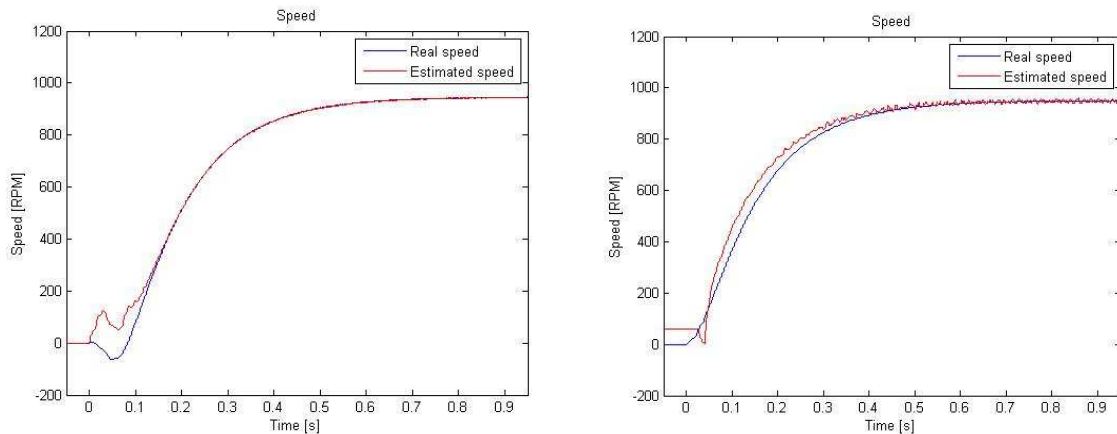


Figure I-24 : Résultats expérimentaux pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche la méthode sans capteur seule, à droite en association avec le capteur à effet Hall.

Les résultats obtenus sur les figures I-21 et I-22 sont ceux attendus. Les résultats expérimentaux sont proches des simulations et montrent clairement l'avantage d'associer la méthode d'estimation des variables mécaniques au capteur de position à effet Hall par rapport à l'utilisation de ce dernier seul. Les courants dans les axes d et q sont lissés et régulés à leur référence sans de fortes ondulations, la position utilisée dans les transformations de Park étant maintenant continue.

Sur les figures I-23 et I-24, nous observons l'intérêt de la méthode proposée par rapport à la méthode de commande sans capteur seule. Dans le cas d'une erreur

initiale supérieure à $\pi/2$, le rotor démarre dans le mauvais sens de rotation. Une telle erreur initiale est impossible avec le capteur à effet Hall, le moteur démarre donc directement dans la bonne direction.

C. Limites de la méthode proposée

Les tests de validation ont montré que cette méthode présentait de nombreux avantages et pouvait être considérée comme un bon compromis entre l'utilisation d'un resolver et un algorithme de commande sans aucun capteur mécanique. Ici, la robustesse de la méthode est assurée par un capteur de position 6 secteurs plus fiable et compact qu'un resolver. Le capteur nous assure que l'algorithme ne divergera pas, même en très basses vitesses ou à l'arrêt, permettant ainsi un contrôle à vitesse nulle.

Cependant, bien que le contrôle du moteur soit possible à l'arrêt, l'erreur sur l'estimation de la position peut tout de même atteindre 60° électriques. Cette erreur multiplierait par deux le courant injecté dans les phases statoriques, et donc par quatre les pertes Joule. Pour une application de commande de vol où la compacité en l'environnement du moteur rendent difficile son refroidissement, une telle surintensité ne peut être tolérable.

D. Conclusion

Ce premier chapitre a dans un premier temps présenté l'environnement particulier dans lequel se plaçait cette étude : celui de l'avion plus électrique et plus précisément des commandes de vol. Différents types d'actionneurs utilisés dans l'aéronautique ont été présentés, dont l'EMA d'ailerons, application principale de l'étude. Les contraintes que doivent respecter les machines motorisant ces actionneurs, ainsi que celles que doivent respecter leur commande ont ensuite été énumérées.

Dans un deuxième temps, nous avons rappelé les équations qui modélisent une MSAP à pôles lisses avec et sans la connaissance précise des variables mécaniques. En se basant sur une référence bibliographique, une méthode de commande sans capteur mécanique basée sur l'estimation du vecteur f.é.m. a été expliquée. Si cette méthode est très performante en moyennes et hautes vitesses, la non observabilité des variables mécaniques d'une MSAP non saillante rend les opérations à l'arrêt impossibles. Cette limitation empêchant la méthode d'être utilisée sur l'application de l'étude.

Enfin, un algorithme associant un estimateur de position basé sur l'estimation de la f.é.m. et l'utilisation d'un capteur de position 6 secteurs à effet Hall a été développé. Ces capteurs sont beaucoup moins contraignants (poids, volume, coût...) mais ne fournissent que six mesures par tour électrique. Leur association avec une méthode de commande sans capteur permet de s'assurer que l'estimation de variables mécaniques ne pourra pas diverger de plus de 60 degrés électriques, même à l'arrêt. Une telle erreur permet également de garantir le démarrage du rotor dans le bon sens ainsi que le contrôle de la machine mais multiplie tout de même par deux la norme des courants statoriques au démarrage dans le pire des cas (erreur initiale égale à 60 degrés électriques).

L'algorithme présenté est donc un bon compromis entre la sécurité de disposer d'un capteur mécanique et les avantages de la commande sans capteur, mais reste cependant inadapté (par les pertes Joule supplémentaires qu'il engendre) au fonctionnement à basses vitesses et à l'arrêt. Pour ces domaines d'étude, l'observabilité des variables mécaniques pourra être obtenue grâce à une saturation du circuit magnétique qui créerait une saillance magnétique dynamique. La machine ne serait plus alors magnétiquement à pôles lisses et pourrait devenir observable à vitesse nulle. Ceci est l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II: Commande sans capteur en basses vitesses et à l'arrêt

A. Introduction

Dans le chapitre précédent, des méthodes de commande sans capteur mécanique basées sur l'estimation de la f.é.m. ont été présentées. Ces méthodes sont performantes en moyennes et hautes vitesses mais ne sont pas adaptées aux opérations en basses vitesses et surtout à l'arrêt où les variables mécaniques d'une machine à pôles lisses ne sont plus observables.

Il existe deux solutions permettant d'obtenir l'observabilité à vitesse nulle d'une MSAP non saillante. La première solution serait l'ajout d'un courant de haute fréquence qui provoquerait une vibration du moteur. Ce léger mouvement génèrerait une f.é.m. suffisamment importante pour permettre l'estimation de la position. La seconde solution consiste à rendre la machine saillante en saturant le circuit magnétique du stator. Pour cela, nous proposons d'imposer une composante directe du courant statorique positive ($i_d > 0$) ; la force magnétomotrice générée par cette composante s'ajoutent donc aux forces magnétomotrices des aimants et augmente l'induction magnétique des dents statoriques situées autour des axes de symétries des aimants rotoriques (axe direct). En imposant une valeur suffisante de i_d , certaines dents statoriques seaturent partiellement, ce qui entraîne une diminution de la valeur de l'inductance dynamique directe et rend ainsi la machine magnétiquement saillante. En s'appuyant sur la dépendance (engendrée par la saillance magnétique) de la valeur des inductances à la position électrique du rotor, il va alors être possible d'estimer les variables mécaniques [VAC07], [ZAL09].

L'état magnétique de la machine n'étant plus en zone linéaire, le modèle du moteur doit être modifié pour prendre en compte la saturation. Dans ce chapitre, le phénomène en question est étudié et cartographié grâce à la méthode des éléments finis. Les variations de la valeur des inductances dynamiques l_d et l_q en fonction des courants directs et en quadrature i_d et i_q seront alors obtenues et intégrées au modèle de MSAP, utilisé pour l'étude du comportement de cette machine sous *Matlab-Simulink*.

Ensuite, trois différentes méthodes de commande sans capteur mécanique en très basses vitesses sont décrites et testées en s'appuyant sur le nouveau modèle. Des essais expérimentaux de ces méthodes vont appuyer les simulations pour permettre d'analyser et de comparer les avantages et inconvénients des méthodes étudiées.

B. Modélisation de la MSAP en vue des simulations

A. Observabilité du système à l'arrêt et en présence de saillance

Pour une machine à pôles saillants non saturée à répartition sinusoïdale des courants totaux dans les encoches statoriques, les équations (1.14) deviennent :

$$[L] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\delta \\ v_\gamma \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} - p \cdot \Omega_c \cdot [L] \cdot P \left(\frac{\pi}{2} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} - p \cdot \Omega_c \cdot \left\{ P \left(\frac{\pi}{2} \right) \cdot [L] - [L] \cdot P \left(\frac{\pi}{2} \right) \right\} \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\delta \\ e_\gamma \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_\delta & M_{\delta\gamma} \\ M_{\delta\gamma} & L_\gamma \end{bmatrix} = P(-\varphi) \cdot \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot P(\varphi) \quad (2.2)$$

où :

$$\begin{cases} L_\delta = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) = \bar{L}_s + \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \\ L_\gamma = \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) = \bar{L}_s - \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \\ M_{\delta\gamma} = -\frac{L_d - L_q}{2} \cdot \sin(2 \cdot \varphi) = -\frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \end{cases} \quad (2.3)$$

avec $\bar{L}_s = (L_d + L_q)/2$ et $\tilde{L}_s = L_d - L_q$.

En développant puis en simplifiant ces équations, il est possible de les mettre sous la forme d'un système non linéaire :

$$\begin{cases} \dot{X} = F1(X) + \sum_{i=1}^3 G1_i(X) \cdot U_i \\ Y = C \cdot X = H(X) \end{cases} \quad (2.4)$$

où X est le vecteur d'état, U le vecteur d'entrée et Y le vecteur de sortie définis par :

$$X = [\varphi \ \Omega \ i_\delta \ i_\gamma]^t, \quad U = [\Omega_c \ v_\delta \ v_\gamma]^t \quad \text{et} \quad Y = [i_\delta \ i_\gamma]^t$$

La fonction $F1(X)$ est définie par :

$$F1(X) = \begin{bmatrix} F1_1(X) \\ F1_2(X) \\ F1_3(X) \\ F1_4(X) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

où :

$$F1_1(X) = -p \cdot \Omega \quad (2.6)$$

$$F1_2(X) = \frac{p}{J} \cdot (\Psi_f + \tilde{L}_s \cdot (i_\delta \cdot \cos\varphi - i_\gamma \cdot \sin\varphi))(i_\delta \cdot \sin\varphi + i_\gamma \cdot \cos\varphi) - \frac{1}{J} \cdot \Gamma_{ch}(\Omega) \quad (2.7)$$

$$F1_3(X) = - \left\{ R_s \cdot \left(\bar{L}_s - \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \cos(2\varphi) \right) + p \cdot \Omega \cdot \tilde{L}_s \cdot \bar{L}_s \cdot \sin(2\varphi) \right\} / (L_d \cdot L_q) \cdot i_\delta \\ + \left\{ p \cdot \Omega \cdot \tilde{L}_s \cdot \left(\frac{\tilde{L}_s}{2} - \bar{L}_s \cdot \cos(2\varphi) \right) - R_s \cdot \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \sin(2\varphi) \right\} / (L_d \cdot L_q) \cdot i_\gamma \\ - \frac{p \cdot \Psi_f \cdot \Omega \cdot \sin(\varphi)}{L_q} \quad (2.8)$$

$$F1_4(X) = \left\{ -p \cdot \Omega \cdot \tilde{L}_s \cdot \left(\frac{\tilde{L}_s}{2} + \bar{L}_s \cdot \cos(2\varphi) \right) - R_s \cdot \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \sin(2\varphi) \right\} / (L_d \cdot L_q) \cdot i_\delta \\ - \left\{ R_s \cdot \left(\bar{L}_s + \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \cos(2\varphi) \right) - p \cdot \Omega \cdot \tilde{L}_s \cdot \bar{L}_s \cdot \sin(2\varphi) \right\} / (L_d \cdot L_q) \cdot i_\gamma \\ - \frac{p \cdot \Psi_f \cdot \Omega \cdot \cos(\varphi)}{L_q} \quad (2.9)$$

Les trois fonctions $G1_i(X)$ sont données par :

$$G1_1(X) = \begin{bmatrix} p \\ 0 \\ p \cdot i_\gamma \\ -p \cdot i_\delta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$G1_2(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \left(\bar{L}_s - \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \cos(2\varphi)\right) / (L_d \cdot L_q) \\ \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \sin(2\varphi) / (L_d \cdot L_q) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$G1_3(X) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \sin(2\varphi) / (L_d \cdot L_q) \\ \left(\bar{L}_s + \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \cos(2\varphi)\right) / (L_d \cdot L_q) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

L'espace d'observation O , tel que défini par l'équation (1.30) ou (1.32) devient alors en présence de saillance :

$$O1(X) = \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \\ F1_3(X) + G1_{13}(X) \cdot \Omega_c + G1_{23}(X) \cdot v_\delta + G1_{33}(X) \cdot v_\gamma \\ F1_4(X) + G1_{14}(X) \cdot \Omega_c + G1_{24}(X) \cdot v_\delta + G1_{34}(X) \cdot v_\gamma \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Pour éviter des expressions mathématiques trop longues, nous allons uniquement donner l'expression de la nouvelle matrice d'observabilité $\Phi1_0$ dans le cas d'une vitesse nulle, l'objet de la présente étude. Dans ce cas, les nombreux termes proportionnels à Ω présents dans $F1(X)$ s'annulent. Nous avons alors :

$$\Phi1_{0|\Omega=0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \Phi1_{31} & \Phi1_{32} & \Phi1_{33} & \Phi1_{34} \\ \Phi1_{41} & \Phi1_{42} & \Phi1_{43} & \Phi1_{44} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

avec :

$$\begin{cases} \Phi1_{31} = \frac{\tilde{L}_s}{L_d \cdot L_q} \cdot [(v_\delta - R_s \cdot i_\delta) \cdot \sin(2 \cdot \varphi) + (v_\gamma - R_s \cdot i_\gamma) \cdot \cos(2 \cdot \varphi)] \\ \Phi1_{41} = \frac{\tilde{L}_s}{L_d \cdot L_q} \cdot [(v_\delta - R_s \cdot i_\delta) \cdot \cos(2 \cdot \varphi) - (v_\gamma - R_s \cdot i_\gamma) \cdot \sin(2 \cdot \varphi)] \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} \Phi_{132} = \frac{p \cdot \tilde{L}_s \cdot \bar{L}_s \cdot \sin(2\varphi)}{L_d \cdot L_q} \cdot i_\delta + \frac{p \cdot \tilde{L}_s}{L_d \cdot L_q} \cdot \left(\frac{\tilde{L}_s}{2} - \bar{L}_s \cdot \cos(2\varphi) \right) \cdot i_\gamma - \frac{p \cdot \Psi_f \cdot \sin(\varphi)}{L_q} \\ \Phi_{142} = \frac{-p \cdot \tilde{L}_s}{L_d \cdot L_q} \cdot \left(\frac{\tilde{L}_s}{2} + \bar{L}_s \cdot \cos(2\varphi) \right) \cdot i_\delta - \frac{p \cdot \tilde{L}_s \cdot \bar{L}_s \cdot \sin(2\varphi)}{L_d \cdot L_q} \cdot i_\gamma - \frac{p \cdot \Psi_f \cdot \cos(\varphi)}{L_q} \end{cases} \quad (2.16)$$

$$\begin{cases} \Phi_{133} = \frac{-R_s}{L_d \cdot L_q} \cdot \left(\bar{L}_s - \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \cos(2\varphi) \right) \\ \Phi_{143} = \frac{-R_s}{L_d \cdot L_q} \cdot \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \sin(2 \cdot \varphi) - p \cdot \Omega_c \end{cases} \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} \Phi_{134} = \frac{-R_s}{L_d \cdot L_q} \cdot \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \sin(2 \cdot \varphi) + p \cdot \Omega_c \\ \Phi_{144} = \frac{-R_s}{L_d \cdot L_q} \cdot \left(\bar{L}_s + \frac{\tilde{L}_s}{2} \cdot \cos(2\varphi) \right) \end{cases} \quad (2.18)$$

Nous pouvons déjà remarquer qu'en cas de non saillance, le terme \tilde{L}_s est égal à 0 et l'on retrouve exactement la matrice d'observabilité exprimée en (1.33). Les termes Φ_{131} et Φ_{141} s'annulent et le système n'est pas observable.

Les quatre colonnes de cette matrice ne sont pas colinéaires, la seule possibilité pour perdre l'observabilité est donc que tous les termes d'une colonne s'annulent en même temps. Comme $\sin(\varphi)$ et $\cos(\varphi)$ ne peuvent pas être nuls simultanément, le système est observable si Φ_{131} et Φ_{141} ne sont pas tous deux égaux à 0. Cependant, les deux termes en question, à l'arrêt et en régime permanent sont nuls car nous avons alors :

$$\begin{cases} v_\delta = R_s \cdot i_\delta \\ v_\gamma = R_s \cdot i_\gamma \end{cases} \quad (2.19)$$

Il est tout de même possible de rendre le système observable en injectant un signal supplémentaire (le plus souvent de haute fréquence, sinusoïdal ou sous forme d'impulsions). De cette manière, des termes en $\frac{d}{dt} i_\delta$ et $\frac{d}{dt} i_\gamma$ seront créés et, le système n'étant plus en régime permanent, les conditions (2.19) ne seront plus satisfaites. La MSAP magnétiquement saillante devient alors observable à l'arrêt.

B. Description de la machine utilisée

Plusieurs types de machines ont été utilisés pour tester, en pratique ou en simulation, les différentes méthodes de commande sans capteur proposées. C'est

les résultats donnés sur la machine motorisant l'EMA d'aileron (Figure I-7) que les comparatifs entre ces méthodes seront effectués, cet actionneur étant l'application principale de notre étude.

Pour des soucis de compacité, le moteur en question n'est pas en "bobinage distribué" mais à "plots bobinés". Cette topologie permet entre autres de réduire la longueur des têtes de bobines. La machine possède 18 plots (et 18 bobines) et 8 paires de pôles.

Une particularité de cette machine est la présence d'un fort frottement sec (de l'ordre de 1 Nm) et d'un coefficient de frottement visqueux également important pour une machine de cette taille (50 mm de rayon extérieur et 120 mm de longueur utile). La valeur de ce coefficient est principalement dû aux pertes fer, choisies (tout comme le frottement sec) volontairement importantes pour permettre de jouer un rôle d'amortisseur en cas de coupure de l'alimentation du moteur. Ainsi, l'aileron ne subirait pas de variation brusque de position.

La figure II-1 présente un plan de coupe de la machine considérée, la figure II-2 résume les paramètres électriques et mécaniques du moteur d'EMA.

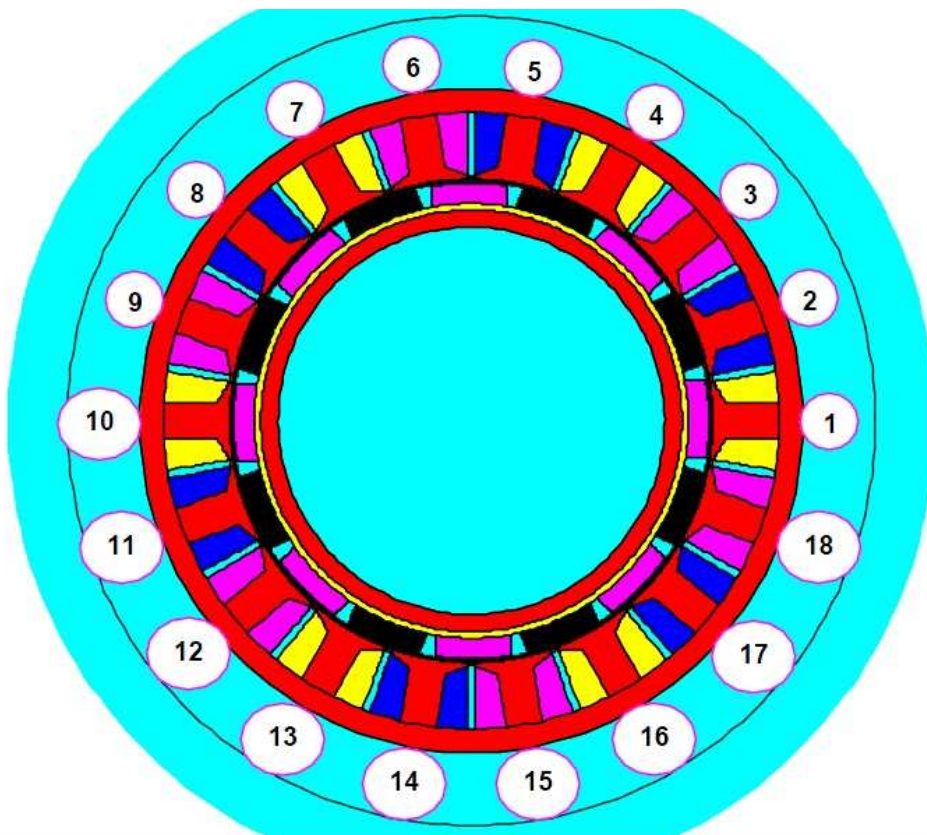


Figure II-1 : Plan de coupe du moteur d'EMA

Le couple nominal est divisé en deux parties, d'une part le couple de charge d'une valeur maximale de 15 Nm, et d'autre part quasiment 5 Nm dus aux

frottements secs et visqueux lorsque le rotor est à sa vitesse nominale. Cependant, pour les essais expérimentaux, le moteur d'EMA qui a été mis à notre disposition présente quelques défauts qui font croître les valeurs de ces deux frottements, le couple de détente, qui varie avec la position du rotor, prend également des valeurs relativement importantes.

La valeur du moment d'inertie prend en compte à la fois l'inertie du rotor et des roulements. Enfin, il est à noter que la valeur de l'inductance (voir le tableau de la figure II-2) est calculée à vide, l'inductance pouvant fortement varier en fonction de la valeur du courant (régime saturé ou defluxage).

Nombre de paires de pôles	8
Puissance nominale	1,5 kW
Tension nominale	270 V
Courant nominal	5 A
Vitesse nominale	1500 tr/min
Couple nominal	5 Nm
Résistance statorique	1,9 Ω
Inductance statorique	7 mH
Flux des aimants	0.13 Nm/A
Moment d'inertie	26×10^{-4} kg.m ²
Frottements secs	1 Nm
Coefficient de frottements visqueux	$2,6 \times 10^{-2}$ Nm.s

Figure II-2 : Paramètres du moteur d'EMA

Tous ces paramètres seront ceux utilisés lors des simulations à l'exception près de la valeur des inductances. Habituellement, nous utilisons une valeur d'inductance constante lors d'une simulation mais comme nous l'avons vu précédemment, nous cherchons à créer une saillance magnétique, ($l_d \neq l_q$) en provoquant la saturation du circuit magnétique. Les inductances dynamiques directe et en quadrature varient donc en fonction du courant et ce sont ces variations que nous allons chercher à calculer via la méthode des éléments finis, afin de pouvoir les prendre en compte en simulations.

C. aModélisation de la machine par éléments finis

1. Méthode de calcul des inductances statoriques

Le moteur d'EMA est dans un premier temps dessiné sur le logiciel de calculs par éléments finis *FEMM* (figure II-3). Le problème est défini en deux dimensions et en régime magnétostatique.

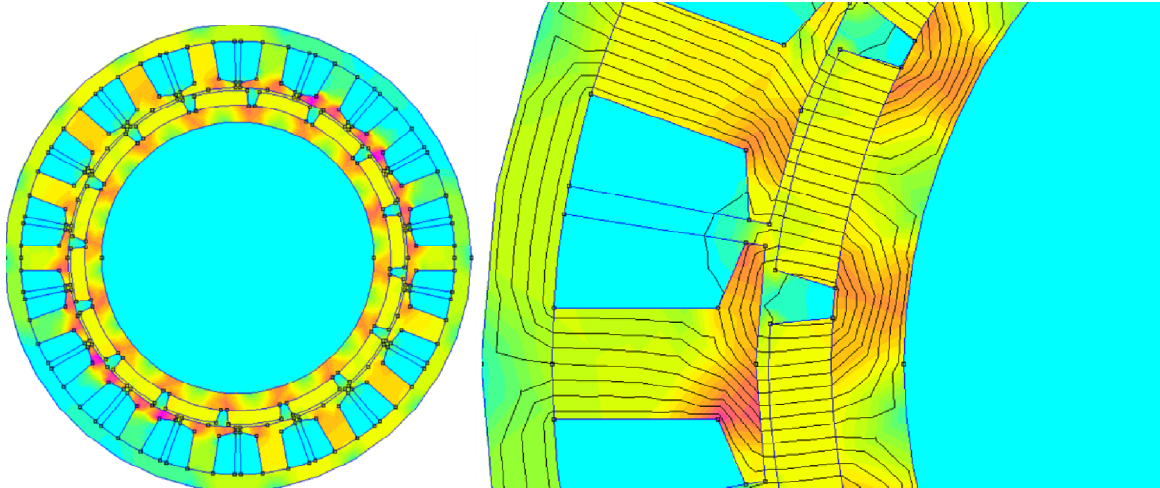


Figure II-3 : Dessin du moteur d'EMA sur le logiciel *FEMM* (en zoomé à droite)

Sachant que l'angle électrique θ devrait indiquer la position du rotor (l'axe direct) par rapport à l'axe de symétrie de la première phase (l'axe de phase a), nous déterminons d'abord l'origine de la position du rotor ($\theta = 0$). Cette position correspond à celle pour laquelle le fondamental du flux total à vide à travers la phase a passe par sa valeur maximale. Elle correspond également à la position pour laquelle la f.é.m. à vide de la phase a passe par zéro. Nous calculons ensuite pour chaque couplet (i_d, i_q), les courants des trois phases pour chaque position du rotor :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T_{32} \cdot P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

avec :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \text{ et } T_{32}^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Connaissant les courants des phases, nous calculons les flux totaux à travers les trois phases $[\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^t$ et nous en déduisons les composantes d-q du flux statorique :

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = P(-\theta) \cdot T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Les inductances dynamiques directe et en quadrature s'obtiennent par :

$$\begin{cases} l_d(i_d, i_q, \theta) = \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_d} \\ l_q(i_d, i_q, \theta) = \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_q} \end{cases} \quad (2.23)$$

Nous pouvons également calculer l'inductance mutuelle avec :

$$m_{dq}(i_d, i_q, \theta) = \frac{\partial \Psi_d}{\partial i_q} = \frac{\partial \Psi_q}{\partial i_d} \quad (2.24)$$

2. Analyse et utilisation des résultats obtenus

Après avoir effectué les calculs grâce au logiciel *FEMM*, nous observons sur les figures II-4 et II-5 l'évolution des inductances et des flux direct et en quadrature en fonction des courants i_d et i_q variant de -15 A à +15 A (cette plage de courant étant celle de fonctionnement du moteur étudié), le rotor est lui à une position θ fixe. L'inductance directe l_d subit des variations plus amples que celle en quadrature l_q . La première varie de 9.8 mH à 2.8 mH alors que la seconde atteint un maximum à 8.5 mH et un minimum à 5.2 mH. Cela s'explique simplement par le fait que les dents statoriques faces à l'axe direct sont pratiquement à la limite de saturation même à vide (en l'absence de courant). En effet, l'axe de symétrie de chaque aimant coïncide avec l'axe direct et les dents autour de cet axe sont intrinsèquement proches d'un état de saturation avec l'unique action des aimants. Avec $i_d > 0$, ces dents sursaturent et avec un $i_d < 0$ elles deviennent moins saturées ou non saturées.

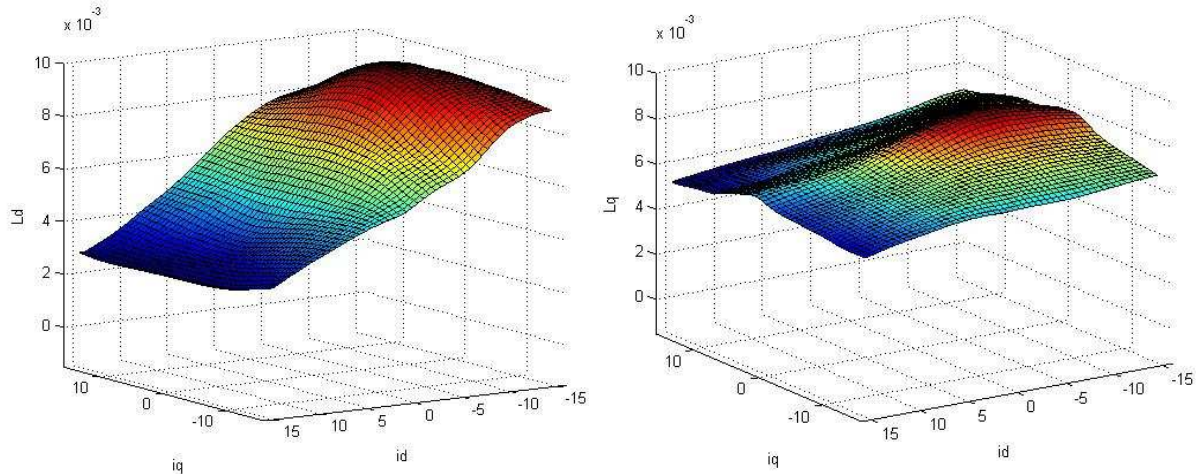


Figure II-4 : Evolution des inductances dynamiques l_d (à gauche) et l_q (à droite) en fonction des courants i_d et i_q

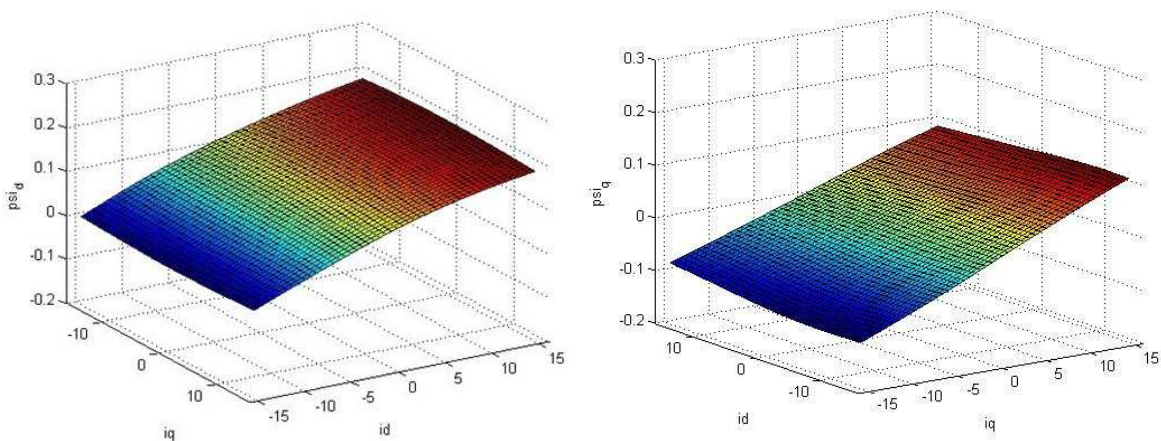


Figure II-5 : Evolution des composantes directe (à gauche) et en quadrature (à droite) du flux en fonction des courants i_d et i_q

A courant i_q constant (à 4A), nous traçons à nouveau l'évolution des flux et des inductances (figure II-6). Nous pouvons observer que les variations de courant i_q n'ont que peu d'influence sur le flux Ψ_q et que l'effet de saturation croisé reste relativement faible par rapport à la saturation suivant l'axe direct. De même, à i_d constant et pour un courant en quadrature i_q variant de -15 A à +15 A, nous constatons (figure II-7) que la pente du flux Ψ_q varie peu, ce qui implique que l'inductance l_q reste quasiment constante sur toute la plage de fonctionnement du moteur. L'effet de la saturation croisée est encore plus faible que précédemment.

Nous pouvons remarquer qu'à i_d nul (Figure II-6), la machine présente d'ores et déjà un terme de saillance ($l_q - l_d$) non négligeable (certaines dents statoriques faces aux aimants sont légèrement saturées à $i_d = 0$). En appliquant une composante directe positive du courant ($i_d > 0$), la machine se sature davantage, ce

qui augmente le terme de saillance ($l_q - l_d$) en valeur absolue et facilite donc l'observabilité des variables mécaniques (voir figure II-6 à droite).

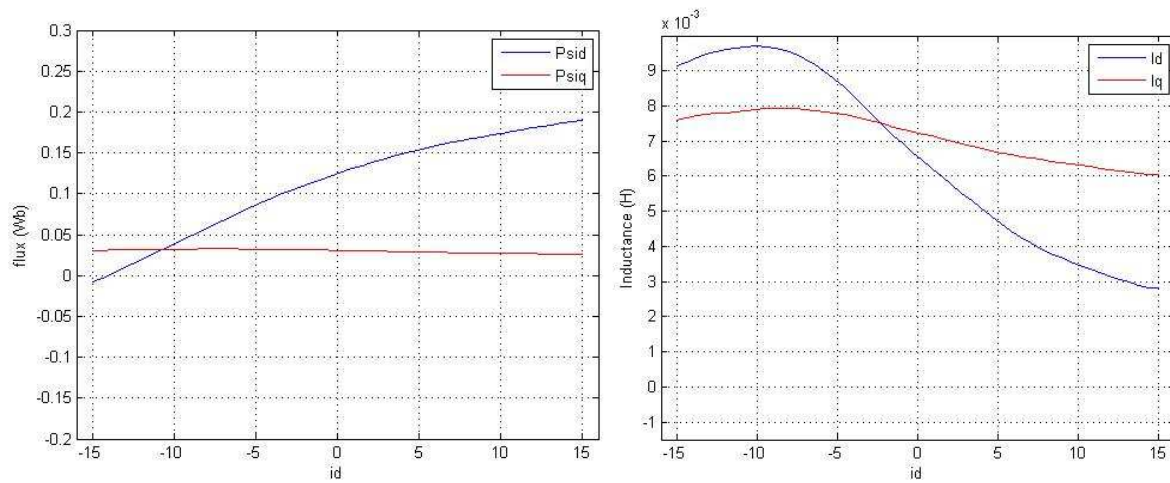


Figure II-6 : Flux (à gauche) et inductances (à droite) dans la direction directe et en quadrature pour $i_q = 4A$ et i_d variant de -15 A à +15A

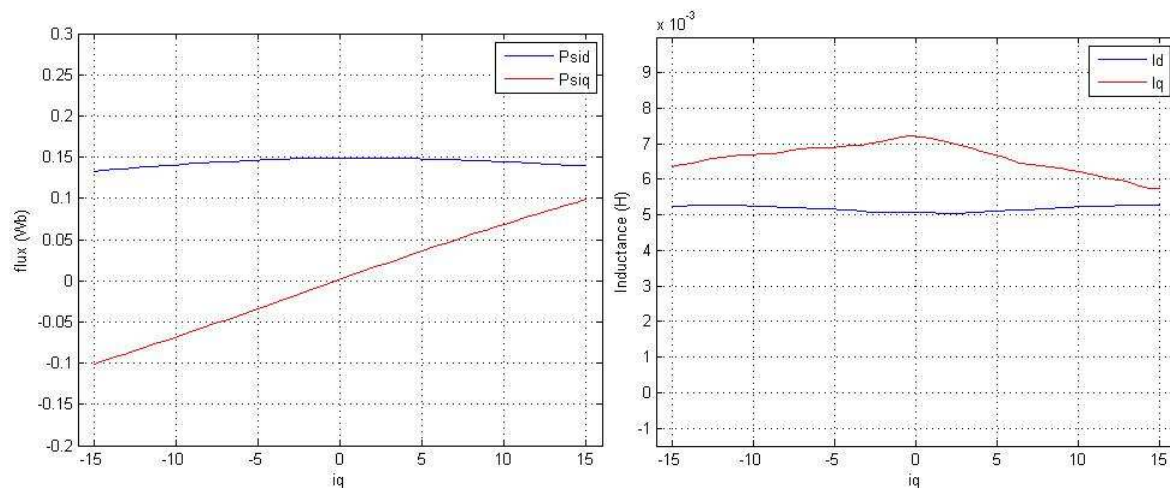


Figure II-7 : Flux (à gauche) et inductances (à droite) dans la direction directe et en quadrature pour $i_d = 4A$ et i_q variant de -15 A à +15A

Sur les figures II-8 et II-9, nous observons l'évolution des inductances en fonction de la position du rotor sur un tour électrique. Il est à noter que si quelques harmoniques d'espace de la répartition des courants totaux dans les encoches conduisent à la dépendance des inductances directe et en quadrature à la position rotorique, les variations de ces inductances avec la position restent relativement faibles par rapport à leurs variations avec les composantes directe et en quadrature du courant. En conséquence, nous allons faire l'hypothèse, lors de l'élaboration du modèle utilisé en simulation, que les inductances dynamiques l_d et l_q seront indépendantes de la position du rotor. Pour chaque couplé (i_d, i_q) , les inductances

dynamiques l_d et l_q correspondent dans ce cas aux valeurs moyennes de ces inductances par rapport à la position du rotor.

Afin de pouvoir utiliser les résultats de ces calculs pour les futures simulations, nous allons calculer, par la méthode des moindres carrés, les polynômes d'interpolation à deux variables afin d'avoir une fonction linéaire reliant les inductances dynamiques l_d et l_q aux courants i_d et i_q . Sur les figures II-10 et II-11 sont tracés ces polynômes d'interpolation.

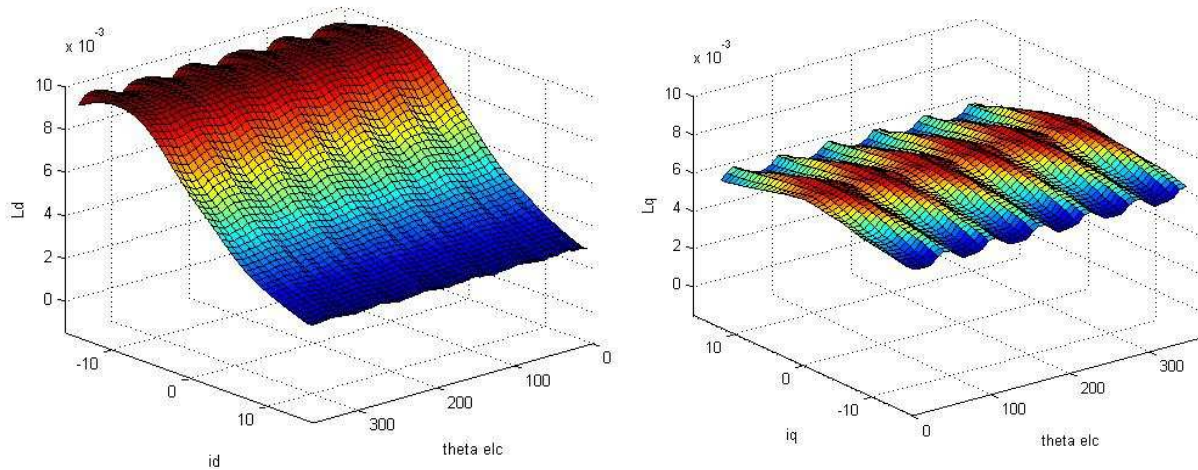


Figure II-8 : Inductances directe (à gauche) et en quadrature (à droite) pour un courant correspondant variant de -15 A à + 15 A et une position électrique variant de 0° à 360°

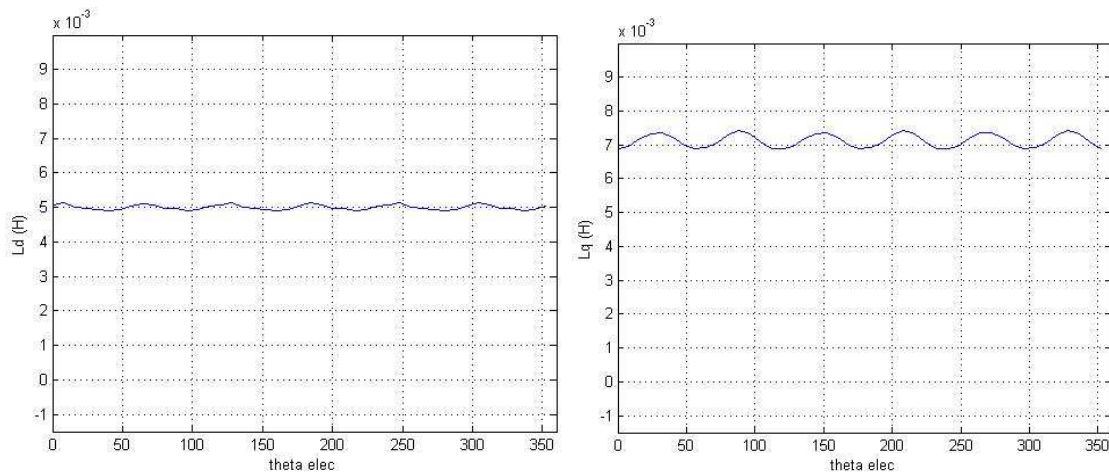


Figure II-9 : Inductances directe (à gauche) et en quadrature (à droite) pour des courants i_d et i_q fixés à 4 A et une position électrique variant de 0° à 360°

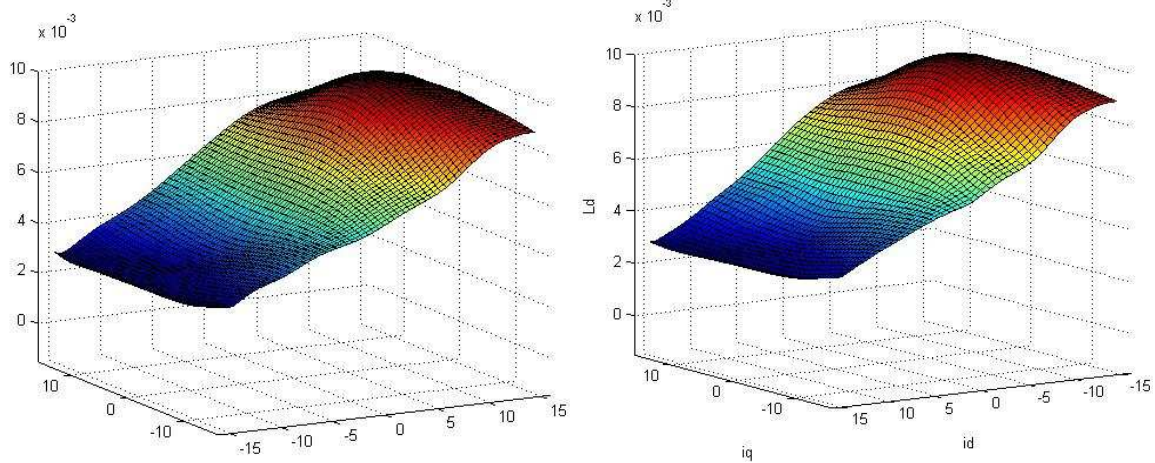


Figure II-10 : Inductances directe interpolée (à gauche) et calculée par éléments finis (à droite) pour des courants i_d et i_q variant de -15 A à +15 A

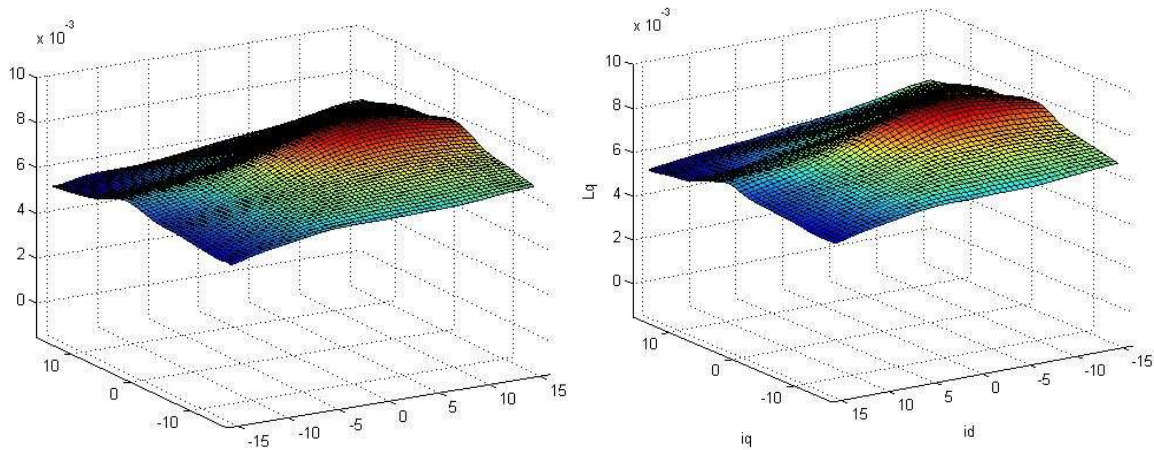


Figure II-11 : Inductances en quadrature interpolée (à gauche) et calculée par éléments finis (à droite) pour des courants i_d et i_q variant de -15 A à +15 A

Nous pouvons constater que les fonctions interpolées se confondent à chaque fois avec les inductances calculées par éléments finis. Pour cela, nous avons choisi de prendre pour chaque interpolation un polynôme à deux variables i_d et i_q de degré 6. Les fonctions obtenues sont à présent introduites dans le modèle de MSAP saturée utilisé lors des simulations des différentes lois de commandes sans capteur mécanique.

C. Différentes méthodes de commande sans capteur à basses vitesses

Depuis une quinzaine d'années, plusieurs méthodes de commande sans capteur mécanique ont déjà été développées. Certaines de ces méthodes recréent une f.é.m. en faisant vibrer le moteur autour de sa position de référence, cependant la très grande majorité des méthodes sont basées sur la saillance magnétique du rotor. Il est possible de classer ces dernières en deux catégories, celles qui estiment directement la position et celles qui estiment l'erreur sur l'estimation de la position, erreur qui sera ensuite régulée à zéro. Dans tous les cas, un signal supplémentaire et de haute fréquence est injecté afin d'obtenir l'estimation des variables mécaniques. Dans cette partie, nous allons présenter trois algorithmes de commande sans capteur, représentatifs des trois grandes familles existantes. La méthode INFORM ([SCH96], [ROB02]) et celle de Matsui ([MIZ98]) reposent sur la saillance du rotor. Celle de Zgorski ([ABR11]) quant à elle utilise l'injection du signal haute fréquence pour créer une vibration de la machine, l'estimation des variables mécaniques se faisant alors grâce à un filtre de Kalman étendu prenant en compte dans son modèle le signal injecté. Pour comparer les avantages et les inconvénients de chacun des algorithmes, les simulations seront faites sur le même modèle de MSAP présenté dans le sous-chapitre précédent. Deux d'entre elles seront ensuite testées expérimentalement.

A. Méthode INFORM

1. Présentation de la méthode

La méthode INFORM (Indirect Flux Detection by On-line Reactance Measurement) ([SCH96], [ROB02]) estime la position en se basant sur la mesure d'une impédance complexe x_{INFORM} , contenant l'information sur la position du rotor, et définie par :

$$\underline{x}_{INFORM} = \frac{\underline{v}_s}{d\underline{i}_s/d\tau} \quad (2.25)$$

où \underline{v}_s est la tension complexe test injectée et \underline{i}_s est le courant complexe provoqué par ce stimulus. τ est quant à lui le temps durant lequel la tension \underline{v}_s est appliquée.

Pour effectuer cette mesure, la commande doit être interrompue et trois tensions sont injectées les unes après les autres dans chacune des trois phases du stator. Généralement, toutes les 20 ou 25 périodes d'échantillonnage, la commande est interrompue pendant une période qui sera consacrée à la mesure de l'impédance et à l'estimation de la position.

Deux hypothèses ont été faites ici : premièrement, les termes résistifs ont été négligés et d'autre part, du fait que nous opérons à très basses vitesses, les termes représentant la f.é.m. ont également été considérés nuls.

La variation de courant totale $\underline{\Delta i_{s,i}}$ provoquée par une injection de tension $\underline{v_{s,i}}$ est donc :

$$\underline{\Delta i_{s,i}} = \underline{y_{INFORM}} \cdot \Delta\tau \cdot \left| \underline{v_s} \right| \cdot \exp(j \cdot \theta_{v,i}) \quad (2.26)$$

avec $\underline{y_{INFORM}} = \underline{x_{INFORM}}^{-1}$, $i = a, b$ ou c étant la phase statorique dans laquelle la tension test est appliquée, $\left| \underline{v_s} \right|$ étant la norme de la tension appliquée et $\theta_{v,i}$ l'argument de cette tension, c'est à dire :

$$\theta_{v,i} = \begin{cases} 0 & \text{si } i = a \\ 2 \cdot \pi/3 & \text{si } i = b \\ 4 \cdot \pi/3 & \text{si } i = c \end{cases} \quad (2.27)$$

$\underline{y_{INFORM}}$ est une fonction π -périodique ayant comme paramètre $\theta_{v,i}$ ainsi que la position du rotor θ et peut être décrite par [SCH92] :

$$\underline{y_{INFORM}} = y_0 - \Delta y \cdot \exp(2 \cdot \theta - 2 \cdot \theta_{v,i}) \quad (2.28)$$

La fonction $\underline{y_{INFORM}}$ décrit ainsi dans le plan complexe un cercle de rayon Δy et de centre y_0 . En insérant l'équation (2.28) dans (2.26), nous obtenons une expression de la partie réelle des trois réponses en courant à chacune des impulsions de tension :

$$\begin{cases} \Delta i_{s,a} = \Delta\tau \cdot \left| \underline{v_s} \right| \cdot [y_0 - \Delta y \cdot \cos(2 \cdot \theta)] \\ \Delta i_{s,b} = \Delta\tau \cdot \left| \underline{v_s} \right| \cdot [y_0 - \Delta y \cdot \cos(2 \cdot \theta - 4 \cdot \pi/3)] \\ \Delta i_{s,c} = \Delta\tau \cdot \left| \underline{v_s} \right| \cdot [y_0 - \Delta y \cdot \cos(2 \cdot \theta - 2 \cdot \pi/3)] \end{cases} \quad (2.29)$$

Considérons à présent la quantité $\underline{C_{INFORM}}$, combinaison linéaire de $\Delta i_{s,a}$, $\Delta i_{s,b}$ et $\Delta i_{s,c}$ définie par :

$$\underline{C}_{INFORM} = \Delta i_{s,a} + \Delta i_{s,b} \cdot \exp\left(\frac{j4\pi}{3}\right) + \Delta i_{s,c} \cdot \exp\left(\frac{j2\pi}{3}\right) \quad (2.30)$$

Il apparait directement des équations (2.29) et (2.30) que :

$$\arg(\underline{C}_{INFORM}) = 2 \cdot \theta (+2\pi) \quad (2.31)$$

L'argument de \underline{C}_{INFORM} peut être calculé à partir de ses parties réelle et imaginaire qui sont :

$$\begin{cases} \operatorname{Re}(\underline{C}_{INFORM}) = \Delta i_{s,a} - \frac{1}{2} \Delta i_{s,b} - \frac{1}{2} \Delta i_{s,c} \\ \operatorname{Im}(\underline{C}_{INFORM}) = \frac{\sqrt{3}}{2} (\Delta i_{s,c} - \Delta i_{s,b}) \end{cases} \quad (2.32)$$

Nous obtenons ainsi une estimation de la position du rotor (à π près) avec :

$$\vartheta = \frac{1}{2} \left[\operatorname{Atan} \left(\sqrt{3} \cdot \frac{\Delta i_{s,c} - \Delta i_{s,b}}{2 \cdot \Delta i_{s,a} - \Delta i_{s,b} - \Delta i_{s,c}} \right) \right] (+\pi) \quad (2.33)$$

Une fois la position initiale déterminée grâce à un processus d'initialisation, l'ambiguïté sur l'erreur de 180 degrés électriques pourra être levée en faisant l'hypothèse qu'en basses vitesses et entre deux estimations (généralement 2 ms), le rotor ne tournera pas de plus de $\frac{\pi}{4}$ radians électriques (i.e. le moteur tourne à une vitesse électrique inférieure à 393 rad/s, ce qui est vérifié en basses vitesses). De cette façon, entre les deux estimations de positions possibles, nous choisirons la valeur la plus proche de l'estimation précédente.

L'estimation de la position est donc calculée directement à partir des réponses du courant aux tensions tests. L'expression obtenue est ainsi indépendante de tous les paramètres de la machine. Cette méthode est à présent implantée sur Matlab-Simulink afin d'être testée en simulations.

2. Simulation de la méthode

Nous simulons dans un premier temps le système en boucle de vitesse. Après un démarrage (à 0,1s) du rotor jusqu'à une vitesse de 50 tr/min, la vitesse de référence est inversée (à 0,5s) pour passer de 50 tr/min à -50 tr/min. Les résultats de

cette simulation sont sur les figures II-12 et II-13. En valeurs moyennes, la vitesse est bien régulée à sa référence, toutefois celle-ci est bruitée par l'injection des tensions de tests. Ces tensions sont envoyées dans les trois phases successivement et créent donc un couple perturbant la commande. Nous observons ainsi des variations autour de la vitesse moyenne pouvant atteindre 5 tr/min. Ces vibrations, d'autant plus visibles lorsque la machine est à l'arrêt, peuvent être néfastes pour la durée de vie mécanique du moteur.

La position estimée parvient à suivre la position réelle malgré une erreur de trainée qui est, en moyenne et en régime permanent, à 11,6 degrés électriques. Une telle erreur permet un contrôle performant du moteur (n'entraînant qu'une surconsommation en courant de 2%) mais cette erreur, fortement dépendante de la vitesse de rotation peut rapidement devenir préjudiciable pour de plus hautes vitesses.

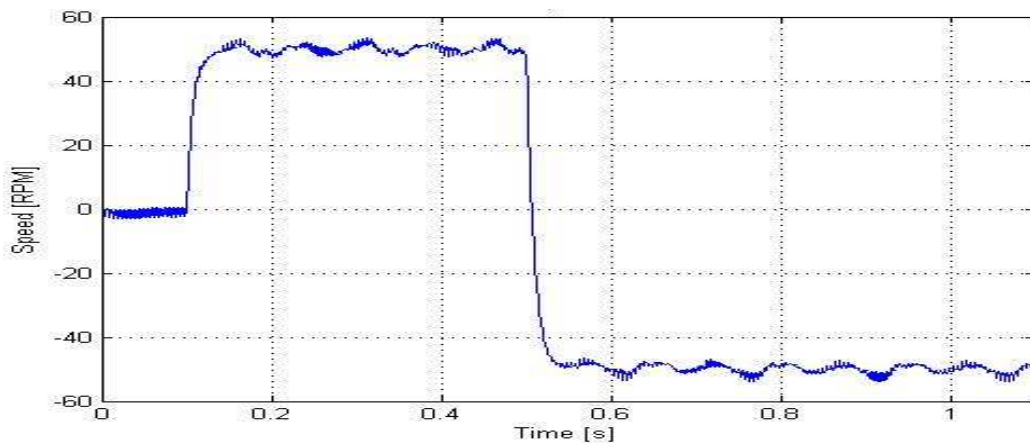


Figure II-12 : Vitesse angulaire réelle du rotor pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

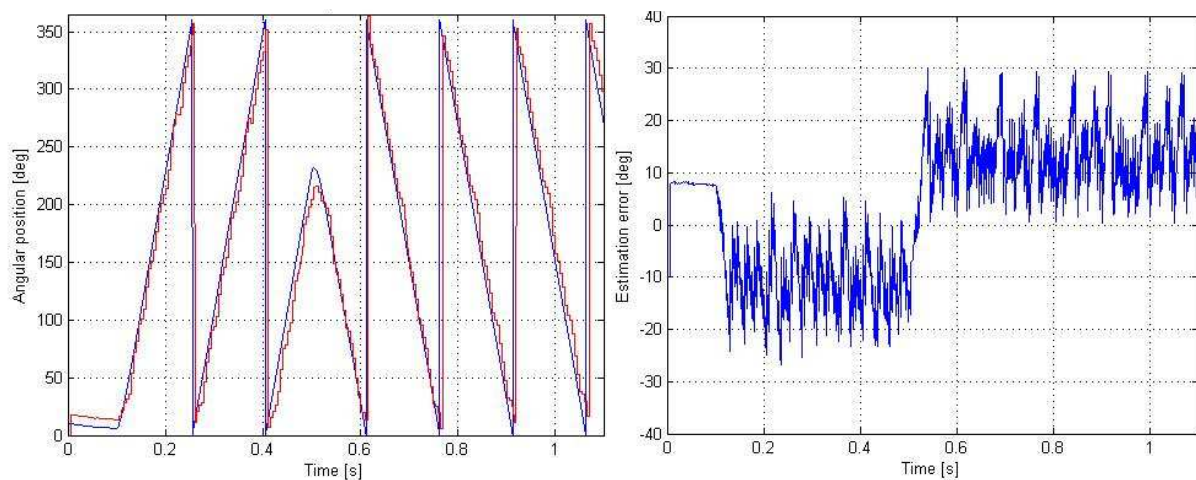


Figure II-13 : Positions électriques réelle (en bleu) et estimée (en rouge) du rotor (à gauche) et erreur d'estimation sur la position (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

Sur la figure II-14 est représentée l'erreur d'estimation en fonction de la vitesse de rotation du rotor. Nous pouvons constater que cette erreur suit une croissance quasiment linéaire et qu'elle devient rapidement importante. A 100 tr/min, elle est déjà en moyenne de 22,1 degrés électriques et à 200 tr/min, elle est de 46,5 degrés électriques, engendrant alors une surconsommation de respectivement 7,9% et 45,3%. La méthode INFORM atteint donc déjà une de ses limites pour des vitesses pourtant toujours relativement peu élevées. Dès 225 tr/min, l'algorithme ne parvient plus à suivre la position réelle du rotor et diverge, le contrôle est alors perdu (machine 8 paires de pôles).

Nous testons à présent l'impact d'un échelon de charge sur la boucle de vitesse. La machine est en régime permanent à 50 tr/min avant de subir à $t = 0,5$ s un échelon de 2 Nm (figure II-15). Nous pouvons observer que la vitesse répond correctement à cette perturbation et retrouve sa valeur de consigne sans encombre. Seules les ondulations autour de la vitesse moyenne ont été légèrement amplifiées. L'erreur sur l'estimation de la position, quant à elle, ne semble pas avoir été impactée par cette perturbation de charge.

Afin de comparer toutes les méthodes sans capteur mécanique présentées dans cette thèse, nous définissons l'erreur quadratique de l'estimation de la position électrique du rotor par :

$$\varphi_{quad} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \int_{T_0} (\vartheta - \hat{\vartheta})^2 \cdot dt} \quad (2.34)$$

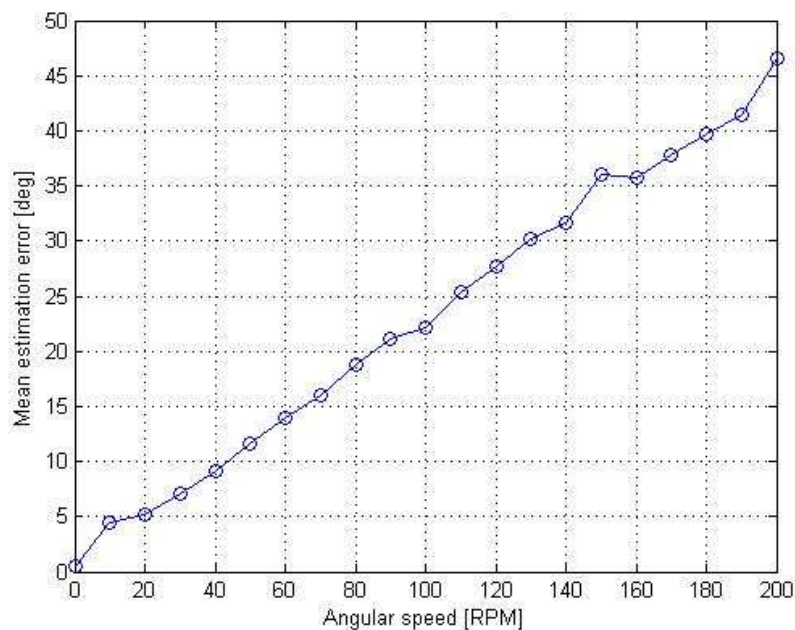


Figure II-14 : Erreur d'estimation moyenne sur la position électrique en fonction de la vitesse mécanique

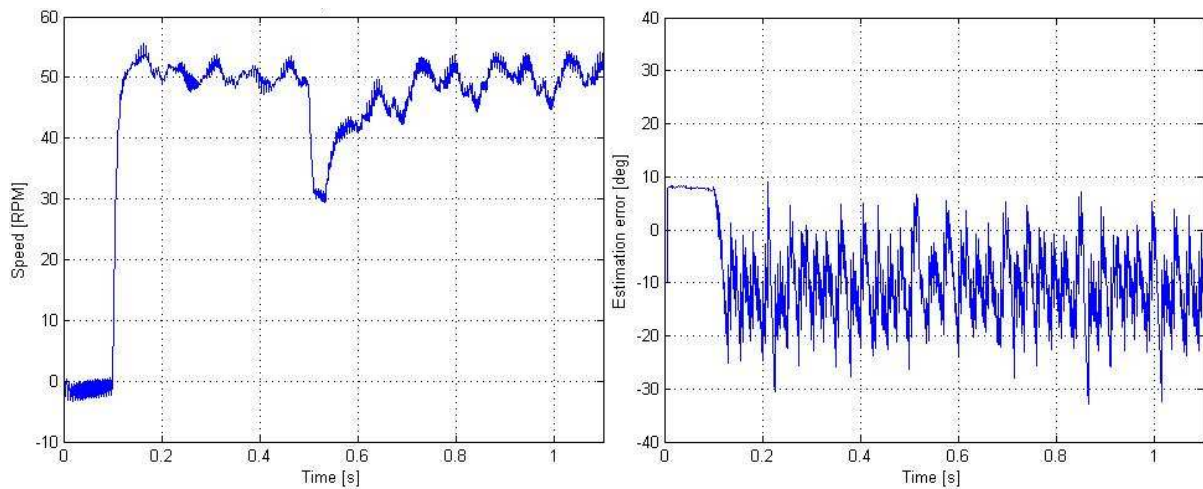


Figure II-15 : Vitesse mécanique réelle (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un démarrage à 50 tr/min puis un échelon de couple de 2 Nm à $t=0,5$ s

Après la boucle de vitesse, nous simulons le système en boucle de position. Comme cela a déjà été écrit dans le chapitre I, la position utilisée comme retour dans la boucle de régulation sera la position réelle, les EMA n'étant pas régulés sur la position du rotor mais sur la position linéaire du vérin, un capteur de position sera de toute façon utilisé pour effectuer ce contrôle. La position et la vitesse estimées par l'algorithme ne seront donc utilisées que pour l'autopilotage de la machine (effectuer les transformées de Park) et pour la boucle de vitesse.

Nous appliquons donc un profil de consigne de position, les résultats peuvent être observés figure II-16.

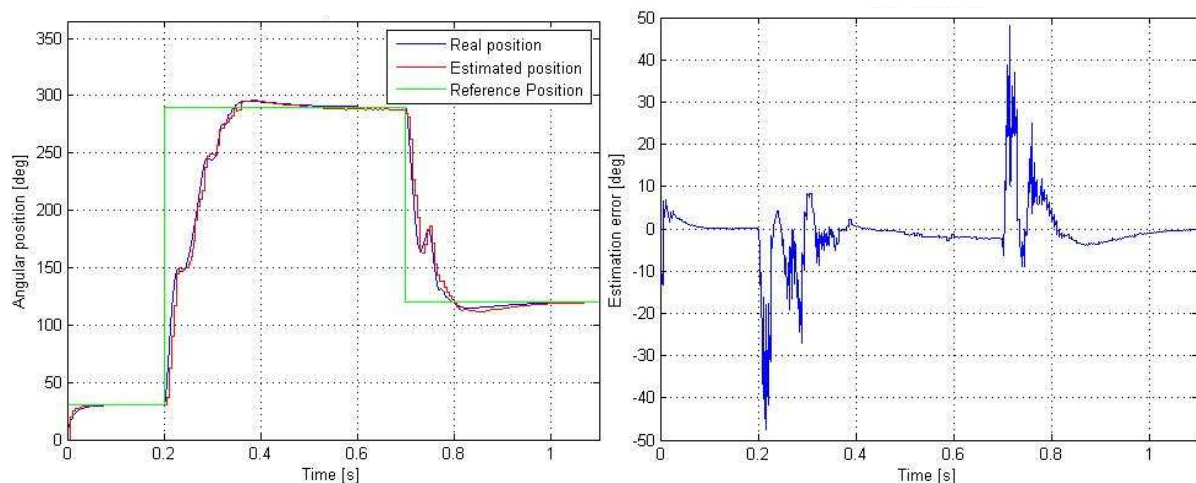


Figure II-16 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position

Le contrôle en position s'effectue correctement, l'erreur en régime permanent est (à vide) inférieure à 1 degré électrique. Même si lors des régimes transitoires, l'erreur sur la position peut monter à des pics à 49 degrés électriques, cela n'a pas un grand impact sur la commande du fait que de telles amplitudes ne sont atteintes que durant quelques centièmes de secondes.

La figure II-17 montre la réponse du système à une perturbation de couple de charge. Celle-ci, toujours de 2 Nm, est appliquée après 0,5 s de simulation, lorsque le moteur est en régime permanent.

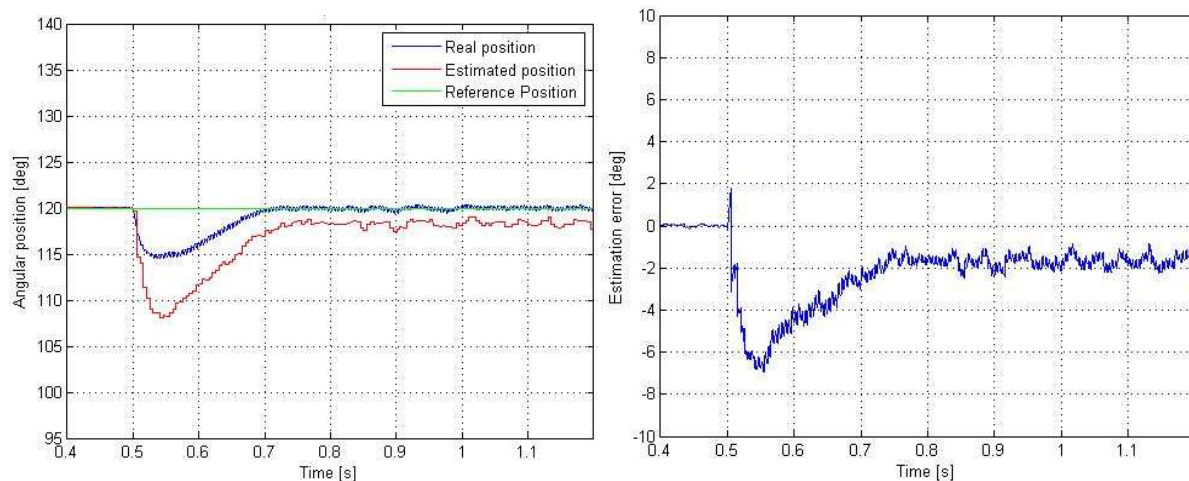


Figure II-17 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 2 Nm

Encore une fois, le système répond bien à la perturbation de charge. La position réelle retrouve sa référence après l'échelon. La position estimée en revanche ne remonte qu'à 118° alors que la consigne est à 120°. Une erreur de 2 degrés électriques est toutefois acceptable et sans conséquences sur la qualité de la commande.

3. Avantages et inconvénients de la méthode INFORM

L'avantage de la méthode INFORM est que nulle part dans l'algorithme, les paramètres du moteur ne sont requis. La méthode est donc indépendante de ceux-ci la rendant naturellement robuste vis-à-vis de leurs incertitudes et variations. Les bonnes performances de l'algorithme à l'arrêt (notamment la tenue en charge) sont également à son avantage.

Cependant, cette méthode possède plusieurs défauts, le premier est comme nous l'avons vu un calcul direct de la position estimée. Celle-ci connaîtra donc des discontinuités à chaque calcul. Comme les références des tensions ainsi que les courants utilisés comme retours dans les boucles de régulation du courant sont calculés à partir de la position estimée, ceux-ci vont également connaître des

discontinuités, ce qui provoquera des à-coups de couple pouvant être néfastes à la machine et aux parties mécaniques (réducteurs, engrenages).

D'autres perturbations de couples sont en plus créées par les impulsions de tensions tests qui se font dans les trois phases de la machine.

La nécessité de devoir stopper la commande toutes les vingt périodes d'échantillonnage pour effectuer l'estimation est un autre inconvénient de cette approche de commande sans capteur.

De plus, comme l'ont montré les simulations, la méthode n'est réellement efficace qu'en très basses vitesses, l'erreur d'estimation augmentant rapidement avec la vitesse.

Enfin, durant la période de MLI consacrée à l'estimation, trois vecteurs tensions doivent être envoyés successivement dans chacune des phases de la machine. Un suréchantillonnage de la MLI et des courants statoriques au moment de l'estimation est alors nécessaire. Cela rend complexe la mise en place expérimentale de la méthode, en particulier sur les bancs d'essais *dSpace* dont nous disposons. Pour toutes ces raisons, il a été décidé de ne pas tester expérimentalement la méthode INFORM mais uniquement en simulations.

B. Méthode de Zgorski

1. Présentation de la méthode

La méthode de Zgorski ([**ABR11**]) possède la particularité, parmi toutes les autres méthodes présentées ici, d'être la seule commande sans capteur mécanique à basses vitesses ne se basant pas sur une quelconque saillance magnétique. Elle est donc applicable aux machines à pôles lisses sans avoir à ajouter un courant supplémentaire dans l'axe direct dans le but de saturer la machine. Cependant, l'observabilité est toujours assurée grâce à l'ajout d'un signal de haute fréquence. En effet, une tension sinusoïdale $v_{\delta s}$ est superposée à la composante directe de tension de commande. La tension injectée n'a donc qu'une composante dans l'axe direct estimé δ :

$$\begin{bmatrix} v_{\delta s} \\ v_{\gamma s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

où A_1 est l'amplitude du signal injecté et ω_1 sa pulsation. En appliquant la transformation de Park $P(\varphi)$ à l'équation (2.35), on peut réécrire cette injection dans le repère réel d - q réel :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) \cdot \cos(\varphi) \\ A_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) \cdot \sin(\varphi) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Lorsque l'erreur d'estimation φ est nulle, le signal injecté n'a qu'une composante suivant l'axe direct ; elle n'entraîne qu'une modification de la composante directe du courant et ne crée aucun couple dans une machine synchrone à rotor lisse. En revanche, si cette erreur n'est pas égale à 0, l'injection va provoquer une réponse en courant sur l'axe q , lequel courant engendrera un couple et la mise en mouvement de la machine. Le rotor va ainsi vibrer à la fréquence de la tension injectée. En effet, en prenant en compte un modèle en haute fréquence d'une MSAP à pôles lisses ([COR98]), la réponse en courant dans le repère d - q ainsi que le couple électromagnétique peuvent être décrits par [ABR11] :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \frac{A_1 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t)}{L_s \cdot \omega_1} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \sin(\varphi) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$\Gamma_m = \frac{p \cdot A_1 \cdot \Psi_f \cdot \cos(\omega_1 \cdot t)}{L_s \cdot \omega_1} \cdot \sin(\varphi) \quad (2.38)$$

Cette vibration du moteur va engendrer une f.é.m. dont l'amplitude sera suffisante pour observer les variables mécaniques. Pour que le système soit observable, il est donc nécessaire d'avoir une erreur d'estimation non nulle. La position et la vitesse du rotor sont alors estimées grâce à un filtre de Kalman étendu. Afin de réaliser la commande sans capteur, le filtre de Kalman (dont le principe est détaillé dans [WEL06]) doit impérativement, pour assurer l'observabilité du système, prendre en compte le signal injecté dans le modèle de la machine. La figure II-18 résume le principe de la méthode.

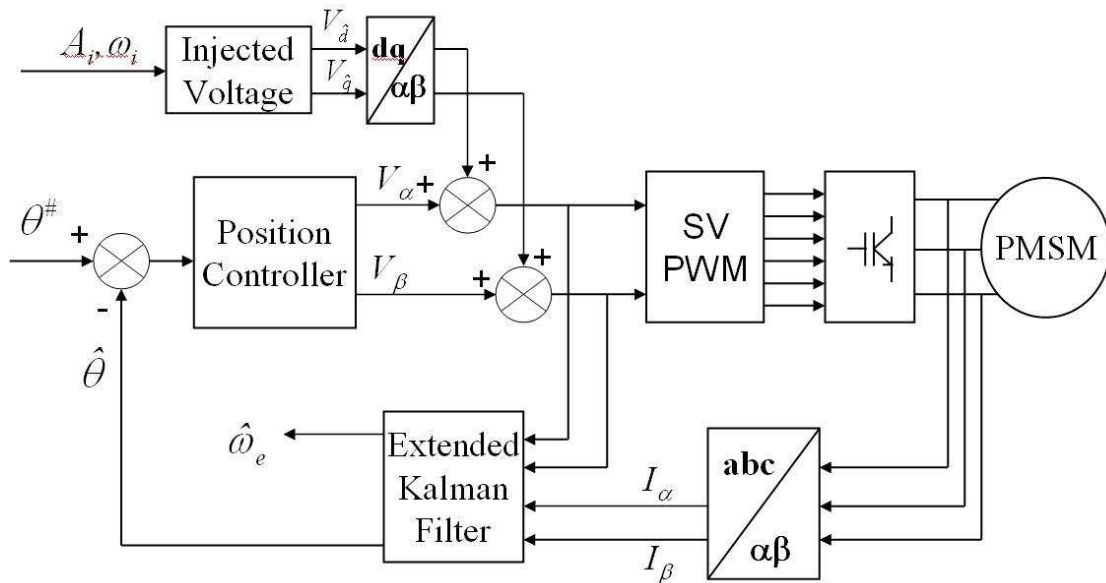


Figure II-18 : Schéma bloc de la méthode de commande sans capteur de Zgorski [ABR11]

2. Simulations de la méthode

Comme pour la méthode INFORM, nous testons d'abord la boucle de régulation de la vitesse avec un démarrage et une inversion de consigne.

Les figures II-19 et II-20 montrent le bon fonctionnement de la méthode en boucle de vitesse. La vitesse est lissée par rapport à la méthode INFORM et l'erreur d'estimation, mis à part des régimes transitoires, reste à des niveaux très faibles, de l'ordre du degré électrique.

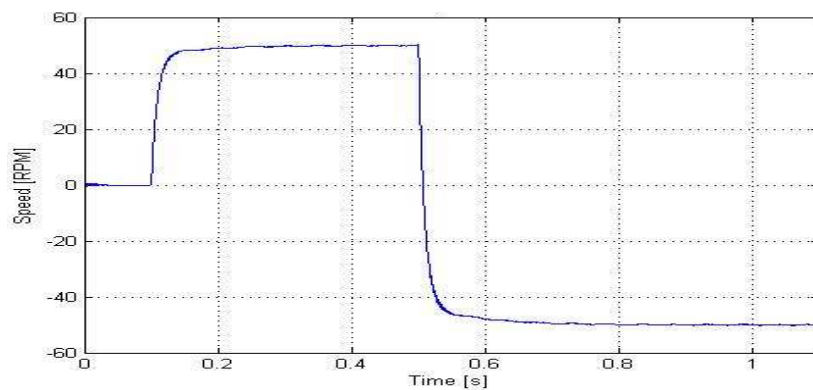


Figure II-19 : Vitesse angulaire réelle du rotor pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

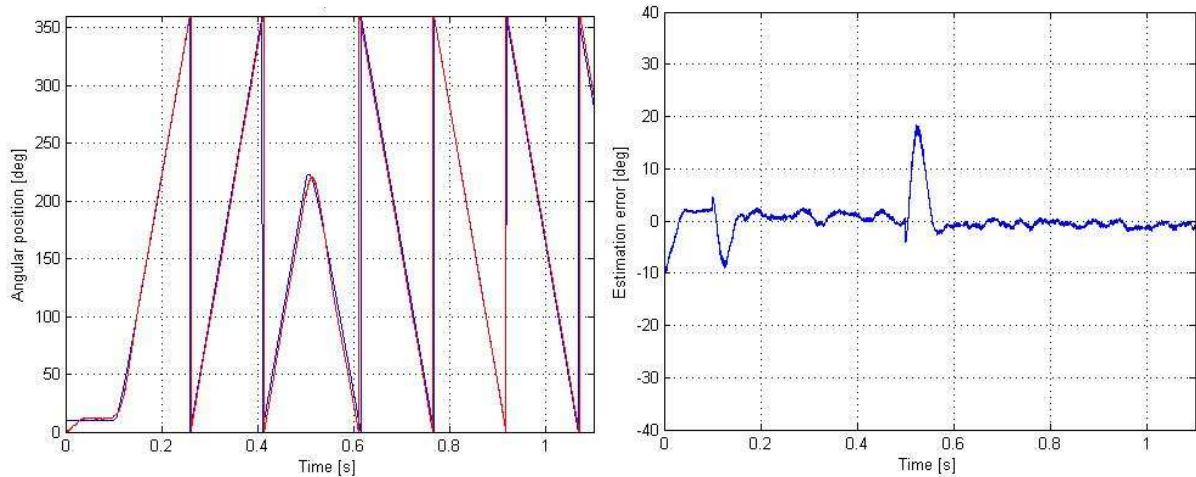


Figure II-20 : Positions électriques réelle (en bleu) et estimée (en rouge) du rotor (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

La figure II-21 présente l'évolution de l'erreur quadratique moyenne, en régime permanent et en fonction de la vitesse angulaire. Nous constatons que cette erreur reste très faible, ne provoquant ainsi aucune surconsommation et permettant, sur toute la plage des basses vitesses, un contrôle performant.

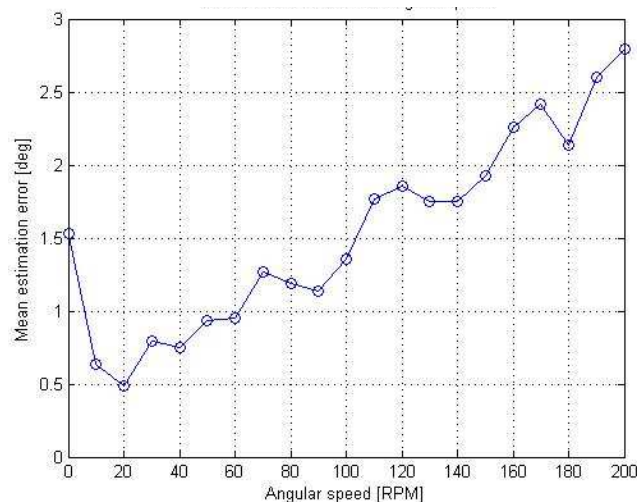


Figure II-21 : Erreur d'estimation moyenne sur la position électrique en fonction de la vitesse mécanique

La méthode d'estimation répond également correctement à un impact de charge (figure II-22). L'erreur d'estimation moyenne passant cependant de 0.9 degrés électriques à 2.6 degrés électriques, montrant ainsi une très légère dépendance de l'algorithme au couple de charge.

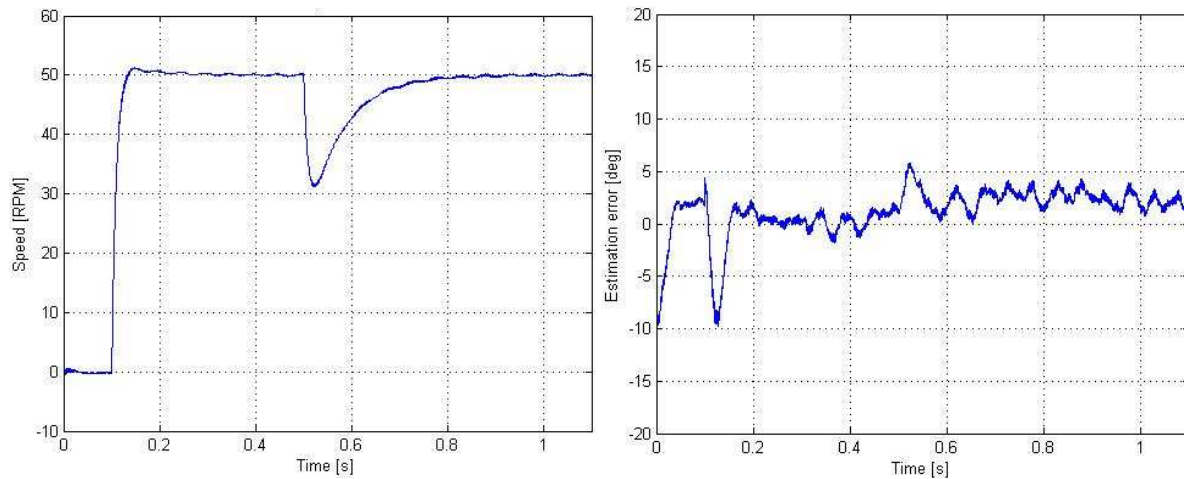


Figure II-22 : Vitesse mécanique réelle (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un démarrage à 50 tr/min puis un échelon de couple de 2 Nm à $t=0,5$ s

En boucle de position (figures II-23 et II-24), que ce soit pour l'application d'un profil de consigne de position, ou d'un échelon de charge, la position et la vitesse restent bien estimées et le système contrôlé à ses valeurs de référence.

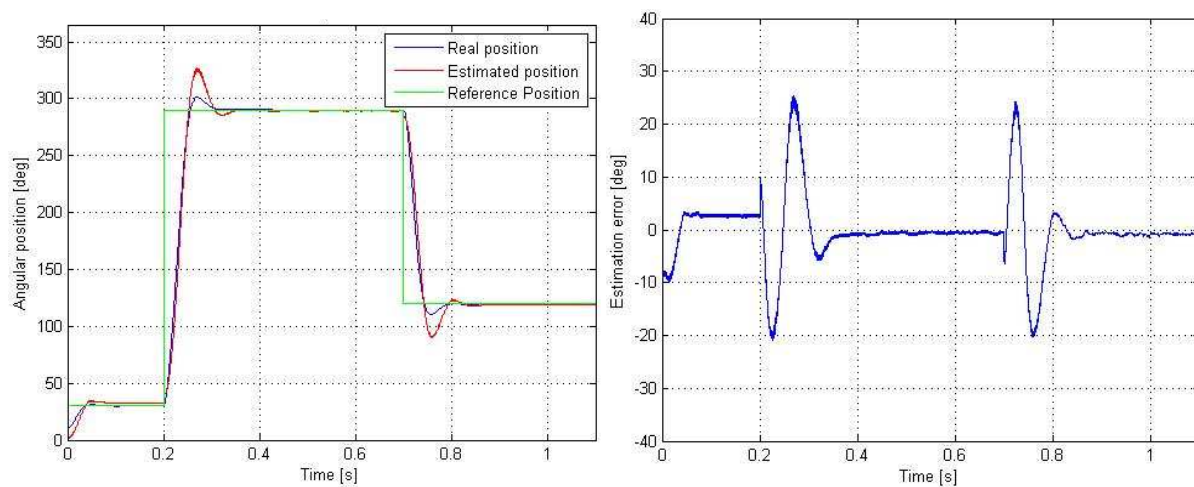


Figure II-23 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position

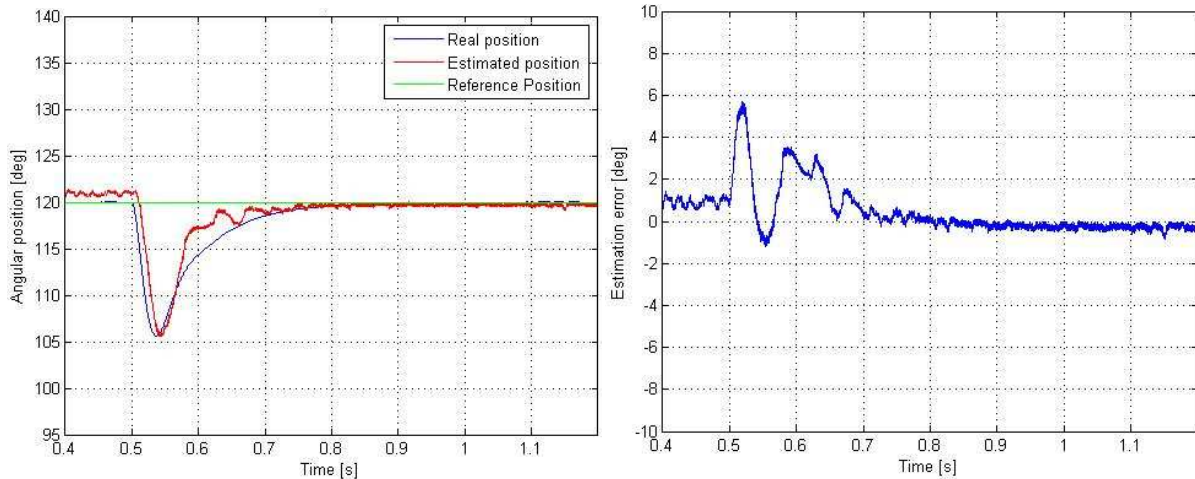


Figure II-24 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 2 Nm

Contrairement à la méthode INFORM précédemment étudiée, le modèle de la machine doit être connu dans cette méthode pour être utilisé dans le filtre de Kalman étendu. L'incertitude sur la connaissance des paramètres de la machine joue donc un rôle non négligeable sur la précision de l'estimation. Afin d'étudier la robustesse de cette méthode par simulation d'une part en boucle de position et d'autre part en boucle de vitesse (à 50 tr/min), nous simulons le système (auquel est appliqué un couple de charge constant) avec, comme paramètres utilisés dans le filtre de Kalman, des valeurs erronées de -50% à +50% par rapport aux paramètres réels.

Sur la figure II-25, nous constatons qu'une forte sous-évaluation de la valeur de l'inductance statorique peut entraîner une erreur d'estimation allant jusqu'à 16 degrés électriques (une erreur permettant néanmoins un contrôle performant). Nous notons également qu'une surestimation de cette inductance n'a quasiment pas d'influence en boucle de position et améliore même légèrement l'estimation en boucle de vitesse. Dans notre cas, la principale cause des variations de la valeur des inductances est la saturation magnétique pouvant faire varier fortement l'inductance dans la direction directe. La composante δ du courant a une valeur moyenne (qui est certes régulée à une référence nulle) et une composante sinusoïdale haute fréquence, provoquée par le signal sinusoïdal de haute fréquence injecté, fait saturer et désaturer le circuit magnétique et donc faire varier la valeur instantanée de l'inductance. Pour la MSAP étudiée, la tension haute fréquence injectée (quelques centaines de Hz) provoque une composante sinusoïdale de i_δ d'amplitude 4A, d'après la figure II-6, cela correspond à des variations d'inductance dynamique dans l'axe direct allant de -36% à +20% de la valeur à vide (valeur utilisée dans l'observateur de Kalman). Que ce soit une surestimation de 36% ou une sous-estimation de 20%, l'impact sur la commande de cette erreur reste faible.

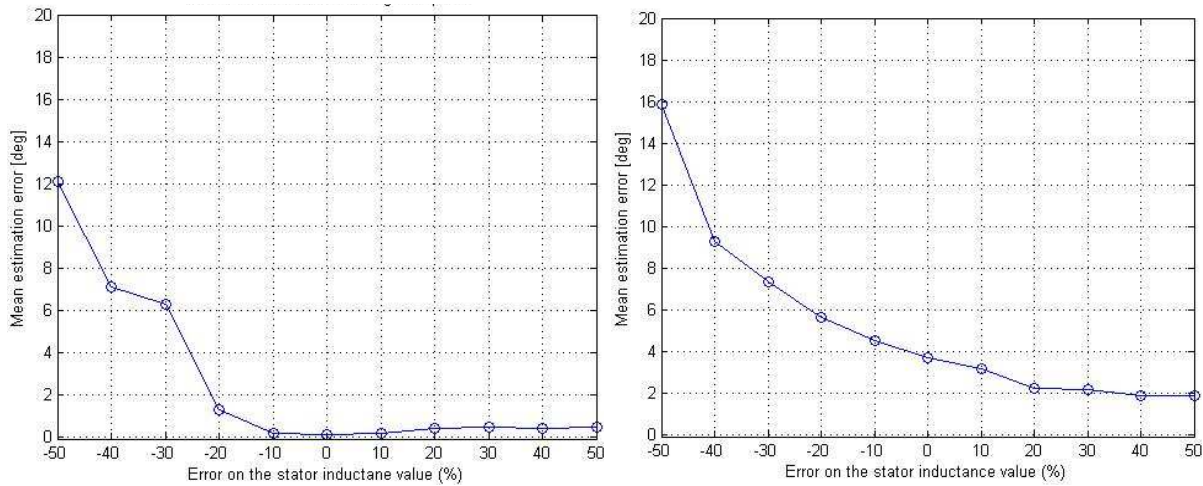


Figure II-25 : Impact d'une erreur sur la valeur de l'inductance statorique sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse

Les effets d'une erreur sur la valeur de la résistance statorique (figure II-26) sont encore moins visibles que ceux provoqués par une incertitude sur l'inductance. Même pour des erreurs importantes, l'algorithme parvient à converger vers une erreur d'estimation faible (inférieure à 8 degrés électriques pour une sous-estimation de 50% de la valeur réelle).

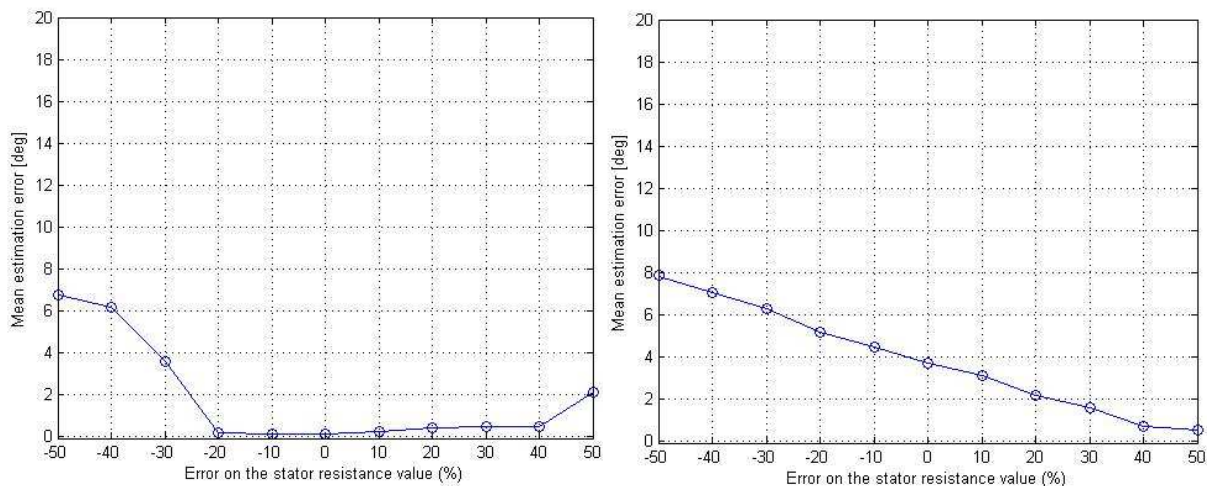


Figure II-26 : Impact d'une erreur sur la valeur de la résistance statorique sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse

En boucle de position, une erreur sur la valeur de la constante de couple n'a aucune conséquence sur l'estimation (figure II-27). La méthode est en revanche légèrement impactée lorsque la machine est en rotation. Une surestimation de 20% de la valeur du flux des aimants permet de minimiser l'erreur sur l'estimation de la position.

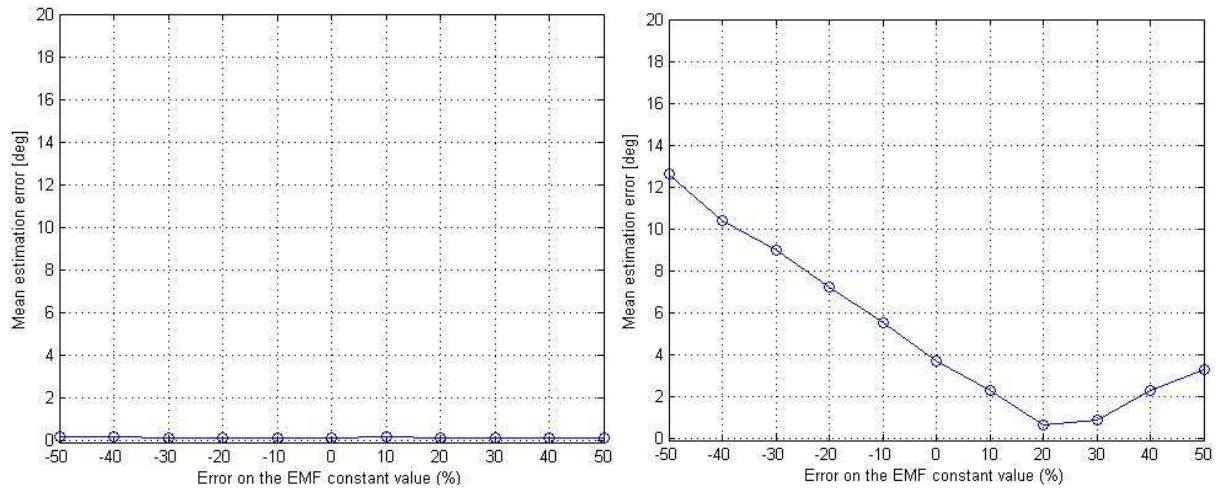


Figure II-27 : Impact d'une erreur sur la valeur de la constante de flux sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse

Le principe de la méthode de Zgorski a donc été validé par simulations en donnant des résultats concluants, que ce soit dans la précision de l'estimation ou dans la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques. Nous allons à présent tester les performances de l'algorithme sur le banc d'essais.

3. Essais expérimentaux

Nous testons la méthode sur le banc d'essais équipé du moteur d'EMA (les paramètres de la machine se trouvent sur la figure II-2). Les tests ont été réalisés au laboratoire GREEN en collaboration avec Aloïs Zgorski durant une semaine d'essais comparatifs entre les méthodes de commande sans capteur. Compte tenu du temps limité accordé à ces essais (une semaine), les résultats présentés dans ce paragraphe n'ont pu être totalement optimisés et ne doivent donc pas être considérés comme définitifs, mais comme une première indication des points forts et faibles ainsi que des performances de l'algorithme.

L'erreur sur l'estimation de la position, lorsque le rotor est à 100 tr/min est en moyenne de 18,8 degrés électriques. Sur la figure II-28, nous pouvons voir qu'en boucle de vitesse, cette erreur est fortement perturbée même si la machine reste contrôlée. La dépendance de cette erreur à la vitesse de rotation n'est pas spécialement significative, en revanche, la dépendance de l'algorithme au couple de charge est beaucoup plus critique. Les erreurs d'estimation de position et de vitesse croissent en effet rapidement avec le couple de charge. L'impact de la variation du couple de charge sur la vitesse est visible figure II-29 : la vitesse estimée retrouve rapidement la valeur de référence mais surestime de manière importante la vitesse réelle qui n'est donc plus régulée à sa valeur de consigne. Une telle erreur sur l'estimation de la vitesse est due au fait que les estimations de la position et de la vitesse sont faites de manière indépendantes (et non pas l'une définie comme étant la dérivée ou l'intégrale de l'autre). La vitesse estimée n'est donc pas celle utilisée

pour l'autopilotage du moteur et n'impose pas la fréquence de synchronisme. Si en revanche la vitesse estimée avait été définie comme la dérivée de la position estimée, alors l'erreur sur l'estimation de la vitesse aurait été nécessairement nulle.

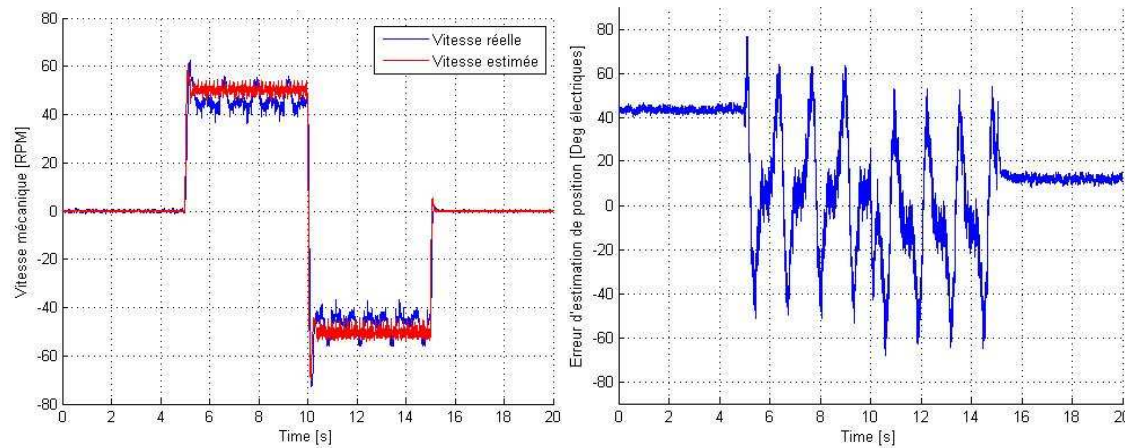


Figure II-28 : Vitesses angulaires réelle et estimée (à gauche) et erreur d'estimation (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

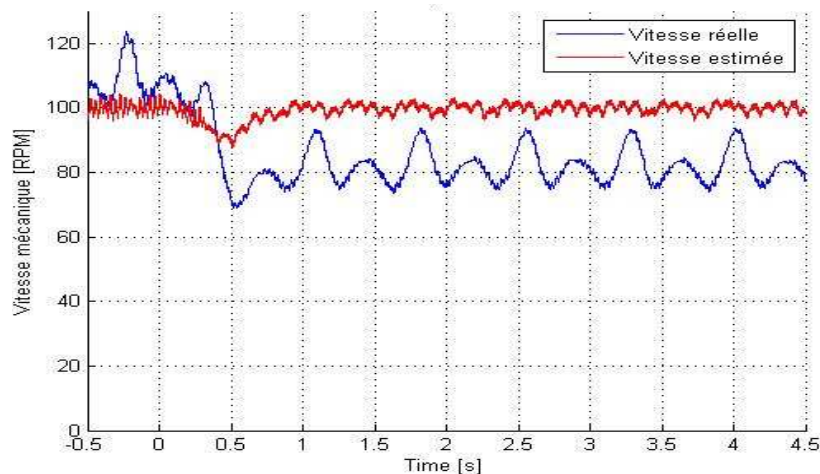


Figure II-29 : Vitesses mécaniques réelle et estimée pour un échelon de couple de 2,2 Nm à $t=0,5s$

Le phénomène est identique en boucle de position où l'impact de la charge sur l'estimation de la position est plus visible qu'en boucle de vitesse (figure II-30). Un profil de consigne de position est appliqué alors que le système est sous l'effet d'une charge mécanique constante de 4 Nm. L'erreur quadratique moyenne est alors relativement importante (26,1 degrés électriques contre 15 degrés électriques de moyenne lorsque le système est à vide) mais permet tout de même de maintenir la position réelle à sa référence. En revanche, pour des valeurs de couple de charge légèrement supérieures (dès 5 Nm), l'erreur d'estimation devient trop importante et le contrôle du système est perdu.

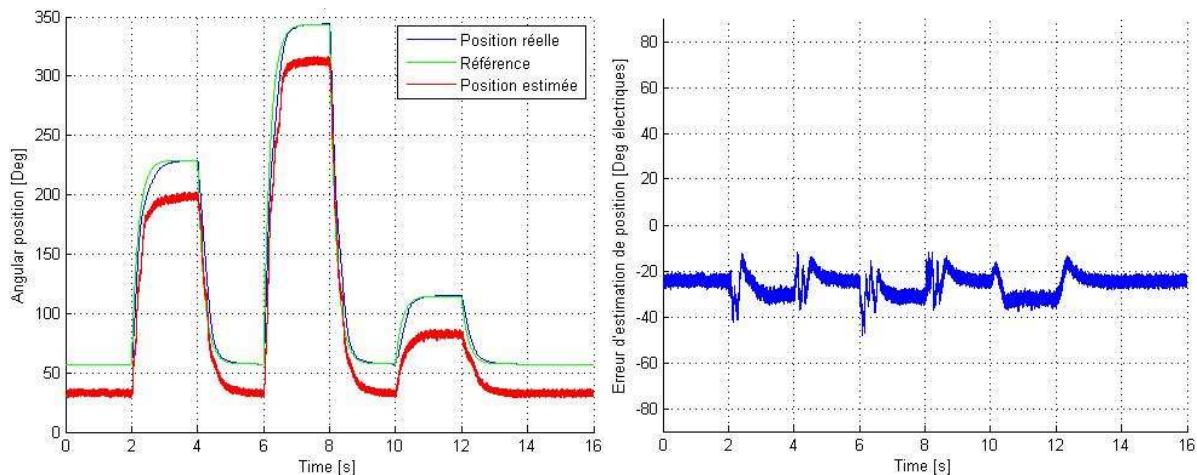


Figure II-30 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position, sous une charge mécanique constante de 4 Nm

Tout comme en simulations, la robustesse de l'algorithme vis-à-vis des incertitudes paramétriques a été testée avec comme paramètres du filtre de Kalman des valeurs de résistance, d'inductances ou de coefficient de couple allant de -50% à +50% de leur valeur réelle. A chaque fois, les variations engendrées sur l'estimation de la position ne sont pas significatives. Les tests ayant été réalisés sous un couple de charge nul et en boucle de position, il est possible de conclure à la bonne robustesse de la méthode dans ces conditions. D'autres tests devront tout de même être effectués en charge et à vitesse non nulle afin de s'assurer de la robustesse dans tous les modes d'opérations et confirmer ainsi les résultats des simulations.

Le temps de convergence de l'algorithme est présenté figure II-31. A partir d'une erreur d'estimation initiale de 60 degrés électriques, cette dernière converge vers une erreur nulle en 25 ms. Nous observons également le courant dans l'axe en quadrature réel q provoqué par l'injection dans l'axe estimé δ tendre vers 0 en même temps que la position estimée tend vers la position réelle.

Le temps de calcul de cet algorithme de commande sans capteur (génération de $v_{\delta s}$, transformation $\delta\gamma/\alpha\beta$ et observateur de Kalman) est 4,21 μs sur une carte de commande de type *dSpace 1005* équipée d'un processeur fonctionnant à 1 GHz.

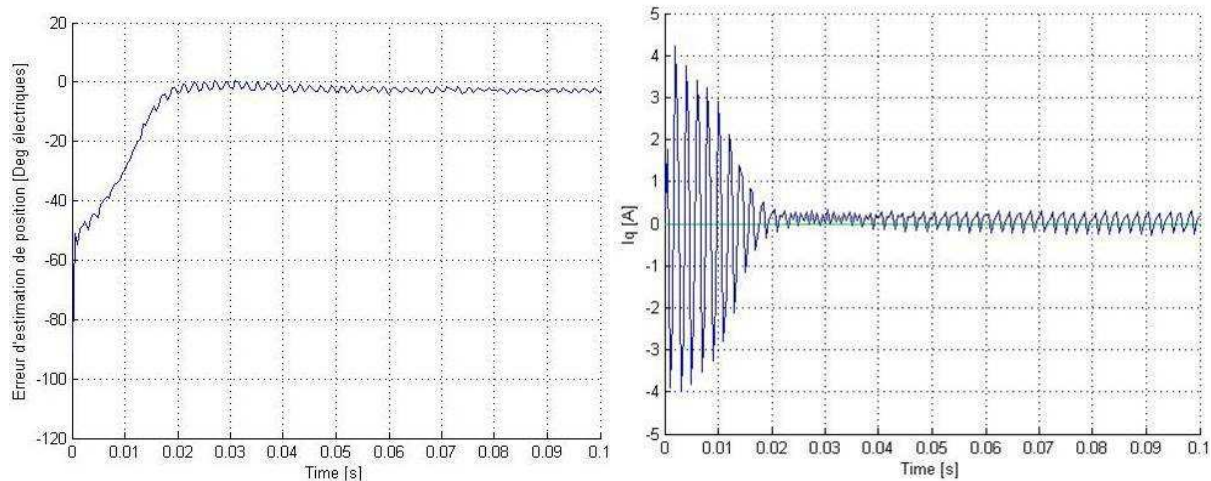


Figure II-31 : Erreur d'estimation (à gauche) et courant dans l'axe réel q (à droite) lors de la phase de convergence de l'algorithme

4. *Avantages et inconvénients de la méthode de Zgorski*

L'algorithme étudié présente l'avantage d'être applicable à tous les types de MSAP, y compris celles possédant un rotor à pôles lisses. Il n'est donc pas nécessaire d'ajouter un courant supplémentaire destiné à saturer la machine.

De plus, le modèle utilisé dans la méthode n'est pas limité aux basses vitesses car les termes liés à la vitesse ne sont pas négligés. Le modèle est donc valable sur toutes les gammes de vitesses. Il ne sera alors pas nécessaire de penser à une transition entre deux algorithmes ayant chacun une plage de vitesse dédiée.

Le signal injecté étant sur l'axe direct estimé, celui-ci ne perturbe pas la commande du moteur une fois l'algorithme convergé. Cependant, le courant généré dû à la tension injectée crée des pertes supplémentaires et du bruit sonore. Ce bruit existe dans toutes les méthodes injectant des signaux haute fréquence.

Le principe de la méthode a été validé à la fois en simulations et sur un banc d'essais expérimentaux. Les résultats obtenus sont corrects lorsque la charge est faible, mais la robustesse de la méthode vis-à-vis du couple de charge n'est pas satisfaisante.

Si la sensibilité aux incertitudes paramétriques reste relativement faible, il a été vu en simulations qu'une grande erreur sur leurs valeurs peut tout de même engendrer une erreur d'estimation supplémentaire de quelques degrés électriques. Cela présente peu d'impact sur les performances de la méthode quand le système est à vide, mais devient critique lorsque le couple de charge est important.

Le fait de calculer indépendamment, dans l'observateur de Kalman, les estimations de la vitesse et de la position peut provoquer en plus d'une erreur sur l'estimation de la position, une erreur non négligeable sur l'estimation de la vitesse.

Enfin, le filtre de Kalman étendu reste un outil relativement lourd au niveau du temps de calcul, même si les récents progrès effectués sur la rapidité des processeurs rendent leur utilisation faisable.

C. Méthode de Matsui

1. Présentation de la méthode

La méthode de Matsui ([MIZ98]) se base, comme la méthode INFORM, sur la saillance magnétique du rotor. Cependant, contrairement à l'algorithme précédemment étudié, celui-ci ne calcule pas directement une estimation de sa position mais l'erreur d'estimation φ . La position estimée du rotor sera donc corrigée en ajoutant cette erreur à l'ancienne position estimée. La dérivée de la position estimée nous fournira une estimation de la vitesse de rotation. Par conséquent, la vitesse estimée converge vers la vitesse de synchronisme.

Afin de calculer l'erreur d'estimation, deux impulsions de tension sont appliquées toutes les n périodes d'échantillonnage (en général toutes les 10 ou 20 périodes) et superposées à la commande. Ces impulsions (une positive et une négative) sont de plus injectées dans l'axe direct estimé δ afin de perturber le moins possible la commande lorsque l'algorithme aura fait converger la position estimée vers la position réelle. Cependant, la correction « brutale » de la position estimée à l'aide de l'estimation de φ risque de générer de discontinuités, particulièrement en régime transitoire, conduisant à des à-coups de couple.

Les tensions tests $v_{\delta s}$ vont provoquer des variations des composantes δ et γ du courant (Δi_{δ} et Δi_{γ}) dont les allures peuvent être observées sur la figure II-32.

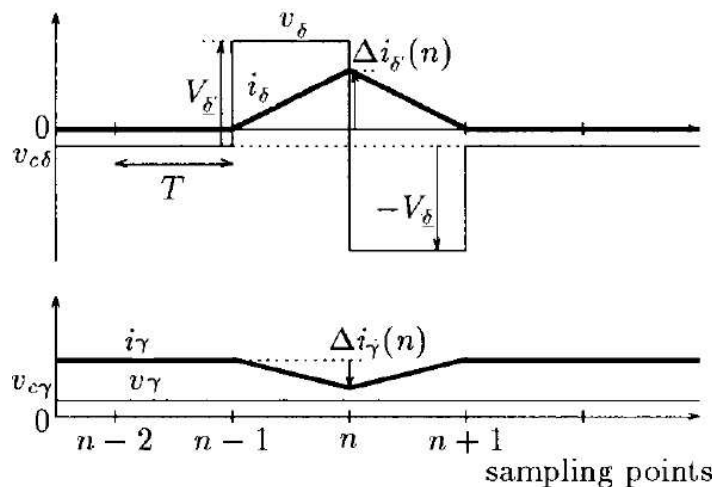


Figure II-32 : Forme des tensions tests appliquées et des réponses en courant [MIZ98]

A partir des équations (2.1) discrétisées et simplifiées en se plaçant en très basses vitesses ($\Omega = 0$), nous pouvons avoir l'expression des réponses des courants Δi_{δ} et Δi_{γ} à l'impulsion $v_{\delta s}$:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{\delta} \\ \Delta i_{\gamma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I + \Delta I \cdot \cos(2\varphi) \\ \Delta I \cdot \sin(2\varphi) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

avec :

$$I = \frac{v_{\delta s}}{R_s} \cdot \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left(e^{-\left(\frac{R_s}{L_q}\right)T} + e^{-\left(\frac{R_s}{L_d}\right)T} \right) \right\} \quad (2.40)$$

$$\Delta I = \frac{1}{2} \frac{v_{\delta s}}{R_s} \cdot \left(e^{-\left(\frac{R_s}{L_q}\right)T} - e^{-\left(\frac{R_s}{L_d}\right)T} \right) \quad (2.41)$$

I et ΔI ne dépendent que des paramètres de la machine, de l'amplitude de la tension injectée $v_{\delta s}$ et de la période d'échantillonnage T .

Une estimation de l'erreur φ peut alors être obtenue par :

$$\hat{\varphi} \approx \frac{1}{2} \cdot \tan(2 \cdot \varphi) = \frac{\Delta i_\gamma}{2 \cdot (\Delta i_\delta - I)} (+\pi) \quad (2.42)$$

Cependant, nous n'avons pas directement accès, par la mesure, aux valeurs des pics de courant Δi_δ et Δi_γ . Les courants statoriques i_δ et i_γ mesurés sont en effet la somme de ces réponses et des courants de commande. Les réponses recherchées Δi_δ et Δi_γ vont donc être obtenues en soustrayant aux mesures les courants de commandes. Ces dernières, non mesurables et qui correspondent aux courants qui auraient parcouru les phases statoriques si aucune injection n'avait été faite, seront estimées à partir des mesures à la période précédant l'injection du courant, des équations discrétisées de la machine et de la vitesse estimée Ω_c rebouclée. De plus, il est fait l'hypothèse que l'erreur sur l'estimation de la position reste faible et peut donc être négligée dans les équations électriques. Cela nous donne pour la n -ième période :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\delta(n) \\ \hat{i}_\gamma(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_d} \cdot T & p \cdot \Omega_c \cdot \frac{L_q}{L_d} \cdot T \\ -p \cdot \Omega_c \cdot \frac{L_d}{L_q} \cdot T & 1 - \frac{R_s}{L_q} \cdot T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\delta(n-1) \\ i_\gamma(n-1) \end{bmatrix} + \frac{T}{L_q \cdot L_d} \cdot \begin{bmatrix} L_q \cdot v_\delta(n-1) \\ L_d \cdot v_\gamma(n-1) \end{bmatrix} - \frac{T}{L_q} p \cdot \Psi_f \cdot \Omega_c \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Nous pouvons alors calculer la réponse des courants aux impulsions tests :

$$\begin{bmatrix} \Delta i_\delta(n) \\ \Delta i_\gamma(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\delta(n) \\ i_\gamma(n) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{i}_\delta(n) \\ \hat{i}_\gamma(n) \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

et ainsi en déduire, en injectant (2.43) dans (2.41), l'erreur sur l'estimation de la position φ . La position estimée du rotor ϑ est donc corrigée en ajoutant $-\hat{\varphi}$ à la valeur précédente de ϑ à chaque pas de calcul :

$$\vartheta(n) = \vartheta(n - 1) - \hat{\varphi}(n) \quad (2.45)$$

La vitesse estimée Ω_c est ensuite donnée par dérivation numérique de la position estimée du rotor ϑ . L'erreur sur l'estimation de la vitesse sera donc nécessairement nulle.

2. Simulations de la méthode

La figure II-33 montre les résultats de la simulation de cette méthode dans les mêmes conditions que les méthodes précédentes. On peut noter que le contrôle s'effectue correctement avec une vitesse régulée à sa référence et une erreur d'estimation restant faible hormis les pics ponctuels lors des régimes transitoires (voir la figure II-34).

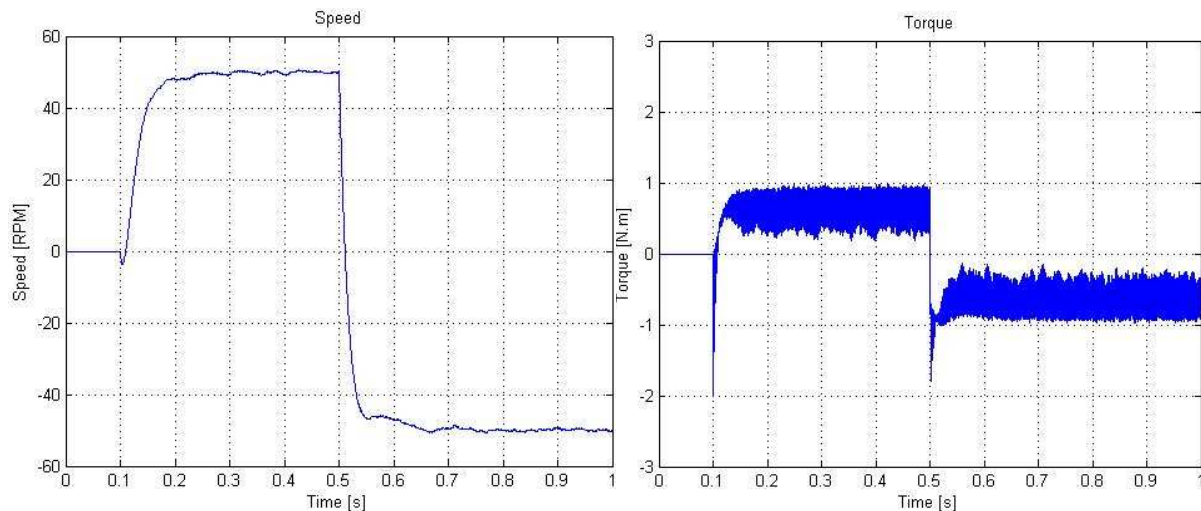


Figure II-33 : Vitesse angulaire réelle du rotor pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

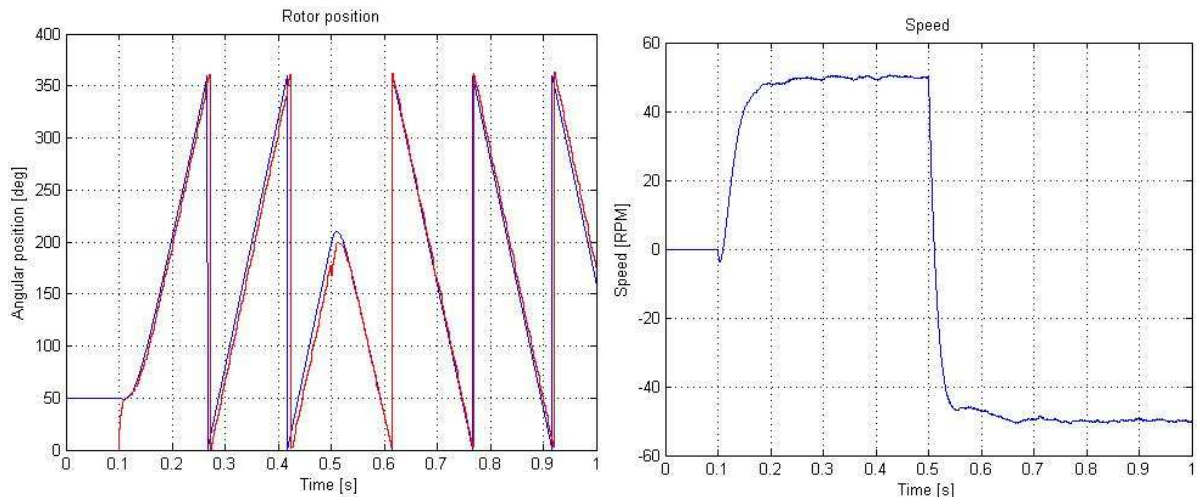


Figure II-34 : Positions électriques réelle (en bleu) et estimée (en rouge) du rotor (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

Malgré ces bons premiers résultats, nous décidons de modifier légèrement la méthode de Matsui. Afin d'éviter les discontinuités sur l'estimation de la position, cette dernière n'est plus calculée directement mais par intégration de la vitesse estimée. Cette vitesse étant à présent la sortie d'un correcteur PI régulant l'erreur d'estimation calculée à une valeur nulle :

$$\Omega_c = K_p \cdot \hat{\varphi} + \int K_i \cdot \hat{\varphi} \cdot dt \quad (2.46)$$

Les résultats de la simulation obtenus après cette modification sont présentés sur la figure II-35. On peut noter l'impact négligeable de cette modification sur le comportement global de la méthode à part la correction de l'erreur initiale (voir la figure II-36).

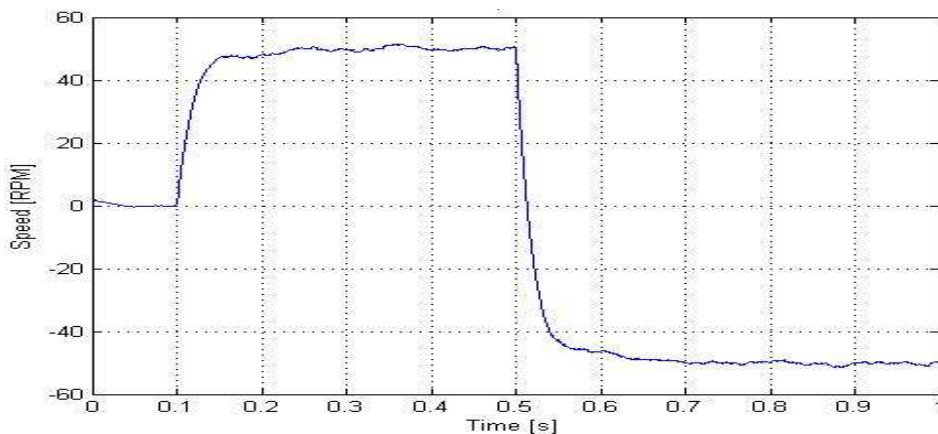


Figure II-35 : Vitesse angulaire réelle du rotor pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

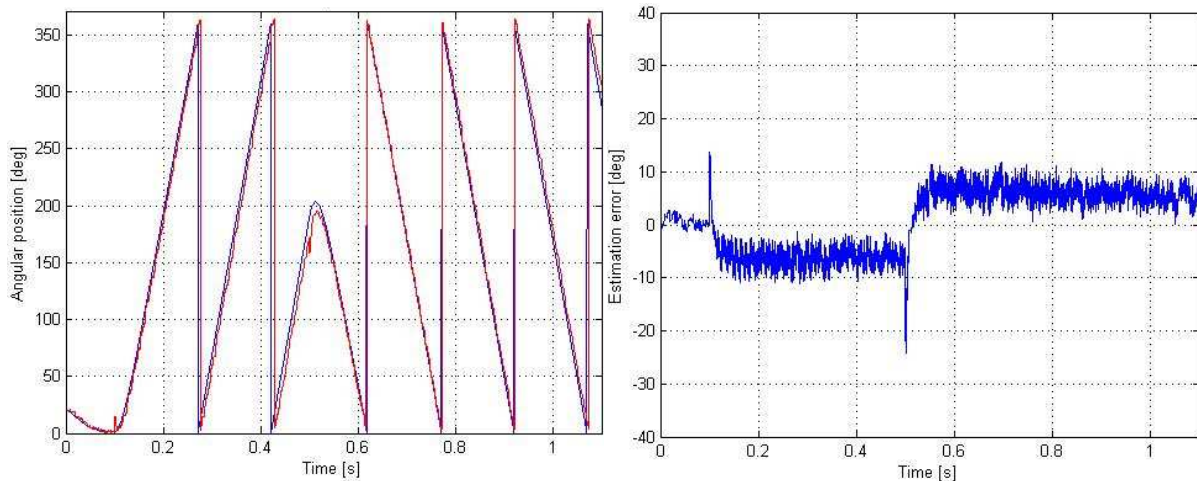


Figure II-36 : Positions électriques réelle (en bleu) et estimée (en rouge) du rotor (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

Il est tout de même à noter que comme pour la méthode INFORM, il existe une dépendance linéaire de l'erreur à la vitesse (figures II-34 et II-35). Cette dépendance, quasi-linéaire, est tout de même beaucoup moins prononcée que pour la méthode INFORM, permettant un contrôle performant sur toute la plage des basses vitesses, jusqu'à une valeur où l'estimation du vecteur f.é.m. devient aisée.

En revanche, l'algorithme d'estimation de Matsui semble être, au moins en simulation, plus robuste vis-à-vis du couple de charge. Sur les figures II-36 et II-38, l'erreur d'estimation n'est en aucune façon impactée par l'échelon de charge appliqué au système.

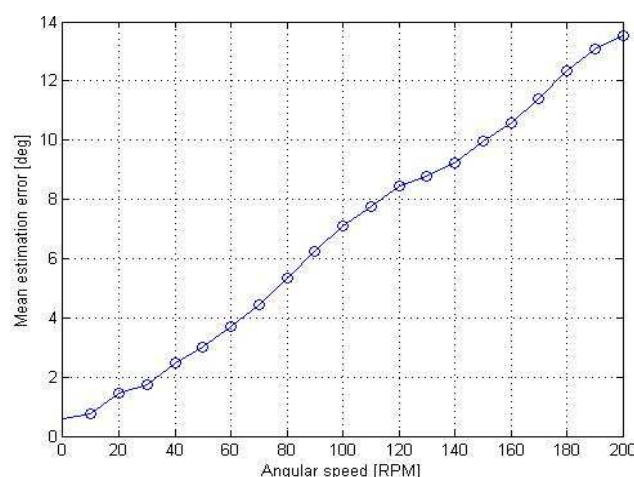


Figure II-37 : Erreur moyenne sur l'estimation de la position électrique en fonction de la vitesse

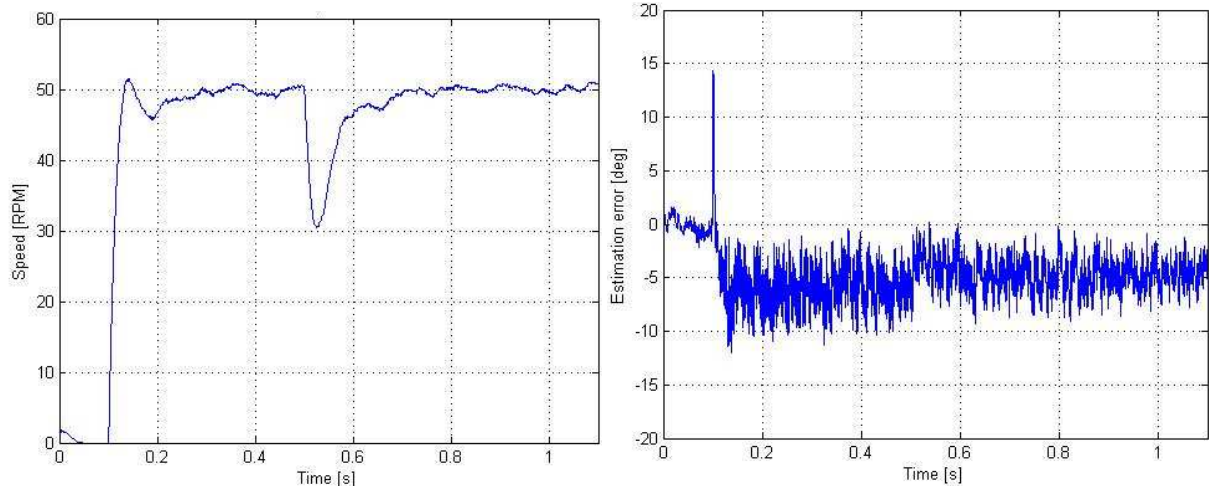


Figure II-38 : Vitesse mécanique réelle (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un démarrage à 50 tr/min puis un échelon de couple de 2 Nm à $t=0,5$ s

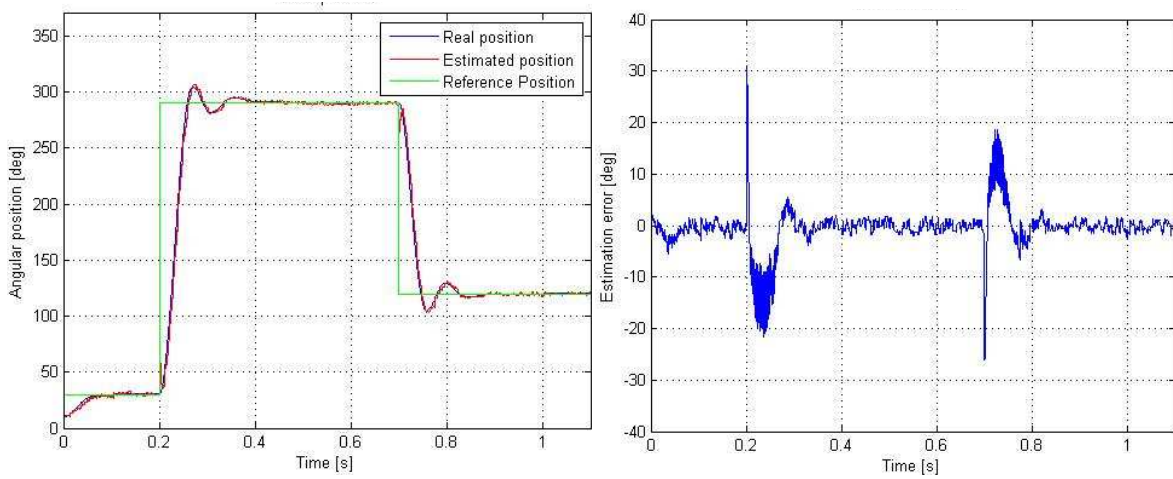


Figure II-39 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position

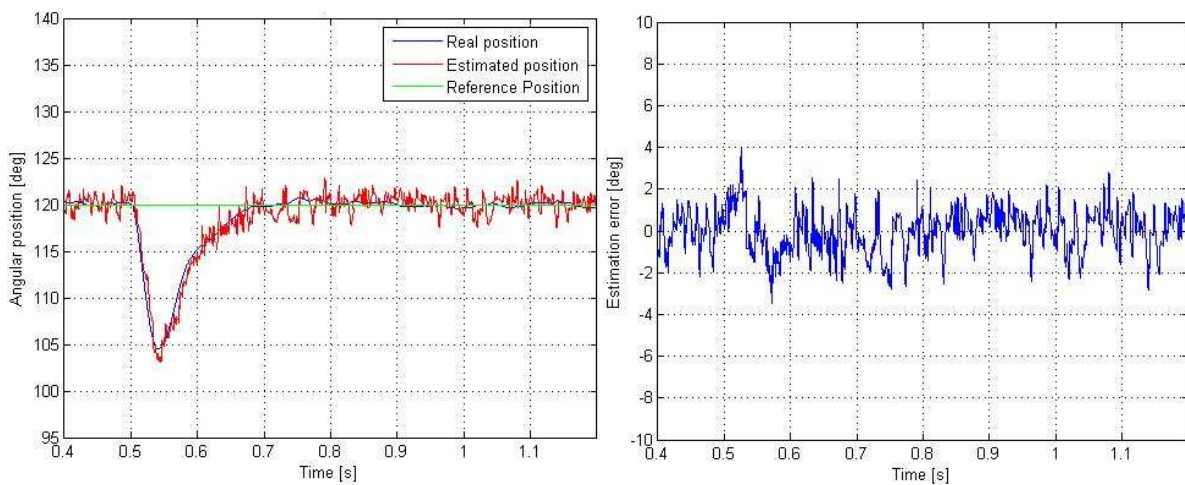


Figure II-40 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 2 Nm

Comme pour les méthodes précédentes, la méthode de Matsui nécessite la connaissance des paramètres électriques de la machine afin de calculer les paramètres I et ΔI ainsi que l'estimation de courants $\hat{i}_\delta(n)$ et $\hat{i}_\gamma(n)$ nécessaires à l'estimation des variables mécaniques. Les figures II-39 à II-41 présentent donc l'évolution de l'erreur sur l'estimation en boucle de position et en boucle de vitesse, lorsque l'estimateur utilise des valeurs des paramètres L_s , R_s et Ψ_f erronées. Les erreurs allant de -50% à +50% des valeurs réelles. L_s est l'inductance statorique à vide de la machine lorsque aucun courant ne lui est appliqué. En modifiant sa valeur, nous modifions à la fois L_d et L_q mais nous gardons le terme $L_q - L_d$ constant.

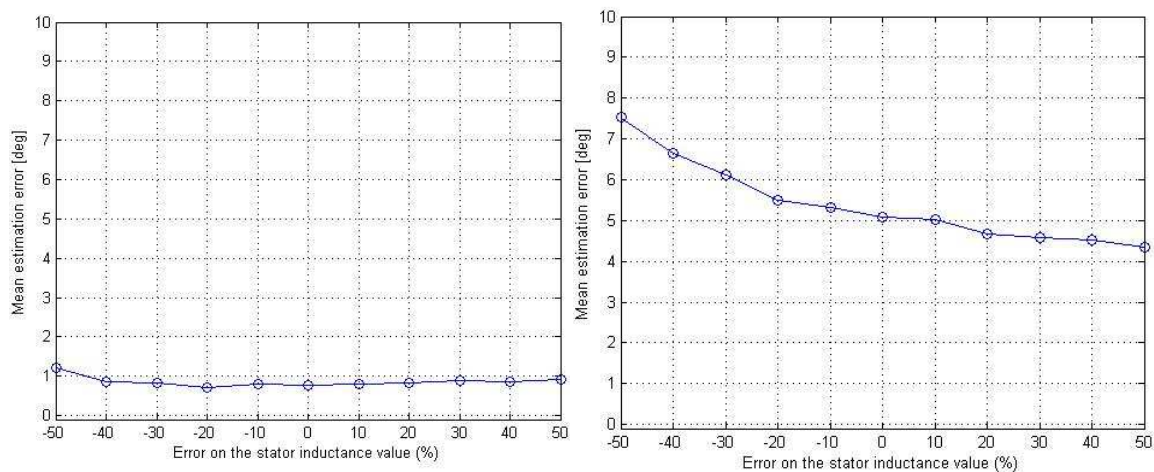


Figure II-41 : Impact d'une erreur sur la valeur de l'inductance statorique sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse

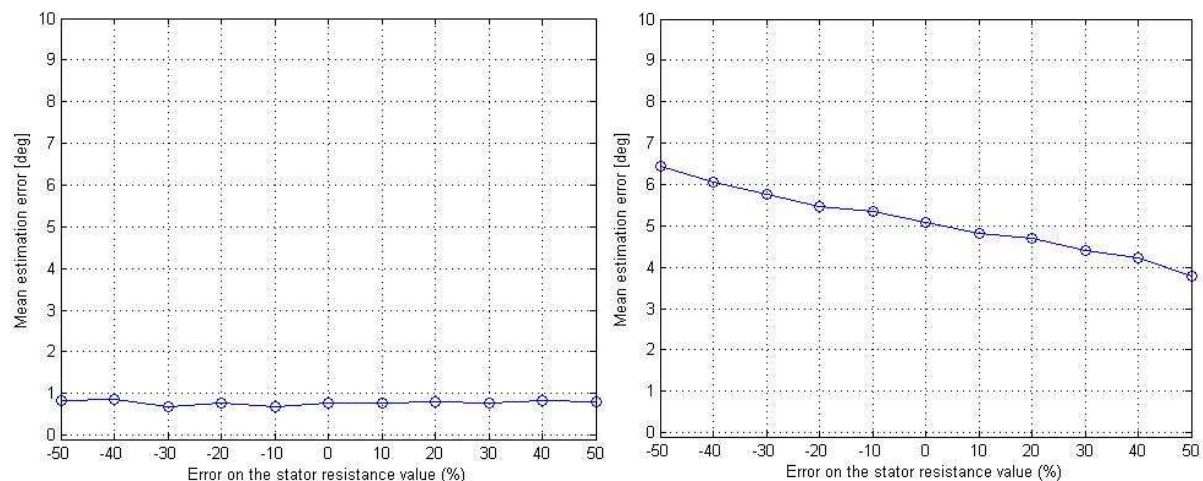


Figure II-42 : Impact d'une erreur sur la valeur de la résistance statorique sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse

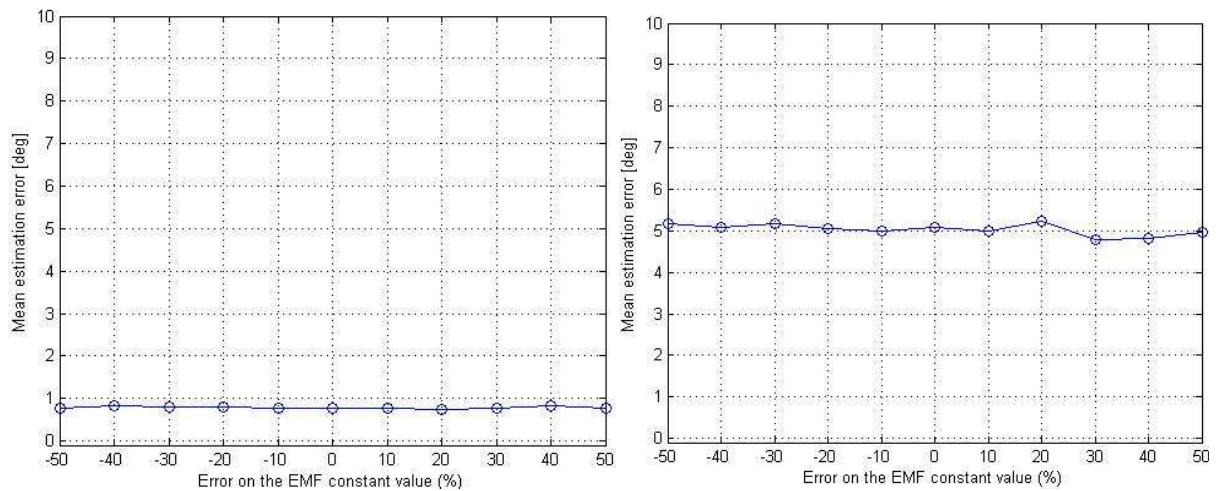


Figure II-43 : Impact d'une erreur sur la valeur de la constante de flux sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse

Les simulations semblent indiquer une très bonne robustesse de la méthode aux variations paramétriques, y compris vis-à-vis des variations des inductances pour lesquelles une sous-évaluation de 50% de la valeur réelle n'entraîne qu'une augmentation de l'erreur d'estimation de 2,5 degrés électriques. Les effets de la saturation ne devraient donc logiquement pas avoir d'effet sur les performances de l'algorithme. Il est à noter que seules les variations de l'erreur en fonction de l'inductance L_s ont ici été tracées, les variations en fonction de l'erreur sur la valeur des inductances L_d ou L_q seules donnant à très peu de choses près les mêmes résultats.

3. Essais expérimentaux

La méthode de Matsui modifiée est à présent testée sur le même banc d'essai que la méthode précédente. Comme nous le verrons ci-dessous, les résultats semblent être satisfaisants en termes d'erreur d'estimation. Les résultats expérimentaux d'un test de démarrage suivi d'une inversion de vitesse sont donnés sur la figure II-42. Cet essai a été réalisé dans les mêmes conditions que pour la méthode précédente (voir la figure II-28). De plus, avec l'algorithme présenté dans le sous-chapitre précédent, pour une vitesse de rotation à 100 tr/min, l'erreur à vide (avec tout de même quasiment 2,5 Nm de frottements secs et visqueux) était de 18,8 degrés électriques. Ici, l'erreur moyenne est à 6,8 degrés électriques, presque trois fois moins. Après l'application d'une charge mécanique de 4 Nm (figure II-43), l'erreur moyenne passe à 9 degrés électriques, faisant alors apparaître, contrairement aux simulations, une dépendance de l'erreur à la charge mécanique.

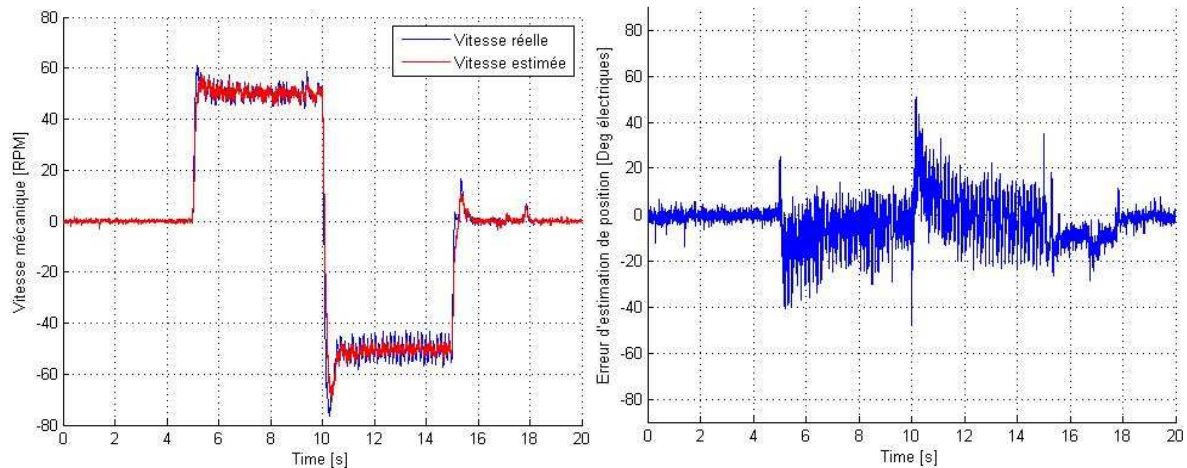


Figure II-44 : Vitesses angulaires réelle et estimée du rotor (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

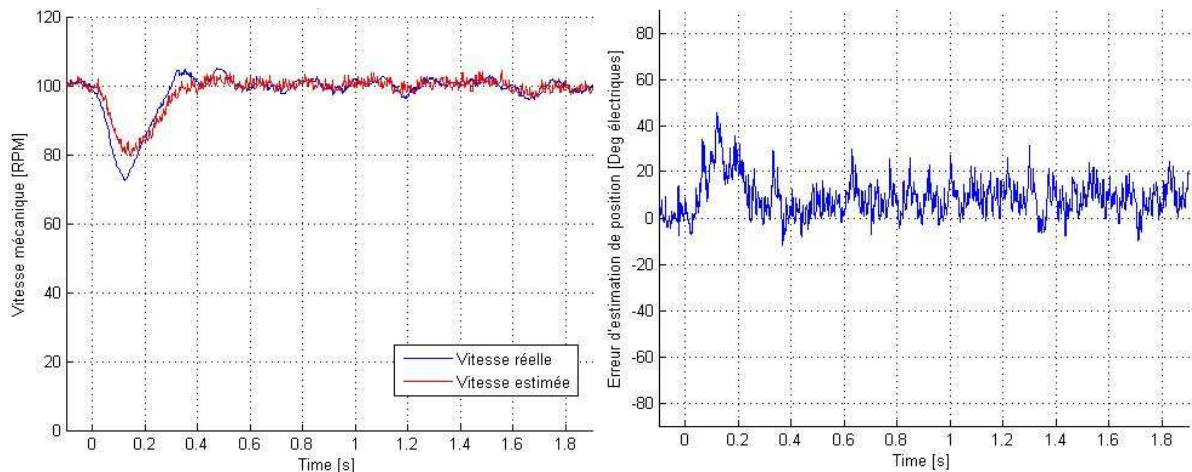


Figure II-45 : Vitesses mécaniques réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de couple de 4 Nm à $t = 0$ s lorsque le rotor est à une vitesse de 100 tr/min

Cette dépendance à la charge se confirme en boucle de position. Sur la figure II-44, nous constatons que pour chaque position de consigne, l'erreur d'estimation est différente et peut grandement varier en fonction de la valeur plus ou moins importante du couple de détente à la position considérée. En moyenne, cette erreur est de 5,7 degrés électriques à vide et après un échelon de couple de 6 Nm (figure II-45), elle passe à 11,4 degrés électriques, la position réelle restant néanmoins régulée à sa référence.

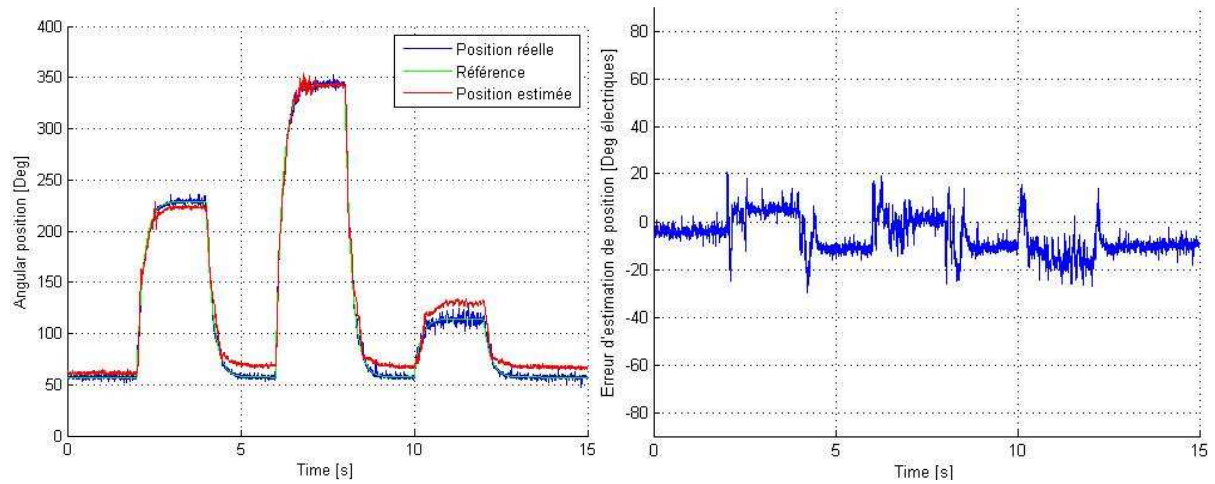


Figure II-46 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position

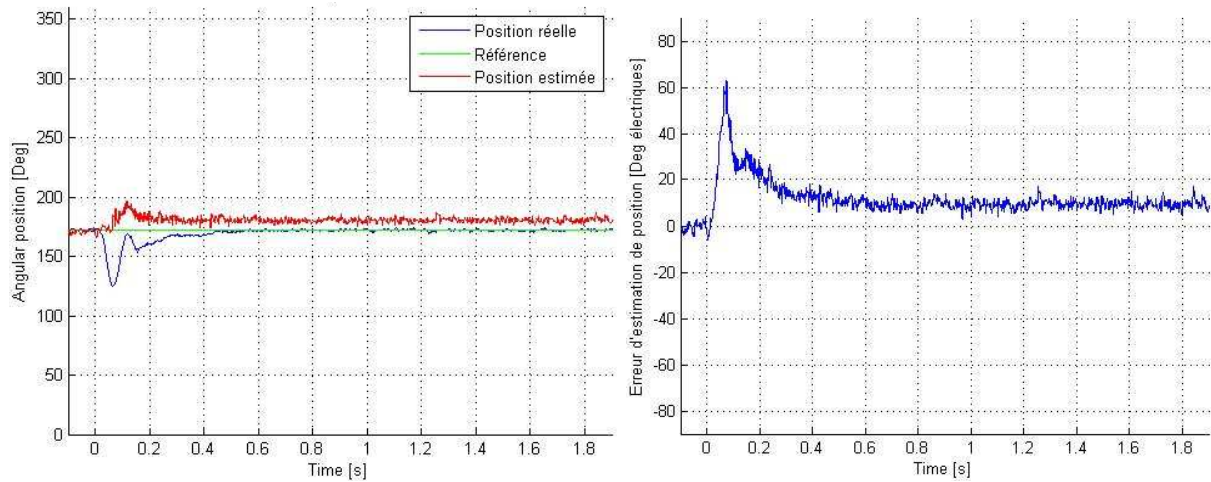


Figure II-47 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 6 Nm

La figure II-46 quantifie la dépendance de l'erreur d'estimation au couple de charge à vitesse nulle. L'erreur, très faible à vide, passe rapidement à 8,7 degrés électriques quand le couple de charge dépasse 1 Nm. Puis, l'erreur croît relativement lentement jusqu'à un couple de 11 Nm avant d'augmenter plus sévèrement.

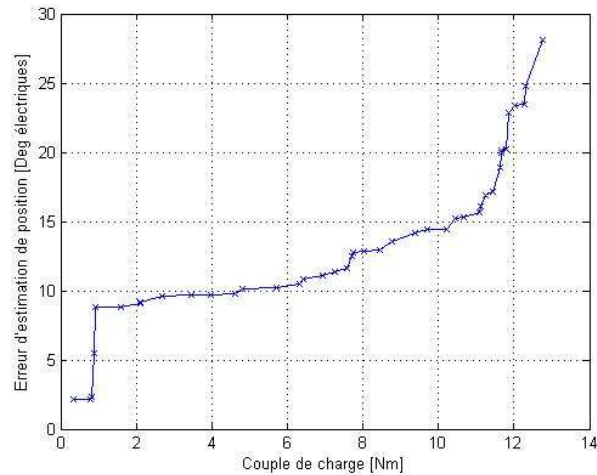


Figure II-48 : Erreur d'estimation moyenne sur la position électrique en fonction du couple de charge à vitesse nulle

La robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques est également testée (figures II-47 à II-49) lorsque la machine subit une charge mécanique de 6 Nm. A vitesse nulle, en boucle de position, une erreur sur la valeur de l'inductance n'a quasiment aucun impact sur les performances de l'estimateur. En revanche, lorsque le rotor est en mouvement, une trop grande sous-estimation ou surestimation de la valeur de l'inductance peut faire doubler la valeur de l'erreur. Sur la figure II-48, il est possible de voir que finalement, l'erreur de l'inductance directe n'a pas d'influence sur cette robustesse, c'est seulement une importante erreur sur la valeur de l'inductance en quadrature qui provoquera une hausse de l'erreur d'estimation. L'inductance dans l'axe direct étant la plus incertaine compte tenu des effets de saturations, les effets des incertitudes quant à sa valeur sur la robustesse de l'algorithme seront tout de même limités.

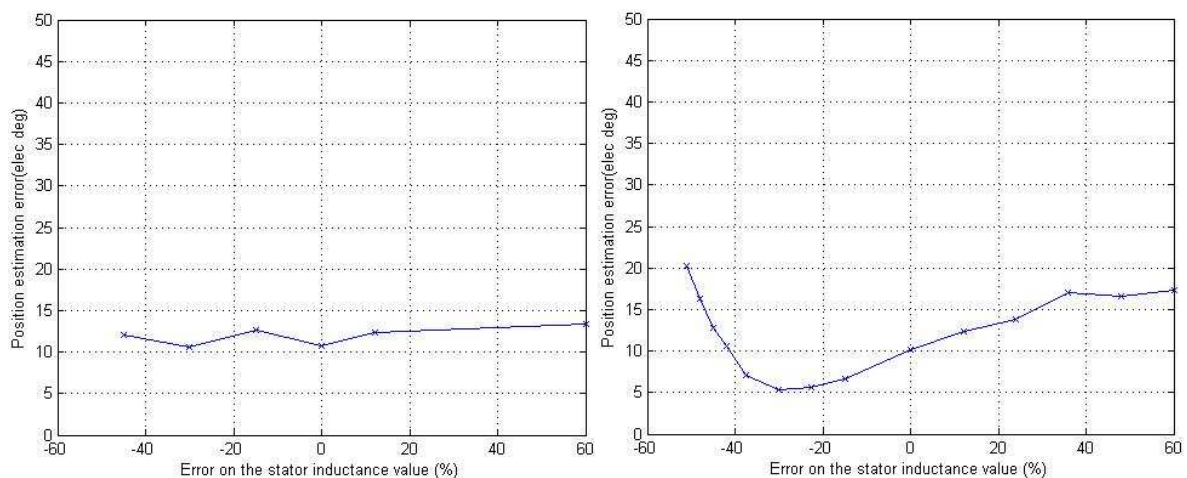


Figure II-49 : Impact d'une erreur sur la valeur de l'inductance statorique sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse

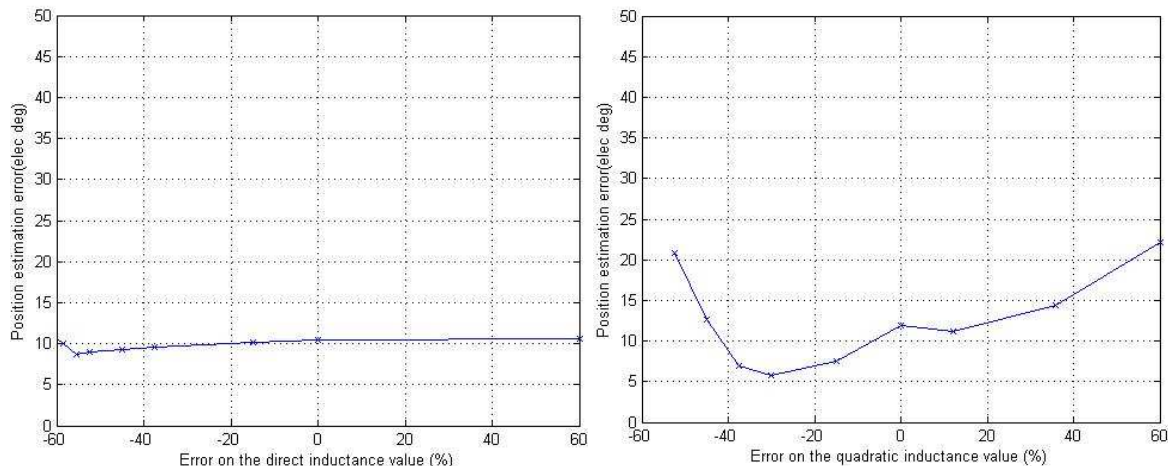


Figure II-50 : Impact d'une erreur sur la valeur de l'inductance directe (à gauche) et en quadrature (à droite) sur la précision de l'estimation de la position en boucle de vitesse (100 tr/min)

Les incertitudes sur la résistance R_s et la constante de couple Ψ_f , n'ont quant à elles aucune incidence sur les performances de la méthode. De manière générale et comme semblaient l'indiquer les résultats de simulations, la méthode de Matsui modifiée peut être considérée comme plutôt robuste vis-à-vis des incertitudes paramétriques malgré l'effet que peut avoir une forte erreur sur la valeur de l'inductance en quadrature.

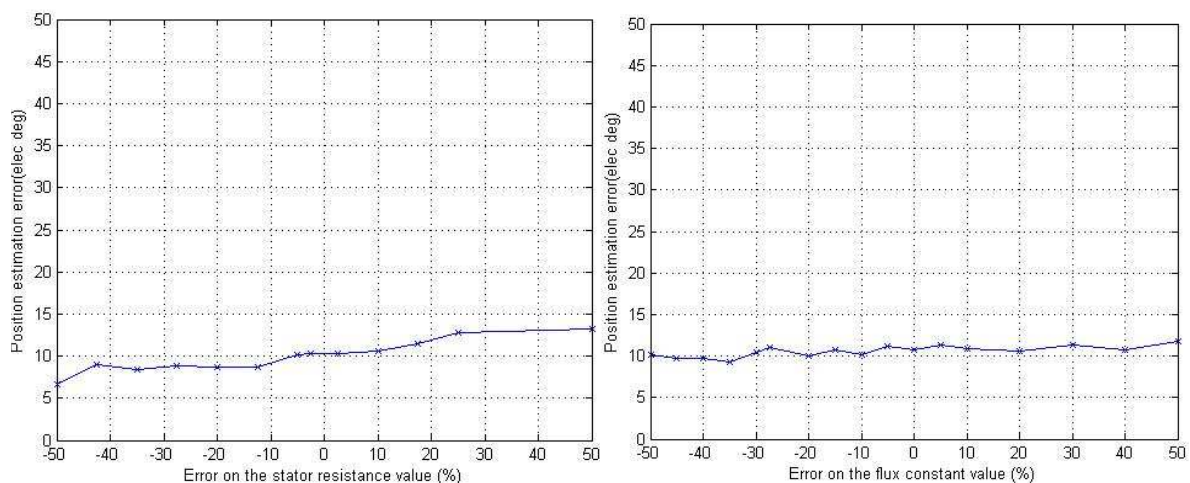


Figure II-51 : Impact d'une erreur sur la valeur de la résistance (à gauche) et de la constante de couple (à droite) sur la précision de l'estimation de la position en boucle de vitesse (100 tr/min)

Le temps de calcul est ici inférieur à celui de la méthode de Zgorski principalement grâce à l'utilisation d'un estimateur d'ordre 2 (décrit par (2-43)) au lieu d'un filtre de Kalman d'ordre 4. En effet, il faut $2,38 \mu s$ pour la génération de $v_{\delta s}$, le calcul de $\hat{\varphi}$ à l'aide de (2-42)-(2-44) et de la vitesse Ω_c par (2-46) et l'intégration numérique de Ω_c pour obtenir la position estimée ϑ . Il est à rappeler que le temps de

calcul de la méthode de Zgorski était de 4,21 μ s. Il faut noter que les deux méthodes ont été testées à l'aide de la même carte de commande *dSpace* 1005 dont l'horloge du processeur est 1 ns.

4. Avantages et inconvénients de la méthode de Matsui

Un des points forts de la méthode de Matsui est la bonne tenue en couple. Elle permet de supporter plus de charge que les méthodes précédemment testées et avec une erreur d'estimation plus faible.

Comme pour la méthode de Zgorski, le fait d'injecter le signal nécessaire à l'estimation des variables mécaniques dans l'axe direct estimé δ est également un avantage. Les impulsions de tension ne perturberont donc pas la commande lorsque la position estimée aura convergé vers une valeur proche de la valeur réelle.

La nécessité de devoir saturer la machine afin de créer une saillance est en revanche un des points faibles de l'algorithme. Cela va entraîner des pertes Joule supplémentaires.

La dépendance de l'erreur d'estimation à la vitesse angulaire, due au fait d'avoir utilisé, dans l'estimateur, un modèle de machine valable uniquement en basses vitesses, impose la commutation vers une méthode basée sur l'estimation de la f.é.m. si nous voulons opérer dans la plage des hautes vitesses.

Enfin, même si la méthode est relativement robuste vis-à-vis des incertitudes paramétriques, elle se base tout de même sur la connaissance du modèle de la machine. Une erreur trop importante sur la valeur des paramètres, en particulier sur la valeur de l'inductance en quadrature entrainera une hausse de l'erreur d'estimation de quelques degrés. Ceci pourrait être critique s'il existe déjà une erreur non négligeable sur l'estimation de la position, comme par exemple lorsque la machine opère à des vitesses plutôt élevées et subit un fort couple de charge.

D. Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, nous avons tout d'abord montré l'observabilité des variables mécaniques d'une machine à pôles saillants et à l'arrêt. Pour s'assurer de cette observabilité, il est suffisant d'injecter un signal supplémentaire au moment de l'estimation afin que le système électrique ne soit pas à son régime permanent. Notre étude ayant pour application première un moteur à pôles lisses, une composante directe supplémentaire du courant est alors injectée afin que la superposition du flux des aimants et de celui créé par le courant puisse saturer le circuit magnétique et ainsi provoquer une chute de l'inductance dans cette direction, rendant alors la machine magnétiquement saillante.

Un modèle de MSAP à pôles lisses prenant en compte la saturation a ensuite été développé. Pour cela, les inductances directe et en quadrature ont été définies comme des fonctions polynomiales des courants directs et en quadrature. Les coefficients de ces polynômes ont quant à eux été calculés en se basant sur les résultats obtenus par la méthode des éléments finis.

Trois méthodes de commande sans capteur mécanique en basses vitesses, représentatives des trois grandes catégories de méthode ont été testées sur ce même modèle puis sur un banc d'essais expérimentaux pour deux d'entre elles. Les comparaisons entre les résultats expérimentaux et de simulations ont permis d'une part de valider le modèle de MSAP développé, et d'autre part de déterminer les points forts et faibles de chacun des algorithmes étudiés.

Au vu des résultats, il est apparu que la méthode de Matsui modifiée fournissait les meilleures performances. Il a donc été décidé de s'appuyer sur cette méthode et ses points forts pour développer un nouvel algorithme qui tenterait d'effacer autant que possible ses points faibles et en particulier la nécessité de connaître le modèle et les paramètres du moteur.

Chapitre III: Proposition d'une nouvelle méthode de
commande de MSAP sans capteur en basses
vitesses.

A. Introduction

Trois méthodes de commande sans capteur mécanique à basses vitesses et à l'arrêt ont été présentées et testées dans le chapitre précédent. Après avoir examiné les résultats et la difficulté de mise en œuvre et de dimensionnement de chacun des algorithmes, il a été conclu que la nouvelle méthode qui sera proposée dans ce chapitre allait tenter de s'inspirer de celle qui nous semblait présenter le plus d'avantages et les meilleures performances : la méthode de Matsui modifiée. En conservant ses points forts et en réduisant au minimum ses défauts ; l'objectif est d'obtenir un algorithme simplifié, indépendant des paramètres et donc naturellement plus robuste.

Dans ce chapitre, les principes sur lesquels se basent la méthode proposée seront d'abord décrits. Puis, l'algorithme d'estimation des variables mécaniques sera précisément détaillé. La méthode sera ensuite validée d'abord en simulations puis expérimentalement. Les résultats obtenus seront alors comparés à ceux fournis par les méthodes précédemment testées dans le chapitre II.

A partir des ces comparaisons et de celles avec une commande avec capteur, il sera alors possible de dresser une liste des avantages et des inconvénients de la méthode proposée, et ainsi de cibler les points qui pourront être corrigés ou optimisés.

B. Description de la méthode proposée

A. Principe de la méthode

Comme nous l'avons constaté au sous-chapitre II-B, les inductances dynamiques de la machine varient avec les courants d'axes direct et en quadrature (voir la figure II-4). Sur la plage de variation des courants i_d et i_q pour le moteur d'EMA étudié, l_d varie de 8.5 mH à 5.2 mH et l_q de 9.8 mH à 2.8 mH alors que m_{dq} reste négligeable. A partir des équations (1.7) et (1.8), nous réécrivons, en utilisant les inductances dynamiques, les équations d'une MSAP à pôles saillants dans le repère réel d - q :

$$\begin{aligned} l_d \cdot \frac{d}{dt} i_d &= v_d - R_s \cdot i_d + p \cdot \Omega \cdot \Psi_q \\ l_q \cdot \frac{d}{dt} i_q &= v_q - R_s \cdot i_q - p \cdot \Omega \cdot \Psi_d \end{aligned} \quad (3.1)$$

où $l_d = \partial \Psi_d / \partial i_d$ et $l_q = \partial \Psi_q / \partial i_q$ (voir les relations (2.23)).

En se limitant aux opérations en basses vitesses et à l'arrêt, c'est à dire en négligeant les termes proportionnels à la vitesse Ω , (3.1) se simplifie en :

$$\begin{aligned} l_d \cdot \frac{d}{dt} i_d &= v_d - R_s \cdot i_d \\ l_q \cdot \frac{d}{dt} i_q &= v_q - R_s \cdot i_q \end{aligned} \quad (3.2)$$

Nous pouvons remarquer qu'à présent, les équations dans les axes direct et en quadrature sont totalement découplées l'une de l'autre. L'injection d'un signal sur l'un des axes ne provoquera donc aucune réponse sur l'axe perpendiculaire.

Si nous nous plaçons maintenant dans le repère estimé δ - γ , nous retrouvons un modèle similaire aux équations (2.1) à (2.3) en appliquant aux équations précédentes la matrice de rotation $x_{dq} = P(\varphi) \cdot x_{\delta\gamma}$. En négligeant une nouvelle fois les termes dépendant de la vitesse angulaire (modèle à l'arrêt), nous obtenons :

$$[L(\varphi)] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\delta \\ v_\gamma \end{bmatrix} - R_s \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} - p \cdot \Omega_c \cdot [L(\varphi)] \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

où Ω_c est la vitesse mécanique estimée et la matrice d'inductance $[L(\varphi)]$ dépend de l'erreur d'estimation φ telle que définie dans l'équation (2.2) :

$$[L(\varphi)] = \begin{bmatrix} l_\delta & m_{\delta\gamma} \\ m_{\delta\gamma} & l_\gamma \end{bmatrix} = P(-\varphi) \cdot \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \cdot P(\varphi) \quad (2.47)$$

où :

$$\begin{cases} l_\delta = \frac{l_d + l_q}{2} + \frac{l_d - l_q}{2} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) = \bar{l}_s + \frac{\tilde{l}_s}{2} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \\ l_\gamma = \frac{l_d + l_q}{2} - \frac{l_d - l_q}{2} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) = \bar{l}_s - \frac{\tilde{l}_s}{2} \cdot \cos(2 \cdot \varphi) \\ m_{\delta\gamma} = -\frac{l_d - l_q}{2} \cdot \sin(2 \cdot \varphi) = -\frac{\tilde{l}_s}{2} \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \end{cases} \quad (2.48)$$

avec $\bar{l}_s = (l_d + l_q)/2$ et $\tilde{l}_s = l_d - l_q$.

En développant puis simplifiant (3.3), nous obtenons alors :

$$\begin{aligned} l_d \cdot l_q \frac{d}{dt} i_\delta &= -R_s \cdot (l_q + \tilde{l}_s \cdot \sin^2(\varphi)) \cdot i_\delta + (l_q + \tilde{l}_s \cdot \sin^2(\varphi)) \cdot v_\delta \\ &+ \left(p \cdot l_d \cdot l_q \cdot \Omega_c - \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \right) \cdot i_\gamma + \frac{1}{2} \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \cdot v_\gamma \end{aligned} \quad (3.4)$$

et :

$$\begin{aligned} l_d \cdot l_q \frac{d}{dt} i_\gamma &= -R_s \cdot (l_d - \tilde{l}_s \cdot \sin^2(\varphi)) \cdot i_\gamma + (l_d - \tilde{l}_s \cdot \sin^2(\varphi)) \cdot v_\gamma \\ &- \left(p \cdot l_d \cdot l_q \cdot \Omega_c + \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \right) \cdot i_\delta + \frac{1}{2} \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \cdot v_\delta \end{aligned} \quad (3.5)$$

Nous pouvons observer que contrairement à (3.2), les équations de la MSAP dans le repère estimé sont de nouveau couplées. Ce couplage dépend à la fois de la saillance de la machine (avec le terme \tilde{l}_s) et de l'erreur d'estimation de la position du rotor φ . Il est nécessaire que ces deux variables soient non nulles simultanément afin d'observer le couplage d'un axe sur le second. En effet, à l'arrêt ($\Omega_c = 0$) en cas de disparition du terme de saillance ou de l'erreur d'estimation de la position du rotor, les équations (3.4)-(3.5) deviennent alors identiques à (3.2) (mais dans le repère estimé) représentant un système totalement découplé. Nous retrouvons donc :

$$\begin{aligned} l_d \cdot \frac{d}{dt} i_\delta &= v_\delta - R_s \cdot i_\delta \\ l_q \cdot \frac{d}{dt} i_\gamma &= v_\gamma - R_s \cdot i_\gamma \end{aligned} \quad (3.6)$$

Si l'on considère que la machine est bien saturée et donc que le terme de saillance n'est jamais nul, la présence ou non d'un couplage entre les axes direct et en quadrature ne dépendra que de la présence ou non d'une erreur sur l'estimation de la position. Dès que cette erreur s'annulera, alors l'injection d'un signal sur un axe ne provoquera aucune réponse sur l'autre.

B. Algorithme d'estimation de la position

Des impulsions de tensions v_{δ_s} sont injectées dans la composante δ de la tension statorique et sont superposées aux tensions de commande. Selon (3.5), en cas de saillance et d'erreur sur l'estimation de la position, un terme de couplage noté Δi_{γ_s} va apparaître sur la composante γ du courant statorique. Ce terme disparaît si l'erreur s'annule.

Nous allons donc réguler le terme de couplage Δi_{γ_s} à zéro à l'aide d'un correcteur pour forcer φ à $2k\pi$ en supposant que l'erreur initiale φ_0 n'est pas trop élevée ($|\varphi_0| < \pi/2$ comme nous le verrons au chapitre IV). La sortie de ce correcteur nous fournira Ω_c considéré comme une estimation de la vitesse. En effet, en fonction du signe du couplage, nous pouvons savoir si le repère estimé est en avance ou en retard sur le repère réel. Nous allons donc en conséquence augmenter la vitesse estimée ou au contraire la ralentir, afin de faire coïncider les deux repères. Les deux principales différences entre cette méthode et celle de Matsui sont **[ZA12]** :

- nous ne cherchons pas ici à calculer la valeur de l'erreur d'estimation de la position du rotor φ , mais simplement de savoir si elle existe ou non via la présence du terme de couplage ;
- cette erreur de position est indirectement forcée à $2k\pi$ en régulant le terme de couplage à zéro.

Pour la régulation de Δi_{γ_s} à zéro, nous décidons d'employer un correcteur de type proportionnel-intégral (PI). Il serait également possible d'utiliser d'autres types de correcteur à la place d'un simple correcteur PI. Cependant, cela serait plus lourd au point de vue du temps de calcul pour des performances pratiquement équivalentes. Le correcteur PI sera de la forme :

$$\Omega_c(t) = K_0 \cdot \Delta i_{\gamma_s}(t) + \frac{K_0}{\tau} \cdot \int_0^t \Delta i_{\gamma_s}(\sigma) \cdot d\sigma + \Omega_c(0) \quad (3.7)$$

où $\Omega_c(0) = 0$ et K_0 et τ sont les paramètres de l'estimateur déterminant la convergence de l'estimateur et sa dynamique.

L'équation (3.7) sera décrite dans l'algorithme par son expression dans le domaine de Laplace :

$$\Omega_c = K_0 \cdot \frac{\tau \cdot s + 1}{\tau \cdot s} \cdot \Delta i_{\gamma s} \quad (3.8)$$

avec s étant l'opérateur de Laplace.

La position estimée est quant à elle obtenue, comme pour la méthode basée sur l'estimation du vecteur f.é.m. présentée au sous-chapitre I-B, par intégration de la vitesse estimée :

$$\vartheta(t) = p \int_0^t \Omega_c(\sigma) \cdot d\sigma + \vartheta(0) \quad (3.9)$$

L'injection des impulsions de tension se fait dans l'axe δ et non dans l'axe γ pour deux raisons. Premièrement, lorsque l'erreur devient faible, l'axe δ se confond avec l'axe d et ainsi, le couple produit par les courants résultant de des impulsions devient négligeable et ne perturbe pas le contrôle du moteur.

De plus, la composante directe du courant statorique provoquée par ces impulsions va participer à la saturation du circuit magnétique, à accroître la saillance et ainsi à faciliter la convergence.

L'amplitude de ces impulsions ne devra pas être choisie au hasard. Elle devra être suffisamment grande pour observer un terme de couplage significatif dans l'équation (3.5) ($\frac{1}{2} \cdot \tilde{I}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \cdot v_{\delta s}$). Cependant, elle ne devra pas non plus être trop importante au risque de perturber la commande et d'augmenter les pertes dans la machine. Il en est de même pour le temps d'application de ces impulsions (une à trois périodes de MLI) qui déterminera également le moment où la mesure du courant de couplage ($\Delta i_{\gamma s}$) sera réalisée. Ce choix a son importance dans l'algorithme, car il permet de garantir la convergence de la méthode sans capteur tout en limitant à une valeur la plus faible possible les pertes liées à son application. Le chapitre IV présentera les critères de choix de $v_{\delta s}$ et de son temps d'application.

Les avantages apportés par cette solution par rapport aux précédentes sont :

- Un calcul de la position qui ne se fait plus de manière directe, mais à l'aide de l'intégrale de la vitesse Ω_c . Il n'y a donc pas de discontinuité sur son estimation.
- Un procédé d'estimation beaucoup plus simple et léger qui devrait s'accompagner d'un temps de calcul réduit.

- Une plus grande robustesse obtenue, la connaissance des paramètres du moteur et de leurs variations n'étant requise à aucun moment dans l'algorithme.

La figure III-1 montre le schéma bloc de la commande sans capteur proposée.

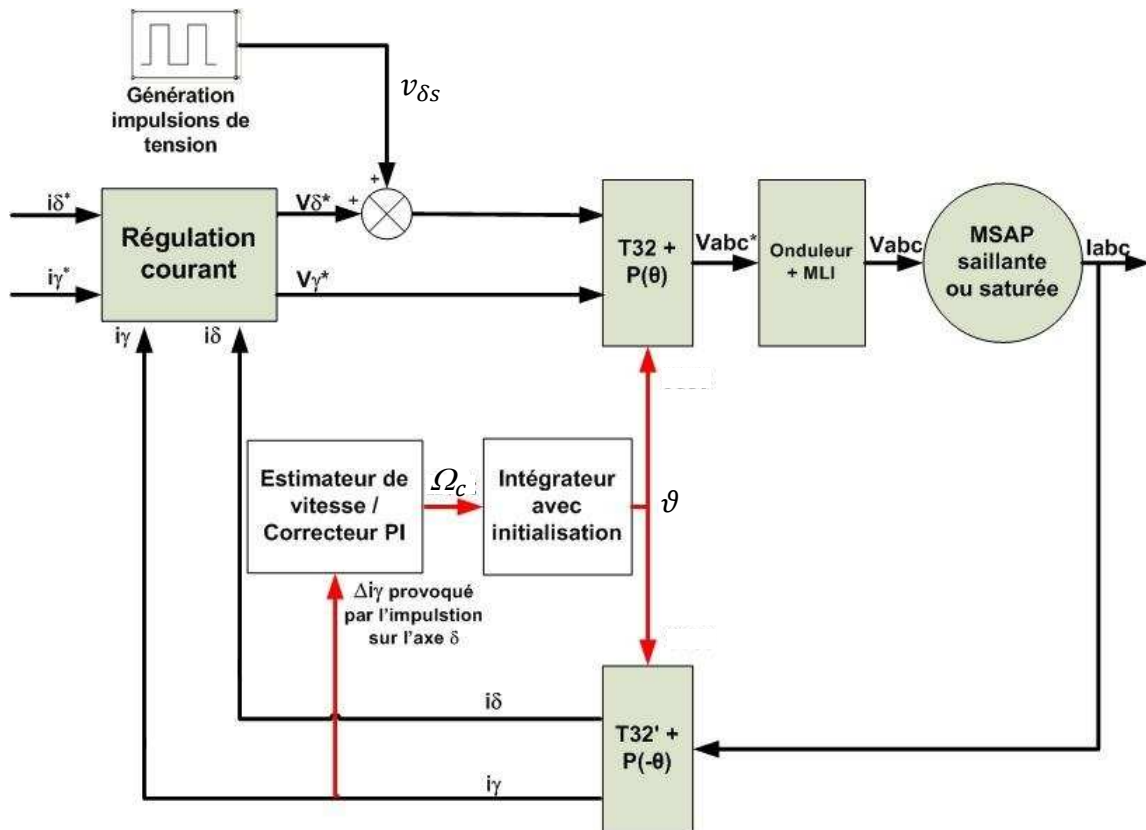


Figure III-1 : Schéma bloc synthétique du procédé d'estimation de la position

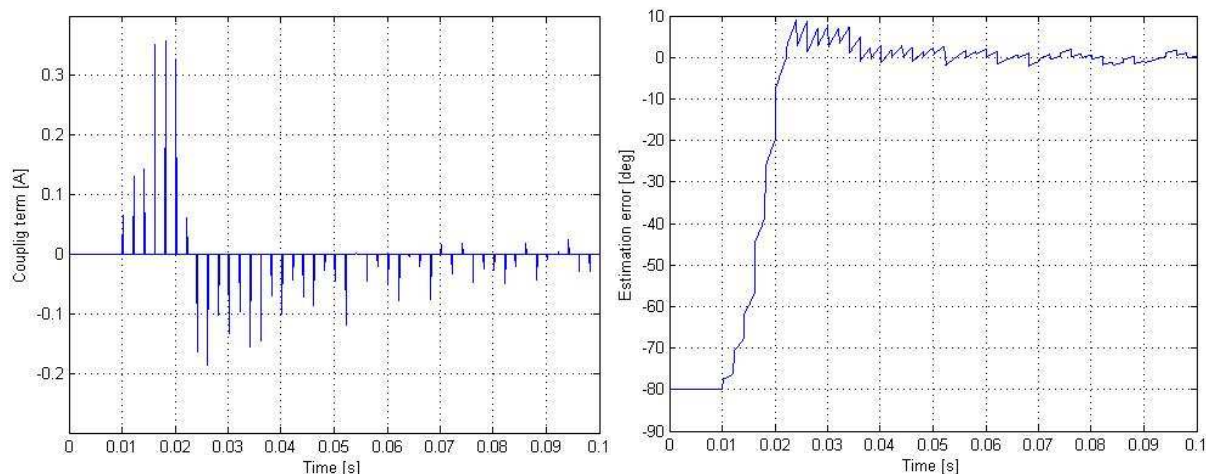
Il est à noter qu'en lieu et place des injections d'impulsions de tensions, pourraient être injectées des tensions sinusoïdales de haute fréquence. La réponse en courant à ces tensions nous donnera alors une estimation des inductances l_δ , l_γ ainsi que de la mutuelle $m_{\delta\gamma}$. Cette dernière étant l'image de l'erreur d'estimation φ , comme nous avons pu le voir précédemment, sera donc corrigée à une valeur nulle. Cette solution est toutefois plus difficile à mettre en œuvre que celle proposée. En effet, contrairement à une impulsion, il est moins facile d'injecter à l'aide d'un onduleur (dont la fréquence de découpage est fixée par la MLI) un signal dont la fréquence doit être largement supérieure à la fréquence électrique des signaux de commande afin de ne pas en perturber la régulation. De plus, afin de traiter les réponses en courant obtenues, il sera nécessaire d'utiliser un filtre passe-bande centré sur la fréquence du signal injecté, surplus dont l'innovation proposée peut se passer.

C. Validation de l'algorithme

A. Simulations

1. Convergence de l'algorithme

Dans un premier temps, nous testons la convergence de la méthode. La consigne de courant dans l'axe en quadrature est fixée à une valeur nulle tandis que celle dans l'axe direct est à 4A afin de provoquer un degré de saillance largement suffisant à l'observabilité de la position. L'erreur initiale entre les positions réelle et estimée est de 80 degrés électriques (elle doit nécessairement être inférieure à 90 degrés électriques pour converger vers 0). L'algorithme proposé est déclenché au temps $t = 0,01$ s. Nous pouvons observer sur la figure III-2 les termes de couplage $\Delta i_{\gamma s}$ provoqués dans l'axe estimé γ par les impulsions de tests appliquées dans l'axe δ . Ces réponses sont bien contrôlées par l'estimateur à leur référence nulle. Parallèlement aux termes de couplage, l'erreur d'estimation tend également vers 0. Au départ, quasiment tout le courant dans l'axe δ est en réalité appliqué dans l'axe en quadrature q du fait de l'importante erreur initiale. La machine ne sature donc quasiment pas et la valeur des termes de couplages restent faible. Une fois une plus grande saillance obtenue, la convergence va s'accélérer. L'erreur de position converge rapidement et ne dépassera plus une valeur supérieure à 10 degrés électriques après environ 10 ms. Cette erreur restera même inférieure à 5 degrés électriques et au-delà de 25 ms. Le courant dans l'axe réel q tend lui aussi vers 0, la réponse aux impulsions étant entièrement sur l'axe direct d .



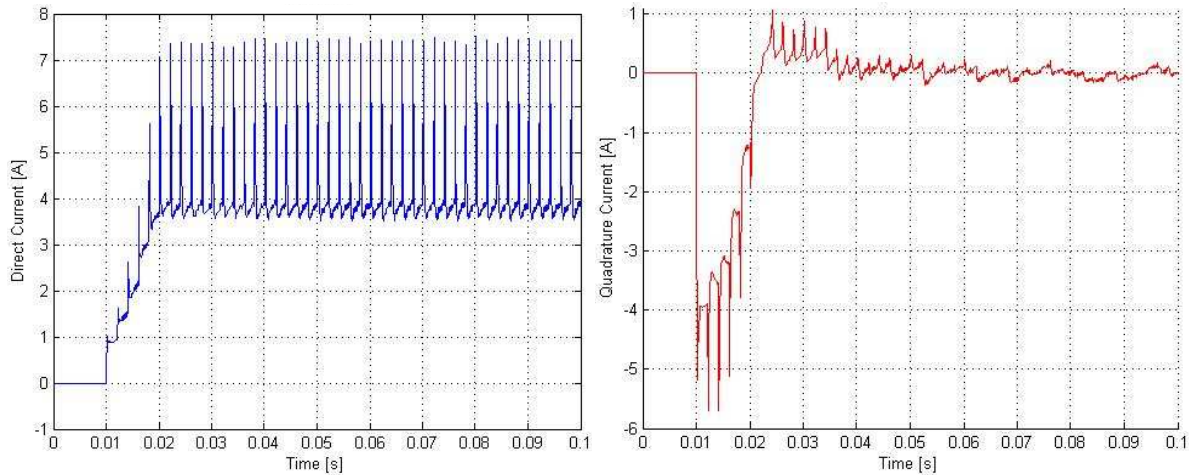


Figure III-2 : Phase de convergence de l'algorithme pour une erreur initiale de 80 degrés électriques. En haut le terme de couplage Δi_{γ_s} et l'erreur d'estimation, respectivement à gauche et à droite. En bas les courants direct et en quadrature, respectivement à gauche et à droite

2. *Boucle de vitesse*

La réponse du système à un démarrage et à une inversion de vitesse est observée sur les figures III-3 et III-4. La vitesse réelle est bien régulée à sa consigne qui passe de 0 tr/min à 50 tr/min, puis à -50 tr/min. L'estimation de la position arrive à suivre la position réelle, l'erreur de trainée sur l'estimation de la position restant toujours à une valeur faible. En moyenne elle est inférieure à deux degrés électriques ce qui est sans conséquences en terme de performances du contrôle.

La valeur de la vitesse estimée n'a pas, du moins en simulations et en basses vitesses, d'impact sur l'amplitude de l'erreur d'estimation (figure III-5). Même pour des vitesses dépassant les 10% de la vitesse nominale, l'erreur quadratique moyenne ne dépasse pas 3 degrés électriques.

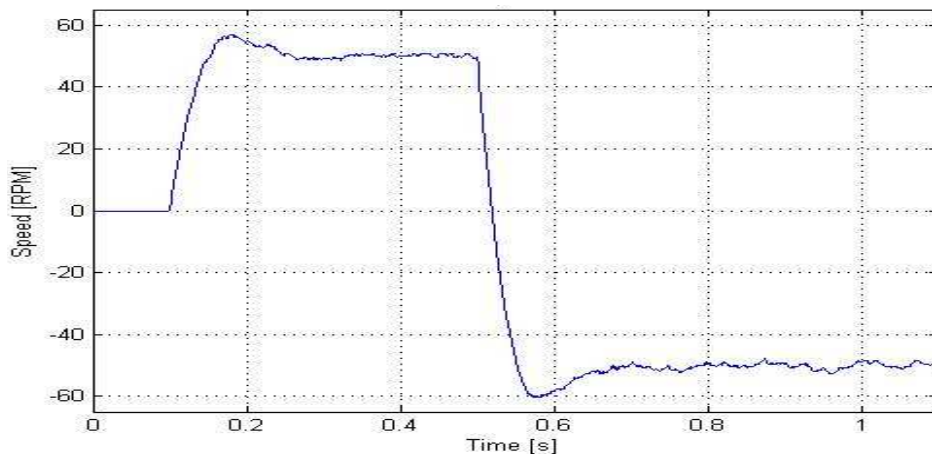


Figure III-3 : Vitesse angulaire réelle du rotor pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

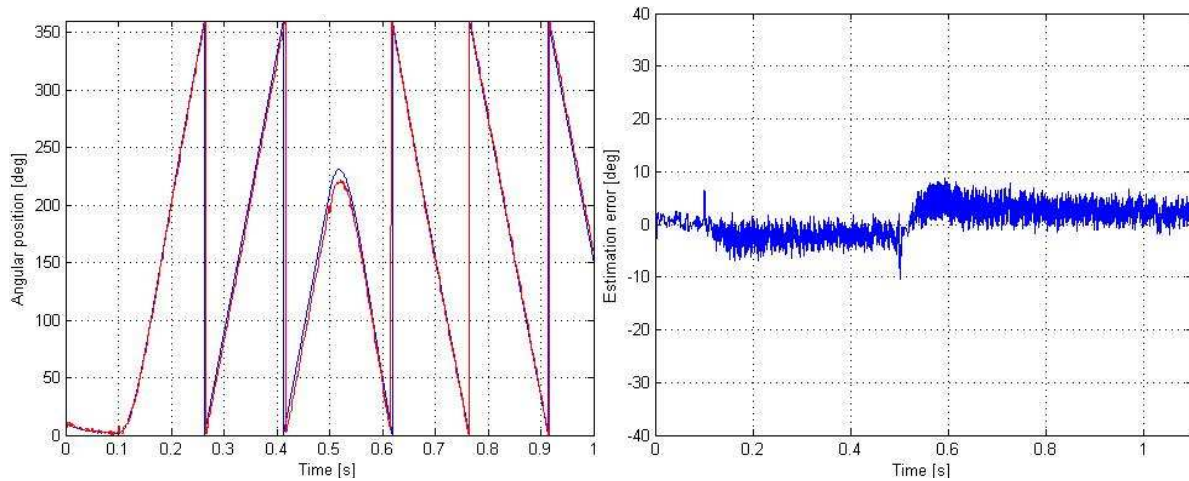


Figure III-4 : Positions réelle et estimée du rotor (à gauche) et erreur d'estimation (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min

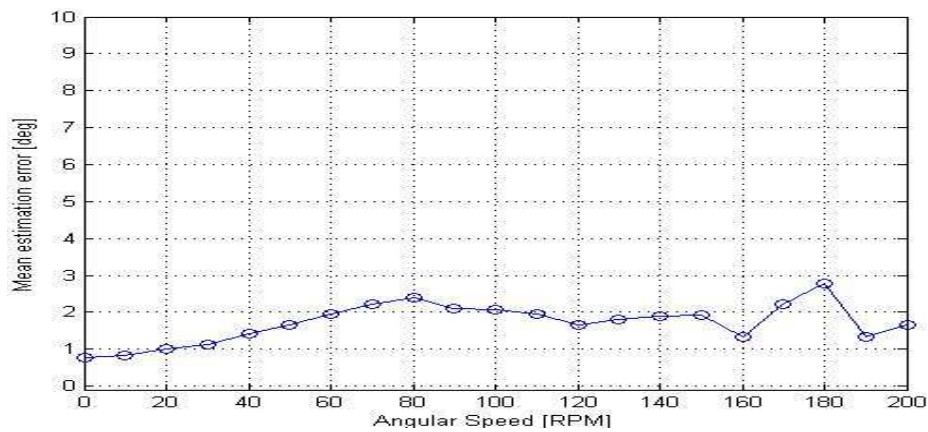


Figure III-5 : Erreur moyenne sur l'estimation de la position électrique en fonction de la vitesse

L'effet d'une perturbation de charge (figure III-6) ne semble pas non plus avoir de conséquence sur les performances de l'estimateur. L'erreur sur l'estimation de la position est de 1,54 degrés électriques avant la perturbation, elle croît légèrement à 1,61 degrés après celle-ci. Même en appliquant les couples maximaux que peut subir la machine, les variations de l'erreur d'estimation de la position du rotor restent négligeables.

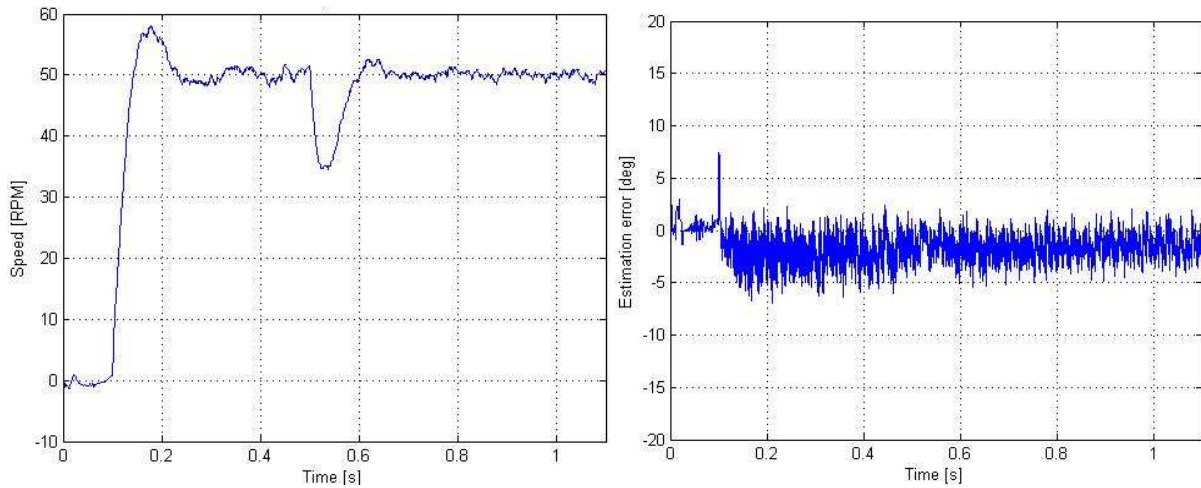


Figure III-6 : Vitesse mécanique réelle (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un démarrage à 50 tr/min puis un échelon de couple de 2 Nm à $t=0,5$ s

3. Boucle de position

Comme pour les méthodes présentées dans le chapitre précédent, nous testons le comportement du système en boucle de position et sa résistance à un à-coup de charge, la position utilisée comme retour dans la boucle étant toujours la position réelle du moteur et non celle estimée. La figure III-7 présente la réponse du moteur à un profil de position lorsque la charge mécanique est constante. La dynamique de l'observateur semble bonne, la position estimée pouvant suivre la position réelle sans écart important. L'erreur de position atteint 18 degrés électriques mais uniquement durant des courts instants où le système est en régime transitoire. En régime permanent, l'erreur est très faible (inférieure au degré électrique).

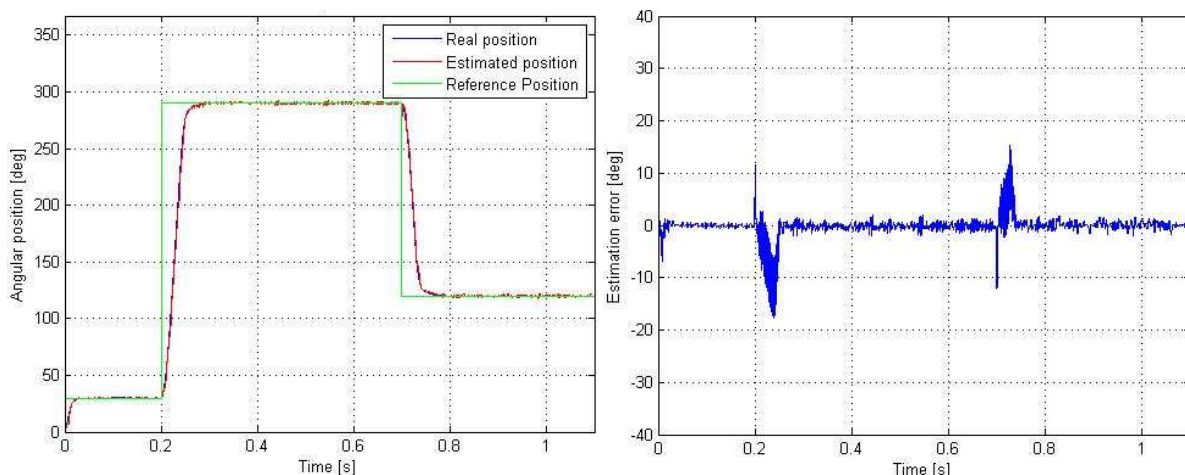


Figure III-7 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position

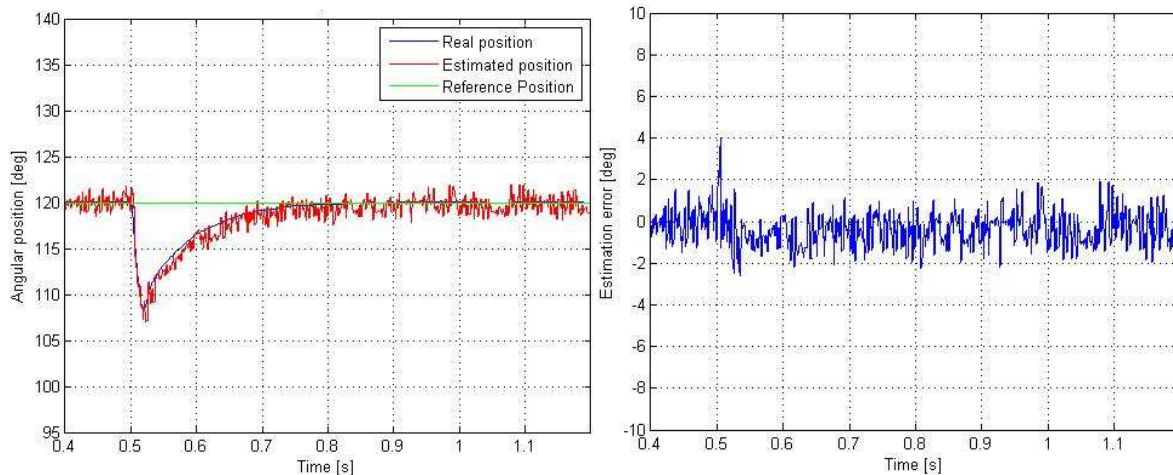


Figure III-8 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 2 Nm

La réponse à un échelon de couple confirme les résultats obtenus en boucle de vitesse. Les positions réelle et estimée retrouvent rapidement leur référence et l'erreur d'estimation n'est quasiment pas impactée, passant en moyenne de 0,76 à 0,89 degrés électriques.

Les essais en simulations de la nouvelle méthode proposée semblent effectivement valider le principe de l'algorithme. Il reste à présent à vérifier ces résultats satisfaisants de manière expérimentale.

B. Essais expérimentaux

1. Convergence de l'algorithme

Comme lors des simulations, nous testons la convergence de l'algorithme avec un courant de référence nul dans l'axe en quadrature et de 4A dans l'axe direct. L'erreur d'estimation initiale est elle de 80 degrés électriques. La figure III-9 montre la réponse obtenue. Comme on peut le constater, le terme de couplage dans l'axe en quadrature est effectivement régulé à sa référence nulle. L'erreur sur l'estimation de la position tend vers 0 après 13,2 ms. Ce résultat est à peu de choses près celui attendu. Il est en effet assez proche de celui obtenu en simulations. Le temps de convergence était alors, pour la même erreur initiale, de 10,3 ms. L'erreur d'estimation de la position du rotor ne dépassera plus 10 degrés électriques après la phase de convergence.

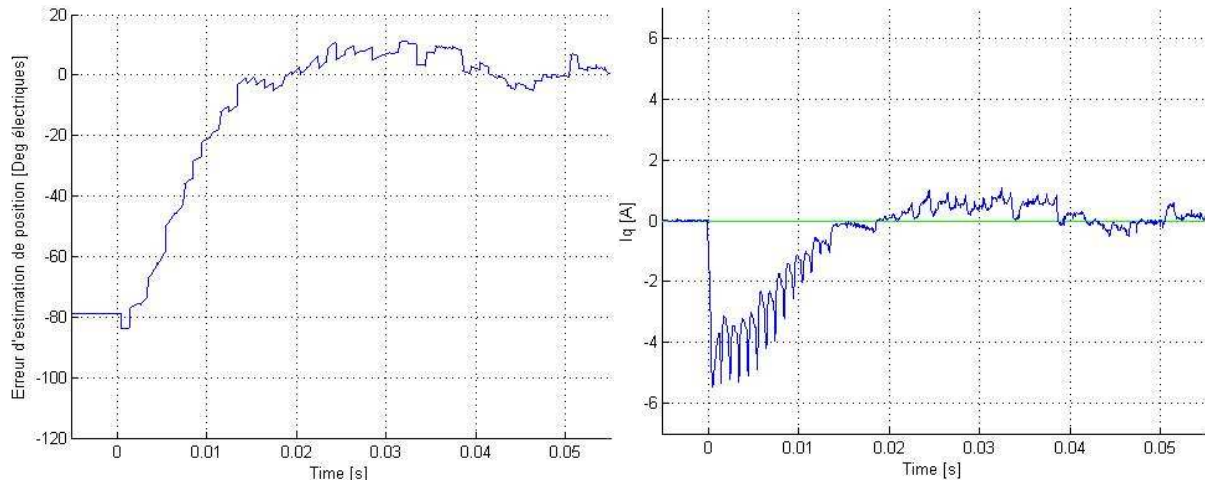


Figure III-9 : Phase de convergence de l'algorithme pour une erreur initiale de 80 degrés électriques. A gauche l'erreur d'estimation, à droite le courant réel en quadrature i_q

2. Boucle de vitesse

Pour la méthode proposée, la figure III-10 montre les résultats expérimentaux du même essai effectué pour les méthodes précédentes. On constate qu'en régime permanent et à 100 tr/min, l'erreur d'estimation reste acceptable. Elle est en effet de 8,2 degrés électriques. Cette erreur est légèrement supérieure à celle obtenue avec la méthode de Matsui (6,8 degrés électriques) mais cet écart reste faible. La différence de surconsommation engendrée par un tel écart sur l'erreur d'estimation n'est en effet que de 0,3% (1,0% de surconsommation contre 0,7 auparavant).

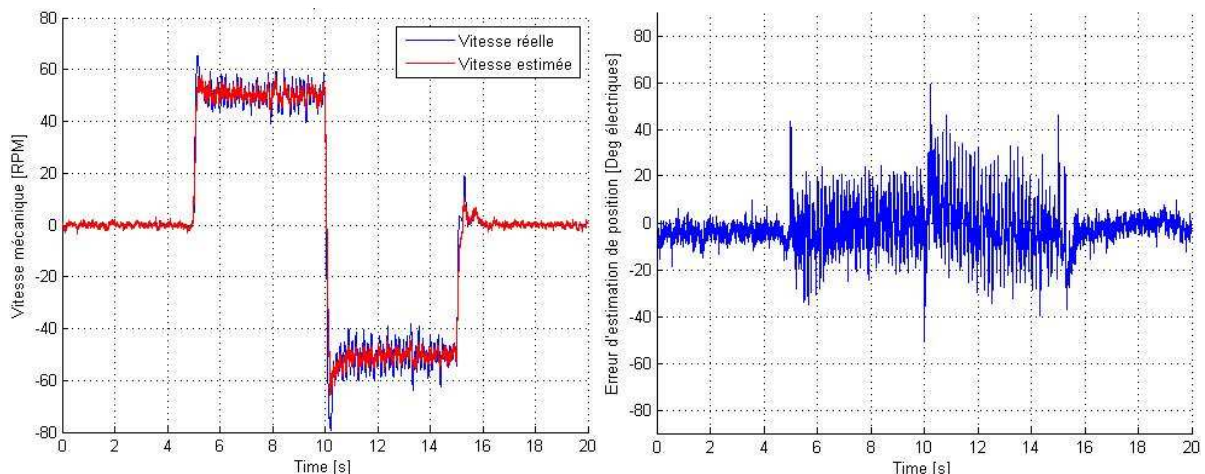


Figure III-10 : Vitesses réelle et estimée du rotor (à gauche) et erreur d'estimation (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50tr/min à -50 tr/min

En plus du test concluant de démarrage et d'inversion de vitesse (figure III-10), nous testons également une opération plus délicate (figure III-11) qui est l'inversion lente de vitesse. La consigne passe linéairement de 50 tr/min à -50 tr/min

en 5 secondes. Les résultats sont de plus comparés à ceux obtenus lorsqu'un capteur mécanique est utilisé. Le comportement de la machine avec ou sans capteur mécanique est assez similaire, hormis une vitesse légèrement bruitée par les impulsions de tensions appliquées alors que l'erreur d'estimation n'est pas tout à fait nulle. La méthode de commande sans capteur proposée permet donc de bien assurer des dynamiques faibles en basses vitesses et sous l'effet d'une charge mécanique de 1.8 Nm.

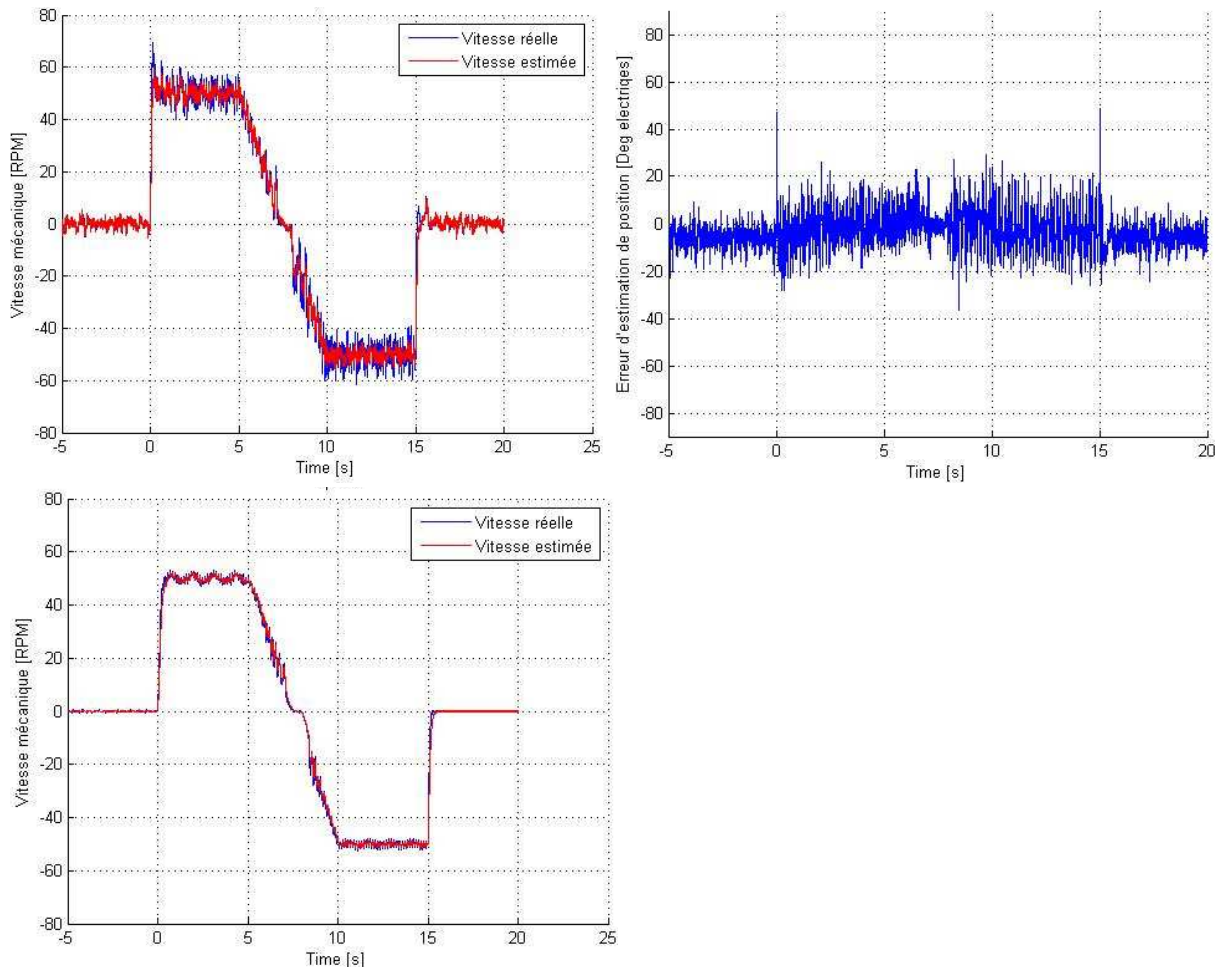


Figure III-11 : En haut : Vitesses angulaire réelle et estimée du rotor (à gauche) et erreur d'estimation (à droite) pour un démarrage puis une inversion lente de vitesse sans capteur mécanique. En bas : la même opération avec l'aide d'un capteur mécanique

La figure III-12 montre une légère dépendance de l'erreur d'estimation à la vitesse de rotation. Dans la gamme des basses vitesses, cette erreur reste faible ($13,3^\circ$ à 150 tr/min) et permet un contrôle performant (2,8% de surconsommation). Le coefficient de frottement visqueux étant particulièrement important pour cette machine, le couple de charge dépend de manière non négligeable de la vitesse mécanique. La variation de l'erreur sur l'estimation de la position avec la vitesse peut donc à la fois être due à une erreur de trainée, mais également à une dépendance de l'erreur au couple de charge.

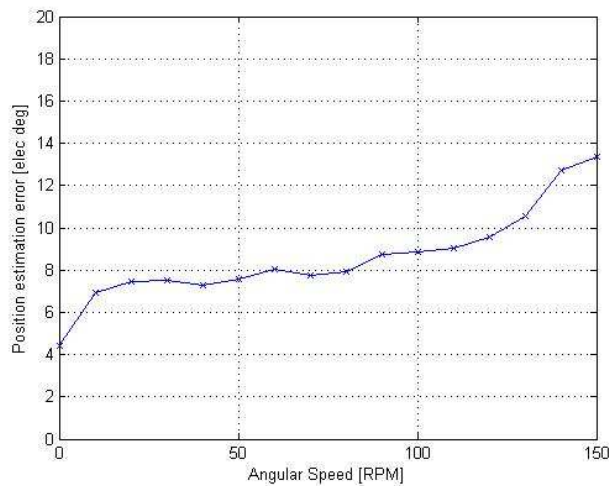


Figure III-12 : Erreur moyenne sur l'estimation de la position électrique en fonction de la vitesse

Cette dépendance au couple de charge peut être observée sur la figure III-13. L'application d'un couple mécanique supplémentaire de 5,6 Nm provoque une hausse de l'erreur d'estimation de 6,2 degrés électriques. Les vitesses réelle et estimée retrouvent malgré tout rapidement leur valeur de référence. Les résultats sont une nouvelle fois, en termes de performances, très proches de ceux obtenus avec la méthode de Matsui modifiée, même si, comme pour cette dernière, la relation entre l'erreur d'estimation et le couple de charge n'était pas observée en simulations.

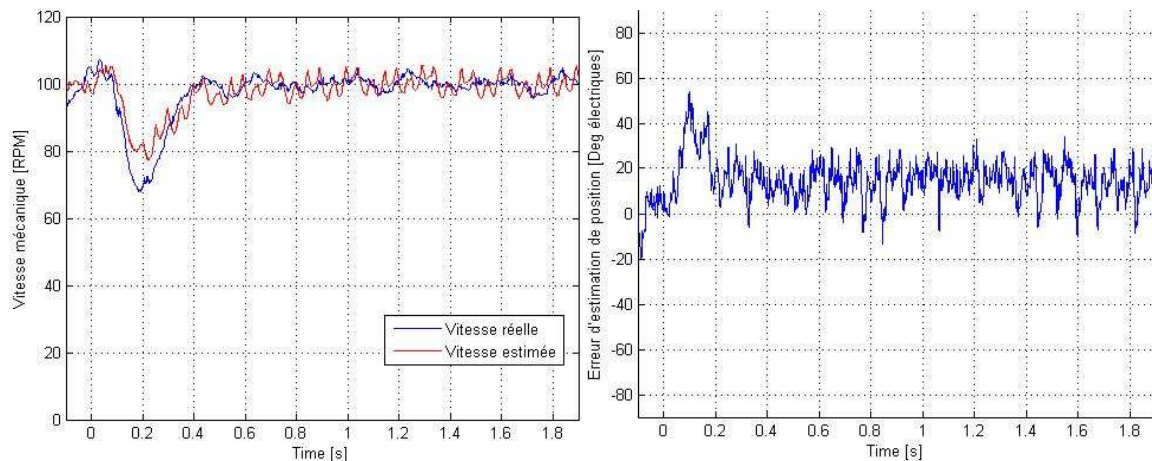


Figure III-13 : Vitesse mécanique réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de couple de 5,6 Nm à $t = 0$ s

3. Boucle de position

Sur la figure III-14 sont comparées les réponses du système à un profil de consigne de position lorsque la méthode de commande sans capteur proposée est

utilisée d'une part, et lorsque l'information issue du resolver est utilisée d'autre part. Comme précédemment en boucle de vitesse, les résultats avec et sans capteur mécanique sont assez proches.

La valeur de l'erreur d'estimation dépend de chaque position et du couple de détente associé. Elle varie entre 2 et 9 degrés électriques. En moyenne, l'erreur est de 5,6 degrés électriques (contre 5,7 pour la méthode de Matsui, donc performances équivalentes).

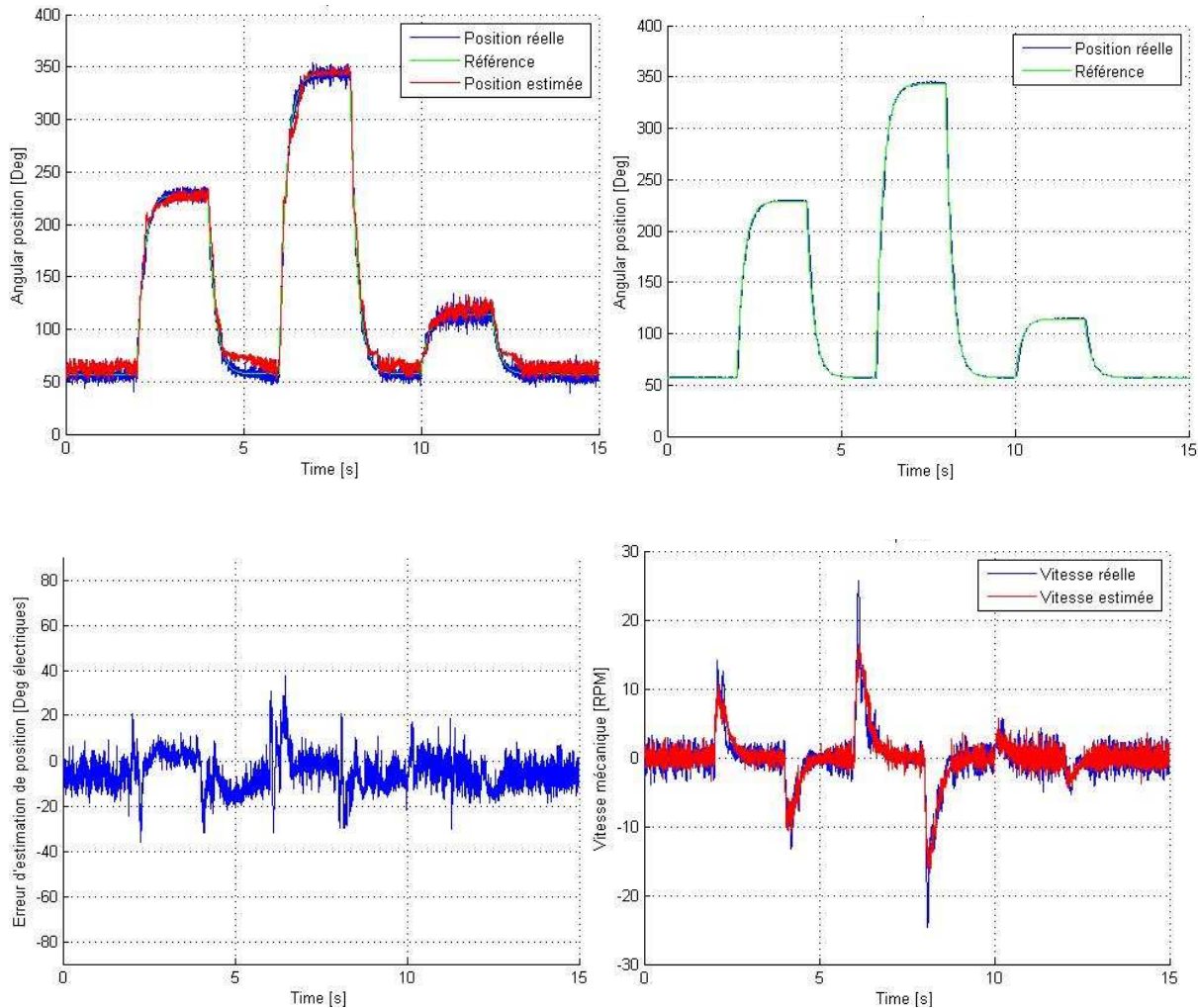


Figure III-14 : Profil de consigne de position. En haut : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et positions électriques réelle et de référence pour une opération avec capteur (à droite). En bas : erreur sur l'estimation de la position électrique (à gauche) et vitesses réelle et estimée (à droite)

L'effet du couple de charge sur la précision de l'algorithme peut une nouvelle fois être étudié sur les figures III-15 et III-16. Sur la première des deux figures, un échelon de couple est appliqué alors que le moteur est en régime permanent à sa position de consigne. La position réelle revient à sa référence mais la position estimée s'éloigne en moyenne de 12,2 degrés électriques. (soit 1,5 degré mécanique).

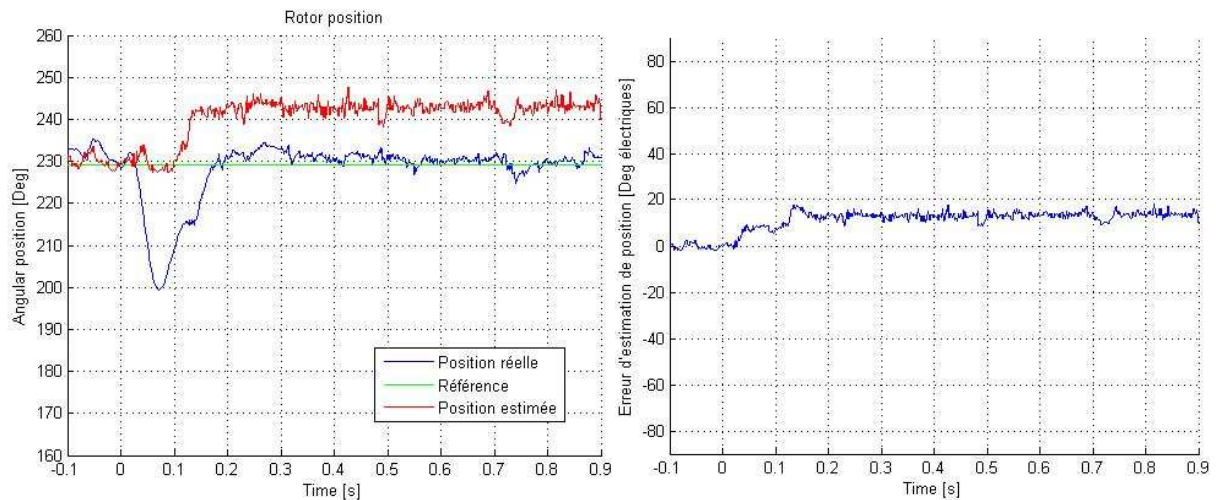


Figure III-15 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 4 Nm

La dépendance de l'erreur d'estimation au couple de charge suit le même type d'évolution que pour la méthode de Matsui. De 0 à 4 Nm, l'erreur croît rapidement jusqu'à 12 degrés électriques. Puis la croissance de cette dernière ralentit jusqu'à un couple de charge de 12,7 Nm et une erreur de 15,6 degrés électriques. Une fois cette valeur de couple dépassée, l'erreur d'estimation croît beaucoup plus rapidement.

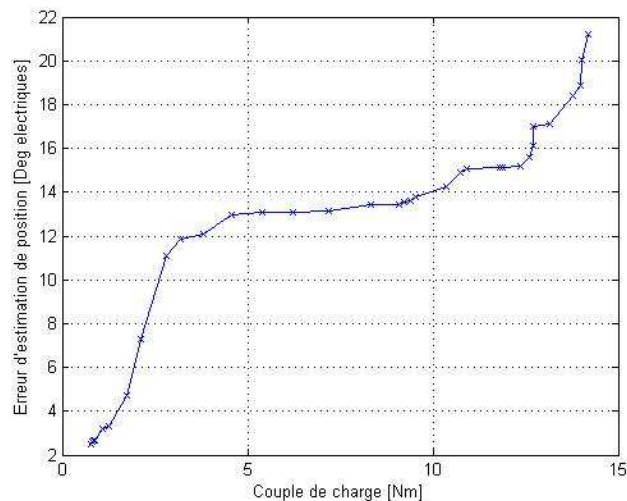


Figure III-16 : Erreur moyenne sur l'estimation de la position électrique en fonction du couple de charge

La méthode de commande sans capteur mécanique proposée a été testée sur plusieurs machines à la fois au laboratoire GREEN et sur les bancs d'essais d'Hispano-Suiza afin de s'assurer de sa validité et de l'indépendance des paramètres dans la convergence de l'algorithme.

Vitesse nominale	4000 tr/min
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	2 Ω
Inductance statorique	9 mH
Moment d'inertie	0.0075 kg.m ²
Coefficient de frottements visqueux	0.0249 Nm/rad/s
Flux des aimants	0.29 Wb
Couple nominal	5 Nm

Figure III-17 : Paramètres de la MSAP utilisée lors des essais complémentaires au laboratoire AMPERE de Lyon

Une autre série d'essais expérimentaux a été réalisée au sein du laboratoire AMPERE à Lyon afin de réaliser un nouveau comparatif avec la méthode développée dans le cadre de la thèse de Zgorski. En plus des tests déjà présentés précédemment, des tests de répétabilité et de linéarité sont effectués. Les paramètres de la machine sur laquelle la méthode est testée sont réunis sur la figure III-17. Par rapport à la machine motorisant l'EMA, celle-ci possède un couple nominal plus faible et également un couple de détente quasiment nul.

Le résultat du test de répétabilité est dans un premier temps présenté. Le même profil de consigne de position est appliqué trente fois consécutivement. Les trente réponses sont superposées sur la figure III-18. L'erreur d'estimation quadratique moyenne à chacun des tests est également observée et montre la bonne répétabilité de l'algorithme, les variations de l'erreur moyenne d'un test à l'autre restant très faibles.

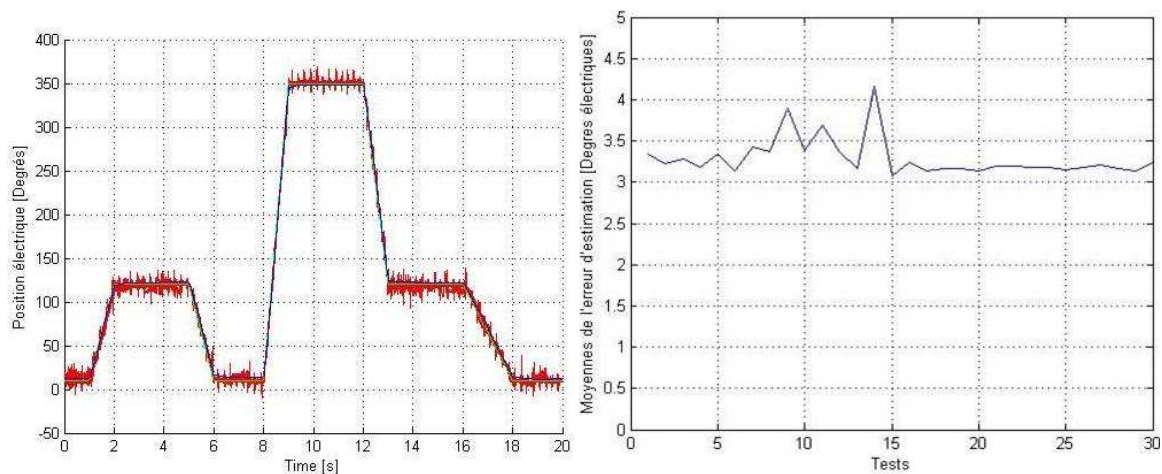


Figure III-18 : Essais de répétabilité. A gauche : superposition de 30 mesures expérimentales de réponse à un profil de position (en vert la position de référence, en bleu la position réelle et en rouge son estimation). A droite l'erreur d'estimation moyenne pour chacun des essais

Pour effectuer le test de linéarité, la consigne de position balaie, par petits échelons de 5 degrés un tour complet. La durée de chaque échelon est assez longue pour considérer que l'erreur de trainée est nulle et que seule l'erreur statique est mesurée. La consigne de position fait un "aller-retour" (figure III-19) pour détecter un éventuel phénomène d'hystérésis de telle sorte que l'erreur à une position donnée serait différente selon que la machine arrive à cette position en tournant dans un sens ou dans l'autre. Ce test est répété cinq fois et les superpositions de ces cinq réponses ainsi que des valeurs absolues des erreurs d'estimation sont montrées sur la figure III-19. Nous observons bien que, comme pour le moteur d'EMA, l'erreur d'estimation dépend de la valeur du couple de détente légèrement différent à chaque position. Toutefois, les amplitudes de variations de cette erreur d'estimation sont plus faibles que pour la machine motorisant l'EMA. D'autre part et contrairement à d'autres méthodes testées sur le même banc, les courbes des erreurs d'estimation moyennes pendant les phases aller et retour sont quasiment confondues. Il ne semble donc pas, pour la méthode proposée, y avoir de phénomène d'hystérésis.

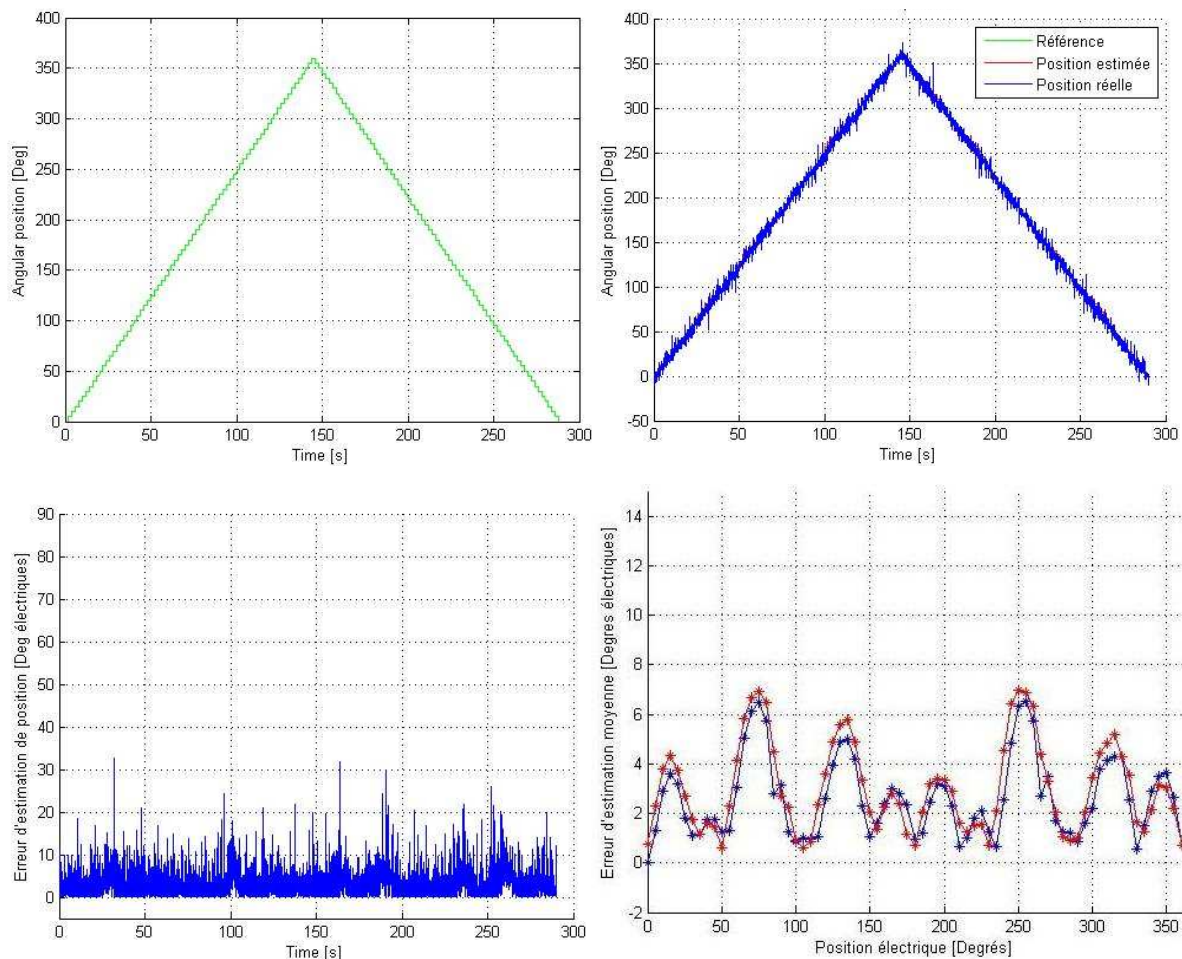


Figure III-19 : Essais de linéarité. En haut : Référence de position (à gauche) et superposition de 5 réponses expérimentales (à droite). En bas : superposition des valeurs absolues de l'erreur d'estimation lors de chacun des essais (à gauche) et moyenne de l'erreur d'estimation à chaque position (en bleu la phase aller, en rouge la phase retour) (à droite)

Enfin, la tenue en couple de l'algorithme est encore une fois testée. Le couple nominal de la machine est appliqué sous la forme d'un échelon. Comme lors des autres essais de tenus en couple précédemment effectués, la position réelle retrouve sa consigne mais une erreur statique se crée avec la position estimée. Ici, l'erreur avant l'application d'un couple d'environ 4 Nm était de 6 degrés électrique, après la perturbation, elle passe à 11,6 degrés électriques (figure III-20). Le courant dans l'axe réel en quadrature est également observé. Comme le produit du nombre de paires de pôles par la constante de flux des aimants et quasiment unitaire, ce courant en quadrature est directement l'image du couple de charge appliqué au moteur.

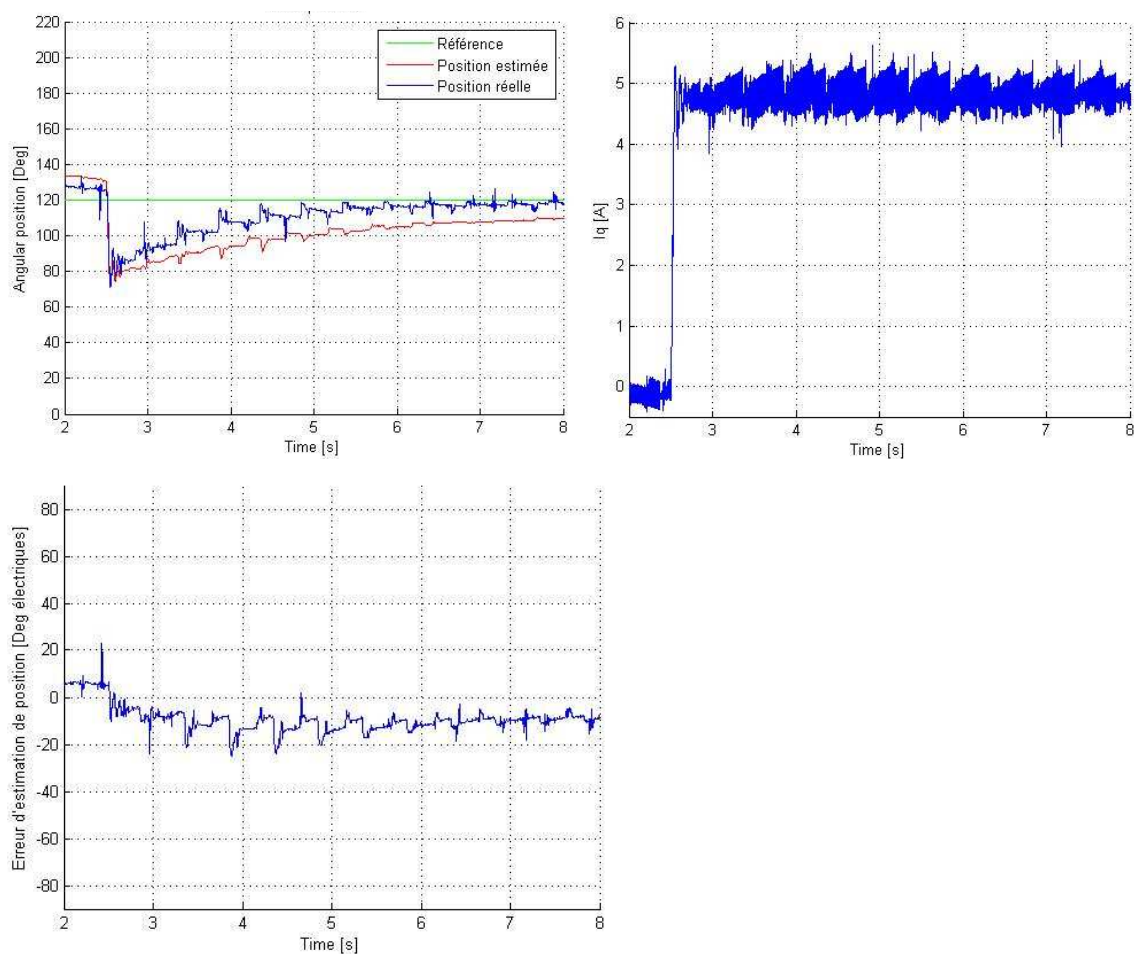


Figure III-20 : Tenue de la charge nominale. En haut : Positions de référence, réelle et estimée (à gauche) et courant dans l'axe q réel (à droite). En bas : erreur sur l'estimation de la position

C. Conclusion

Les nombreux essais, à la fois en simulations et expérimentaux, et effectués sur différentes machines, ont permis de tester la validité et l'efficacité de la méthode proposée. Ils ont également permis de comparer ses performances avec celles des

méthodes de commande sans capteur déjà existantes ainsi qu'avec celles de la commande classique utilisant un capteur mécanique.

Grâce à ces comparatifs, détaillés dans le prochain paragraphe, nous allons déterminer que sont les avantages de la nouvelle méthode de contrôle, ainsi que ses limitations.

D. Avantages et limites de la méthode proposée

A. Comparaison avec les méthodes existantes

1. Impact sur la commande

La méthode INFORM est, parmi les quatre méthodes testées, celle impactant le plus la commande. En effet, l'application des vecteurs tensions tests nécessite de stopper la commande pendant une période d'échantillonnage. De plus, les trois tensions sont appliquées dans chacune des phases du moteur. Cela implique que quelque soit l'erreur entre la position estimée et la position réelle, ces impulsions vont générer un couple qui va perturber la commande et faire vibrer la machine.

Les trois autres méthodes, dont celle proposée, injectent le signal nécessaire à l'estimation dans l'axe direct estimé δ et le superposent aux tensions de commande, cette dernière n'est donc pas interrompue. Lorsque l'erreur d'estimation devient faible, une fois l'algorithme convergé, les réponses en courant à ces stimuli se feront uniquement dans l'axe direct réel.

A chaque phase d'estimation, la méthode INFORM calcule directement une estimation de la position. Celle-ci va donc subir des discontinuités qui seront utilisées dans les transformations de Park et qui vont se répercuter sur les tensions des commandes. La méthode de Matsui corrige également la position estimée en ajoutant une estimation de l'erreur de position obtenue à l'aide des courants. Cette correction peut être brutale si l'erreur estimée est importante. Il y a donc des à-coups durant la phase transitoire avant la convergence de la position estimée. Afin d'éviter ces à-coups dans la méthode de Matsui, nous avons modifié la correction de la position estimée de manière à ce qu'elle reste continue même dans les transitoires (voir le sous-chapitre II-C-C).

Avec le filtre de Kalman étendu utilisé dans la méthode de Zgorski, la prédiction de la position estimée se fait par intégration de la vitesse estimée et ne connaît donc pas non plus de discontinuité. Cependant, une correction de l'état est effectuée par la suite de manière indépendante entre la position et la vitesse estimées. La position estimée utilisée pour l'autopilotage de la machine n'est donc pas directement l'intégrale de la vitesse estimée et il pourra donc y avoir une erreur entre les vitesses réelle et estimée. Pour la méthode de Zgorski, l'erreur sur l'estimation de la vitesse dépend fortement de la valeur du couple de charge. Cette erreur est en revanche nécessairement nulle pour les méthodes où la position estimée est simplement l'intégrale de la vitesse.

La méthode proposée dans ce chapitre se base sur un critère fort permettant de contrôler à zéro l'erreur d'estimation de la position électrique du rotor. La position estimée est quant à elle obtenue par intégration de l'estimation de la vitesse donnée par le contrôleur. Son calcul se fait donc de manière continue et ne perturbe pas la commande et l'erreur statique sur l'estimation de la vitesse est forcément nulle.

2. Sensibilité paramétrique

La méthode proposée, ainsi que la méthode INFORM ne requièrent pas la connaissance des paramètres électriques du moteur, elles sont intrinsèquement robustes vis-à-vis des incertitudes et variations paramétriques.

Les algorithmes de Matsui et de Zgorski peuvent également être considérés comme plutôt robustes vis-à-vis de ces phénomènes puisque la convergence de l'algorithme est toujours assurée pour des valeurs de paramètres utilisés dans l'estimateur allant de 50% à 150% de la valeur réelle. Ils nécessitent néanmoins, pour un contrôle plus performant, de connaître avec une relative précision ces paramètres électriques. En effet, une trop grande erreur sur la valeur d'un paramètre, (en particulier sur la valeur de l'inductance dans la direction quadrature L_q) peut entraîner une hausse de l'erreur d'estimation d'une dizaine de degrés électriques. Lorsque le moteur subit un fort couple de charge et que l'erreur d'estimation est déjà importante, une augmentation de cette erreur due aux incertitudes paramétriques peut engendrer une forte augmentation de la surconsommation et être critique pour la convergence de la méthode en question.

3. Dimensionnement et facilité de mise en œuvre

Parmi les méthodes testées, INFORM est la plus difficile à mettre en œuvre expérimentalement. Durant la période d'échantillonnage consacrée à l'estimation de la position du rotor, trois impulsions de tension doivent être envoyées successivement et les réponses en courant dans les trois phases à chacune des impulsions doivent être mesurées. Ces contraintes imposent de devoir suréchantillonner pendant une période la commande et la MLI afin de pouvoir injecter les trois tensions (ou au moins de changer le type de MLI), et de devoir également suréchantillonner les courants statoriques.

Le dimensionnement de la méthode de Zgorski est quant à elle légèrement complexe. Le filtre de Kalman étendu reste un outil relativement lourd et peu aisé à manipuler. La convergence de l'algorithme dépend de neuf paramètres et coefficients du filtre qui devront être choisis avec précaution (même si des méthodes existent pour pré-dimensionner la valeur de ces coefficients en fonction des paramètres électriques et mécaniques du moteur). Les choix de l'amplitude et de la fréquence du signal injecté auront également des conséquences sur la convergence ou non de la méthode. Ces choix seront de plus différents en fonction de la machine à contrôler et de sa zone de fonctionnement (vitesse, couple de charge). En revanche, cette méthode présente deux avantages par rapport aux trois autres. Celui de ne pas nécessiter de saillance d'une part, et celui d'être valable sur toutes les gammes de vitesses d'autre part.

La méthode de commande à basses vitesses la plus simple à dimensionner semble donc être celle proposée. Tout comme pour la méthode de Matsui, les choix de l'amplitude et du temps d'applications des impulsions de tension effectuées dans

l'axe δ , ainsi que du moment où la réponse en courant $\Delta i_{\gamma s}$ est mesurée, sont importants. Cependant, pour une fréquence d'échantillonnage donnée, le même jeu de paramètres utilisé sur toutes les machines testées permettrait un contrôle performant du moteur. De la même manière, les mêmes paramètres du régulateur PI contrôlant le terme de couplage à une référence nulle ont été utilisés à chaque fois. Seule la dynamique de convergence variait en fonction du degré de saturation et donc de saillance du moteur utilisé. Nous étudierons cette dépendance dans le chapitre IV.

4. Performances de l'estimateur

Toutes les commandes testées expérimentalement montrent une importante dépendance de l'erreur d'estimation au couple de charge alors que seule la méthode de Zgorski avait fait apparaître ce phénomène en simulations. C'est tout de même cette dernière qui semble la plus sensible à la charge lors des essais expérimentaux, le contrôle étant perdu, en boucle de position, dès lors que le couple de charge dépassait 2 Nm (50% de charge nominale). Les performances de la méthode sont en revanche meilleures en terme de tenue en vitesse.

La méthode INFORM n'a été testée qu'en simulation. Elle montrait déjà de graves limitations en vitesse où seules les opérations à l'arrêt ou à très basses vitesses pouvaient donner des résultats intéressants. La surconsommation due à l'erreur d'estimation à 200 tr/min est déjà de 45,3%.

Enfin, la méthode de Matsui modifiée et celle proposée dans ce chapitre présentent des performances quasiment similaires, notamment pour la tenue en couple largement supérieures aux autres méthodes testées. En revanche, ces deux méthodes ne sont plus applicables au delà d'une certaine vitesse. Celle-ci sera déterminée dans le chapitre IV où l'intérêt d'une commutation d'algorithmes sera mis en évidence.

5. Temps d'exécution

Le temps de calcul de l'algorithme proposé (génération de $v_{\delta s}$, correcteur PI et intégration numérique de Ω_c pour obtenir la position estimée ϑ) est de 1,58 μs sur la carte *dSpace 1005*. Il est à noter que le temps de calcul pour la méthode de Zgorski était de 4,21 μs et pour la méthode de Matsui 2,38 μs . La carte *dSpace 1005* utilisée pour tester ces trois algorithmes est équipée d'un processeur 1 GHz. Celui-ci est quant à lui largement surdimensionné, en termes de performances, par rapport au matériel qui sera effectivement embarqué dans l'appareil. Il est donc difficile de connaître quels seront les écarts de temps d'exécution sur le système embarqué mais cela nous donne tout de même une première indication permettant de comparer les méthodes les unes par rapport aux autres.

Par ailleurs, on peut évaluer la taille de la mémoire nécessaire sur la carte de commande pour réaliser chacune des méthodes testées. Pour cela, il faut calculer le nombre de variables et de constantes utilisées dans chaque méthode. Ce calcul conduit à 29 variables (avec la version optimisée du filtre de Kalman) et 14 constantes pour la méthode de Zgorski, 12 variables et 10 constantes pour la méthode de Matsui et 5 variables ($v_{\delta s}$, $\Delta i_{\gamma s}$, $\int \Delta i_{\gamma s}$, Ω_c et ϑ) et 5 constantes (amplitude de $v_{\delta s}$, durée de $v_{\delta s}$, K_0 , τ et p) pour la méthode proposée.

6. Bilan

Le tableau de la figure III-21 résume les avantages et les inconvénients de la méthode proposée et les compare avec les autres méthodes étudiées dans le chapitre précédent.

Au final, les deux méthodes qui semblent donner les meilleures performances à basses vitesses et à l'arrêt sont la méthode de Matsui modifiée et celle proposée. Cependant, la méthode proposée possède des avantages par rapport à celle de Matsui : celui de ne pas requérir la connaissance des paramètres électriques de la machine d'une part. D'autre part, la nouvelle méthode ne calcule pas la valeur de l'erreur d'estimation de la position du rotor, mais détermine tout simplement si une telle erreur existe ou non en vérifiant l'existence d'un terme de couplage $\Delta i_{\gamma s}$, rendant ainsi le processus d'estimation de la position électrique plus simple, plus rapide et plus robuste. La méthode INFORM paie sa mise en œuvre expérimentale difficile, son impact important sur la commande et sa trop grande dépendance à la vitesse de rotation. C'est la forte dépendance de l'erreur d'estimation de la position électrique du rotor au couple de charge qui handicape le plus la méthode de Zgorski, alors qu'elle possède de sérieux avantages, qu'elle est de plus la seule à avoir. En effet, les essais expérimentaux ont montré la faible tenue en couple de charge lorsque cette méthode est utilisée pour commander la machine. Et finalement, le dimensionnement plus complexe et la mise en œuvre plus lourde de cette méthode présentent ses autres inconvénients.

	Méthode INFORM	Méthode de Zgorski	Méthode de Matsui	Méthode proposée
Injection	3 phases	Axe direct estimé δ	Axe direct estimé δ	Axe direct estimé δ
Type d'injection	Impulsions	Sinusoïdale	Impulsions	Impulsions
Interruption de la commande	Oui	Non	Non	Non
Calcul direct de la position	Oui	Non	Non	Non
Erreur statique sur l'estimation de la vitesse	Non	Oui	Non	Non
Dépendance aux incertitudes et variation paramétriques	Non	Oui	Oui	Non
Suréchantillonnage des courants	Oui	Non	Non	Non
Facilité du dimensionnement de l'estimateur	Non testée expérimentalement	Difficile	Facile	Facile
Nécessité de saillance	Oui	Non	Oui	Oui
Modèle utilisé valable en hautes vitesses	Non	Oui	Non	Non
Dépendance au couple de charge	Non testée expérimentalement	Forte	Moyenne	Moyenne
Dépendance à la vitesse de rotation	Forte	Faible	Moyenne	Moyenne
Temps d'exécution	Non testée expérimentalement	4,21 μ s	2,38 μ s	1,58 μ s

Figure III-21 : Tableau comparatif de la méthode proposée avec les méthodes existantes testées

B. Limitations des commandes sans capteur mécanique

La méthode développée présente des avantages par rapport aux autres méthodes de commande sans capteur (simplicité, rapidité, indépendance aux paramètres, tenue en couple de charge, ...). Elle présente également, comme toutes les commandes sans capteur mécanique, des avantages par rapport à l'utilisation d'un resolver (poids, volume, réduction du câblage et surtout fiabilité). Cependant, les essais expérimentaux ont montré que ces méthodes montraient également certaines limitations. Ces dernières vont être détaillées dans ce paragraphe et des solutions permettant de corriger certains de ces points faibles seront exposées dans le prochain chapitre.

1. Augmentation de la consommation en courant

❖ Saturation de la machine

La nécessité d'injecter un signal, que ce soit pour saturer la machine ou pour créer des conditions nécessaires à l'observabilité des variables mécaniques, va inévitablement provoquer une hausse des courants consommés par la machine et donc un échauffement de celle-ci et du convertisseur associé. La valeur de ce courant dépend évidemment de la machine étudiée. Dans le présent chapitre et afin de s'assurer de l'indépendance de la convergence de la méthode au moteur utilisé, la même référence de courant dans l'axe direct estimé ($i_{\delta ref} = 4A$) a été appliquée dans chaque moteur, indépendamment de leur saturation intrinsèque. Pour le moteur d'EMA, le courant nominal est de 15 A, un ajout de 4 A dans l'axe direct lorsque le couple nominal doit être soutenu impliquerait que la norme du courant total soit de 15,52 A, soit une hausse de 3,47% du courant (ou encore une hausse de 7,05% des pertes Joule).

Ce courant servant à la saturation n'a cependant pas été optimisé. Une étude dans le prochain chapitre va permettre de déterminer le courant minimal nécessaire permettant l'observabilité de la machine tout en conservant un contrôle performant. De plus, au lieu d'appliquer un courant constant dans l'axe direct estimé, il serait possible d'appliquer ce courant uniquement lorsqu'il est nécessaire, c'est à dire lorsque l'impulsion est envoyée (ou quelques périodes d'échantillonnage avant l'impulsion, le temps que le courant atteigne sa référence). De cette façon, le courant supplémentaire injecté pour saturer la machine pourrait être réduit de manière significative.

La méthode de Zgorski ne requiert pas de courant supplémentaire puisqu'elle est applicable aux machines à pôles lisses. Cependant, la tension sinusoïdale injectée, permettant d'effectuer l'estimation de la position, entraîne un courant dans l'axe δ du même ordre de grandeur (sur les machines étudiées) que celui nécessaire à la saturation du circuit magnétique. Par conséquent, les pertes Joule augmenteront aux mêmes proportions que dans les méthodes précédentes.

Les machines destinées à être utilisées pour les commandes sans capteur mécanique en basses vitesses devront donc, dès leur conception, prendre en compte l'utilité d'une saillance magnétique de la machine dont l'importance peut être déterminée en fonction du couple nominal souhaité (voir le chapitre IV). Sinon, pour des machines à pôles lisses, il faudra tenir compte des pertes Joule supplémentaires à évacuer et éventuellement adapter leur topologie pour que le flux des aimants au travers les bobines statoriques facilite la saturation de la machine. Le courant nécessaire à ajouter serait alors minimisé.

❖ Dépendance expérimentale de l'erreur d'estimation au couple de charge

Une autre cause de surconsommation due à l'utilisation des commandes sans capteur mécanique est la dépendance de l'erreur d'estimation à la valeur du couple de charge qui a pu être observée sur toutes les méthodes étudiées. Sur certaines des machines testées, la nouvelle méthode de commande sans capteur fournissait toujours une estimation dont l'erreur était en moyenne inférieure à 11,6 degrés électriques, et ce même lorsque le couple nominal était soutenu. En revanche, sur le moteur d'EMA, l'erreur sur l'estimation de la position pouvait atteindre dans les pires conditions 28 degrés électriques. Une telle erreur entraîne une surconsommation de 13,3% et donc une hausse des pertes Joule de 28,3%. Additionnée à la hausse due à l'ajout du courant nécessaire à la saturation de la machine, cette surconsommation peut être critique si le moteur est placé en environnement sévère ou est dimensionné pour être à la limite de son échauffement acceptable au couple nominal. Pour ne pas endommager la machine, il faut alors que de telles conditions de vitesse et de couple ne soient que transitoires ou encore une fois, que le moteur soit adapté à la commande sans capteur.

2. Limite de validité en hautes vitesses

Mis à part la méthode de Zgorski, les méthodes étudiées, dont celle proposée dans ce chapitre, utilisent un modèle simplifié de la MSAP en considérant nuls les termes proportionnels à la vitesse angulaire. L'application de l'étude ayant pour plage d'opérations les très basses vitesses, l'hypothèse a été faite que ces termes étaient négligeables. De ce fait, le modèle utilisé pour mettre au point ces algorithmes n'est plus valable au-delà d'une certaine vitesse.

La méthode proposée a été également testée au laboratoire GREEN sur un moteur double étoile d'une puissance de 2 kW et d'une vitesse nominale de 4000 tr/min. La figure III-22 présente l'évolution de l'erreur d'estimation en fonction de la vitesse angulaire, en ne se limitant pas, comme lors des études précédentes, aux basses vitesses de rotation.

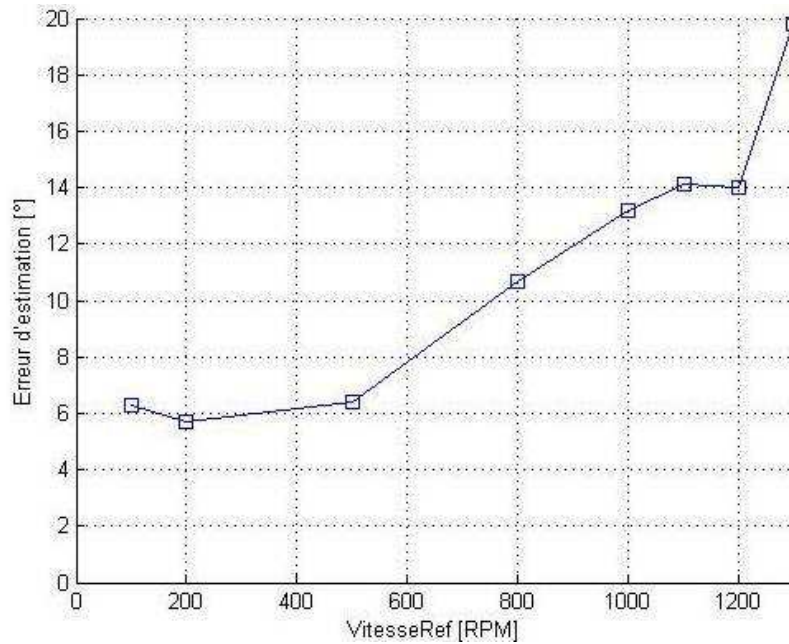


Figure III-22 : Erreur moyenne sur l'estimation de la position électrique en fonction de la vitesse

Il est possible d'observer qu'en basses vitesses, jusqu'à 12,5% de la vitesse nominale, l'erreur d'estimation reste faible et aux alentours de 6 degrés électriques. L'erreur croit ensuite régulièrement jusqu'à 1200 tr/min, mais le contrôle reste toutefois performant dans cette zone car $|\varphi| < 14^\circ$. Au-delà de cette vitesse, la croissance de l'erreur s'accélère et le contrôle est perdu dès 1400 tr/min soit à 35% de la vitesse nominale.

L'algorithme de contrôle proposé ne permet donc pas de piloter le moteur dans toute sa gamme de vitesse. Nous allons donc devoir, lorsque le rotor dépasse une certaine vitesse, basculer vers une méthode de commande sans capteur plus adaptée aux hautes vitesses et basée sur l'estimation du vecteur f.é.m.

Un processus de transition entre les méthodes basses et hautes vitesses devra donc être proposé afin que le passage de l'une à l'autre ne se fasse pas de manière brusque et avec des violents à-coups de couple pouvant endommager la machine.

3. Problème d'initialisation

Dans les équations (3.4) et (3.5), les termes trigonométriques, fonction de l'erreur sur l'estimation de la position φ , sont de période π . Par conséquent et comme toutes les autres méthodes de commande sans capteur à basses vitesses, cette erreur peut converger soit vers 0 soit vers π selon l'erreur de position initiale. En effet, si l'erreur initiale est trop importante ($\varphi_0 > \pi/2$), la méthode convergera vers une erreur de 180 degrés électriques et la commande sans capteur échouera.

De même, pour la machine à pôles lisses que nous utilisons, si l'erreur initiale est trop importante, il sera plus difficile d'amener la machine en zone saturée et d'obtenir l'écart suffisant recherché entre les inductances dynamiques l_d et l_q . Si la position initiale estimée est trop éloignée de la position réelle, l'ampère-tour imposé par les courants statoriques risque de ne pas avoir une composante directe suffisante pour saturer la machine. En particulier, dans le cas où l'erreur initiale est supérieure à $\pi/2$, on risque même de désaturer la machine et de ne provoquer aucune saillance magnétique.

Pour répondre à ces problèmes et être certains d'avoir une erreur initiale suffisamment faible, une méthode d'initialisation devra donc également être proposée. Nous présentons une telle méthode dans le chapitre suivant.

E. Conclusion

Dans ce troisième chapitre, une nouvelle méthode de commande de MSAP sans capteur mécanique en basses vitesses et à l'arrêt a été proposée, développée puis validée à la fois en simulation et expérimentalement.

Cet algorithme, basé sur la saillance magnétique du rotor, présente plusieurs avantages par rapport aux méthodes déjà existantes et en particulier son indépendance aux paramètres, la simplicité de sa mise en œuvre et du processus d'estimation, son temps d'exécution et sa tenue en couple.

Les essais expérimentaux ont montré que la méthode proposée était capable d'offrir un contrôle moteur performant, que ce soit en boucle de vitesse ou de position, et même de soutenir le couple nominal d'un moteur à l'arrêt. La méthode proposée fournit également une grande précision d'estimation de la position électrique du rotor permettant de tenir le couple de charge nominal à l'arrêt.

Toutefois, nous avons pu constater que cette nouvelle commande sans capteur présentait quelques limitations par rapport aux commandes classiques des MSAP à pôles lisses. L'augmentation de la consommation en courant est la principale d'entre elles puisqu'il faut une certaine saturation magnétique pour créer une saillance magnétique rendant la machine observable à l'arrêt. La nécessité de transiter vers une méthode basée sur l'estimation de la f.é.m. en moyennes et hautes vitesses et celle d'initialiser l'algorithme pour assurer sa convergence vers le point d'équilibre désiré sont deux autres contraintes de la méthode dont des solutions seront présentées dans le prochain chapitre.

Chapitre IV: Analyse de la nouvelle méthode de contrôle

A. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté une nouvelle méthode de commande sans capteur à basses vitesses et à l'arrêt basée sur la saillance magnétique. Des simulations et des essais expérimentaux sont venus valider le principe de la méthode mais ont également fait apparaître certaines limites.

Ici, nous allons dans un premier temps montrer la convergence, vers une erreur d'estimation nulle, du nouvel algorithme proposé si l'erreur d'estimation initiale ne dépasse pas $\pi/2$ radians électriques. Par la suite, nous étudierons l'influence des paramètres du moteur et de l'estimateur dans la dynamique de convergence. Nous déterminerons ensuite la saillance dynamique minimum nécessaire au bon fonctionnement de la méthode, ceci afin de décider quel courant minimum devons-nous injecter pour saturer le circuit magnétique lorsque la machine est à pôles lisses. De cette manière, nous pourrons minimiser les pertes Joule supplémentaires dues à l'utilisation d'une commande sans capteur.

Le modèle utilisé pour mettre en place l'estimateur n'étant valable qu'en très basses vitesses, l'algorithme proposé ne pourra être opérationnel que jusqu'à une certaine vitesse au-delà de laquelle nous utiliserons une méthode basée sur l'estimation du vecteur f.é.m. Pour éviter les à-coups de couple lors du passage d'une méthode à l'autre, un algorithme de transition sera donc présenté et validé par simulation et expérimentation.

Enfin, afin de limiter l'erreur initiale à une valeur inférieure à $\pi/2$, une méthode simple permettant d'initialiser l'algorithme de commande sera également proposée et validée expérimentalement.

B. Etude analytique de l'algorithme

A. Convergence de l'algorithme

L'équation différentielle régissant l'évolution du courant statorique dans l'axe en quadrature estimé γ est celle déjà définie par (3.5) :

$$l_d \cdot l_q \frac{d}{dt} i_\gamma = -R_s \cdot (l_d - \tilde{l}_s \cdot \sin^2(\varphi)) \cdot i_\gamma + (l_d - \tilde{l}_s \cdot \sin^2(\varphi)) \cdot v_\gamma - \left(p \cdot l_d \cdot l_q \cdot \Omega_c + \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \right) \cdot i_\delta + \frac{1}{2} \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \cdot v_\delta \quad (4.1)$$

Nous centrons l'équation (4.1) autour de son point de fonctionnement. Pour cela, nous posons :

$$\begin{cases} i_\gamma = i_{\gamma 0} + \tilde{i}_{\gamma s} \\ i_\delta = i_{\delta 0} + \tilde{i}_{\delta s} \\ v_\gamma = v_{\gamma 0} + \tilde{v}_{\gamma s} \\ v_\delta = v_{\delta 0} + \tilde{v}_{\delta s} \end{cases} \quad (4.2)$$

avec $i_{\gamma 0}$, $i_{\delta 0}$, $v_{\gamma 0}$ et $v_{\delta 0}$ la valeur des courants et tensions statoriques sur le point de fonctionnement électrique (grandeurs électriques moyennes en équilibre) avant l'injection de l'impulsion test (figure IV-1). $\tilde{i}_{\gamma s}$ et $\tilde{i}_{\delta s}$ sont les variations de courant dues à l'ajout du signal supplémentaire. $\tilde{v}_{\gamma s}$ et $\tilde{v}_{\delta s}$ sont les tensions tests appliquées. Dans la méthode proposée, cette tension n'est appliquée que dans l'axe direct estimé donc $\tilde{v}_{\gamma s} = 0$ et $\tilde{v}_{\delta s} = V_{\delta s}$.

Au point de fonctionnement, l'équation (4.1) devient :

$$0 = -R_s \cdot (l_d - \tilde{l}_s \cdot \sin^2(\varphi)) \cdot i_{\gamma 0} + (l_d - \tilde{l}_s \cdot \sin^2(\varphi)) \cdot v_{\gamma 0} - \left(p \cdot l_d \cdot l_q \cdot \Omega_c + \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \right) \cdot i_{\delta 0} + \frac{1}{2} \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \cdot v_{\delta 0} \quad (4.3)$$

En remplaçant (4.2) dans (4.1) et en soustrayant (4.3), nous obtenons :

$$l_d \cdot l_q \frac{d}{dt} \tilde{i}_{\gamma s} = -R_s \cdot (l_d - \tilde{l}_s \cdot \sin^2(\varphi)) \cdot \tilde{i}_{\gamma s} - \left(p \cdot l_d \cdot l_q \cdot \Omega_c + \frac{1}{2} \cdot R_s \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \right) \cdot \tilde{i}_{\delta s} + \frac{1}{2} \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \cdot V_{\delta s} \quad (4.4)$$

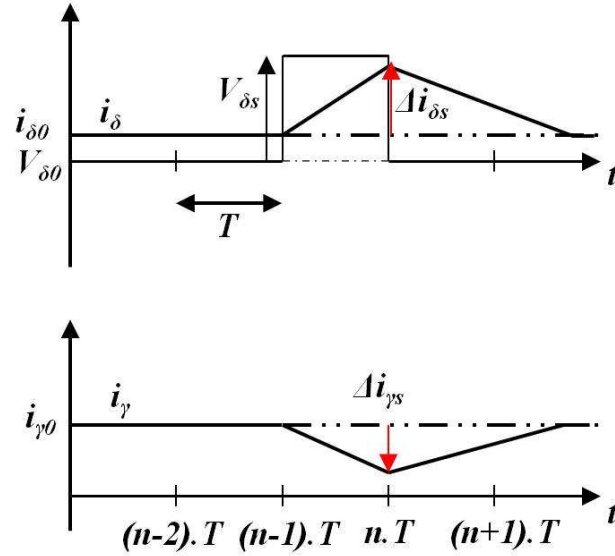


Figure IV-1 : Forme de la tension test appliquée et des réponses en courant

Entre les temps $t = (n - 1).T$ et $t = n.T$, nous pouvons écrire :

$$\frac{d}{dt} \tilde{i}_{\gamma s}(t) = \frac{\tilde{i}_{\gamma s}(n.T) - \tilde{i}_{\gamma s}((n-1).T)}{T} = \frac{\Delta i_{\gamma s}}{T} \quad (4.5)$$

avec $\Delta i_{\gamma s}$ le terme de couplage provoqué par l'injection de tension dans l'axe direct estimé δ .

Comme nous pouvons l'observer sur la figure IV-1, au temps $t = (n - 1).T$, les courants sont à leurs équilibres respectifs, nous avons :

$$\tilde{i}_{\delta s}((n-1).T) = \tilde{i}_{\gamma s}((n-1).T) = 0 \quad (4.6)$$

L'équation (4.4) peut donc une nouvelle fois être simplifiée en :

$$l_d \cdot l_q \frac{d}{dt} \tilde{i}_{\gamma s} = l_d \cdot l_q \cdot \frac{\Delta i_{\gamma s}}{T} = \frac{1}{2} \cdot \tilde{i}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \cdot V_{\delta s} \quad (4.7)$$

soit :

$$\Delta i_{\gamma s} = \frac{T}{2(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2 \cdot \varphi) \cdot V_{\delta s} \quad (4.8)$$

Comme nous sommes placés à vitesse nulle, l'erreur d'estimation φ est directement définie comme l'intégrale de la vitesse estimée Ω_c , elle même fournie par le régulateur PI contrôlant le terme de couplage $\Delta i_{\gamma s}$ à 0 :

$$\frac{1}{p} \frac{d\varphi}{dt} = \Omega_c - \Omega = K_0 \cdot \Delta i_{\gamma s}(t) + \frac{K_0}{\tau} \cdot \int_0^t \Delta i_{\gamma s}(\sigma) \cdot d\sigma \quad (4.9)$$

En définissant x_1 et x_2 les deux variables d'état de notre système telles que :

$$\begin{cases} x_1 = \int_0^t \Delta i_{\gamma s}(\sigma) \cdot d\sigma \\ x_2 = \varphi \end{cases} \quad (4.10)$$

Nous pouvons réécrire les équations (4.8) et (4.9) sous la forme d'un système d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = A(x) \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad \dot{x} = A(x) \cdot x \quad (4.11)$$

avec x le vecteur d'état tel que $x = [x_1 \quad x_2]^t$ et $A(x)$ définie par :

$$A(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{T \cdot V_{\delta s}}{2(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \cdot f(x_2) \\ \frac{p \cdot K_0}{\tau} & \frac{p \cdot K_0 \cdot T \cdot V_{\delta s}}{2(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \cdot f(x_2) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

où $f(x_2)$ est une fonction non linéaire :

$$f(x_2) = \frac{\sin(2x_2)}{x_2} \quad (2.49)$$

La fonction $f(x_2)$ est bien définie et continue sur l'ensemble des réels et même pour $x_2 = 0$ puisque nous avons $f(0) = 2$.

L'étude de convergence de l'algorithme ne se faisant localement mais pour n'importe quelle erreur d'estimation initiale, nous ne pouvons pas dans notre cas linéariser la fonction $f(x_2)$ autour d'un point de fonctionnement. Il est donc nécessaire d'utiliser des outils permettant l'étude de la stabilité de systèmes non linéaires ([MAG12]). Dans notre étude, la convergence sera étudiée grâce aux fonctions de Lyapunov ([KHA02]). En effet, s'il existe une fonction de Lyapunov $V(x)$ dépendant de toutes les variables d'état, définie continue et dérivable sur un domaine D (domaine incluant le point d'équilibre $x = 0$) et à valeurs scalaires réelles telle que :

$$\begin{cases} V(0) = 0 \\ V(x) > 0 \text{ sur } D - \{0\} \\ \dot{V}(x) < 0 \text{ sur } D - \{0\} \end{cases} \quad (4.13)$$

alors le point d'équilibre $x = 0$ est asymptotiquement stable sur D .

Le problème est alors de trouver l'existence d'une telle fonction ainsi que son domaine de définition. Pour cela, nous allons modéliser notre système non-linéaire par un modèle de Takagi-Sugeno ([TAK85]). De cette manière, le modèle non-linéaire sera représenté par la somme de $r = 2^N$ modèles linéaires, N étant le nombre de non-linéarités du système qui est unitaire dans notre cas ($r = 2$). Cette somme sera pondérée par des fonctions d'activation $\mu_i(x)$ ($i = 1, \dots, r$) qui dépendent de l'état du système et qui prennent en compte ses non-linéarités. Ces deux fonctions d'activation doivent à chaque instant respecter la propriété convexe :

$$\begin{cases} \mu_1(x) + \mu_2(x) = 1 \\ \mu_1(x) > 0 \\ \mu_2(x) > 0 \end{cases} \quad (4.14)$$

Ainsi, le système (4.11) peut se réécrire :

$$\dot{x} = \mu_1(x).A_1.x + \mu_2(x).A_2.x \quad (4.15)$$

A_1 et A_2 étant des matrices constantes.

Il s'agit à présent de trouver l'intervalle $I = [x_{2min}, x_{2max}]$ inclut dans $[-\pi, \pi]$ et dans lequel le système convergera vers $x = 0$. Comme la fonction $f(x_2)$ est symétrique, nous allons limiter l'intervalle d'étude à $[0, \pi]$. Nous avons donc $x_{2min} = 0$ dans cet intervalle d'étude. Il reste alors à déterminer x_{2max} .

Dans [MAR12], il est proposé de réécrire $f(x_2)$ en :

$$f(x_2) = \frac{f(x_2) - f_{\min}}{f_{\max} - f_{\min}} \cdot f_{\max} + \frac{f_{\max} - f(x_2)}{f_{\max} - f_{\min}} \cdot f_{\min} \quad (4.16)$$

avec $f_{\min} = f(x_{2max})$ et $f_{\max} = f(x_{2min}) = f(0) = 2$.

Pour pouvoir écrire cela, il faut que la fonction $f(x_2)$ soit bijective sur l'intervalle d'étude ce qui n'est pas le cas sur $[0, \pi]$. En revanche $f(x_2)$ est bien bijective et strictement décroissante sur l'intervalle $[0, 2.2467]$ ce qui va limiter notre domaine d'étude à cet intervalle qui comprend tout de même le point supposé critique $x_2 = \pi/2$. En injectant (4.16) dans le système (4.11), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{x} = \frac{f(x_2) - f_{\min}}{2 - f_{\min}} & \begin{bmatrix} 0 & \frac{T \cdot V_{\delta s}}{(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \\ \frac{p \cdot K_0}{\tau} & \frac{p \cdot K_0 \cdot T \cdot V_{\delta s}}{(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \end{bmatrix} \cdot x \\ + \frac{2 - f(x_2)}{2 - f_{\min}} & \begin{bmatrix} 0 & \frac{T \cdot V_{\delta s}}{2(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \cdot f_{\min} \\ \frac{p \cdot K_0}{\tau} & \frac{p \cdot K_0 \cdot T \cdot V_{\delta s}}{2(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \cdot f_{\min} \end{bmatrix} \cdot x \end{aligned} \quad (4.17)$$

Il est ainsi possible à partir de (4.17) d'identifier les termes de (4.15) :

$$\begin{cases} \mu_1(x) = \frac{f(x_2) - f_{\min}}{2 - f_{\min}} \\ \mu_2(x) = \frac{2 - f(x_2)}{2 - f_{\min}} \end{cases} \quad (4.18)$$

et

$$\begin{cases} A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{T \cdot V_{\delta s}}{(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \\ \frac{p \cdot K_0}{\tau} & \frac{p \cdot K_0 \cdot T \cdot V_{\delta s}}{(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \end{bmatrix} \\ A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{T \cdot V_{\delta s}}{2(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \cdot f_{\min} \\ \frac{p \cdot K_0}{\tau} & \frac{p \cdot K_0 \cdot T \cdot V_{\delta s}}{2(l_d \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \cdot f_{\min} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.19)$$

La détermination d'une fonction de Lyapunov sur $[0, x_{2max}]$ va se faire par la résolution d'un système d'inégalités matricielles linéaires (LMI). Il a en effet été démontré ([CHA02], [BOY93], [TAN98]) que le système (4.15) sera

asymptotiquement stable sur $[0, x_{2max}]$ s'il existe une matrice P symétrique et définie positive telle que pour tout x , les inégalités suivantes soient vérifiées :

$$\begin{cases} P > 0 \\ A_1^t \cdot P + P \cdot A_1 < 0 \\ A_2^t \cdot P + P \cdot A_2 < 0 \end{cases} \quad (4.20)$$

La fonction de Lyapunov sera alors donnée par :

$$V(x) = x^t \cdot P \cdot x \quad (4.21)$$

Cette méthode permet uniquement de donner une condition suffisante à la convergence de l'algorithme laissant ainsi une marge de sécurité. En effet, si aucune matrice P ne peut vérifier les conditions du système LMI imposé par notre modèle, cela ne prouverait pas pour autant l'instabilité de la méthode de commande sans capteur.

Il existe une fonction sous Matlab permettant de trouver la solution P , si elle existe, vérifiant un système LMI. Nous allons donc fixer dans un premier temps une variable x_{2t} à 0 et vérifier que pour $x_2 = 0$, une matrice P existe bel et bien. Ensuite, nous allons progressivement augmenter la valeur de x_{2t} tant que nous trouverons une matrice P vérifiant (4.20) sur $[0, x_{2t}]$. Lorsque nous aurons atteint la valeur maximale au-delà de laquelle aucune matrice P ne satisfera les inégalités de notre système LMI, nous aurons alors $x_{2max} = x_{2t}$.

Par exemple, pour les paramètres du moteur d'EMA qui est l'application de notre étude et sur lequel une saillance de 30% aurait été créée et en utilisant les paramètres utilisés lors des essais expérimentaux qui sont : $T = 0,1 \text{ ms}$, $V_{\delta s} = 100V$, $K_0 = 1000 \text{ s}^{-1}A^{-1}$ et $\tau = 1 \text{ s}$, le programme utilisé nous donne comme valeur maximale : $x_{2max} = 1,57 \text{ rad}$ soit $x_{2max} = 89,98$ degrés électriques. Pour la machine et les paramètres de contrôle considérés, cela veut dire que quel que soit l'erreur d'estimation initiale comprise entre $[-89,98, 89,98]$ degrés électriques, alors nous sommes certains que l'algorithme de commande sans capteur convergera vers le point d'équilibre stable $x = 0$ et donc vers une erreur d'estimation $x_2 = \varphi$ nulle.

B. Indépendance de la convergence de la méthode aux paramètres de la machine

Dans le paragraphe précédent, nous avons observé la convergence de l'algorithme pour un jeu de paramètres. Nous avons vu que le modèle utilisé dans l'estimation dépend de la valeur des dynamiques l_d et l_q et de leur écart $\tilde{l}_s = l_d - l_q$. Les autres paramètres entrant en jeu sont l'amplitude du vecteur tension appliqué $V_{\delta s}$, les paramètres du contrôleur PI (K_0 et τ) ainsi que la période d'échantillonnage

T. Nous allons donc ici faire varier ces différents paramètres afin de déterminer leur degré d'influence dans la convergence de l'algorithme et dans sa dynamique.

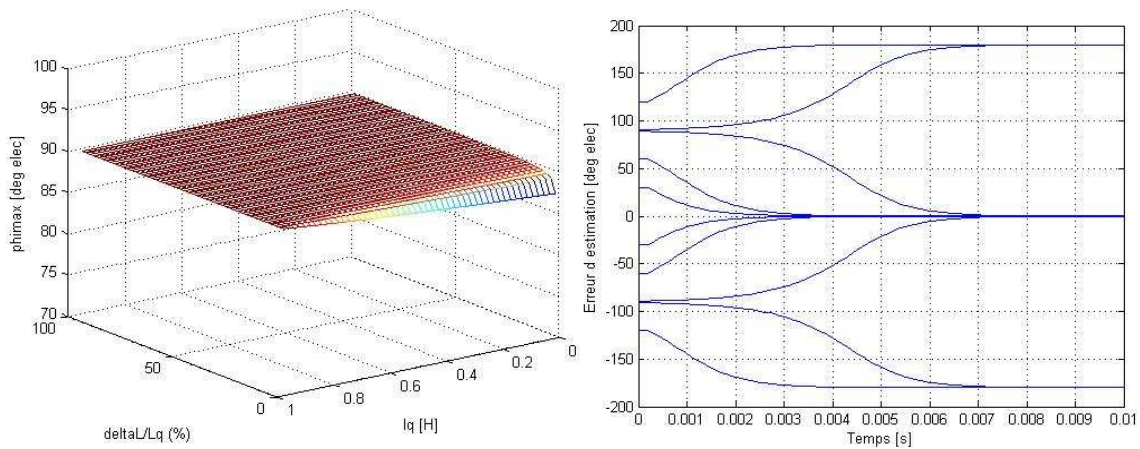


Figure IV-2 : Erreur d'estimation initiale maximale pour l_q variant de 0,01 mH à 1H et une saillance \tilde{l}_s/l_q allant de 1% à 99% (à gauche) et convergence de l'algorithme pour divers erreurs initiale (à droite) avec : $T = 0,1 \text{ ms}$, $V_{\delta s} = 100\text{V}$, $K_0 = 1000 \text{ s}^{-1}\text{A}^{-1}$, $\tau = 1 \text{ s}$, $l_q = 6,9 \text{ mH}$ et $\tilde{l}_s = 2,5 \text{ mH}$

Sur la figure IV-2, nous faisons varier les valeurs des inductances dynamiques l_d et l_q et donc de la saillance \tilde{l}_s , cette dernière variant de 1% à 99% alors que l_q varie de 0,01 mH à 1H. Les autres paramètres restant constants. Nous observons bien la convergence théorique de la méthode de commande sans capteur quel que soient les valeurs des inductances à partir du moment où le moindre degré de saillance existe. Dans le pire des cas (des valeurs importantes d'inductances ne provoquant qu'une très légère réponse en courant et une saillance quasiment nulle), nous sommes assurés d'avoir une zone de stabilité allant de $-87,54$ à $87,54$ degrés électriques. Pour une saillance de 10% et une inductance $l_q = 6,9 \text{ mH}$ on peut observer toujours sur la figure IV-2 la convergence de la méthode vers une erreur nulle lorsque la valeur absolue de l'erreur d'estimation de la position initiale est inférieure à 90° et vers $\pm 180^\circ$ sinon.

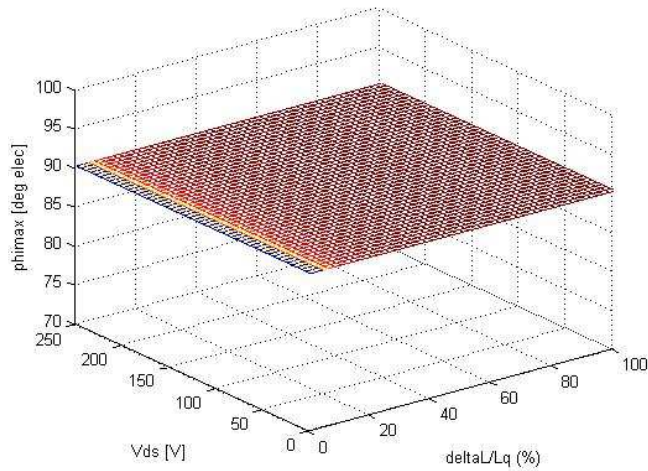


Figure IV-3 : Erreur d'estimation initiale maximale pour $V_{\delta s}$ variant de 1 V à 250 V et une saillance \tilde{l}_s allant de 1% à 99% de l_q avec : $T = 0,1 \text{ ms}$, $l_q = 6,9 \text{ mH}$, $K_0 = 1000 \text{ s}^{-1} \text{ A}^{-1}$, $\tau = 1 \text{ s}$.

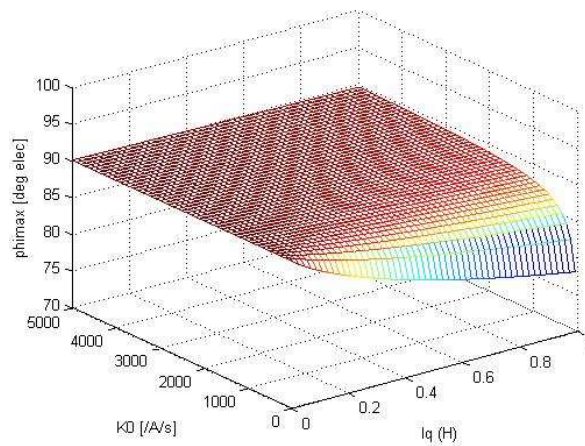


Figure IV-4 : Erreur d'estimation initiale maximale pour l_q variant de 0,01 mH à 1H K_0 allant de 1 à 5000 $\text{s}^{-1} \text{ A}^{-1}$ avec : $T = 0,1 \text{ ms}$, $V_{\delta s} = 100 \text{ V}$, $\tilde{l}_s = 0,1 l_q$ et $\tau = 1 \text{ s}$.

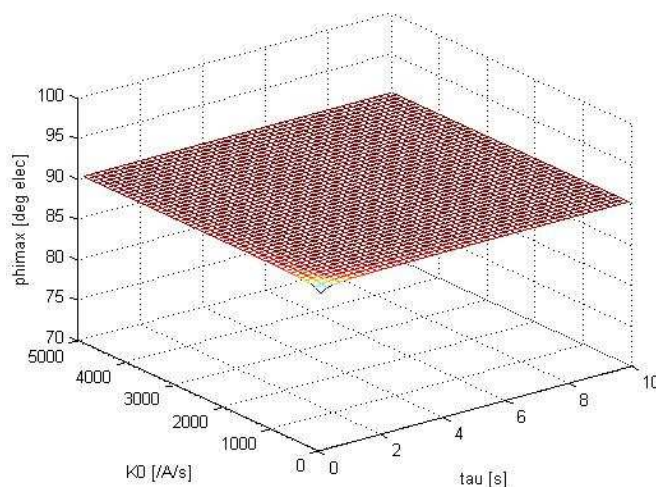


Figure IV-5 : Erreur d'estimation initiale maximale pour τ variant de 0,1 ms à 10 s et K_0 allant de 1 à 5000 $\text{s}^{-1} \text{ A}^{-1}$ avec : $T = 0,1 \text{ ms}$, $V_{\delta s} = 100 \text{ V}$, $\tilde{l}_s = 0,1 l_q$ et $l_q = 6,9 \text{ mH}$.

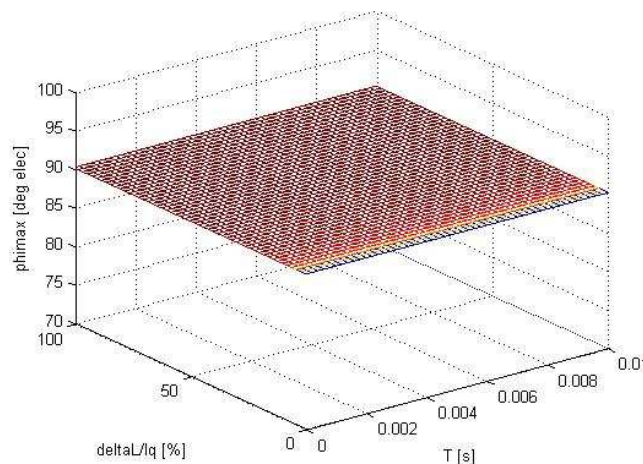


Figure IV-6 : Erreur d'estimation initiale maximale pour T variant de 0,01 ms à 10 ms et une saillance \tilde{l}_s/l_q allant de 1% à 99% avec : $V_{\delta s} = 100V$, $l_q = 6,9 \text{ mH}$, $K_0 = 1000 \text{ s}^{-1}A^{-1}$ et $\tau = 1 \text{ s}$.

Les observations sont les mêmes lorsque nous faisons varier les autres paramètres intervenant dans le système (figures IV-3 à IV-6), l'erreur d'estimation critique au-delà de laquelle l'algorithme convergera vers une erreur de π est à chaque fois proche de $\pi/2$. L'angle φ_{max} minimum est trouvé lorsque nous fixons le paramètre du régulateur à une valeur très faible ($K_0 = 1 \text{ s}^{-1}A^{-1}$) alors que l'inductance l_q est très élevée et la saillance relativement faible ($l_q = 1H$, $\tilde{l}_s = l_q/10$). L'angle φ_{max} est alors à 77.88 degrés électriques. Il suffit pour augmenter φ_{max} de fixer K_0 à une valeur plus importante.

Les paramètres ont néanmoins une influence sur la dynamique de convergence (figures IV-7 à IV-9). L'algorithme convergera d'autant plus vite que K_0 sera important et ce de manière proportionnelle. Pour comparer, nous définissons le temps de convergence égal au temps entre l'erreur d'estimation initiale (88° ici) et l'erreur d'estimation restant inférieure à 5 degrés électriques. Par exemple, sur la figure IV-7, nous observons que pour tous les autres paramètres fixés, le temps de convergence est de 88 ms avec $K_0 = 125 \text{ s}^{-1}A^{-1}$, il est de 45 ms si $K_0 = 250 \text{ s}^{-1}A^{-1}$ ou encore 23 ms avec $K_0 = 500 \text{ s}^{-1}A^{-1}$. Il est donc préférable de fixer ce paramètre à une valeur assez élevée pour ne pas avoir une erreur dynamique ou de traînage importante lorsque le rotor n'est pas à vitesse nulle.

La dépendance du temps de convergence à la saillance n'est quant à elle pas linéaire. Avec les paramètres utilisés, le temps de convergence est de 12 ms avec une saillance de 80%, il est de 67 ms pour une saillance de 40%.

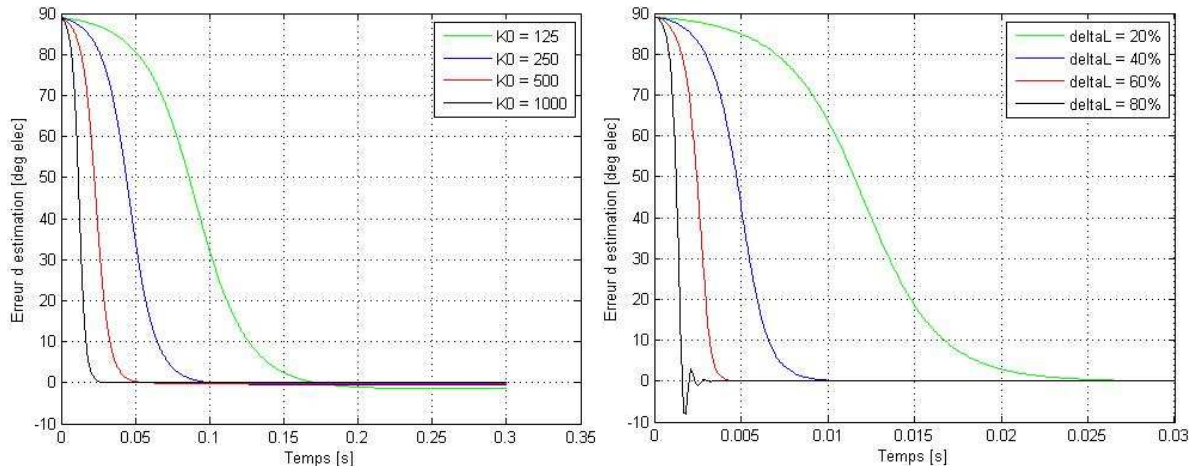


Figure IV-7 : A gauche : convergence de l'algorithme pour différentes valeurs de K_0 avec $\tilde{l}_s = 0, 2l_q$. A droite : convergence de l'algorithme pour différentes valeurs de \tilde{l}_s avec $K_0 = 1000 \text{ s}^{-1}\text{A}^{-1}$ ($T = 0, 1 \text{ ms}$, $V_{\delta s} = 100\text{V}$, $l_q = 6, 9 \text{ mH}$ et $\tau = 1 \text{ s}$).

La linéarité de la dépendance du temps de convergence aux paramètres est cependant retrouvée pour l_q , l_d , $V_{\delta s}$ et T . Comme nous nous y attendions, nous pouvons observer que c'est lorsque les inductances sont élevées et la saillance faible (figure IV-8) que le temps de convergence atteint des valeurs importantes. Ce temps tend vers l'infini lorsque la saillance tend vers zéro.

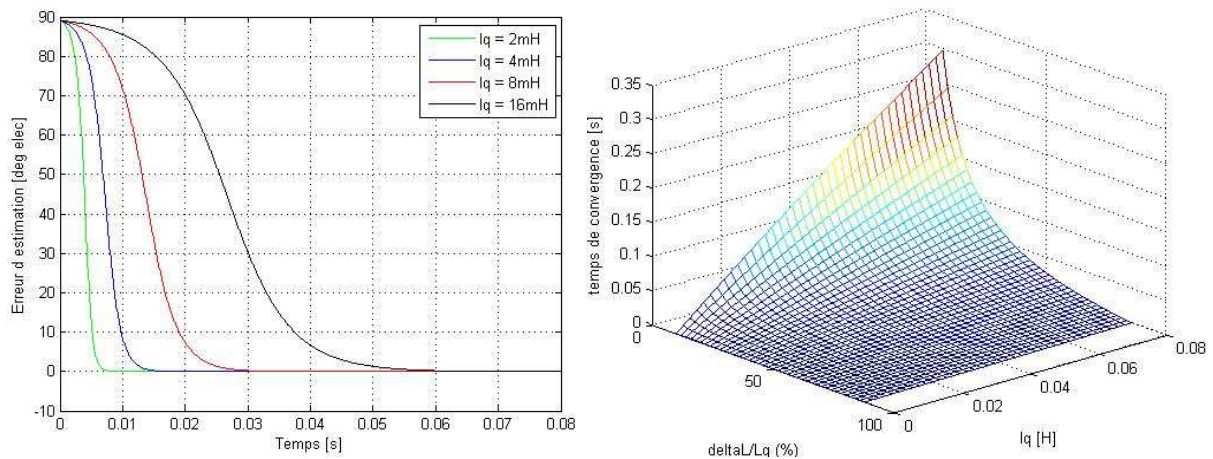


Figure IV-8 : A gauche : convergence de l'algorithme pour différentes valeurs de l_q avec $\tilde{l}_s = 0, 2l_q$. A droite : temps de convergence de l'algorithme pour des valeurs de l_q allant de $0, 01\text{mH}$ à 80mH et des valeurs de \tilde{l}_s allant de $0, 1l_q$ à $0, 88l_q$ ($T = 0, 1 \text{ ms}$, $V_{\delta s} = 100\text{V}$, $l_q = 6, 9 \text{ mH}$, $K_0 = 1000 \text{ s}^{-1}\text{A}^{-1}$ et $\tau = 1 \text{ s}$).

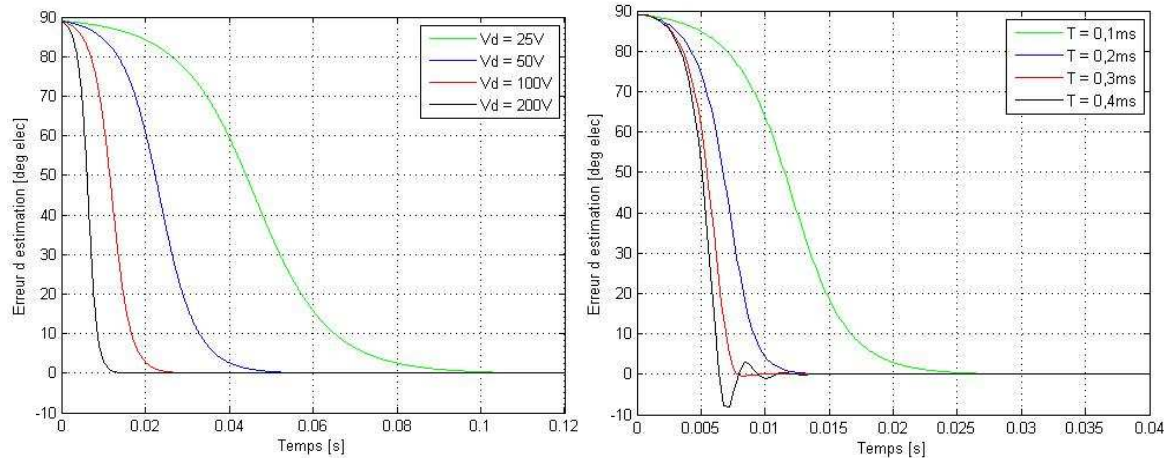


Figure IV-9 : A gauche : convergence de l'algorithme pour différentes valeurs de $V_{\delta s}$ avec $T = 0,1 \text{ ms}$. A droite : convergence de l'algorithme pour différentes valeurs de T avec : $V_{\delta s} = 100\text{V}$ ($K_0 = 1000 \text{ s}^{-1}\text{A}^{-1}$, $l_q = 6,9 \text{ mH}$, $\tilde{l}_s = 0,2l_q$ et $\tau = 1 \text{ s}$)

C. Détermination de la saillance dynamique minimale nécessaire à l'observabilité de la méthode

Nous avons pu observer que même un degré de saillance très faible au rotor permettait la convergence théorique de l'algorithme de commande vers une erreur d'estimation nulle tant que l'erreur initiale n'excédait pas $\pi/2$. Cependant, en pratique, des phénomènes viennent perturber la méthode d'estimation de la position. Il faut en effet que le terme de couplage $\Delta i_{\gamma s}$ provoqué par l'impulsion de tension soit suffisamment important pour ne pas être noyé à la fois dans les bruits de mesure et dans le découpage du courant (même si de manière générale, seule sa valeur moyenne est prise en compte en synchronisant la mesure du courant avec la MLI). L'amplitude du terme de couplage étant proportionnelle à la saillance magnétique (équation 4.8), il va falloir que cette dernière soit également suffisante pour permettre une estimation précise, en particulier lorsque l'erreur d'estimation sera assez faible et qu'il faudra donc compenser la faible valeur de terme $\sin(2\varphi)$ dont $\Delta i_{\gamma s}$ est également proportionnel.

La détermination de la saillance magnétique minimale va permettre d'optimiser la valeur du courant continu nécessaire à la création de la saillance par saturation et ainsi de minimiser les pertes Joule supplémentaires.

Lors des résultats expérimentaux, nous avons mesuré sur les courants des bruits de mesure dont l'amplitude maximale est de 0,07 A. Pour que le terme de couplage soit facilement détectable, nous nous imposons un $\Delta i_{\gamma s \min}$ minimum de 0,15 A soit deux fois l'amplitude maximale des bruits de mesure. Nous ajoutons de plus une contrainte supplémentaire : pour une machine à pôles lisses, en régime permanent, la surconsommation de courant due à l'erreur d'estimation de la position électrique du rotor ne doit pas excéder 1%, ce qui équivaut à une erreur sur l'estimation de la position φ_m de 8,07 degrés électriques soit 0,14 rad.

A partir de l'équation (4.8) et en remplaçant l_d par $l_q + \tilde{l}_s$, nous avons :

$$\Delta i_{\gamma s} = \frac{T}{2((l_q + \tilde{l}_s) \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_s \cdot \sin(2\varphi) \cdot V_{\delta s} \quad (4.22)$$

Comme dans notre cas $\tilde{l}_s = l_d - l_q < 0$, cela nous fournit alors une relation entre φ_m , l'amplitude du terme de couplage minimum $|\Delta i_{\gamma s \min}|$ et la saillance minimale $\tilde{l}_{s \min}$:

$$|\Delta i_{\gamma s \min}| = \frac{-T \cdot \sin(2\varphi_m) \cdot V_{\delta s}}{2((l_q + \tilde{l}_{s \min}) \cdot l_q)} \cdot \tilde{l}_{s \min} \cong \frac{-T \cdot \varphi_m \cdot V_{\delta s}}{(l_q + \tilde{l}_{s \min}) \cdot l_q} \cdot \tilde{l}_{s \min} \quad (4.23)$$

où $\sin(2\varphi_m)$ a été remplacé par son équivalent au premier ordre ($\sin(2\varphi_m) \cong 2\varphi_m$) car l'erreur d'estimation maximale acceptée φ_m est faible (0,14 rad). Ensuite, l'équation (4.23) peut se réécrire :

$$|\tilde{l}_{s \min}| = \frac{|\Delta i_{\gamma s \min}| \cdot l_q^2}{T \cdot \varphi_m \cdot V_{\delta s} + |\Delta i_{\gamma s \min}| \cdot l_q} \quad (4.24)$$

Par exemple pour le moteur d'EMA étudié dans cette thèse avec $l_q = 6,9 \text{ mH}$, $V_{\delta s} = 135 \text{ V}$ ($= U_0/2$, $U_0 = 270 \text{ V}$ est la tension de l'étage continu), $T = 0,1 \text{ ms}$, $|\Delta i_{\gamma s \min}| = 0,07 \text{ A}$ et $\varphi_m = 0,14 \text{ rad}$, nous obtenons une saillance dynamique minimale de $|\tilde{l}_{s \min}| = 2,4 \text{ mH}$ soit $l_d = 4,5 \text{ mH}$. Pour obtenir cette saillance de 35%, il faut alors injecter dans l'axe direct estimé un courant de 6 A lorsque le courant en quadrature i_γ est à 4 A (voir la figure II-4, le sous-chapitre II-B). Cependant, si la tension test est appliquée pendant 2 périodes d'échantillonnage au lieu d'une seule ($T = 0,2 \text{ ms}$), la saillance nécessaire est alors $|\tilde{l}_{s \min}| = 1,48 \text{ mH}$ et le courant continu à injecter n'est plus que de 2,9 A. Avec une tension appliquée pendant 3 périodes ($T = 0,3 \text{ ms}$), le courant supplémentaire baisse encore à 1,8 A. Sur la figure IV-10 est représenté ce dernier cas de figure.

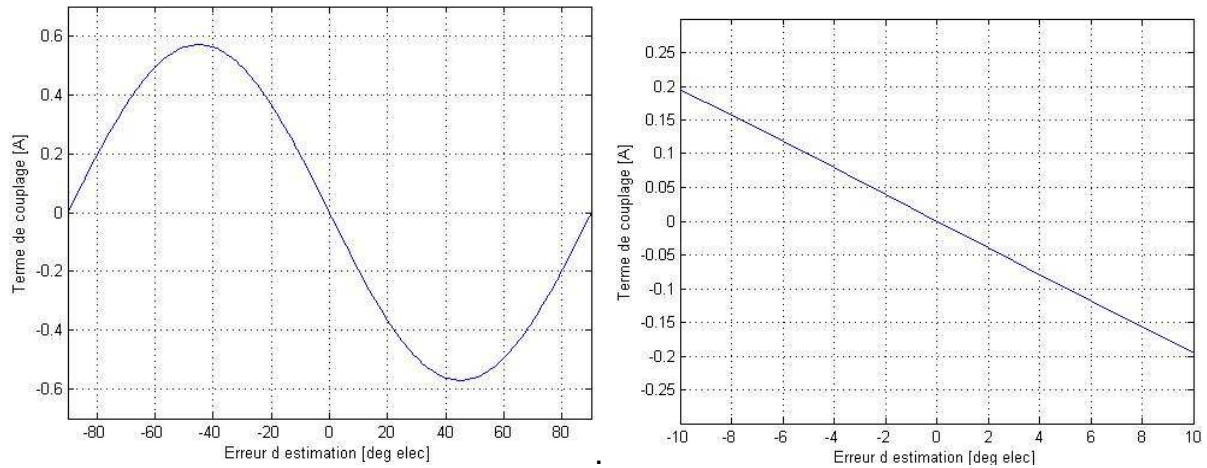


Figure IV-10 : Amplitude du terme de couplage Δi_{γ_s} en fonction de l'erreur d'estimation avec $l_q = 6,9 \text{ mH}$, $\tilde{l}_s = -1,48 \text{ mH}$, $T = 0,3 \text{ ms}$ et $V_{\delta_s} = 135 \text{ V}$, zoomé à droite.

Nous sommes donc à présent en mesure d'observer l'évolution de cette saillance minimum \tilde{l}_{smin} en fonction des paramètres T , V_{δ_s} et l_q . Le degré de saillance minimale, défini par $|\tilde{l}_{smin}|/l_q$ en pourcentage, est montré sur les figures IV-11 et IV-12. Sur ces figures, on peut noter que le degré de saillance minimale augmente en même temps que l'inductance l_q . Avec une importante valeur de l'inductance l_q , le pic de courant provoqué par l'impulsion de tension sera naturellement plus faible et la saillance devra être augmentée pour compenser cette différence. De la même manière, en augmentant l'amplitude de l'impulsion et son temps d'application, il est possible de faire baisser de manière significative la saillance requise et donc la valeur du courant supplémentaire à injecter.

L'étude présentée dans ce sous-chapitre nous permet de déterminer la saillance magnétique minimale pour assurer le bon fonctionnement de la commande sans capteur à l'arrêt. L'équation (4.24) peut être utilisée de deux manières :

- pour la conception d'une machine à pôles saillants destinée à fonctionner sans capteur mécanique à l'arrêt,
- pour déterminer le courant de saturation magnétique nécessaire pour rendre une machine à pôles lisses observable à l'arrêt.

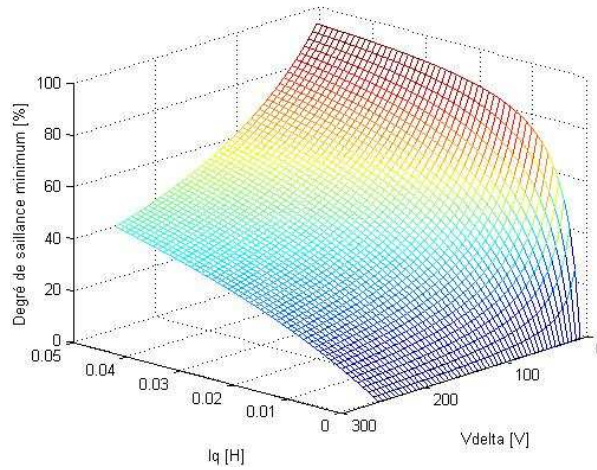


Figure IV-11 : Degré de saillance minimal en fonction de l_q et $V_{\delta s}$ pour

$$T = 0,3 \text{ ms}, |\Delta i_{ysmin}| = 0,07 \text{ A et } \varphi_m = 0,14 \text{ rad.}$$

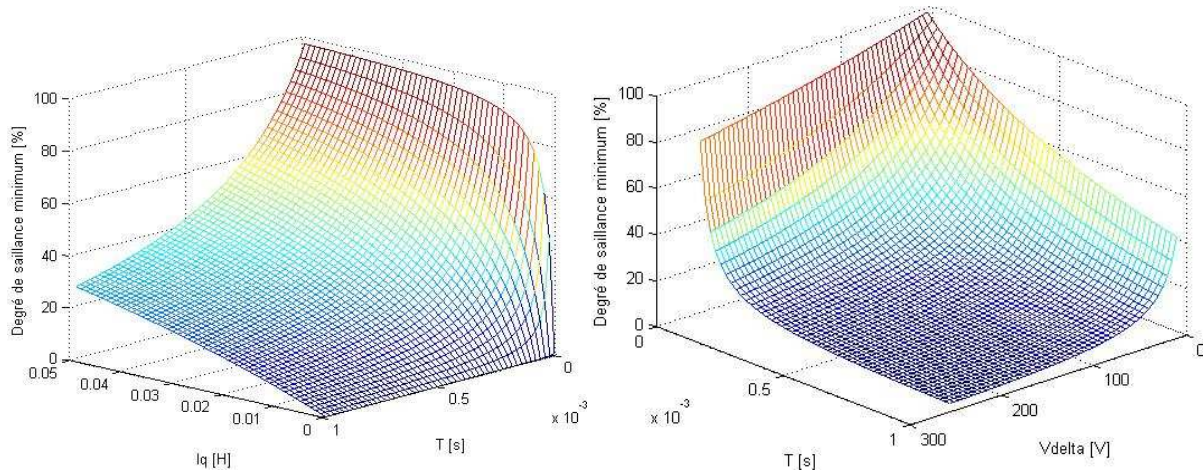


Figure IV-12 : A gauche : Degré de saillance minimal en fonction de l_q et T pour $V_{\delta s} = 135V$, $|\Delta i_{ysmin}| = 0,07 \text{ A}$ et $\varphi_m = 0,14 \text{ rad}$. A droite : Degré de saillance minimal en fonction de T et

$$V_{\delta s} \text{ pour } l_q = 6,9 \text{ mH}, |\Delta i_{ysmin}| = 0,07 \text{ A et } \varphi_m = 0,14 \text{ rad.}$$

C. Méthode de transition entre les algorithmes basses et hautes vitesses

A. Nécessité d'un algorithme de transition

Dans le paragraphe précédent, lors de l'étude analytique de la méthode sans capteur proposée, nous avons utilisé un modèle de machine synchrone en se limitant aux très basses vitesses. Pour cela nous avons simplifié les équations électriques en considérant comme nuls les termes proportionnels à la vitesse angulaire. Le modèle ne sera donc plus valable en hautes vitesses. Dans le chapitre III, nous avons donc pu observer (figures III-12 et III-22) la dépendance de l'erreur sur l'estimation de la position à la vitesse de rotation en régime permanent. Cette erreur croît progressivement jusqu'à provoquer la perte du contrôle du moteur. Afin de pouvoir opérer sur l'ensemble des gammes de vitesses, il est donc nécessaire, au-delà d'une certaine vitesse, de commuter vers un algorithme de commande sans capteur mécanique adapté aux hautes vitesses. Nous utiliserons ici l'algorithme basé sur l'estimation du vecteur f.é.m. présenté dans le paragraphe I-B-b-3 en raison de ses performances et de sa maturité.

Lorsqu'un des deux algorithmes est utilisé, le second est alors en boucle ouverte et un écart entre les estimations de position fournies par chacune des méthodes va nécessairement se créer. Comme de plus la gamme de vitesse de rotation ne permet pas au second algorithme d'estimer correctement les variables mécaniques, il existe de plus un risque pour celui-ci de converger vers un point d'équilibre stable non désiré (une erreur de 180° par exemple pour la méthode adaptée aux basses vitesses). Dans ces conditions, le passage d'un algorithme à l'autre pourra être critique si l'écart entre les deux estimations est trop important. De forts à-coups de couple ainsi que des surintensités pouvant atteindre plusieurs fois la valeur du courant nominal seront observés et pourront causer des dommages matériels ainsi qu'une perte du contrôle. L'objectif est donc ici de proposer une méthode de transition permettant de commuter en douceur et sans à-coup d'une méthode à l'autre.

Dans [BOI10], il a été démontré, pour une situation de reprise au vol en cas de défaillance du capteur de position, que l'algorithme de commande basé sur l'estimation de la f.é.m. divergera s'il fonctionne en "boucle ouverte". Le terme "boucle ouverte" signifie que les courants directs et en quadrature sont calculés à partir des courants de phase mesurés et de la position réelle fournie par le capteur de position (figure IV-13). Dans notre situation, la position utilisée dans les transformations de Park ne serait pas obtenue grâce par la mesure du resolver mais par l'estimateur de position en basses vitesses. Les valeurs des paramètres électriques utilisées dans l'estimateur de f.é.m. diffèrent nécessairement des valeurs réelles, une erreur sur l'estimation de la vitesse va donc apparaître et ne pourra pas être corrigée si l'estimateur est en "boucle ouverte". L'intégration de cette erreur sur l'estimation de la vitesse va conduire à une divergence de l'erreur sur l'estimation de

la position qui provoquera une commutation brusque lorsque l'on souhaitera commuter de l'algorithme basses vitesses à celui adapté aux hautes vitesses.

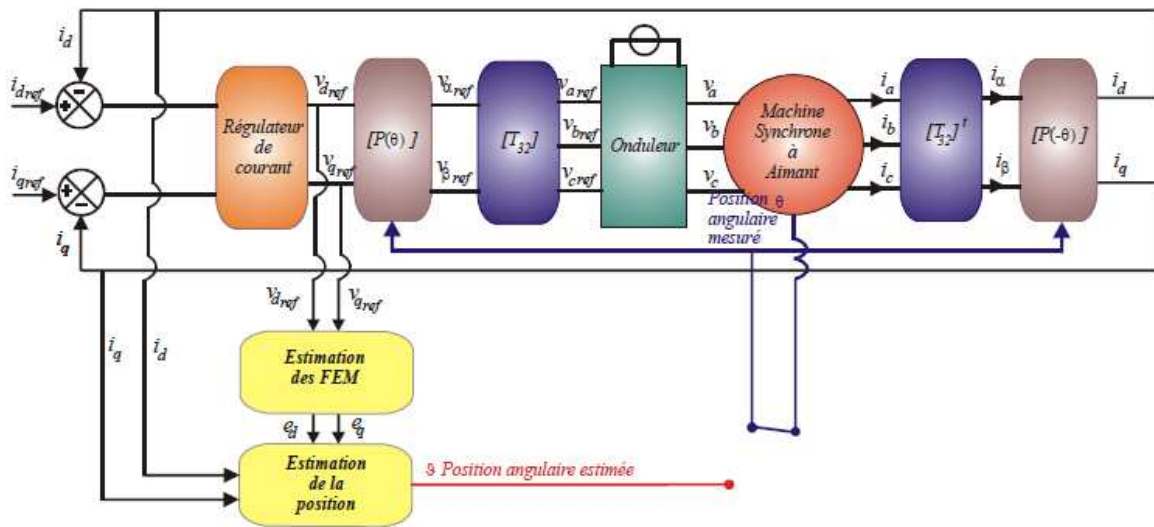


Figure IV-13 : Estimation de la position basée sur la f.é.m en "boucle ouverte". Dans notre étude, la position mesurée est remplacée par l'estimation fournie par l'estimateur basses vitesses [BOI10].

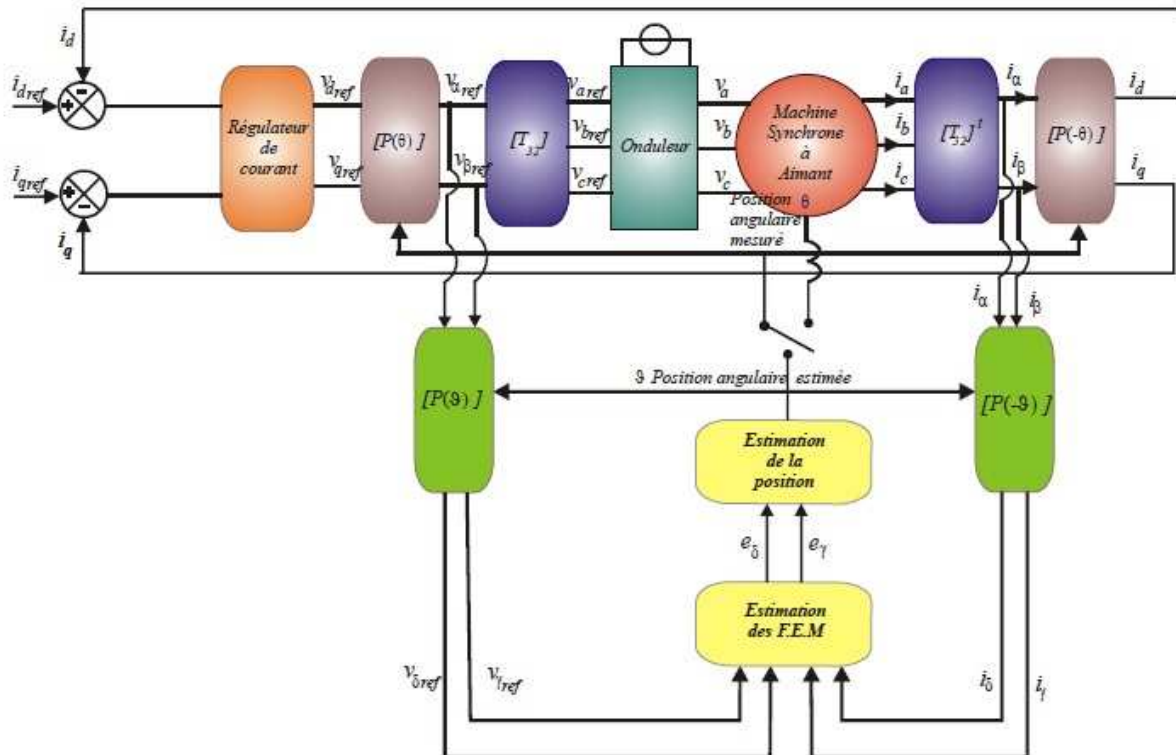


Figure IV-14 : Estimation de la position basée sur la f.é.m en "boucle fermée". Dans notre cas, le capteur réel est remplacé par l'estimateur basses vitesses [BOI10].

Pour éviter cette divergence de la position estimée, il faut alors faire en sorte que l'estimateur soit en "boucle fermée" pour qu'il soit en mesure de se corriger afin d'avoir nécessairement $\Omega_c = \Omega$. Pour cela, les entrées (tensions et courants) direct et en quadrature de l'estimateur de f.é.m. ne seront plus calculées à partir de la position fournie par l'estimateur basses vitesses, mais à partir de leur composantes α - β et de l'estimation de la position donnée par l'algorithme hautes vitesses qui est ainsi rebouclé (Figure IV-14). De cette manière, l'autocorrection de la méthode hautes vitesses nous assure qu'à partir du moment où cette dernière aura convergé (i.e. à partir d'une vitesse de rotation suffisamment élevée pour permettre l'estimation de la f.é.m.), alors la valeur de la position estimée sera plutôt proche de la position réelle du rotor. La question de la commutation d'un algorithme à l'autre dans le sens des vitesses croissantes a alors dors et déjà trouvé une solution.

Il n'en est pas de même pour le passage des hautes vers les basses vitesses où, contrairement à l'algorithme hautes vitesses, celui adapté aux basses vitesses a deux points de convergence stables. En cas de divergence lorsque la vitesse devient trop haute, nous ne serons donc pas certains, au moment de transiter à nouveau vers de faibles vitesses, de se trouver dans la zone de convergence vers une erreur nulle. La solution proposée dans ce sous-chapitre permet de pallier ce problème.

B. Présentation de la méthode proposée

Afin de transiter en douceur d'un algorithme à l'autre, nous proposons d'établir une zone de commutation entre deux vitesses angulaires. Ces deux valeurs sont à déterminer de telle manière qu'entre ces deux vitesses, les deux algorithmes donnent des estimations cohérentes. La position et la vitesse estimées par les deux algorithmes seront alors toutes prises en compte dans cette zone de transition et pondérées par des fonctions d'activation $f_{ah}(\Omega_c)$ et $f_{ab}(\Omega_c)$ dont les valeurs dépendront de la vitesse estimée. Ces fonctions devront elles aussi respecter la propriété convexe définie par (4.14).

Sur la figure IV-15, nous observons l'évolution des erreurs sur l'estimation de la position électrique en fonction de la vitesse mécanique et pour chacun des deux algorithmes de contrôle (résultats expérimentaux sur le moteur d'EMA). La méthode hautes vitesses converge à partir de 40 tr/min et dès 77,3 tr/min, elle fournit une estimation plus précise que celle destinée aux basses vitesses. La zone de transition est alors fixée entre les vitesses $\Omega_1 = 50 \text{ tr/min}$ et $\Omega_2 = 100 \text{ tr/min}$ (ces valeurs de vitesses dépendent en revanche de chaque machine). Pour $\Omega_c \leq \Omega_1$, les informations sur les variables mécaniques sont fournies uniquement par la méthode basses vitesses. De même pour $\Omega_c \geq \Omega_2$ où seules les informations issues de l'algorithme hautes vitesses seront utilisées. Entre Ω_1 et Ω_2 une moyenne pondérée des deux informations sera prise. Les fonctions d'activation seront choisies affines entre ces deux points de fonctionnement (figure IV-16) :

$$f_{ab}(\Omega_c) = \begin{cases} 1 & \text{si } \Omega_c \leq \Omega_1 \\ -\frac{30}{\pi} \frac{\Omega_c}{50} + 2 & \text{si } \Omega_1 < \Omega_c < \Omega_2 \\ 0 & \text{si } \Omega_c \geq \Omega_2 \end{cases} \quad (4.25)$$

$$f_{ah}(\Omega_c) = \begin{cases} 0 & \text{si } \Omega_c \leq \Omega_1 \\ \frac{30}{\pi} \frac{\Omega_c}{50} - 1 & \text{si } \Omega_1 < \Omega_c < \Omega_2 \\ 1 & \text{si } \Omega_c \geq \Omega_2 \end{cases} \quad (4.26)$$

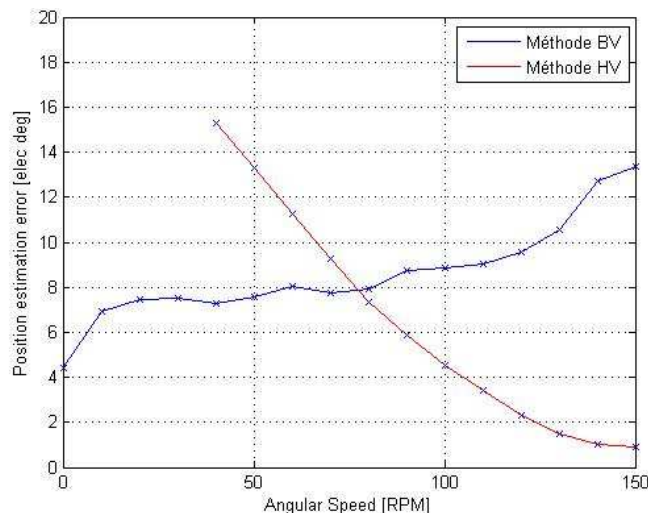


Figure IV-15 : Evolution de l'erreur sur l'estimation de la position en régime permanent et en fonction de la vitesse. En bleu pour la méthode basses vitesses et en rouge pour la méthode hautes vitesses (résultats expérimentaux)

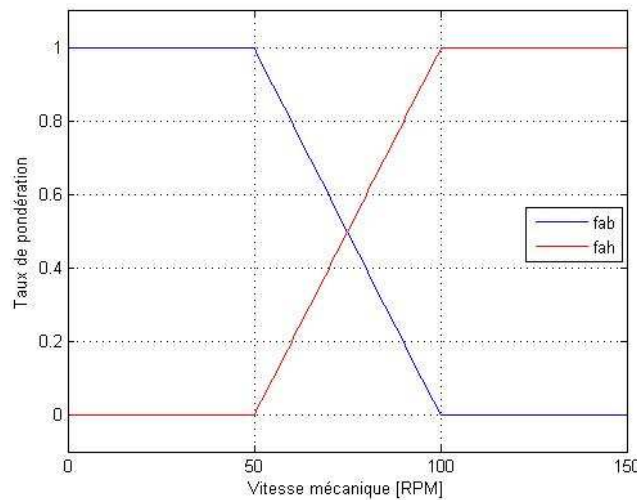


Figure IV-16 : Evolution de la valeur des fonctions d'activation avec la vitesse mécanique

L'estimation de la position électrique du rotor sera donc fournie par :

$$\vartheta = f_{ab}(\Omega_c) \cdot \vartheta_b + f_{ah}(\Omega_c) \cdot \vartheta_h \quad (4.27)$$

où les indices b et h représentent les informations issues respectivement des algorithmes basses et hautes vitesses. Pour évaluer la vitesse estimée, nous dérivons l'équation précédente :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\vartheta = f_{ab}(\Omega_c) \cdot \frac{d}{dt}\vartheta_b + f_{ah}(\Omega_c) \cdot \frac{d}{dt}\vartheta_h \\ + \left(\frac{d}{d\Omega_c}f_{ab}(\Omega_c) + \frac{d}{d\Omega_c}f_{ah}(\Omega_c) \right) \cdot \frac{d}{dt}\Omega_c \end{aligned} \quad (4.28)$$

Sachant que $f_{ab}(\Omega_c) + f_{ah}(\Omega_c) = 1 = cte$, l'équation (4.28) se résume en :

$$\Omega_c = f_{ab}(\Omega_c) \cdot \Omega_{cb} + f_{ah}(\Omega_c) \cdot \Omega_{ch} \quad (4.29)$$

Plus la machine montera en vitesse, plus les estimations fournies par la méthode adaptée aux hautes vitesses sont utilisées. Les impulsions des vecteurs tension tests étant injectés dans l'axe direct estimé par la méthode basses vitesses, ceux-ci pourront alors fortement perturber la commande lorsque nous nous éloignons de la zone basses vitesses. Pour éviter ces perturbations, dès que la vitesse estimée sera supérieure à 120 tr/min, les injections cesseront d'être injectées et l'algorithme basses vitesses sera donc désactivé. Quand la vitesse estimée repassera sous la barre des 120 tr/min, les impulsions de tension seront à nouveau injectées et l'intégrateur de la méthode basses vitesses sera alors initialisé par la position estimée par la méthode hautes vitesses.

De même, le courant supplémentaire injecté dans l'axe direct et destiné à créer une saillance magnétique étant inutile en hautes vitesses, sa valeur de référence sera fixée à 0 A au-delà de 120 tr/min afin de minimiser les pertes Joule.

C. Validation de la méthode

1. Simulations

Pour ces simulations, nous comparons (figures IV-17 à IV-19), pour un profil répétitif de consigne de vitesse allant de l'arrêt à 400 tr/min puis de nouveau à l'arrêt les résultats avec et sans la méthode de transition. Comme prévu, la méthode n'a pas d'impact lorsque la vitesse croit puisque une méthode de reprise au vol de l'algorithme hautes vitesses a déjà été mise en place. En revanche, nous notons une

amélioration lors de la commutation en vitesse décroissante. Contrairement au cas où la méthode de transition n'est pas utilisée, l'erreur d'estimation reste faible (malgré quelques pics lors des régimes transitoires) avec la transition proposée et l'à-coup de couple a été réduit de manière significative validant l'intérêt de la méthode.

Sur la figure IV-20, nous pouvons observer l'évolution de la valeur des fonctions d'activation durant les périodes de transition.

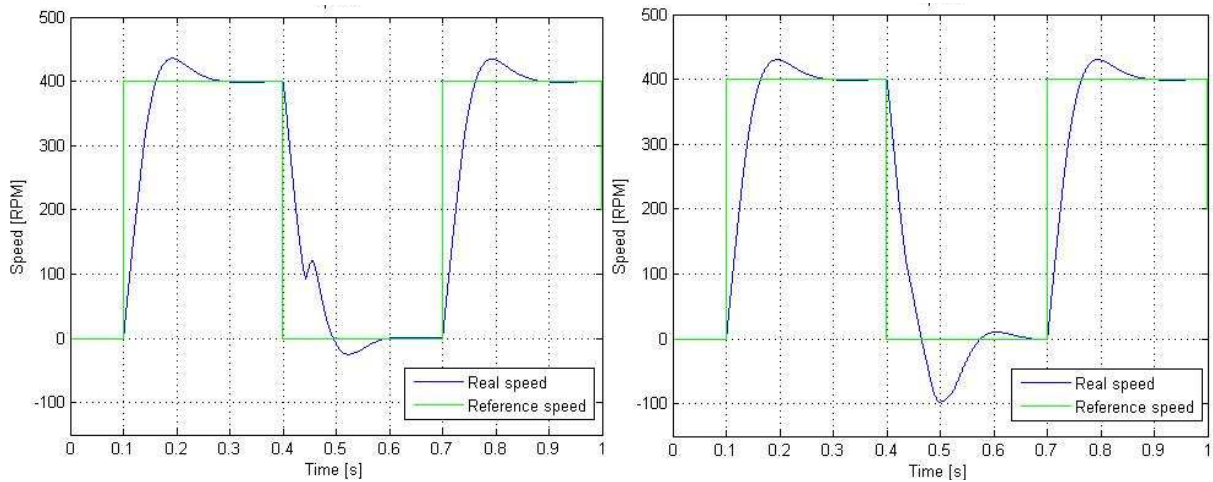


Figure IV-17 : Vitesses de référence et réelle pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée

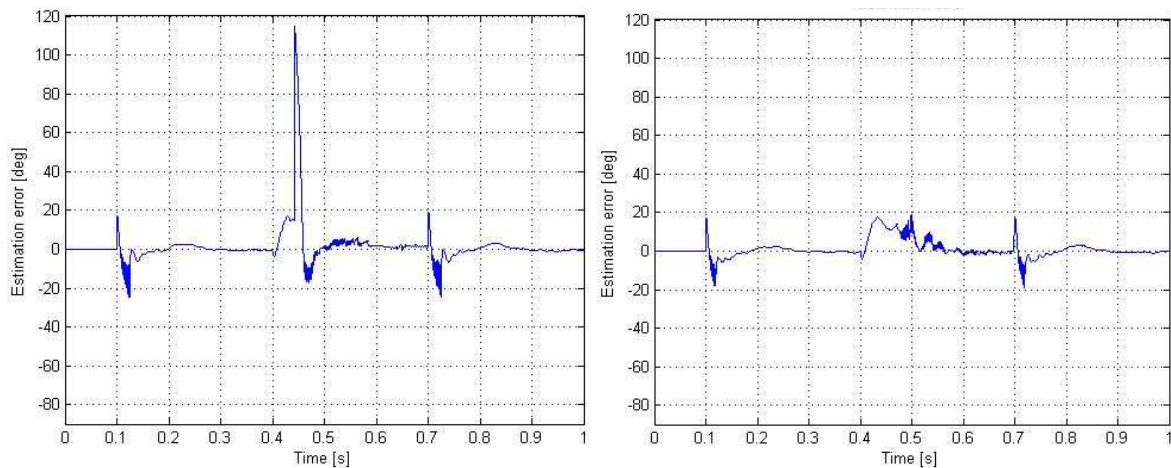


Figure IV-18 : Erreur sur l'estimation de la position pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée

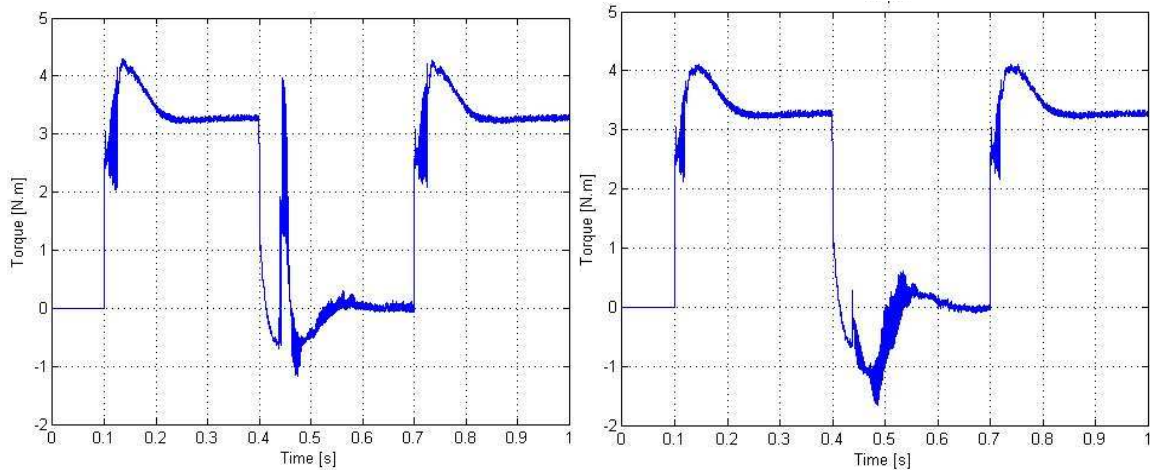


Figure IV-19 : Couple mécanique pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée

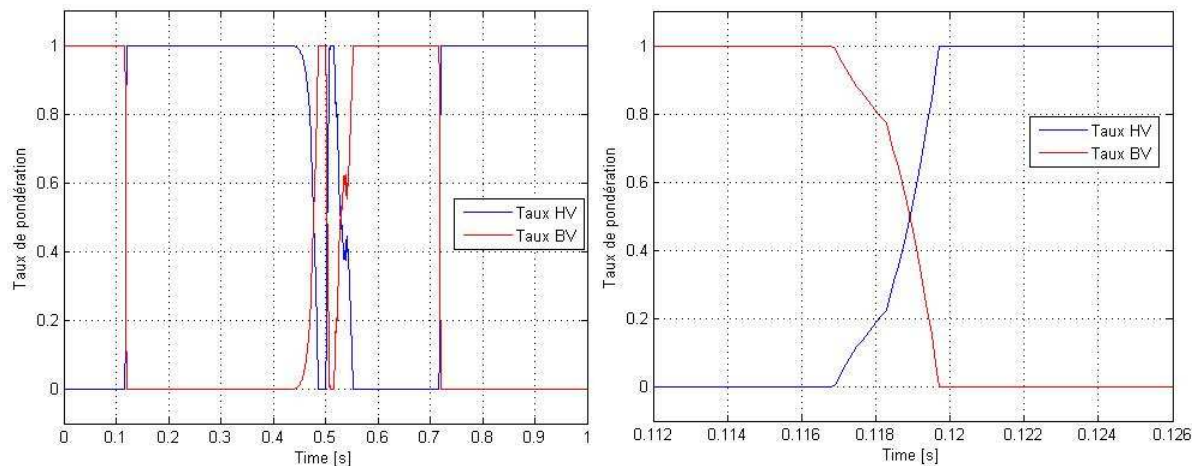


Figure IV-20 : Fonctions d'activation pour un profil de consigne de vitesse avec la méthode de transition proposée. A droite zoomé sur une zone de commutation

2. Résultats expérimentaux

Le même comparatif est effectué sur le banc d'essais équipé du moteur d'EMA. Pour un profil de consigne de vitesse allant de l'arrêt aux hautes vitesses en passant par de basses vitesses, nous comparons le comportement du moteur avec et sans l'algorithme de transition proposé. L'allure du courant dans l'axe en quadrature réel est également tracée afin d'avoir directement une image du couple moteur. Les résultats sont illustrés sur les figures IV-21 à IV-24.

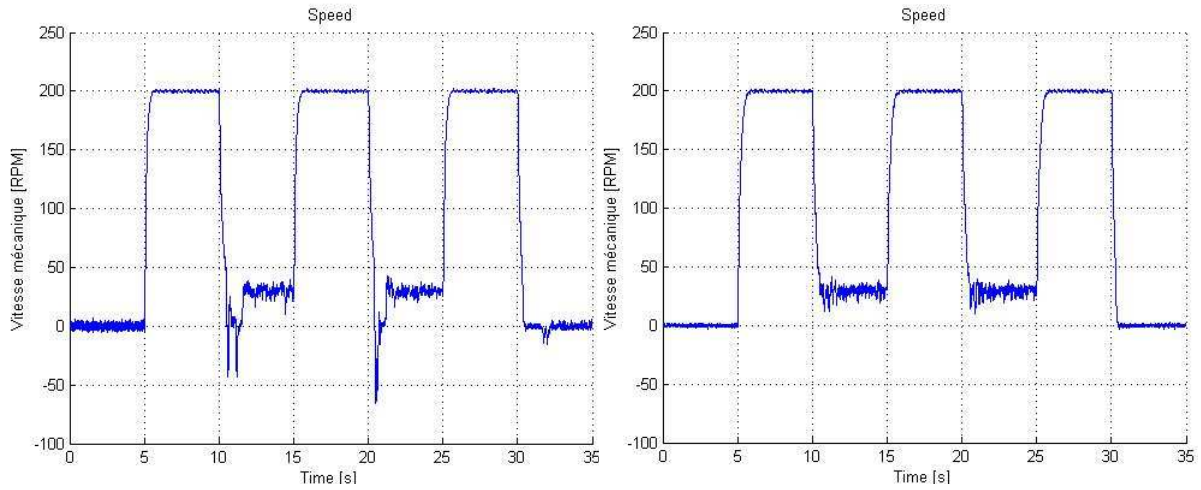


Figure IV-21 : Vitesse réelle pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée

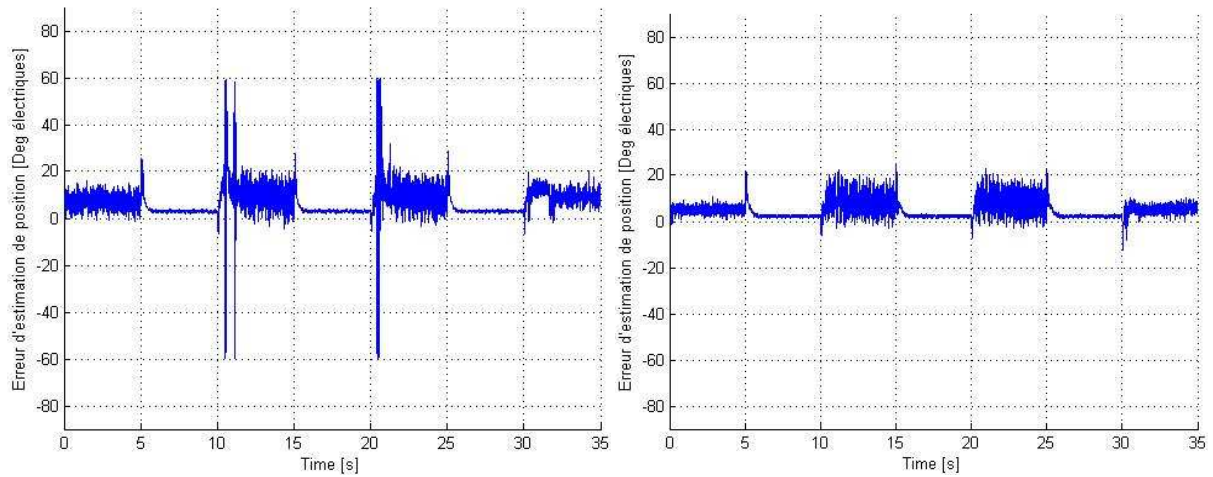


Figure IV-22 : Erreur sur l'estimation de la position pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée

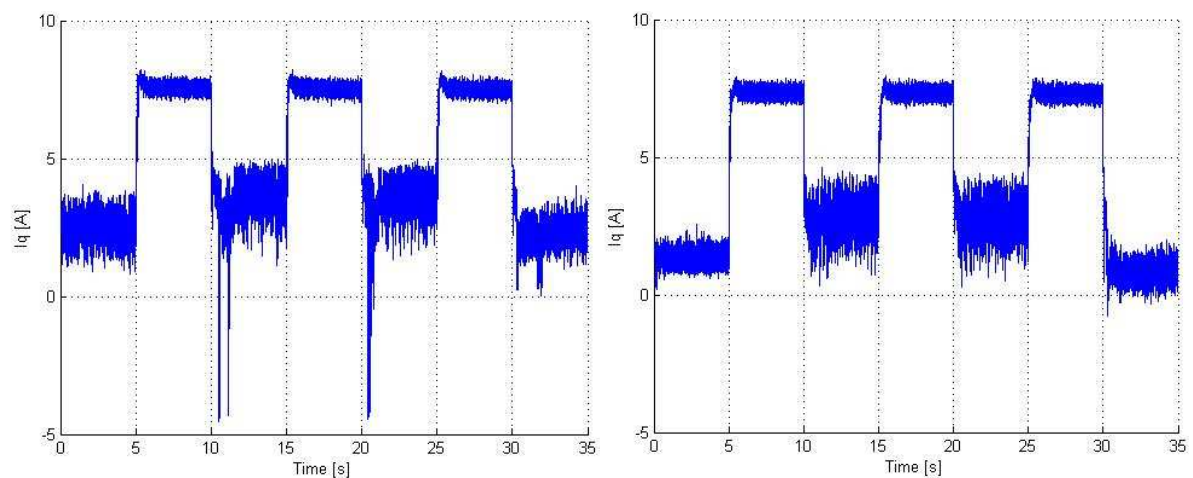


Figure IV-23 : Courant en quadrature réel pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée

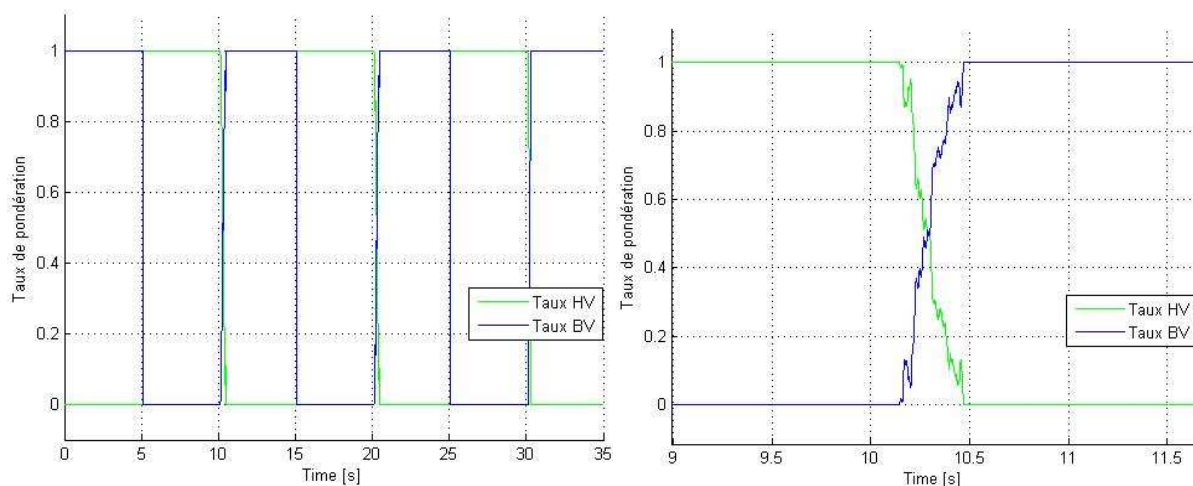


Figure IV-24 : Fonctions d'activation pour un profil de consigne de vitesse avec la méthode de transition proposée. A droite zoomé sur une zone de commutation

Comme lors des simulations, l'amélioration apportée par la méthode de transition est visible quand la commande passe de l'algorithme de commande sans capteur de hautes vitesses à celui de basses vitesses. Sans la méthode de transition, d'importantes erreurs sur l'estimation de la position du rotor apparaissent lors de la commutation d'algorithmes. Elles s'accompagnent de surintensités qui provoquent des à-coups de couple (visibles sur le tracé de la vitesse réelle figure IV-21). Ces phénomènes nuisibles à la qualité de la commande ainsi qu'à la machine elle-même disparaissent avec l'usage de l'algorithme de transition.

Afin de confirmer ces résultats, un autre profil de référence de vitesse est imposé mais cette fois en présentant une dynamique très lente. La référence passe en effet de l'arrêt à 200 tr/min en 10 secondes. Les apports visibles de la méthode de commutations sont les mêmes que précédemment et valident son intérêt.

L'algorithme proposé dans ce paragraphe nous permet donc de commander une MSAP, sans capteur mécanique et dans l'ensemble des gammes de vitesses, en passant d'un algorithme à l'autre en douceur et sans à-coup de couple. Cet algorithme nécessite 4 variables et 6 constantes supplémentaires pour la commande sans capteur haute vitesse et 4 variables et 3 constantes pour l'algorithme de commutation. Le temps de calcul de l'ensemble des deux commandes sans capteur (basse vitesse et haute vitesse) et l'algorithme de commutation s'élève à 2,89 μ s sur la carte *dSpace* 1005.

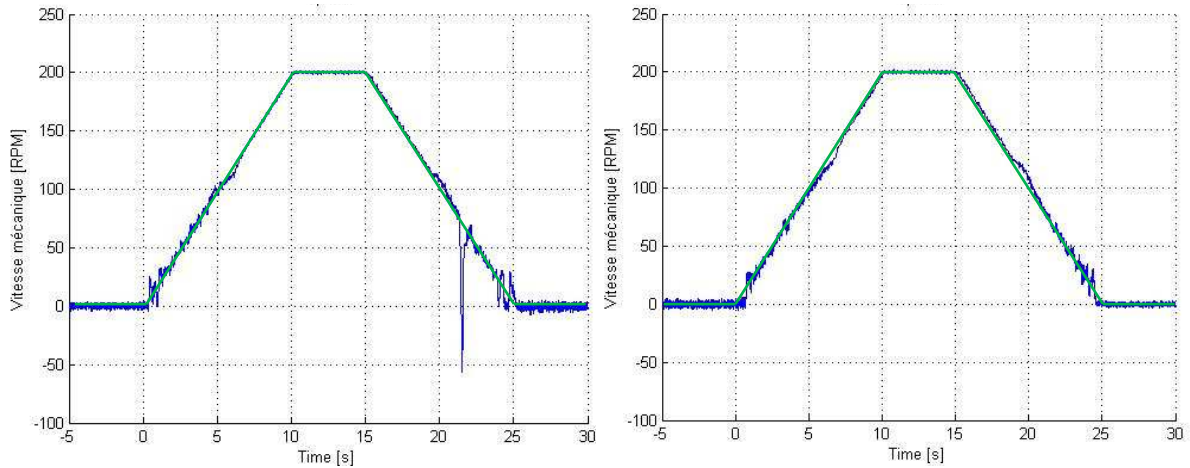


Figure IV-25 : Vitesse réelle pour un profil de consigne de vitesse ayant une dynamique lente. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée

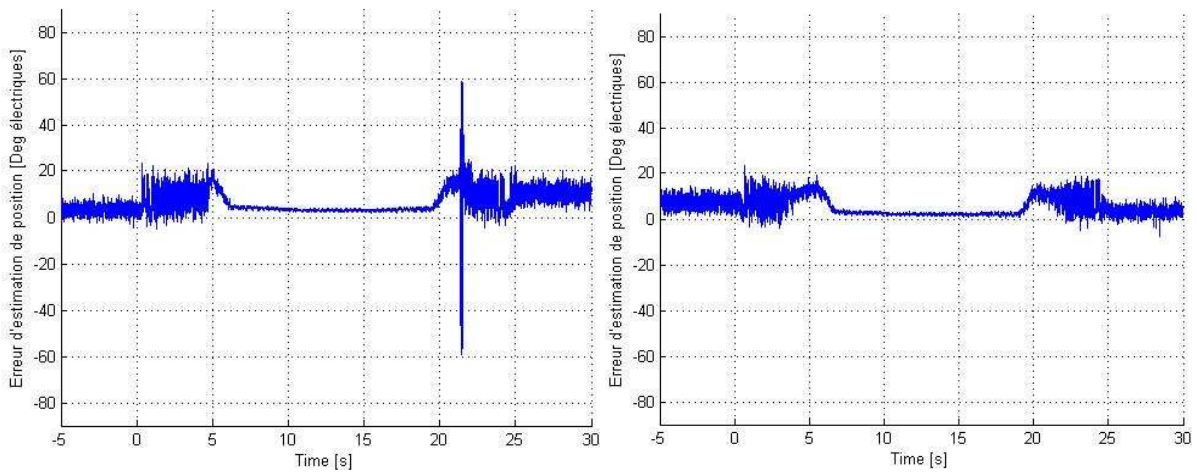


Figure IV-26 : Erreur sur l'estimation de la position pour un profil de consigne de vitesse ayant une dynamique lente. A gauche sans méthode de transition, à droite avec celle proposée

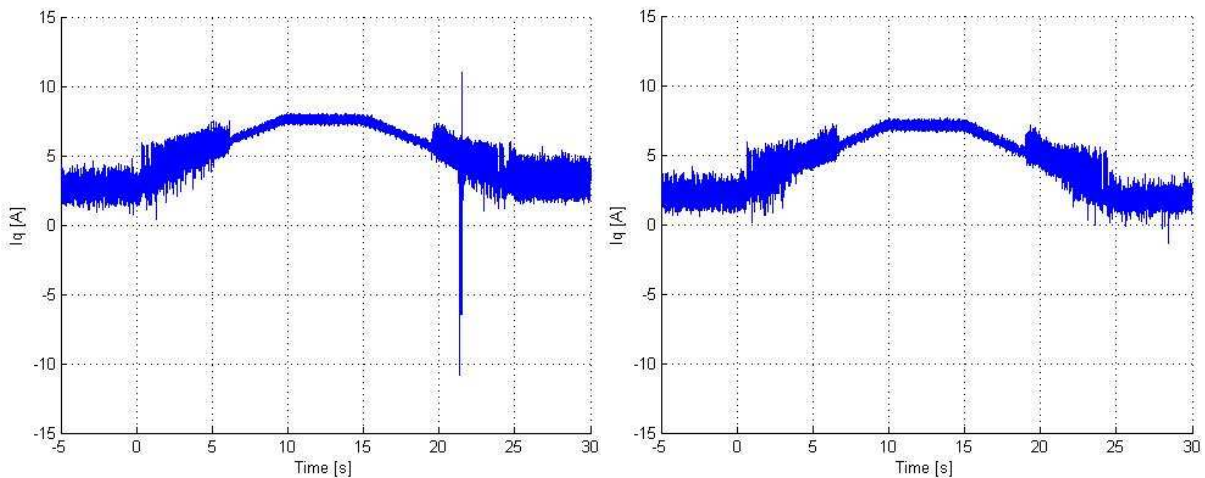


Figure IV-27 : Courant en quadrature réel pour un profil de consigne de vitesse ayant une dynamique lente. A gauche sans méthode de transition, à droite avec celle proposée

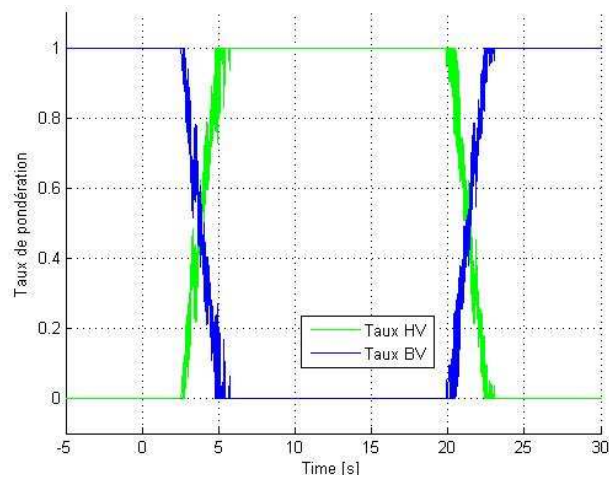


Figure IV-28 : Fonctions d'activation pour un profil de consigne de vitesse ayant une dynamique lente avec la méthode de transition

D. Algorithme d'initialisation des méthodes de commande sans capteur

Dans la première partie de ce chapitre, il a été démontré que la convergence de l'algorithme proposé vers une erreur d'estimation nulle n'était pas assurée si l'erreur initiale entre les positions réelle et estimée était supérieure à 90 degrés électriques. De plus, au-delà d'un tel écart, l'injection du courant supplémentaire nécessaire à la saturation et donc à l'observabilité de la machine n'aura qu'une composante négative dans l'axe direct. Il aura donc l'effet inverse de celui recherché et provoquera une dénaturation, rendant l'estimation de la position encore plus difficile. Ce domaine de convergence limité (souvent à ± 90 degrés électriques) est valable pour les autres méthodes présentées au chapitre II. Il est donc nécessaire d'initialiser les méthodes de commande sans capteur à basses vitesses.

Il est à noter que même si la méthode de commande sans capteur à hautes vitesses présentée dans le premier chapitre converge vers $\varphi = 0$ quelle que soit l'erreur initiale, une erreur initiale trop importante fera démarrer la machine dans le mauvais sens pendant quelques instants le temps de converger. L'initialisation de la position estimée permet également d'éviter ce démarrage à l'envers.

A. Présentation de l'algorithme proposé

La détection de la position initiale du rotor a déjà fait l'objet de recherches ([TAN01], [HOL06], [ZHE08]) dont s'inspire la méthode proposée.

Nous injectons successivement dans le plan α - β des impulsions de tension dans différentes directions. On définit i_p le courant provoqué par un vecteur tension par :

$$i_p = i_\alpha \cdot \cos\theta_v + i_\beta \cdot \sin\theta_v \quad (4.30)$$

où θ_v est un angle que nous choisissons et qui définit la direction de la tension appliquée par rapport à l'axe α .

Plus l'angle θ_v sera proche de la position réelle du pôle nord θ et plus l'impulsion de tension aura tendance à saturer le circuit magnétique et donc à faire chuter l'inductance dans cette direction. Le courant provoqué i_p sera donc d'autant plus important. La recherche de la position initiale du rotor revient donc à chercher l'angle θ_v pour lequel un vecteur tension provoque un pic de courant i_p maximal.

Pour avoir une précision de plus ou moins 90 degrés électriques, deux injections dans deux directions θ_v opposées pourraient suffire et ainsi nous retrouver dans le bon secteur. Cependant, un cas défavorable pourrait tout de même intervenir si les deux impulsions sont injectées dans les axes en quadratures q et $-q$. Dans ce

cas, aucune saturation ne sera provoquée et aucun écart entre les réponses en courant ne pourra alors être détecté. Pour notre méthode, nous décidons alors d'injecter des vecteurs tensions au minimum dans quatre directions différentes, pour $\theta_v = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ et 270° . L'erreur initiale sera de cette manière inférieure à ± 45 degrés électriques.

Comme pour la méthode de commande sans capteur proposée, le choix du temps d'application et de l'amplitude des vecteurs tensions auront leur importance. Ils devront être suffisamment élevés pour saturer le circuit magnétique et détecter une différence entre les pôles nord et sud du rotor mais ils devront tout de même être limités pour ne pas mettre en mouvement la machine.

B. Validation de la méthode

1. Simulation

Pour une position de 230 degrés électriques, nous injectons des impulsions de tension dont l'amplitude est de 40% de la valeur de la tension de l'étage continu. Les impulsions sont injectées successivement dans quatre directions différentes dont l'enchaînement est visible sur la figure IV-29. A chaque détection d'un nouveau maximum du courant i_p , la valeur initiale de l'algorithme est mise à jour pour se rapprocher autant que possible de la position initiale réelle. Au terme du processus d'initialisation, l'intégrateur sera finalement initialisé à 270° ce qui nous assure une erreur initiale de $40^\circ < 90^\circ$ et par conséquent la convergence de la méthode de commande sans capteur vers une erreur d'estimation nulle sur la position du rotor. Sur la figure IV-30, nous observons le courant i_p . Ses maxima correspondent comme prévu au maximum des réponses en courant dans l'axe direct et au minimum des réponses dans l'axe en quadrature (figure IV-31).

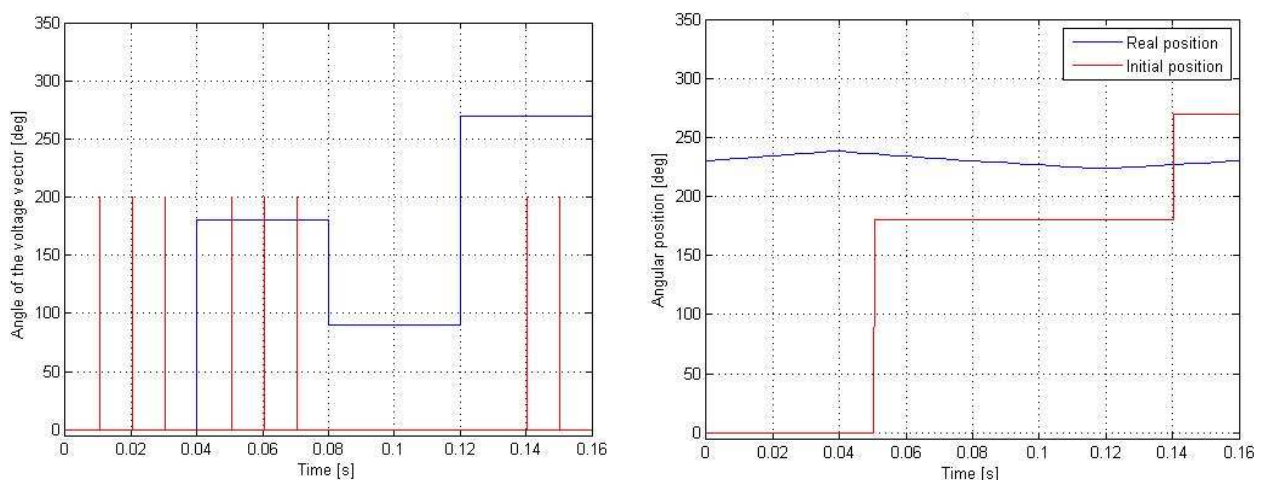


Figure IV-29 : Pour une position réelle de 230 degrés électriques : Angle θ_v d'application du vecteur tension par rapport à l'axe α en bleu et détection d'un nouveau maximum de la réponse en courant i_p en rouge (à gauche) ; position réelle et position initiale estimée fournie par la méthode (à droite)

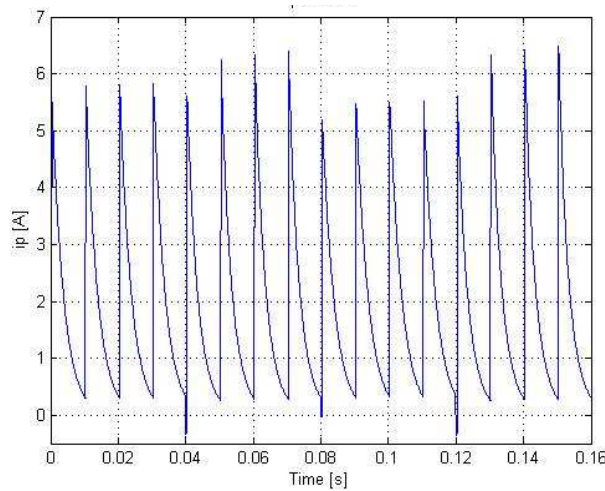


Figure IV-30 : Réponse en courant i_p aux impulsions de tension pour une position réelle initiale de 230 degrés électriques

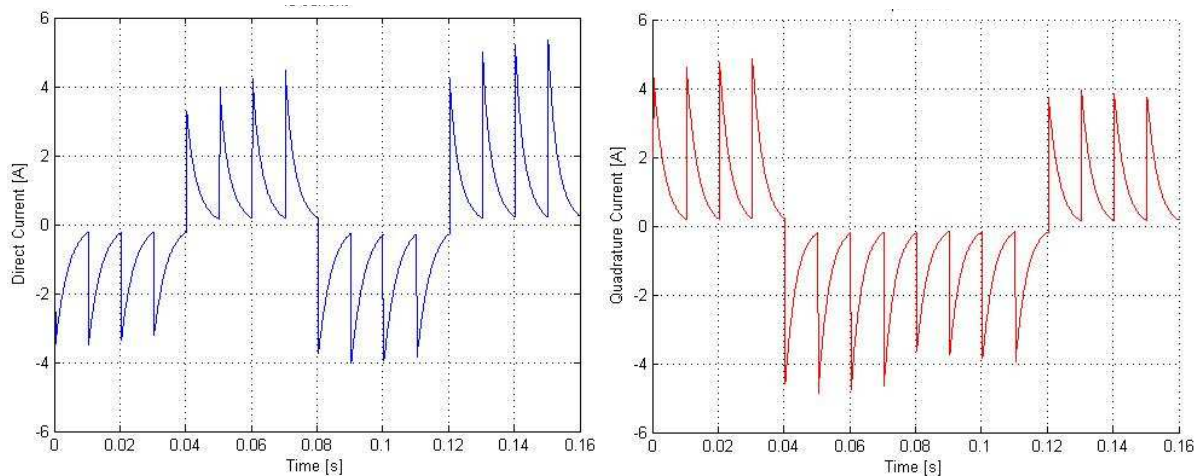


Figure IV-31 : Courants i_d (à gauche) et i_q (à droite) réels pour une position réelle initiale de 230 degrés électriques

2. Résultats expérimentaux

Pour les résultats expérimentaux, nous choisissons de tester la précision de la méthode en augmentant le nombre de vecteurs tensions injectés. Nous appliquons la tension successivement avec un angle θ_v de 0° , 180° , 60° , 240° , 120° et 300° (figure IV-32). De cette manière, si un léger mouvement du rotor dû à l'application d'un vecteur tension se fait dans un sens, l'application de la tension opposée provoquera la mise en mouvement du rotor dans la direction inverse, ce qui limitera l'amplitude des mouvements. Dans notre cas, le rotor subit des oscillations de l'ordre de 5 degrés électriques, soit moins d'un degré mécanique.

Nous pouvons noter ici qu'un nombre exagérément important de vecteurs tensions a été appliqué dans chaque direction testée, l'objectif étant ici de

simplement valider le principe physique de la méthode d'initialisation. Une méthode permettant d'optimiser le nombre d'injections et donc du temps d'initialisation en fonction de la précision souhaitée a déjà été proposé dans [TAN01].

Comme en simulation, le courant i_p maximal est provoqué pour l'angle θ_v qui est le plus proche de la position réelle du rotor (figure IV-33). Ici pour une position initiale de 138° , nous obtenons une valeur d'initialisation de 120° .

En initialisant de cette manière les méthodes de commande sans capteur mécanique en basses vitesses, nous avons la possibilité de nous assurer de la convergence de ces méthodes quelle que soit la position initiale du rotor.

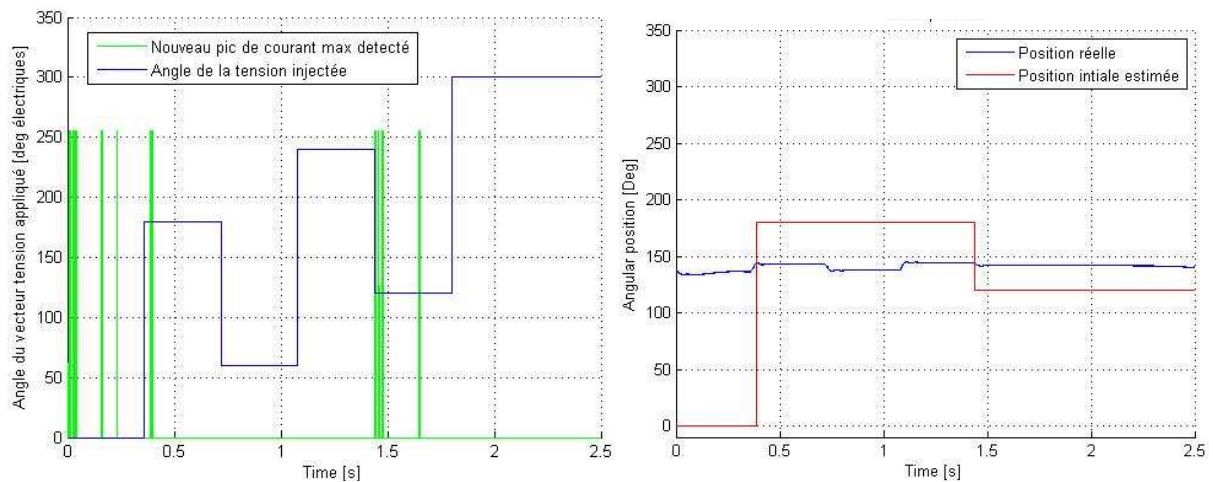


Figure IV-32 : Pour une position initiale de 138 degrés électriques. A gauche : Angle θ_v d'application du vecteur tension par rapport à l'axe α en bleu et détection d'un nouveau maximum de la réponse en courant i_p en vert. A droite : position réelle et position initiale fournie par la méthode

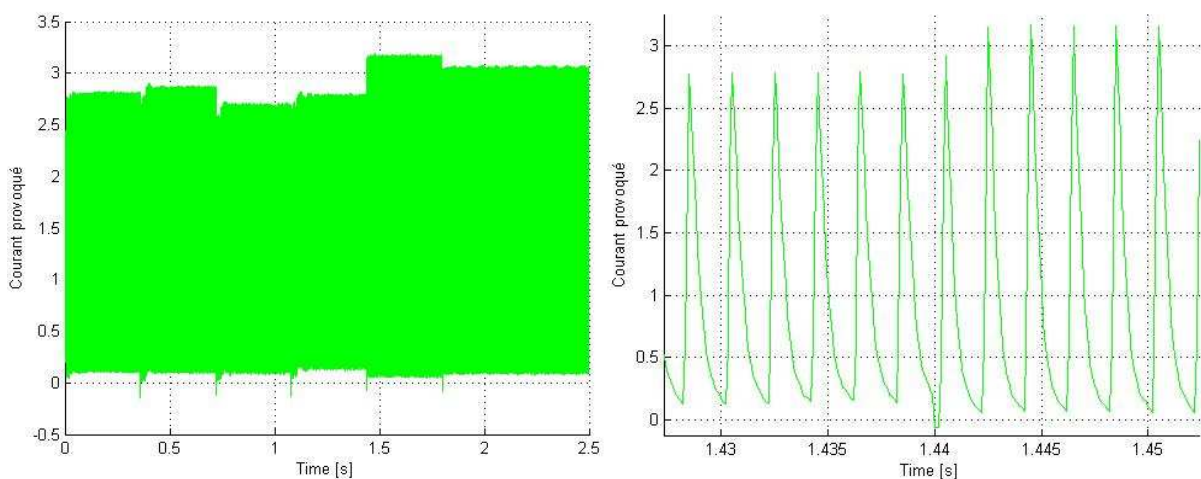


Figure IV-33 : Réponse en courant i_p aux impulsions de tension pour une position initiale de 138 degrés électriques (à droite zoomé sur la détection du maximum lorsque θ_v passe de 240 à 120 degrés électriques)

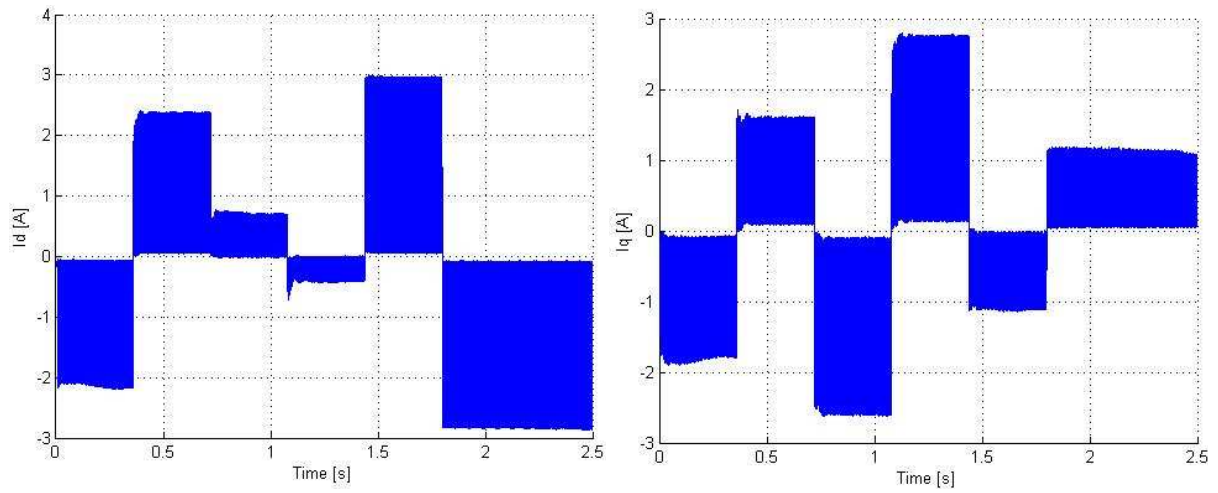


Figure IV-34 : Courants i_d (à gauche) et i_q (à droite) réels pour une position initiale de 138 degrés électriques

E. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons dans un premier temps démontré que le domaine de convergence vers une erreur d'estimation nulle de la méthode de commande sans capteur proposée dans le chapitre III est limitée à une erreur initiale inférieure à 90 degrés électriques. Pour cela, nous avons réécrit les équations décrivant notre algorithme de commande sous la forme d'un modèle de Takagi-Sugeno. Cela nous a permis de trouver une fonction de Lyapunov permettant de prouver la stabilité de l'algorithme. En faisant par la suite varier les paramètres du moteur, nous avons observé l'indépendance de la convergence de la méthode vis-à-vis des variations de paramètres, seule la dynamique de convergence est impactée.

Enfin, nous avons proposé des solutions à certaines limitations de la méthode proposée. Nous avons déterminé, en fonction des paramètres du moteur et de l'estimateur, la saillance minimale, et donc le courant minimal, nécessaire pour avoir une estimation précise et performante. Les pertes Joule supplémentaires engendrées par l'utilisation de la méthode seront de cette manière réduites au minimum.

Pour s'assurer d'un écart initial entre les positions réelle et estimée inférieur aux 90 degrés électriques, un processus d'initialisation a été proposé et validé. De même, une méthode de transition sans à-coup a été mise en place pour transiter entre les méthodes basses vitesses à hautes vitesses. Cette méthode utilise, sur toute une zone de transition dont les limites sont propres à chaque machine, une moyenne pondérée des informations issues des deux types de méthodes. Nous sommes ainsi dans la possibilité de commander une MSAP sur toutes les gammes de vitesses, de l'arrêt à la vitesse maximale en suivant le protocole décrit sur la figure IV-35.

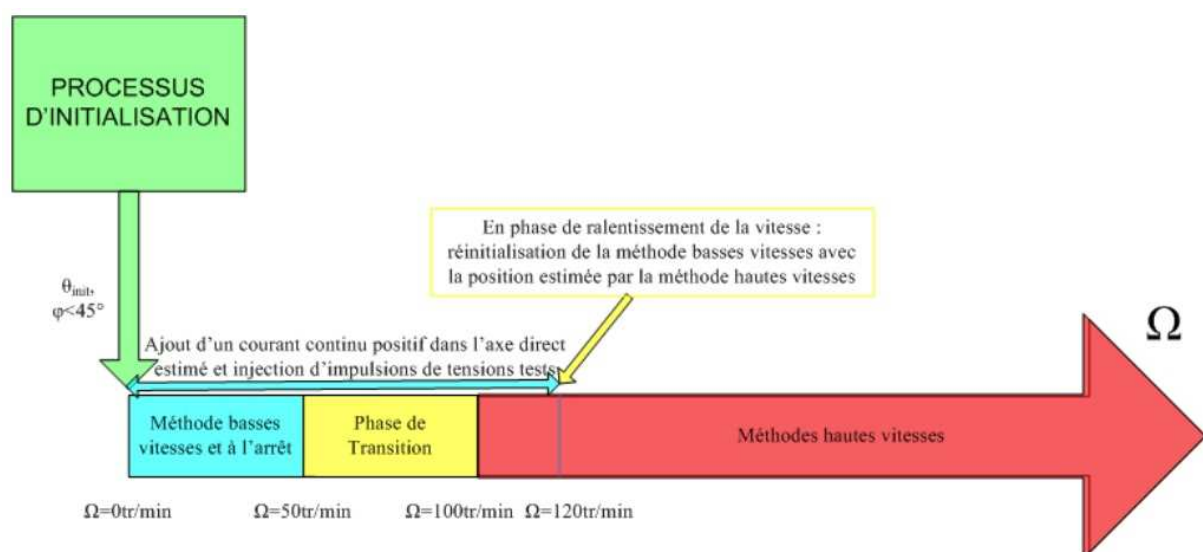


Figure IV-35 : Processus de commande sans capteur mécanique sur toutes les gammes de vitesses

Conclusion générale et perspectives

Le sujet de cette thèse est d'apporter une contribution à la commande sans capteur mécaniques de machines synchrones à aimants permanents. Cette étude se place dans le contexte de l'avion plus électrique et a pour application première les commandes de vol. Cet environnement exigeant a été présenté afin de mieux saisir les contraintes imposées à notre étude. L'objectif de nos travaux fut donc de proposer un algorithme fiable et robuste, permettant de contrôler une machine sans saillance géométrique sur l'ensemble des gammes de vitesses. Cette machine ne disposant que d'un espace restreint, les pertes Joule provoquées par la commande proposée devront être minimisées.

Dans un premier temps, nous avons proposé d'associer à une commande basée sur l'estimation du vecteur f.é.m. (et donc inadaptées aux opérations à l'arrêt) un capteur six secteurs à effet Hall. Cette solution a présenté des résultats intéressants et permet d'obtenir un bon compromis entre l'utilisation d'un resolver et une commande totalement sans capteur. Cependant le risque de multiplier par deux le courant injecté à couple donné (pire des cas) est une contrainte non négligeable dans une application de type commande de vol.

Pour estimer la position à l'arrêt, nous avons choisi de nous baser sur la saillance magnétique de la machine. Pour cela, nous injectons un courant supplémentaire dans le but de saturer le circuit magnétique et ainsi créer une variation de la valeur des inductances dynamiques en fonction de la position du rotor. Un modèle de MSAP à pôles lisses prenant en compte ce phénomène a donc été développé grâce à un logiciel d'éléments finis. Ce modèle a été validé en testant sur celui-ci différentes méthodes de commande sans capteur à basses vitesses déjà existantes (les méthodes INFORM, de Zgorski et de Matsui). Ces résultats, accompagnés de résultats expérimentaux, ont également permis de comparer et de déterminer les avantages et inconvénients de chacune de ces méthodes. La méthode INFORM fut la plus complexe à mettre en œuvre et celle présentant le plus points négatifs, notamment au niveau de la qualité de l'estimation. La méthode de Zgorski présente l'avantage de ne pas être basée sur la saillance de la machine et de ne pas nécessiter de saturation, cependant elle nécessite de connaître les paramètres de la machine et l'utilisation lourde d'un filtre de Kalman étendu. De plus, la robustesse expérimentale de cet algorithme vis-à-vis du couple de charge n'était pas satisfaisante.

La méthode de Matsui, tout comme la précédente, requiert la connaissance des paramètres électriques de la MSAP afin de calculer l'erreur sur l'estimation de la position. Toutefois, cette méthode s'est avérée performante sur de nombreux points, dont la précision d'estimation et la tenue en couple. Pour les méthodes testées expérimentalement, une dépendance expérimentale de l'erreur d'estimation au couple de charge a été observée contrairement aux résultats de simulations.

Dans le chapitre III, un nouvel algorithme de commande sans capteur mécanique à l'arrêt a été proposé. Il est basé sur le fait qu'en présence d'une erreur sur la position estimée, les équations électriques de la machine dans le repère $\delta - \gamma$ sont couplées si la machine est saillante. En fait ici, nous ne cherchons pas à connaître la valeur de l'erreur d'estimation de la position, mais simplement à savoir si oui ou non elle existe à travers le couplage entre les composantes $\delta\gamma$ des grandeurs électriques. Ce simple critère permet d'obtenir un algorithme plus léger et indépendant des paramètres, donc intrinsèquement plus robustes vis-à-vis de leurs incertitudes et variations. Les essais en simulations et expérimentales sur plusieurs bancs d'essais ont permis de valider le principe et l'efficacité de la méthode proposée qui conserve les bonnes performances de l'algorithme de Matsui tout en étant plus simple, plus robuste et plus efficace en termes de mise en œuvre et dimensionnement. Une consommation en courant plus élevée que les méthodes avec capteur, une limitation en hautes vitesses et des problèmes d'initialisation ont toutefois été observées, comme pour toutes les autres commandes sans capteur mécanique.

Des solutions permettant de se défaire ou de limiter ces inconvénients ont été proposées dans le dernier chapitre. Un algorithme de transition sans à-coup entre les méthodes hautes et basses vitesses a été proposé et validé. Le principe de cet algorithme étant d'utiliser, durant toute une zone de transition, les informations provenant des deux types d'estimateur et de les pondérer par des fonctions d'activation. De même, un processus d'initialisation d'ores et déjà existant a été ajouté afin d'avoir une erreur au démarrage inférieure à 90 degrés électriques. La saillance minimale nécessaire au bon fonctionnement de la méthode a été déterminée afin de diminuer le courant à injecter et donc de minimiser les pertes Joule supplémentaires dues à ce courant. Ce courant minimal sera différent pour chaque machine, en fonction de la valeur de ses inductances « à vide », du flux des aimants et de la géométrie de la machine.

Une étude analytique sur la stabilité de l'algorithme a enfin été menée. Elle montre la convergence de la méthode vers une erreur d'estimation nulle dès que l'erreur initiale est inférieure à $\pi/2$ radians électriques. La convergence ou non de la méthode est indépendante des paramètres de la machine, seule sa dynamique pourra en être affectée.

L'objectif de pouvoir contrôler une MSAP à pôles lisses sans capteur, de l'arrêt aux hautes vitesses a donc été atteint. Des points peuvent tout de même être améliorés et laissent entrevoir quelques perspectives de recherches.

Perspectives :

Le modèle de MSAP utilisé dans l'algorithme d'estimation de la position a négligé les termes proportionnels à la vitesse. Il serait intéressant de les prendre en compte et d'observer les variations de la valeur du point de convergence de la méthode en fonction de la vitesse et des paramètres du moteur et de l'estimateur. L'impact d'un découplage (par feedback ou feedforward) de contrôle des courants direct et en quadrature sur les performances de la commande serait également intéressant à étudier.

La principale limitation observée dans toutes les méthodes de commande sans capteur est la dépendance expérimentale de la précision d'estimation au couple de charge. Une étude théorique mettant en évidence toutes les causes de ce phénomène et de proposer une méthode de compensation pourrait être une prochaine étape de recherche.

Lors du dernier chapitre de ce manuscrit, nous avons déterminé, en fonction des différents paramètres du moteur, de l'estimateur et du vecteur tension injecté, la saillance minimale nécessaire à une estimation précise, ceci afin d'optimiser la consommation en courant. En limitant le temps d'application du courant continu nécessaire à la saturation, il serait possible de diminuer encore plus les pertes Joule. Par exemple, en ne l'appliquant que quelques périodes d'échantillonnage avant l'impulsion test et non de manière continue, la consommation moyenne pourrait être divisée par deux ou trois.

Une étude sur les effets de la saturation (diminution de la constante de flux, déplacement de l'axe magnétique réel) pourrait également être menée afin de mieux comprendre le fonctionnement du moteur.

Enfin, nous pourrions observer l'impact sur l'estimation si la commande était placée loin de la machine. En effet, l'inductance d'un câble long pourrait éventuellement jouer sur la précision de l'estimation.

Bibliographie

- [ABR11] F. ABRY, A. ZGORSKI, X. LIN-SHI, and J.-M. RETIF, "Sensorless position control for SPMSM at zero speed and acceleration," in *Proc. EPE11*, Birmingham, 2011, pp. 1-9.
- [ARA98] D. ARAB KHABURI, "Contribution à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents sans capteur mécanique," *Thèse de Doctorat de l'INPL*, Nancy, 1998.
- [BAT98] T. D. BATZEL and K. Y. LEE, "Commutation Torque Ripple Minimization for Permanent Magnet Synchronous Machines with Hall Effect Position Feedback," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 13, no. 3, pp. 257-262, Sep. 1998.
- [BOI07] T. BOILEAU, M. A. SHAMSI-NEJAD, B. NAHID-MOBARAKEH, and F. MEIBODY-TABAR, "A novel mechanical sensorless control for PMSM tolerant to stator resistance uncertainties," in *IAS'07, IEEE 42nd Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, 2007, pp. 1273-1279.
- [BOI10] T. BOILEAU, "Contribution à la continuité de service des actionneurs synchrones à aimants permanents. Tolérance au défaut de capteur mécanique. Détection de défauts électriques," *Thèse de Doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2010.
- [BOT00] S. L. BOTTEN, C. R. WHITLEY, and A. D. KING, "Flight Control Actuation Technology for Next-Generation All-Electric Aircraft," *TRW Aeronautical Systems, Technology Review Journal, Millenium Issue*, pp. 55-68, Oct. 2000.
- [BOY93] S. BOYD, V. BALAKRISHNAN, E. FERON, and L. EL GHAOU, "Control System Analysis and Synthesis via Linear Matrix Inequalities," in *American Control Conference*, San Francisco, 1993, pp. 2147-2154.
- [CAR01] F. CARICCHI, F. G. CAPPONI, F. CRESCIMBINI, and L. SOLERO, "Sinusoidal brushless drive with low cost linear Hall effect position sensors," in *Power Electronics Specialists Conference, PESC'01, IEEE 32nd Annual*, Vancouver, 2001, pp. 799-804.
- [CHA02] M. CHADLI, "Stabilité et Commande de Systèmes décrits par des Multimodèles," *Thèse de doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2002.
- [COR98] M. J. CORLEY and R. D. LORENZ, "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 784-789, 1998.
- [DUM11] F. DUMAS, "Contribution à l'étude de machines polyentrefers à aimants permanents et à entrefer réduit. Applications aux machines à flux axial à hautes performances sous contraintes d'encombrement," *Thèse de doctorat, Université de Montpellier 2*, Nov. 2011.
- [HAR08] M. C. HARKE, G. DE DONATO, F. G. CAPPONI, T. R. TESCH, and R. D. LORENZ, "Implementation Issues and Performance Evaluation of Sinusoidal, Surface-Mounted PM Machine Drives With Hall-Effect Position Sensors and a Vector-Tracking Observer," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 44, no. 1, pp. 161-173, Jan. 2008.
- [HOL06] J. HOLTZ, "Initial Rotor Polarity Detection and Sensorless Control of PM Synchronous Machines," in *IEEE Industry Applications Conference*, Tampa,

-
- 2006, pp. 2040-2047.
- [JAN06] M. JANSSON, L. HARNEFORS, O. WALLMARK, and M. LEKSELL, "Synchronisation at startup and stable rotation reversal of sensorless nonsalient PMSM drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, pp. 379-387, 2006.
- [KHA02] H. KHALILI, *Nonlinear Systems*, 3rd ed. ISBN 0-13-067389-7, 2002.
- [LAN04] O. LANGLOIS, E. FOCH, X. ROBOAM, and H. PIQUET, "De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord," *Journées 2004 de la section électrotechnique du club EEA*, Mar. 2004.
- [LEB11] N. LEOEUF, T. BOILEAU, B. NAHID-MOBARAKEH, G. CLERC, and F. MEIBODY-TABRAR, "Real-Time Detection of Interturn Faults in PM Drives Using Back-EMF Estimation and Residual Analysis," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 6, pp. 2402-2412, Nov. 2011.
- [LID07] A. LIDOZZI, L. SOLERO, and F. D. N. A. CRESCIMBINI, "SVM PMSM Drive with low resolution Hall-Effect sensors," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 1, pp. 282-290, Jan. 2007.
- [LOU10] J.-P. LOUIS, *Commandes classiques et avancées des actionneurs synchrones*. Hermes Science Publications, 2010.
- [MAG12] P. MAGNE, "Contribution à l'étude de la stabilité et à la stabilisation des réseaux DC à récupération d'énergie," Thèse de Doctorat, Université de Lorraine, 2012.
- [MAM10] D. MAMI, "Définition, conception et expérimentation de structures d'actionneurs électromécaniques innovants incluant par conception des fonctionnalités de sûreté et de sécurité de fonctionnement," *Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse*, Jan. 2010.
- [MAR12] D. MARX, P. MAGNE, B. NAHID-MOBARAKEH, S. PIERFEDERICI, and B. DAVAT, "Large Signal Stability Analysis Tools in DC Power Systems With Constant Power Loads and Variable Power Loads - A Review," *IEEE Transactions On Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1773-1787, 2012.
- [MEI08] F. MEIBODY-TABAR, "Modélisation et commande de machines synchrones," *Cours de Génie Electrique à l'ENSEM, Nancy*, 2008.
- [MEN09] S. MENIO, S. GRAND, S. SANDLER, and B. LEGRAND, "Transition dans les commandes de vol électriques," in *Vers des aéronefs encore plus électriques*, Toulouse, Jan. 2009.
- [MIZ98] R. MIZUTANI, T. TAKESHITA, and N. MATSUI, "Current Model-Based Sensorless Drives of Salient-Pole PMSM at Low Speed and Standstill," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 841-846, 1998.
- [NAH00] B. NAHID-MOBARAKEH, F. MEIBODY-TABAR, and F. M. SARGOS, "Globally converging observer of mechanical variables for sensorless PMSM," in *Proc. PESC'00*, vol. 2, Galway, 2000, pp. 889-890.
- [NAH01a] B. NAHID-MOBARAKEH, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres," *Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine*, 2001.
- [NAH01b] B. NAHID-MOBARAKEH, F. MEIBODY-TABAR, and F. M. SARGOS, "Robustness Study of a Model-Based Technique for Sensorless Control of PMSM," in *Power Electronics Specialists Conference, PESC'01, IEEE 32rd Annual*, Vancouver, 2001, pp. 811-816.

-
- [NAH04] B. NAHID-MOARAKEH, F. MEIBODY-TABAR, and F. M. SARGOS, "Mechanical sensorless control of PMSM with online estimation of stator resistance," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 2, pp. 457-471, Mar. 2004.
- [NFO06] G. NFONGUEM, "Contribution au développement d'actionneurs plus électriques - Modélisation inverse et composants mécaniques spécifiques à une application aéronautique.," *Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse*, Jan. 2006.
- [NIJ91] H. NIJMEIJER and A. J. VAN DER SCHAFT, *Nonlinear Dynamical Control Systems*, Springer-Verlag, Ed. 1991.
- [ROB02] E. ROBEISCHL and M. SCHROEDL, "Optimized INFORM-measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion," in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, Pittsburgh, 2002, pp. 92-98.
- [ROB09] X. ROBOAM, "Réseaux de bord électriques en aéronautique : tendances, évolution.," *Présentation aux Journées électrotechnique du club EEA "Systèmes électriques pour véhicules du futur"*, Mar. 2009.
- [SAR98] F. M. SARGOS, "Transformation des systèmes polyphasés," *Cours d'Electrotechnique Analytique à l'ENSEM, Nancy*, 1998.
- [SCH92] M. SCHRÖDL, "Sensorless Control of AC Machines," *VDI-Verlag, VII, Fortschritt-Berichte VDI: Reihe 21, Elektrotechnik*, no. 117, 1992.
- [SCH96] M. SCHROEDL, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method," in *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, San Diego, 1996, pp. 270-277.
- [SOL96] J. SOLSONA, M. I. VALLA, and C. MURAVCHIK, "A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 4, pp. 492-497, 1996.
- [TAK09] N. TAKORABET, "Actionneurs Electriques," *Cours de Génie Electrique à l'ENSEM, Nancy*, 2009.
- [TAK85] S. TAKAGI and M. SUGENO, "Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control," *IEEE Trans. on Systems Man and Cybernetics*, vol. 15, no. 1, pp. 116-132, Jan. 1985.
- [TAN01] K. TANAKA, T. YUZAWA, R. MORIYAMA, and I. MIKI, "Initial Rotor Position Estimation for Surface Permanent Magnet Synchronous Motors," in *IEEE Industry Application Conference*, Chicago, 2001, pp. 2592-2597.
- [TAN98] K. TANAKA, T. IKEDA, and H. O. WANG, "Fuzzy regulators and fuzzy observers: relaxed stability conditions and LMI-based designs," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 6, no. 2, pp. 250-265, 1998.
- [VAC07] P. VACLAVEK and P. BLAHA, "Synchronous Machine Drive Observability Analysis for Sensorless Control Design," in *Control Applications, 2007. CCA 2007. IEEE International Conference on*, Singapore, 2007, pp. 1113-1117.
- [VAS98] P. VAS, "Sensorless Vector and Direct Torque Control," *Oxford University Press*, 1998.
- [WEL06] G. WELCH and G. BISHOP, "An Introduction to the Kalman Filter," Department of Computer Science, University of North Carolina, Chapel Hill, Technical Report TR 95-041, 2006.

-
- [ZAI11] S. ZAIM, J. P. MARTIN, B. NAHID-MOBARAKEH, and F. MEIBODY-TABAR, "High performance low cost control of a permanent magnet wheel motor using a Hall effect position sensor," in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference VPPC'11*, Chicago, 2011, pp. 1-6.
- [ZAI12] S. ZAIM, B. NAHID-MOBARAKEH, F. MEIBODY-TABAR, and R. MEURET, "Commande d'une machine électrique à aimants permanents," *Brevet d'invention n° 1250888 déposé le 31 janvier 2012 par Hispano-Suiza et l'Université de Lorraine*, pp. 1-21, 2012.
- [ZAL09] D. ZALTNI, M. N. ABDELKRIM, M. GHANES, and J. P. BARBOT, "Observability Analysis of PMSM," in *Signals, Circuits and Systems (SCS), 2009 3rd International Conference on*, Medenine, 2009, pp. 1-6.
- [ZHE08] Z. ZHENG, Y. LI, X. XIAO, and M. FADEL, "Mechanical sensorless control of spmsm based on hf signal injection and kalman filter," in *Electrical machines and systems, Proceedings of the 12th international conference on*, Wuhan, 2008, p. 1385–1390.

Tables des figures

<i>Figure I-1 : Evolution de la puissance installée dans les avions [ROB09] [DUM11].....</i>	<i>17</i>
<i>Figure I-2 : Axes et gouvernes de l'avion [MAM10].....</i>	<i>18</i>
<i>Figure I-3 : Schéma de principe d'une commande de vol [NFO06].....</i>	<i>19</i>
<i>Figure I-4 : Schéma de contrôle d'une EHA.....</i>	<i>20</i>
<i>Figure I-5 : Schéma de principe d'un EMA "gear drive"</i>	<i>21</i>
<i>Figure I-6 : Schéma de principe d'un EMA "direct drive"</i>	<i>21</i>
<i>Figure I-7 : Photographie du moteur d'EMA COVADIS considéré</i>	<i>22</i>
<i>Figure I-8 : Schéma d'une commande vectorielle de MSAP.....</i>	<i>27</i>
<i>Figure I-9 : Régulation des courants et de la vitesse d'une MSAP</i>	<i>28</i>
<i>Figure I-10 : Repère réel d-q et estimé δ-γ.....</i>	<i>29</i>
<i>Figure I-11 : Principe de l'algorithme d'estimation de la vitesse [NAH01a].....</i>	<i>31</i>
<i>Figure I-12 : Schéma bloc de la commande sans capteur basée sur l'estimation de la f.é.m.....</i>	<i>33</i>
<i>Figure I-13 : Résultats de simulations pour un démarrage et une inversion de vitesse sans capteur (passage de la référence de vitesse de 0 à 1000 tr/min à $t = 0,2$ s, puis de 1000 tr/min à -1000 tr/min à $t = 1.6$ s). En haut les vitesses réelle et estimée à gauche, les positions réelle et estimée à droite. En bas ces mêmes positions zoomées.....</i>	<i>33</i>
<i>Figure I-14 : Résultats de simulations pour un échelon de couple de 3 Nm à $t = 0,4$ s lorsque la vitesse du rotor est à 1000 tr/min à $t = 0,2$ s. A gauche les vitesses réelle et estimée, à droite l'erreur sur l'estimation de la position</i>	<i>34</i>
<i>Figure I-15 : Résultats de simulation pour un démarrage sans capteur avec une erreur initiale de 4,2 rad. A gauche les vitesses réelle et estimée, à droite les positions réelle et estimée (zoomées sur la phase de démarrage dans le mauvais sens)</i>	<i>40</i>
<i>Figure I-16 : Mesures fournies par un capteur à effet Hall</i>	<i>41</i>
<i>Figure I-17 : Positons réelle et mesurée en utilisant uniquement les capteurs à effet Hall. A gauche les résultats de simulations, à droite les mesures expérimentales.....</i>	<i>42</i>
<i>Figure I-18 : Courants réels dans les axes d et q de la machine pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche les résultats de simulations, à droite les mesures expérimentales</i>	<i>43</i>
<i>Figure I-19 : Courants de phase pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche les résultats de simulations, à droite les mesures expérimentales.....</i>	<i>43</i>
<i>Figure I-20 : Schéma bloc de la méthode de commande proposée.....</i>	<i>44</i>
<i>Figure I-21 : Résultats de simulations pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche le capteur à effet Hall seul, à droite en association avec la méthode de commande sans capteur</i>	<i>45</i>

Figure I-22 : Résultats expérimentaux pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche le capteur à effet Hall seul, à droite en association avec la méthode de commande sans capteur	45
Figure I-23 : Résultats de simulation pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche la méthode sans capteur seule, à droite en association avec le capteur à effet Hall	46
Figure I-24 : Résultats expérimentaux pour des références $i_{qref} = 5A$ et $i_{dref} = 0A$. A gauche la méthode sans capteur seule, à droite en association avec le capteur à effet Hall.	46
Figure II-1 : Plan de coupe du moteur d'EMA.....	56
Figure II-2 : Paramètres du moteur d'EMA.....	57
Figure II-3 : Dessin du moteur d'EMA sur le logiciel FEMM (en zoomé à droite).....	58
Figure II-4 : Evolution des inductances dynamiques l_d (à gauche) et l_q (à droite) en fonction des courants i_d et i_q	60
Figure II-5 : Evolution des composantes directe (à gauche) et en quadrature (à droite) du flux en fonction des courants i_d et i_q	60
Figure II-6 : Flux (à gauche) et inductances (à droite) dans la direction directe et en quadrature pour $i_q = 4A$ et i_d variant de $-15 A$ à $+15A$.....	61
Figure II-7 : Flux (à gauche) et inductances (à droite) dans la direction directe et en quadrature pour $i_d = 4A$ et i_q variant de $-15 A$ à $+15A$.....	61
Figure II-8 : Inductances directe (à gauche) et en quadrature (à droite) pour un courant correspondant variant de $-15 A$ à $+ 15 A$ et une position électrique variant de 0° à 360°	62
Figure II-9 : Inductances directe (à gauche) et en quadrature (à droite) pour des courants i_d et i_q fixés à $4 A$ et une position électrique variant de 0° à 360°	62
Figure II-10 : Inductances directe interpolée (à gauche) et calculée par éléments finis (à droite) pour des courants i_d et i_q variant de $-15 A$ à $+ 15 A$	63
Figure II-11 : Inductances en quadrature interpolée (à gauche) et calculée par éléments finis (à droite) pour des courants i_d et i_q variant de $-15 A$ à $+ 15 A$	63
Figure II-12 : Vitesse angulaire réelle du rotor pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min.....	67
Figure II-13 : Positions électriques réelle (en bleu) et estimée (en rouge) du rotor (à gauche) et erreur d'estimation sur la position (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min	67
Figure II-14 : Erreur d'estimation moyenne sur la position électrique en fonction de la vitesse mécanique	68
Figure II-15 : Vitesse mécanique réelle (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un démarrage à 50 tr/min puis un échelon de couple de 2 Nm à $t=0,5 \text{ s}$.....	69

Figure II-16 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position	69
Figure II-17 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 2 Nm.	70
Figure II-18 : Schéma bloc de la méthode de commande sans capteur de Zgorski [ABR11].....	73
Figure II-19 : Vitesse angulaire réelle du rotor pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min.....	73
Figure II-20 : Positions électriques réelle (en bleu) et estimée (en rouge) du rotor (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min	74
Figure II-21 : Erreur d'estimation moyenne sur la position électrique en fonction de la vitesse mécanique	74
Figure II-22 : Vitesse mécanique réelle (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un démarrage à 50 tr/min puis un échelon de couple de 2 Nm à $t=0,5$ s.....	75
Figure II-23 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position	75
Figure II-24 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur d'estimation sur la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 2 Nm.	76
Figure II-25 : Impact d'une erreur sur la valeur de l'inductance statorique sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse	77
Figure II-26 : Impact d'une erreur sur la valeur de la résistance statorique sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse	77
Figure II-27 : Impact d'une erreur sur la valeur de la constante de flux sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse.....	78
Figure II-28 : Vitesses angulaires réelle et estimée (à gauche) et erreur d'estimation (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min.....	79
Figure II-29 : Vitesses mécaniques réelle et estimée pour un échelon de couple de 2,2 Nm à $t=0,5$s	79
Figure II-30 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position, sous une charge mécanique constante de 4 Nm	80
Figure II-31 : Erreur d'estimation (à gauche) et courant dans l'axe réel q (à droite) lors de la phase de convergence de l'algorithme.....	81

Figure II-32 : Forme des tensions tests appliquées et des réponses en courant [MIZ98]	82
Figure II-33 : Vitesse angulaire réelle du rotor pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min.....	84
Figure II-34 : Positions électriques réelle (en bleu) et estimée (en rouge) du rotor (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min	85
Figure II-35 : Vitesse angulaire réelle du rotor pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min.....	85
Figure II-36 : Positions électriques réelle (en bleu) et estimée (en rouge) du rotor (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min	86
Figure II-37 : Erreur moyenne sur l'estimation de la position électrique en fonction de la vitesse.....	86
Figure II-38 : Vitesse mécanique réelle (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un démarrage à 50 tr/min puis un échelon de couple de 2 Nm à $t=0,5$ s	87
Figure II-39 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position	87
Figure II-40 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 2 Nm	87
Figure II-41 : Impact d'une erreur sur la valeur de l'inductance statorique sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse	88
Figure II-42 : Impact d'une erreur sur la valeur de la résistance statorique sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse	88
Figure II-43 : Impact d'une erreur sur la valeur de la constante de flux sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse.....	89
Figure II-44 : Vitesses angulaires réelle et estimée du rotor (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min	90
Figure II-45 : Vitesses mécaniques réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de couple de 4 Nm à $t = 0$ s lorsque le rotor est à une vitesse de 100 tr/min.....	90
Figure II-46 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position	91

Figure II-47 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 6 Nm	91
Figure II-48 : Erreur d'estimation moyenne sur la position électrique en fonction du couple de charge à vitesse nulle	92
Figure II-49 : Impact d'une erreur sur la valeur de l'inductance statorique sur la précision de l'estimation de la position. A gauche en boucle de position et à droite en boucle de vitesse	92
Figure II-50 : Impact d'une erreur sur la valeur de l'inductance directe (à gauche) et en quadrature (à droite) sur la précision de l'estimation de la position en boucle de vitesse (100 tr/min)	93
Figure II-51 : Impact d'une erreur sur la valeur de la résistance (à gauche) et de la constante de couple (à droite) sur la précision de l'estimation de la position en boucle de vitesse (100 tr/min)	93
Figure III-1 : Schéma bloc synthétique du procédé d'estimation de la position	103
Figure III-2 : Phase de convergence de l'algorithme pour une erreur initiale de 80 degrés électriques. En haut le terme de couplage Δi_{γ} et l'erreur d'estimation, respectivement à gauche et à droite. En bas les courants direct et en quadrature, respectivement à gauche et à droite	105
Figure III-3 : Vitesse angulaire réelle du rotor pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min	105
Figure III-4 : Positions réelle et estimée du rotor (à gauche) et erreur d'estimation (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50 tr/min à -50 tr/min	106
Figure III-5 : Erreur moyenne sur l'estimation de la position électrique en fonction de la vitesse	106
Figure III-6 : Vitesse mécanique réelle (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un démarrage à 50 tr/min puis un échelon de couple de 2 Nm à $t=0,5$ s	107
Figure III-7 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un profil de consigne de position	107
Figure III-8 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 2 Nm	108
Figure III-9 : Phase de convergence de l'algorithme pour une erreur initiale de 80 degrés électriques. A gauche l'erreur d'estimation, à droite le courant réel en quadrature i_q	109
Figure III-10 : Vitesses réelle et estimée du rotor (à gauche) et erreur d'estimation (à droite) pour une référence de vitesse passant de 0 tr/min à 50 tr/min puis de 50tr/min à -50 tr/min	109

Figure III-11 : En haut : Vitesses angulaire réelle et estimée du rotor (à gauche) et erreur d'estimation (à droite) pour un démarrage puis une inversion lente de vitesse sans capteur mécanique. En bas : la même opération avec l'aide d'un capteur mécanique	110
Figure III-12 : Erreur moyenne sur l'estimation de la position électrique en fonction de la vitesse.....	111
Figure III-13 : Vitesse mécanique réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de couple de 5,6 Nm à $t = 0$ s.....	111
Figure III-14 : Profil de consigne de position. En haut : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et positions électriques réelle et de référence pour une opération avec capteur (à droite). En bas : erreur sur l'estimation de la position électrique (à gauche) et vitesses réelle et estimée (à droite)	112
Figure III-15 : Positions électriques de référence, réelle et estimée (à gauche) et erreur sur l'estimation de la position électrique (à droite) pour un échelon de charge de 4 Nm	113
Figure III-16 : Erreur moyenne sur l'estimation de la position électrique en fonction du couple de charge.....	113
Figure III-17 : Paramètres de la MSAP utilisée lors des essais complémentaires au laboratoire AMPERE de Lyon.....	114
Figure III-18 : Essais de répétabilité. A gauche : superposition de 30 mesures expérimentales de réponse à un profil de position (en vert la position de référence, en bleu la position réelle et en rouge son estimation). A droite l'erreur d'estimation moyenne pour chacun des essais	114
Figure III-19 : Essais de linéarité. En haut : Référence de position (à gauche) et superposition de 5 réponses expérimentales (à droite). En bas : superposition des valeurs absolues de l'erreur d'estimation lors de chacun des essais (à gauche) et moyenne de l'erreur d'estimation à chaque position (en bleu la phase aller, en rouge la phase retour) (à droite).....	115
Figure III-20 : Tenue de la charge nominale. En haut : Positions de référence, réelle et estimée (à gauche) et courant dans l'axe q réel (à droite). En bas : erreur sur l'estimation de la position.....	116
Figure III-21 : Tableau comparatif de la méthode proposée avec les méthodes existantes testées	122
Figure III-22 : Erreur moyenne sur l'estimation de la position électrique en fonction de la vitesse.....	125
Figure IV-1 : Forme de la tension test appliquée et des réponses en courant.....	132
Figure IV-2 : Erreur d'estimation initiale maximale pour l_q variant de 0,01 mH à 1H et une saillance l_{slq} allant de 1% à 99% (à gauche) et convergence de l'algorithme pour divers erreurs initiale (à droite) avec : $T = 0,1$ ms, $V_{\delta s} = 100V$, $K_0 = 1000$ s – 1A – 1, $\tau = 1$ s , $l_q = 6,9$ mH et $l_s = 2,5$ mH.....	137

Figure IV-3 : Erreur d'estimation initiale maximale pour $V\delta s$ variant de 1 V à 250 V et une saillance l_s allant de 1% à 99% de l_q avec : $T = 0,1 \text{ ms}$, $l_q = 6,9 \text{ mH}$, $K_0 = 1000 \text{ s}^{-1} \text{ A}^{-1}$, $\tau = 1 \text{ s}$	138
Figure IV-4 : Erreur d'estimation initiale maximale pour l_q variant de 0,01 mH à 1H K_0 allant de 1 à 5000 $\text{s}^{-1} \text{ A}^{-1}$ avec : $T = 0,1 \text{ ms}$, $V\delta s = 100 \text{ V}$, $l_s = 0,1 l_q$ et $\tau = 1 \text{ s}$	138
Figure IV-5 : Erreur d'estimation initiale maximale pour τ variant de 0,1 ms à 10 s et K_0 allant de 1 à 5000 $\text{s}^{-1} \text{ A}^{-1}$ avec : $T = 0,1 \text{ ms}$, $V\delta s = 100 \text{ V}$, $l_s = 0,1 l_q$ et $l_q = 6,9 \text{ mH}$.	138
Figure IV-6 : Erreur d'estimation initiale maximale pour T variant de 0,01 ms à 10 ms et une saillance $l_s l_q$ allant de 1% à 99% avec : $V\delta s = 100 \text{ V}$, $l_q = 6,9 \text{ mH}$, $K_0 = 1000 \text{ s}^{-1} \text{ A}^{-1}$ et $\tau = 1 \text{ s}$.....	139
Figure IV-7 : A gauche : convergence de l'algorithme pour différentes valeurs de K_0 avec $l_s = 0,2 l_q$. A droite : convergence de l'algorithme pour différentes valeurs de l_s avec $K_0 = 1000 \text{ s}^{-1} \text{ A}^{-1}$ ($T = 0,1 \text{ ms}$, $V\delta s = 100 \text{ V}$, $l_q = 6,9 \text{ mH}$ et $\tau = 1 \text{ s}$).	140
Figure IV-8 : A gauche : convergence de l'algorithme pour différentes valeurs de l_q avec $l_s = 0,2 l_q$. A droite : temps de convergence de l'algorithme pour des valeurs de l_q allant de 0,01mH à 80mH et des valeurs de l_s allant de 0,1l_q à 0,88l_q.....	140
Figure IV-9 : A gauche : convergence de l'algorithme pour différentes valeurs de $V\delta s$ avec $T = 0,1 \text{ ms}$. A droite : convergence de l'algorithme pour différentes valeurs de T avec : $V\delta s = 100 \text{ V}$ ($K_0 = 1000 \text{ s}^{-1} \text{ A}^{-1}$, $l_q = 6,9 \text{ mH}$, $l_s = 0,2 l_q$ et $\tau = 1 \text{ s}$).....	141
Figure IV-10 : Amplitude du terme de couplage Δi_{ys} en fonction de l'erreur d'estimation avec $l_q = 6,9 \text{ mH}$, $l_s = -1,48 \text{ mH}$, $T = 0,3 \text{ ms}$ et $V\delta s = 135 \text{ V}$, zoomé à droite.....	143
Figure IV-11 : Degré de saillance minimal en fonction de l_q et $V\delta s$ pour.....	144
Figure IV-12 : A gauche : Degré de saillance minimal en fonction de l_q et T pour $V\delta s = 135 \text{ V}$, $\Delta i_{ys \text{ min}} = 0,07 \text{ A}$ et $\phi_m = 0,14 \text{ rad}$. A droite : Degré de saillance minimal en fonction de T et $V\delta s$ pour $l_q = 6,9 \text{ mH}$, $\Delta i_{ys \text{ min}} = 0,07 \text{ A}$ et $\phi_m = 0,14 \text{ rad}$.....	144
Figure IV-13 : Estimation de la position basée sur la f.é.m en "boucle ouverte". Dans notre étude, la position mesurée est remplacée par l'estimation fournie par l'estimateur basses vitesses [BOI10].....	146
Figure IV-14 : Estimation de la position basée sur la f.é.m en "boucle fermée". Dans notre cas, le capteur réel est remplacé par l'estimateur basses vitesses [BOI10].	146
Figure IV-15 : Evolution de l'erreur sur l'estimation de la position en régime permanent et en fonction de la vitesse. En bleu pour la méthode basses vitesses et en rouge pour la méthode hautes vitesses (résultats expérimentaux).....	148
Figure IV-16 : Evolution de la valeur des fonctions d'activation avec la vitesse mécanique	148
Figure IV-17 : Vitesses de référence et réelle pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée	150

Figure IV-18 : Erreur sur l'estimation de la position pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée.....	150
Figure IV-19 : Couple mécanique pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée.....	151
Figure IV-20 : Fonctions d'activation pour un profil de consigne de vitesse avec la méthode de transition proposée. A droite zoomé sur une zone de commutation.....	151
Figure IV-21 : Vitesse réelle pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée.....	152
Figure IV-22 : Erreur sur l'estimation de la position pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée.....	152
Figure IV-23 : Courant en quadrature réel pour un profil de consigne de vitesse. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée	152
Figure IV-24 : Fonctions d'activation pour un profil de consigne de vitesse avec la méthode de transition proposée. A droite zoomé sur une zone de commutation.....	153
Figure IV-25 : Vitesse réelle pour un profil de consigne de vitesse ayant une dynamique lente. A gauche sans méthode de transition, à droite avec la méthode de transition proposée.....	154
Figure IV-26 : Erreur sur l'estimation de la position pour un profil de consigne de vitesse ayant une dynamique lente. A gauche sans méthode de transition, à droite avec celle proposée	154
Figure IV-27 : Courant en quadrature réel pour un profil de consigne de vitesse ayant une dynamique lente. A gauche sans méthode de transition, à droite avec celle proposée.....	154
Figure IV-28 : Fonctions d'activation pour un profil de consigne de vitesse ayant une dynamique lente avec la méthode de transition	155
Figure IV-29 : Pour une position réelle de 230 degrés électriques : Angle θ_v d'application du vecteur tension par rapport à l'axe α en bleu et détection d'un nouveau maximum de la réponse en courant i_p en rouge (à gauche) ; position réelle et position initiale estimée fournie par la méthode (à droite).....	157
Figure IV-30 : Réponse en courant i_p aux impulsions de tension pour une position réelle initiale de 230 degrés électriques	158
Figure IV-31 : Courants i_d (à gauche) et i_q (à droite) réels pour une position réelle initiale de 230 degrés électriques.....	158
Figure IV-32 : Pour une position initiale de 138 degrés électriques. A gauche : Angle θ_v d'application du vecteur tension par rapport à l'axe α en bleu et détection d'un nouveau maximum de la réponse en courant i_p en vert. A droite : position réelle et position initiale fournie par la méthode.....	159

<i>Figure IV-33 : Réponse en courant i_p aux impulsions de tension pour une position initiale de 138 degrés électriques (à droite zoomé sur la détection du maximum lorsque θ_v passe de 240 à 120 degrés électriques.....</i>	<i>159</i>
<i>Figure IV-34 : Courants i_d (à gauche) et i_q (à droite) réels pour une position initiale de 138 degrés électriques.....</i>	<i>160</i>
<i>Figure IV-35 : Processus de commande sans capteur mécanique sur toutes les gammes de vitesses</i>	<i>161</i>

Résumé

Grace à leur forte densité de puissance et leur facilité de commande, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont fréquemment utilisées pour motoriser les actionneurs aéronautiques. Afin de pouvoir assurer le pilotage de ces moteurs, une information précise sur la position du rotor est nécessaire. Des capteurs de position sont utilisés pour mesurer la position et calculer la vitesse du rotor. Les inconvénients inhérents à l'utilisation de ces capteurs sont la diminution de la fiabilité du système et l'augmentation du poids, du volume, et du coût total du celui-ci. Dans ce travail, nous présentons une commande ne nécessitant pas le capteur de position à l'aide d'algorithmes d'estimation des variables mécaniques uniquement à partir de la mesure des courants statoriques. Après avoir abordé les méthodes de commande sans capteur adaptées aux hautes vitesses et basées sur l'estimation de la force électromotrice, nous établissons un état de l'art des méthodes de contrôle à basses vitesses basées sur la saillance du rotor. Une nouvelle méthode de commande sans capteur en basses vitesses et à l'arrêt, indépendante des paramètres du moteur et très simple à implanter est ensuite proposée et validée en simulation (sur un modèle de MSAP prenant en compte les effets de saturation) puis sur banc d'essais. Une étude analytique sur la convergence de l'algorithme et sa robustesse est également réalisée. Enfin, un processus d'initialisation ainsi qu'une méthode de transition sans à-coups entre les méthodes basses et hautes vitesses sont proposées et validées par simulation et expérimentation.

For their high power density and ease of control, permanent magnet synchronous motors (PMSM) are widely used in more electric aircraft. In order to control PMSMs, precise information on the rotor position is required. This information is provided by position sensors which have inherent drawbacks despite their good precision: these sensors decrease reliability and increase weight, volume, and cost of the whole system. In this thesis, we present a mechanical sensorless control method by estimating the rotor speed and position only from the phase currents measurements. Sensorless control methods suitable for high speeds and based on back-EMF estimation are first discussed. Then, a state of the art in sensorless methods for low speeds operations is presented. A new sensorless control, independent from the motor parameters, is presented for operating at low speeds and standstill. Both simulations (on a PMSM model taking into account the saturation phenomenon) and experimental results show the effectiveness of this model-independent method. A convergence analysis and a robustness study of the proposed algorithm are also made. Finally, an initialization process and a method for smooth transition between low and high speeds methods are proposed and validated on an experimental test-bench.

