



HAL
open science

Étude et conception d'un groupe motopropulseur électrique à faibles niveau vibratoire et sonore pour véhicule électrique. Aspects "contrôle - commande"

Mohammad-Waseem Arab

► To cite this version:

Mohammad-Waseem Arab. Étude et conception d'un groupe motopropulseur électrique à faibles niveau vibratoire et sonore pour véhicule électrique. Aspects "contrôle - commande". Energie électrique. Université Paris Sud - Paris XI, 2015. Français. NNT : 2015PA112231 . tel-01374735

HAL Id: tel-01374735

<https://theses.hal.science/tel-01374735>

Submitted on 1 Oct 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ PARIS-SUD

ÉCOLE DOCTORALE STITS
Laboratoire de Génie électrique et électronique de Paris

THÈSE DE DOCTORAT

DISCIPLINE : PHYSIQUE

par

Mohammad-Waseem ARAB

Étude et conception d'un groupe motopropulseur électrique à faibles niveau vibratoire et sonore pour véhicule électrique.
Aspects "contrôle - commande".

Date de soutenance : 30/09/2015

Composition du jury :

Directeur de thèse :	M. Claude MARCHAND	Professeur (Université Paris Sud)
Rapporteurs :	M. François AUGER	Professeur (Université de Nantes)
	M. Sébastien MARIETHOZ	Professeur (Université des sciences appliquées de Bern, Suisse)
Examineurs :	M. Maurice FADEL	Professeur (ENSEEIH)
	M. Javier OJEDA	Maître de conférences (ENS de Cachan)
	Mme. Imen BAHRI	Maître de conférences (Université Paris Sud)
	Mme Hala HANNOUN	Docteur Ingénieur de recherche (Renault)
	M. Mickael HILAIRET	Professeur (Université de Franche-Comté)

Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire sont le fruit d'une collaboration entre le laboratoire GeePs (Groupe of electrical engineering of Paris) et Renault. Cette thèse a été réalisée grâce à l'engagement et l'accompagnement de plusieurs personnes tout au long de ce parcours; c'est pourquoi je souhaite profiter de cette occasion pour leur exprimer toute ma considération.

Je remercie M. Maurice FADEL, Professeur à l'ENSEEIH, d'avoir accepté de présider le jury de ma thèse. Je remercie également M. François AUGER, professeur à l'université de Nantes et M. Sébastien MARIETHOZ, professeur à l'université des sciences appliquées de Bern, pour m'avoir fait l'honneur d'être les rapporteurs de ma thèse, et pour avoir contribué à enrichir ces travaux de leurs précieuses remarques. Je tiens aussi à remercier M. Javier OJEDA, Maître de conférences à l'ENS de Cachan pour avoir participé au jury de ma thèse.

J'exprime ma profonde gratitude à mon directeur de thèse, M. Claude MARCHAND, Professeur à l'université Paris-Sud et directeur du laboratoire GeePs, pour ses conseils pertinents, les discussions enrichissantes que nous avons eues, et surtout la patience dont il a fait preuve tout au long de cette thèse.

Je remercie également mes encadrants, M. Mickael HILAIRET, Professeur à l'université de Belfort, M. Emmanuel GODOY, professeur à l'École CentraleSupélec, M. Xavier MININGER, professeur à l'université Paris-sud et Mme Imen BAHRI, maître de conférences à l'université Paris Sud, pour leur soutien durant cette thèse. Je les remercie aussi pour la confiance et la patience qu'ils m'ont accordées et sans lesquelles ces travaux n'auraient pas aboutis.

Je souhaite remercier Mme Hala HANNOUN, Docteur Ingénieur de recherche à Renault, pour tout le soutien et l'encadrement qu'elle m'a présenté durant cette thèse.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à M. Sid-Ali RANDI, Docteur Ingénieur de recherche à Renault, pour m'avoir guidé et conseillé sur une partie de mes travaux.

Je souhaite également remercier M. Pablo GRACIA-ESTEBANEZ pour les échanges enrichissants que nous avons eus et pour avoir accepté de partager son expertise et ses connaissances avec moi.

Je remercie toute l'équipe administrative pour l'aide qu'elle m'a apportée et je n'oublie pas mes collègues du pôle ECo2 (ex. équipe COCODI) avec lesquels j'ai passé des moments inoubliables. Je remercie également l'ensemble du personnel du laboratoire GeePs pour son accueil et son assistance tout au long de cette thèse.

Je remercie enfin, tendrement et de tout cœur, mes parents et ma famille, pour m'avoir soutenu et encouragé malgré les circonstances très difficiles qu'ils traversent.

Introduction générale.....	10
Chapitre I : La MRVDS dans les véhicules électriques	13
I.1 Introduction	13
I.2 Principe de fonctionnement de la MRVDS.....	14
I.2.1 Conversion électromagnétique dans la MRVDS	15
I.2.2 Structure du convertisseur électrique.....	20
I.3 La MRVDS dans les véhicules électriques : avantages et défis.....	21
I.3.1 Ondulation de couple.....	21
I.3.2 Bruit acoustique.....	22
I.4 État de l'art sur l'application de la MRVDS dans la traction électrique.....	24
I.5 Conclusion partielle et présentation du plan du mémoire.	26
Chapitre II : Commande en couple de la MRVDS.....	27
II.1 Introduction	27
II.2 Préconisations recherchées dans une application de traction automobile	28
II.3 Modélisation et caractéristiques du prototype étudié	29
II.3.1 Modèle électrique	29
II.3.2 Modèle électromagnétique.....	31
II.3.3 Modèle électromécanique	35
II.3.4 Modélisation numérique pour la simulation.....	36
II.3.5 Identification expérimentale du prototype.....	37
II.3.5.1 Description du banc expérimental.....	37
II.3.5.2 Identification expérimentale de la caractéristique électromagnétique.	38
II.3.5.3 Identification expérimentale de la caractéristique électromécanique...	48
II.3.5.4 Conclusions partielles	49
II.4 Commande de la MRVDS : état de l'art	50
II.4.1 Commande directe du couple.....	50
II.4.2 Commande indirecte du couple.....	53
II.5 Élaboration de la stratégie de commande en couple de la MRVDS.....	54
II.5.1 La commande du couple instantané.....	54

II.5.2	La commande du couple moyen.....	58
II.5.3	Comparaison et combinaison des commandes sur le plan couple/vitesse.....	66
II.6	Conclusions partielles.....	69
Chapitre III : Asservissement en courant de la MRVDS		71
III.1	Problématique de régulation du courant dans la MRVDS	71
III.1.1	Fréquence d'échantillonnage limitée de la boucle du courant.....	72
III.1.2	Limitations pratiques : Retard de calcul ou celui dû à la chaîne de mesure	73
III.1.3	Robustesse vis-à-vis l'incertitude dans la modélisation de la machine	75
III.2	État de l'art sur la régulation du courant dans la MRVDS	75
III.3	Modèle de simulation	78
III.4	Le régulateur hybride prédictif (RHP).....	78
III.4.1	Le régulateur PI à gains variables (PIGV).....	79
III.4.2	Le régulateur hybride (RH)	90
III.4.2.1	Résultats de simulation	93
III.4.3	Le régulateur hybride prédictif (RHP)	99
III.4.3.1	Prédiction de courant.....	99
III.4.3.2	Le régulateur PIGV.....	101
III.4.3.3	La machine d'état.....	102
III.4.3.4	Fonctionnement du régulateur RHP.....	103
III.4.4	Simulation et comparaison entre les régulateurs RH et RHP.....	105
III.4.5	Étude de robustesse	111
III.4.5.1	Dispersion de la résistance de phase.....	111
III.4.5.2	Erreurs de modélisation électromagnétique.....	113
III.4.5.3	Robustesse vis-à-vis du retard de mesure.....	115
III.4.6	Conclusion partielle.....	118
III.5	Régulateur RST (synthèse par placement de pôles).....	119
III.5.1	Mise sous forme discret du modèle de la machine	119
III.5.2	Synthèse des polynômes du régulateur RST.....	120
III.5.3	Commande par anticipation.....	123
III.5.4	Système anti-emballement	124
III.5.5	Réglage du régulateur RST par optimisation	125
III.5.6	Analyse fréquentielle.....	127

III.6	Comparaison des deux régulateurs développés	134
III.7	Conclusions partielles.....	144
Chapitre IV : Réduction de la vibration de la chaîne cinématique du véhicule		147
IV.1	Introduction	147
IV.2	Définition du cahier des charges industriel.....	149
IV.2.1	Accélération ou décélération sur une route plate.....	149
IV.2.2	Glissement vers l'arrêt ou vers la marche.....	150
IV.3	Modélisation et analyse de la chaîne cinématique	151
IV.3.1	Structure de la chaîne cinématique.....	151
IV.3.2	Modélisation de la chaîne cinématique	152
IV.3.3	Analyse de la chaîne cinématique	156
IV.3.3.1	Analyse dans le domaine fréquentiel	156
IV.3.3.2	Analyse dans le domaine temporel.....	160
IV.3.4	Sources d'excitation de la chaîne de transmission	162
IV.3.4.1	Variations de la consigne de couple demandée à la MRVDS.....	162
IV.3.4.2	Contenu harmonique du couple de la MRVDS	163
IV.3.4.3	Variations du couple résistant aux roues	165
IV.4	Structure de la commande anti à-coups	166
IV.4.1	Profilage de la consigne de couple.....	167
IV.4.2	Correction stabilisante.....	168
IV.5	Choix des paramètres de la commande par optimisation	172
IV.5.1	Définition du problème d'optimisation	172
IV.5.2	Choix de l'algorithme d'optimisation.....	173
IV.5.3	Résultats obtenus par optimisation	175
IV.6	Validation de la commande anti à-coups.....	178
IV.6.1	Validation de la commande anti à-coups vis-à-vis du CDC de l'agrément.....	179
IV.6.1.1	Accélération sur une route plate	179
IV.6.1.2	Décélération sur une route plate	180
IV.6.1.3	Effet du couple résistant.....	181
IV.6.2	Validation de la commande anti à-coups vis-à-vis des ondulations de couple.....	182
IV.7	Analyse de la robustesse de la commande anti à-coups.....	186

IV.7.1	Mise en forme du problème.....	186
IV.7.2	Analyse de sensibilité par Sobol.....	187
IV.7.3	Résultats de l'analyse de sensibilité.....	187
IV.8	Conclusions partielles.....	189
Chapitre V : Conclusions et perspectives.....		191
Bibliographie		194

Nomenclature

Liste d'abréviations

Abréviation	Signification
MRVDS	Machine à Réluctance Variable à Double Saillance
GMP	Groupe Motopropulseur
GMPE	Groupe Moto Propulseur Électrique
EF	Éléments Finis
CDCA	Commande Directe du Couple Instantané
CDPCA	Commande Directe Prédicative du Couple Instantané
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
EDP	Électronique De Puissance
FPGA	Field-Programmable Gate Array
DSP	Digital Signal Processor
PI	Régulateur Proportionnel Intégral
PIGV	Régulateur Proportionnel Intégral à Gains Variables
RH	Régulateur Hybride
CAN	Controller Area Network
ABS	Anti-lock braking

List des symboles

Symbol	Signification
Ω_{max}	Vitesse maximale de la MRVDS
$i_{ph,max}$	Courant maximal de phase
C_{max}	Couple maximal de la MRVDS
Ω_e	Vitesse électrique du rotor
θ_e	Position électrique du rotor
V_{DC}	Tension du bus DC
u_{ph}	Tension aux bornes de la phase
R_{ph}	Résistance de la phase
i_{ph}	Courant de la phase
ϕ_{ph}	Flux magnétique propre de la phase
$\hat{\phi}_{ph}$	Estimation du flux magnétique propre de la phase
L'_{ph}	Inductance incrémentale de la phase
E_{ph}	Force contre électromotrice de la phase
E'_{ph}	Force contre électromotrice de la phase normalisée par rapport à la vitesse mécanique
\bar{i}_{ph}	Courant de la phase en régime permanent
\bar{u}_{ph}	Tension en régime permanent aux bornes de la phase

t_m	Durée de mesure expérimentale
α	Terme correctif de la résistance de phase déduit à partir des mesures expérimentales
u_{aux}	Tensions aux bornes du bobinage auxiliaire
ϕ_{aux}	Flux du bobinage auxiliaire
ϕ_s	Flux vu par une spire du bobinage auxiliaire
I_{ref}	Amplitude du créneau de la consigne de courant
ψ	Angle d'amorçage d'une phase par rapport à la position d'opposition
θ_p	Durée de conduction d'une phase de la MRVDS
Δ	Durée de la période de chevauchement entre deux phases
q	Nombre de phases de la machine
N_{dr}	Nombre de dents au rotor
C_{total}^*	Consigne de couple total demandé à la MRVDS
C_k^*	Consigne de couple de la phase k
ΔC	Ondulation du couple en valeur absolue
C_{moy}	Valeur moyenne du couple sur un cycle électrique
Σ_{ond}	Cartographie des paramètres de la commande moyenne visant la minimisation des ondulations du couple
Σ_{rend}	Cartographie des paramètres de la commande moyenne visant l'optimisation du rendement de l'ensemble Machine/Convertisseur
K_p	Gain de l'action proportionnelle du régulateur PI
K_i	Gain de l'action intégrale proportionnelle du régulateur PI
ω_n	Bande passante de la boucle d'asservissement en courant
ξ	Facteur d'amortissement de la boucle d'asservissement en courant
α	Accélération longitudinale du véhicule
α_{max}	Accélération longitudinale maximale du véhicule
t_{α_1}	Temps de réponse du véhicule pour accélérer jusqu'à 30% de α_{max}

t_{α_2}	Temps de réponse du véhicule pour accélérer jusqu'à 90% de α_{max}
$\Delta\alpha$	Ondulation crête à crête de l'accélération longitudinale du véhicule
$\alpha_{0,5}$	Accélération atteinte après 0.5 seconds du lâché de la pédale d'accélération
$t_{\alpha_{min}}$	Temps de diminution de l'accélération de 30% de à 3% de α_{max}
θ_{rot}	Position angulaire du rotor de la MRVDS
θ_{ap}	Position angulaire de l'axe primaire du réducteur
θ_{as}	Position angulaire de l'axe secondaire du réducteur
θ_{dif}	Position angulaire de l'axe du différentiel
θ_r	Position angulaire de la roue
θ_v	Position angulaire de l'inertie équivalente du véhicule
J_{rot}	Inertie du rotor de la MRVDS
J_{ap}	Inertie équivalente de l'engrènement primaire du réducteur
J_{as}	Inertie équivalente de l'engrènement secondaire du réducteur
J_{dif}	Inertie équivalente du différentiel
J_r	Inertie équivalente de la roue
J_v	Inertie équivalente du véhicule
k_{rot}	Raideur du rotor de la MRVDS
k_{e1}	Raideur de l'engrènement primaire du réducteur
k_{e2}	Raideur de l'engrènement secondaire du réducteur
k_{jt}	Raideur des joints de transmission
k_p	Raideur des pneus
f_{rot}	Coefficient de frottements visqueux du rotor de la MRVDS
f_{e1}	Coefficient de frottements visqueux de l'engrènement primaire du réducteur
f_{e2}	Coefficient de frottements visqueux de l'engrènement secondaire du réducteur

f_{jt}	Coefficient de frottements visqueux des joints de transmission
f_p	Coefficient de frottements visqueux des pneus
C_{MRV}	Couple électromagnétique produit par la MRVDS
C_{roue}	Couple résistant à la roue
$C_{aéro}$	Couple résistant aérodynamique
C_v	Couple que voit l'inertie équivalente du véhicule
R_p	Rayon du pneu
n_{red}	Rapport du réducteur
$H_{N_{dr}}$	Harmonique du couple lié à l'excentricité du rotor de la MRVDS
$H_{2N_{dr}}$	Harmonique du couple liée au déséquilibre électrique dans la MRVDS
$H_{qN_{dr}}$	Harmonique du couple liée au chevauchement du couple entre les phases de la MRDS

Introduction générale

L'industrie automobile connaît depuis quelques années une transition progressive vers le développement de véhicules à faibles émissions polluantes, voir à zéro émission. Cette transition est le résultat de différents facteurs économiques et environnementaux, dont en particulier les émissions polluantes qui impactent très négativement notre environnement et qui provoquent des phénomènes environnementaux sans précédent. De plus, les prix des carburants ne cessent de croître en raison d'une demande de plus en plus forte et des réserves limitées. Il est entendu alors que l'énergie pétrolière doit être remplacée progressivement par d'autres sources d'énergie propres et durables. Ce constat revêt autant d'importance que le secteur de transport est actuellement un des principaux consommateurs d'énergie.

En anticipation à cette transition inévitable, les constructeurs automobiles ont adopté différentes solutions. Certains constructeurs ont choisi d'investir dans le concept de véhicules hybrides. Ce type de véhicules permet de réduire la consommation du carburant tout en maintenant le même niveau de performances du véhicule à travers la récupération de l'énergie perdue, par exemple, lors du freinage. À court et moyen termes, les véhicules hybrides peuvent être une solution bien adaptée compte tenu qu'ils n'ont pas l'inconvénient d'une autonomie réduite tout en permettant la diminution des émissions polluantes. À long terme, cependant, les véhicules hybrides ne répondent pas au problème de la dépendance à l'énergie pétrolière et à la multiplication des sources polluantes. C'est dans cette optique que les véhicules électriques peuvent être une évolution pertinente.

Le groupe motopropulseur électrique est le composant principal d'un véhicule électrique. De ce fait, le choix du type de machines électriques à employer dans le groupe motopropulseur prend de l'importance au regard d'un certain nombre de critères comme par exemple le coût, le rendement, le bruit, etc. Plus précisément, pour une application en traction automobile, la machine électrique employée doit disposer de différentes caractéristiques telles qu'un couple et une puissance massique importantes, un couple élevé à basse vitesse, une vitesse maximale ainsi qu'un rendement élevé. Il s'ajoute à ces caractéristiques la simplicité de fabrication et le coût faible. La prise en compte de tous ces critères conduit à une certaine complexité

dans le choix de la machine. Jusqu'à présent, la machine synchrone à aimants permanents paraît être la technologie favorisée par l'industrie automobile. Cette machine satisfait beaucoup des critères évoqués, en particulier une puissance massique importante et un rendement très élevé. Ses défauts principaux sont le coût élevé, la robustesse mécanique faible et le besoin de terres rares. Ce dernier élément pose beaucoup de problèmes d'un point de vue industriel car les sources de terres rares sont limitées et leur approvisionnement peut connaître des perturbations. Pour cela, les industriels sont en recherche active d'une topologie de machine qui permettra de remédier aux inconvénients évoqués ou au moins à une partie.

Parmi les différents types de machines connus actuellement, la MRVDS attire une attention particulière dans le domaine de l'automobile. La raison en est que cette machine dispose de plusieurs caractéristiques qui présentent beaucoup d'intérêt. La MRVDS dispose d'une structure relativement simple et son procédé de fabrication est par conséquent moins complexe. De plus, la MRVDS ne nécessite pas d'aimants ce qui permet de réduire son coût de fabrication. Nous citons aussi parmi ses avantages le fonctionnement tolérant aux défauts, la robustesse mécanique et la capacité de fonctionner aux températures élevées. En global, nous pouvons dire que la MRVDS est une topologie très prometteuse pour les applications de traction automobile. Néanmoins, certaines problématiques doivent être surmontées au préalable de l'exploitation de la MRVDS dans les véhicules électriques. En fait, la MRVDS est caractérisée par un couple fortement ondulé. Cette ondulation peut avoir des conséquences négatives sur la liaison mécanique entre le moteur et les roues et nuit au confort du passager à basse vitesse. Enfin, la MRVDS souffre d'un niveau de bruit acoustique élevé comparativement à d'autres types de machines.

L'objectif principal des travaux présentés dans ce mémoire est d'aborder le problème d'ondulation de couple dans la MRVDS dans le contexte d'une application de traction automobile. Cet objectif est réalisé à travers la conception de la loi de commande de la machine. De plus, le compromis entre le rendement de la machine et l'ondulation de couple, sur toute la plage de fonctionnement de la machine, est également abordé.

Dans le premier chapitre, une introduction du contexte de ces travaux est présentée ainsi que le principe de fonctionnement de la MRVDS. Un état de l'art sur l'utilisation de la MRVDS dans l'industrie automobile est fait aussi.

Dans le chapitre II, la modélisation de la MRVDS considérée pour cette étude est faite. Nous procédons ensuite dans ce chapitre à la validation expérimentale de la modélisation proposée. Ces modèles sont exploités pour la synthèse de la loi de commande adaptée à ce type d'application en prenant en compte deux critères de performance : l'ondulation de couple et le rendement de la machine.

Le chapitre III est consacré à l'étude de l'asservissement du courant dans la MRVDS. Le rôle de la boucle d'asservissement du courant est primordial pour la réalisation des performances souhaitées. Les non linéarités de la MRVDS et les

limitations imposées par les conditions d'implantation rendent la conception de la boucle d'asservissement relativement contraignante. Dans ce chapitre, deux concepts de régulation de courant ont été développés afin de répondre à différentes exigences. La comparaison des deux régulateurs est présentée en conclusion à ce chapitre.

Dans le chapitre IV, l'impact des ondulations de couple sur l'agrément de conduite à basse vitesse est analysé. En effet, en raison de l'absence d'une limite minimale du régime dans les voitures électriques, la présence d'ondulations de couple à des régimes proches de zéro peut exciter les modes propres de la chaîne mécanique et engendrer des à-coups d'accélération longitudinale gênant pour le confort des utilisateurs. Ce phénomène est analysé dans ce chapitre et une stratégie de commande est proposée pour limiter ou minimiser l'excitation des modes propres de la chaîne de transmission du véhicule.

Les travaux effectués au cours de cette thèse ont donné lieu aux publications suivantes :

- M. W. Arab, E. Godoy, I. Bahri, M. Hilairet, P. G. Estebanez, and S. A. Randi, "Current controller for switched reluctance motors using pole placement approach," in *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, 2013, pp. 1119–1125.
- M. W. Arab, X. Rain, M. Hilairet, P. G. Estebanez, H. Hannoun, and C. Marchand, "Design of an enhanced adaptive hybrid controller for switched reluctance motors," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 6602–6607.

Chapitre I : La MRVDS dans les véhicules électriques

I.1 Introduction

La première apparition du moteur à reluctance variable à double saillance date de l'année 1838 [1]. En fait, l'invention de la MRVDS est disputée entre W. H. Taylor, qui a réussi à breveter le premier moteur de ce type aux États Unis, et Robert Davidson qui a construit la première locomotive électrique. Dans leur assemblage, les deux machines dépendaient d'un commutateur mécanique pour réaliser l'alimentation des phases. C'est ce commutateur mécanique qui freine l'adoption industrielle de la MRVDS en comparaison des autres topologies sans commutateur.

Les progrès dans le domaine de l'électronique de puissance et le développement de convertisseurs à la fois puissants et rapides ont permis la suppression d'une commutation mécanique. À ceci s'ajoute l'émergence des calculateurs numériques de type DSP (Digital Signal Processor) et FPGA (Field Programmable Gate Array) permettant l'implantation des algorithmes de contrôle complexes. Compte tenu de ces avancements, les avantages des MRVDS ont été réévalués pour de multiples applications industrielles. La traction automobile est l'une de ses applications où l'intégration des MRVDS pourrait apporter beaucoup d'avantages. De plus, différents facteurs comme les conditions climatiques, l'instabilité du marché des carburants et la politique environnementale adoptée par l'union européenne encouragent les constructeurs automobiles à s'investir dans le développement des véhicules 100% électrique. À ce jour, la machine synchrone à aimants permanents semble être la solution dominante. Ceci vient du fait qu'elle présente des rapports couple/masse et couple/volume élevés ainsi que le rendement le plus élevé parmi les topologies existantes. Néanmoins, la présence des aimants permanents limite considérablement la température de fonctionnement et la vitesse mécanique maximale admissibles. De plus, les terres rares constituant les aimants sont des ressources limitées et leurs prix connaissent souvent des fluctuations. La MRVDS répond à ces inconvénients en présentant une structure sans aimant qui est robuste mécaniquement et à faible coût. Il reste cependant des points faibles à corriger avant de réussir une commercialisation

des véhicules électriques à base de la MRVDS. Les travaux présentés dans ce mémoire répondent aux problématiques qui entravent encore l'implantation de MRVDS pour une application de motorisation électrique.

I.2 Principe de fonctionnement de la MRVDS

Le stator de la MRVDS est composé d'un nombre de paires de pôles électriques où chaque pôle est constitué d'une bobine électrique enroulée autour d'une dent. La figure I.1 montre un pôle d'une MRVDS.

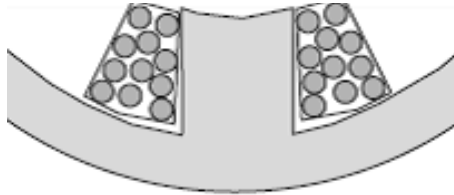


Figure I.1 : Structure d'un pôle de la MRVDS.

Le rotor de la MRVDS prend la même forme dentée que celle du stator quoique avec un nombre différent de dents. En aucun cas le nombre de pôles du stator ne peut être égal à celui du rotor. Cette restriction s'impose afin d'éviter la position stable où tous les pôles du stator et ceux du rotor se trouvent alignés et pour laquelle il serait impossible de produire le couple initial nécessaire pour entraîner la rotation du rotor. D'un point de vue magnétique, le stator est un élément « actif » car il produit le flux magnétique dans la MRVDS. De la même façon, le rotor est considéré être un élément « passif » puisqu'il ne contient ni enroulement ni aimant.

Le stator et le rotor d'une MRVDS sont fabriqués à partir de matériaux ferromagnétiques, souvent un alliage d'acier ferromagnétique. Afin de réduire les pertes magnétiques, le stator et le rotor sont construits d'un assemblage de tôles comme montré dans la figure I.2.

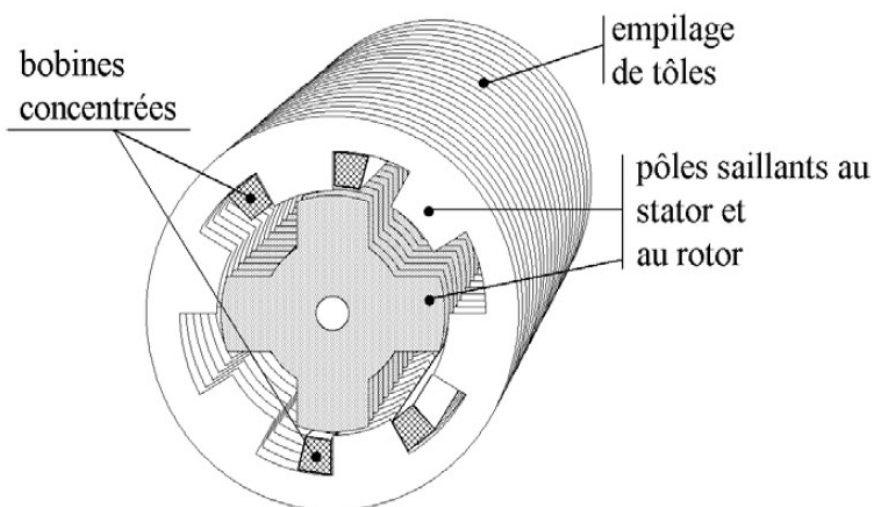


Figure I.2 : Assemblage du stator et du rotor de la MRVDS [3].

Vu d'une bobine statotrique, le circuit magnétique composé du stator et du rotor est caractérisé par une réluctance qui varie en fonction de la position du rotor du fait principalement de la modification de l'entrefer. La production du couple dans la MRVDS dépend entièrement de ce phénomène comme on le verra dans la section suivante. La figure I.3 montre l'évolution de la réluctance d'une phase de la MRVDS en fonction de la position du rotor. Il est possible de définir à partir de cette figure deux positions importantes du rotor, i.e. la position d'opposition et celle de conjonction. La position d'opposition est définie comme la position du rotor qui rend l'entrefer vu par une phase de la machine à sa valeur maximale (et donc le circuit magnétique est à son inductance minimale). À l'opposé, la position de conjonction est la position du rotor à laquelle les dents du stator sont alignées avec celles du rotor. Dans cette position, l'entrefer est à sa valeur minimale et l'inductance du circuit magnétique est à sa valeur maximale.

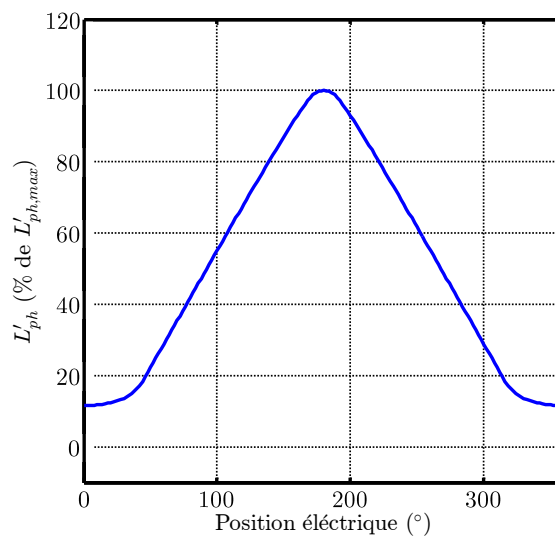


Figure I.3 : Évolution de l'inductance d'une phase de la MRVDS en fonction de la position du rotor.

I.2.1 Conversion électromagnétique dans la MRVDS

Afin de comprendre comment le couple est produit dans une MRVDS, nous considérons l'exemple d'une MRVDS biphasée à 4 pôles au stator et à 2 pôles au rotor présenté dans la figure I.4. Lorsque le rotor ne se trouve pas à la position de conjonction vis-à-vis la phase A, l'alimentation de cette phase produira une force magnétique engendrant la rotation du rotor vers la position de conjonction (qui est aussi la position d'opposition vis-à-vis la phase B). Si l'on enchaîne par l'alimentation de la phase B, le rotor continuera sa rotation vers la position de conjonction de la phase B (et donc la position d'opposition de la phase A). Une alimentation correctement synchronisée des deux phases aura alors pour conséquence la rotation du rotor. Aussi, il est possible de constater que l'alimentation d'une MRVDS dépend de la position du rotor. Aussi, l'alimentation de cette machine est d'une nature discontinue dans le sens où elle a une forme d'impulsion de tension. On peut remarquer une similitude du principe de fonctionnement entre la MRVDS et le

moteur pas à pas. Ceci implique que la rotation se fait en « pas » et non pas d'une manière continue. Par conséquent, il est préférable d'augmenter le nombre de dents du stator et du rotor afin de s'approcher d'une rotation « lisse ». Néanmoins, différentes contraintes peuvent limiter ce nombre de dents.

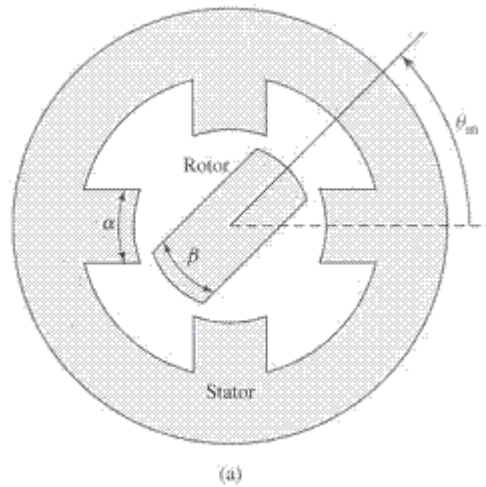


Figure I.4 : MRVDS biphasée 4/2.

Nous procédons à l'analyse de la transformation énergétique qui se produit dans la MRVDS lors de la production du couple. Partant du principe physique de conservation de l'énergie, l'échange entre l'énergie électrique, électromagnétique et mécanique est régi, en négligeant les pertes thermiques, par l'équation (I.1).

$$\frac{dW_e}{dt} = \frac{dW_{em}}{dt} + \frac{dW_m}{dt} \quad (\text{I.1})$$

où dW_e/dt est la variation de l'énergie électrique, dW_{em}/dt est la variation de l'énergie électromagnétique et dW_m/dt est la variation de l'énergie mécanique.

En négligeant la résistance de la phase, il est possible de déduire que :

$$\frac{dW_e}{dt} = u_{ph} \cdot i_{ph} = \frac{d\phi_{ph}}{dt} \cdot i_{ph} \quad (\text{I.2})$$

où u_{ph} , i_{ph} et ϕ_{ph} représentent respectivement la tension, le courant et le flux magnétique de la phase.

En ce qui concerne l'énergie mécanique, son évolution temporelle peut être décrite comme suit :

$$\frac{dW_m}{dt} = C_{ph} \cdot \Omega_m = C_{ph} \cdot \frac{d\theta_m}{dt} \quad (I.3)$$

où C_{ph} est le couple électromagnétique produit par une phase de la MRVDS, Ω_m est la vitesse mécanique du rotor et θ_m est la position mécanique du rotor.

À l'aide des équations (I.2) et (I.3), l'équation (I.1) devient :

$$\begin{aligned} i_{ph} \cdot \frac{d\phi_{ph}}{dt} &= \frac{dW_{em}}{dt} + C_{ph} \cdot \frac{d\theta_m}{dt} \\ C_{ph}(i_{ph}, \theta_m) &= i_{ph} \cdot \frac{d\phi_{ph}}{d\theta_m} - \frac{dW_{em}}{d\theta_m} \end{aligned} \quad (I.4)$$

À une position fixe, l'équation (I.4) devient :

$$C_{ph}(i_{ph}, \theta_m) = - \left. \frac{dW_{em}(\phi_{ph}, \theta_m)}{d\theta_m} \right|_{\phi_{ph}=cte} \quad (I.5)$$

Depuis la figure I.5 qui présente, pour une position donnée θ_0 , le flux de phase en fonction du courant, il est possible de déduire l'expression (I.6) de l'énergie électromagnétique W_{em} .

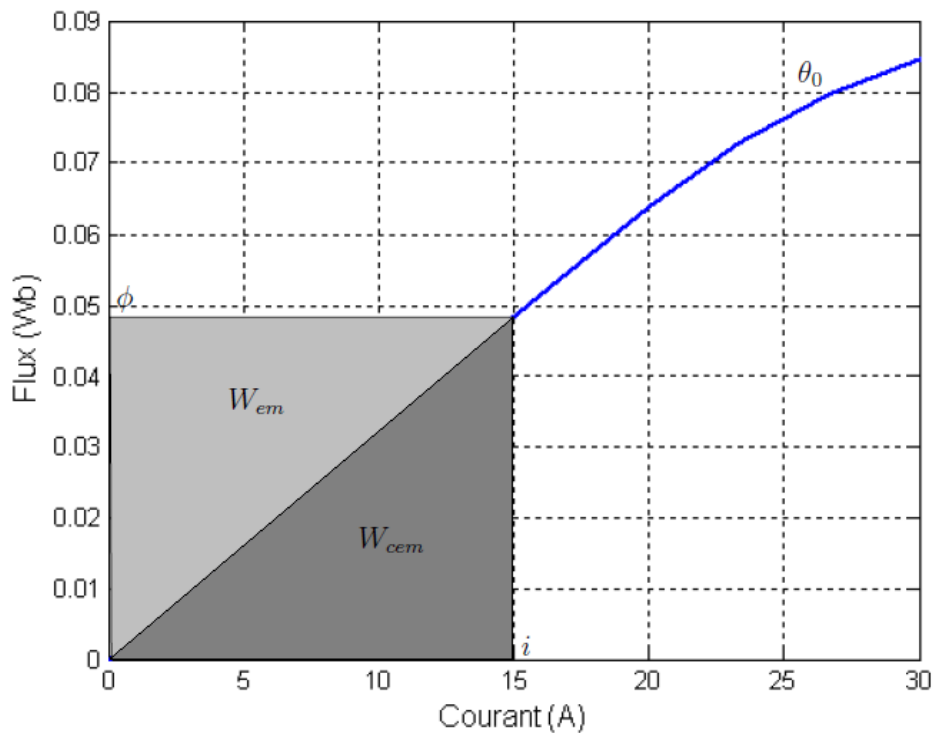


Figure I.5 : Évolution du flux de phase ϕ_{ph} en fonction du courant de phase i_{ph} à rotor fixe [5].

$$W_{em} = \int_0^\phi i(\phi_{ph}, \theta_m) d\phi_{ph} \quad (I.6)$$

Afin de pouvoir déduire une expression du couple en fonction du courant et non pas en fonction du flux, nous introduisons le terme de co-énergie défini comme suit :

$$W_{cem} = -W_{em} = \int_0^i \phi_{ph}(i_{ph}, \theta_m) di \quad (I.7)$$

En régime magnétique linéaire, l'inductance de la phase L_{ph} dépend seulement de la position du rotor et l'expression de la co-énergie devient :

$$W_{cem} = \int_0^i \phi_{ph}(i_{ph}, \theta_m) di = \int_0^i L_{ph}(\theta_m) \cdot i_{ph} di = \frac{1}{2} i_{ph}^2 \cdot L_{ph}(\theta_m) \quad (I.8)$$

Il est alors possible de réécrire l'expression du couple donnée dans (I.5) comme suit :

$$\begin{aligned} C_{ph}(i_{ph}, \theta_m) &= - \left. \frac{dW_{em}(\phi_{ph}, \theta_m)}{d\theta_m} \right|_{\phi_{ph}=cte} = \left. \frac{dW_{cem}(i_{ph}, \theta_m)}{d\theta_m} \right|_{i_{ph}=cte} \\ &= \frac{1}{2} i_{ph}^2 \cdot \frac{dL_{ph}(\theta_m)}{d\theta_m} \end{aligned} \quad (I.9)$$

L'expression obtenue dans l'équation (I.9) ne décrit que le couple produit par la phase en régime magnétique linéaire. Néanmoins, il est possible de constater à partir de cette expression analytique une caractéristique essentielle de la MRVDS qui est la dépendance du couple produit de la variation de l'inductance de phase avec la position. En d'autres mots, le signe de couple produit dépendra du terme $dL_{ph}(\theta_m)/d\theta_m$ vu que le signe du courant de phase n'a pas d'impact (courant au carré). La figure I.6 présente ce concept. En mode moteur, l'alimentation de la phase se fait lors de l'incrément de L_{ph} , c'est-à-dire lors de la rotation de la position d'opposition vers la position de conjonction. L'inverse est effectué en mode générateur où l'alimentation de la phase doit être faite après la position de conjonction. Il est également possible de constater qu'afin d'augmenter le couple de phase maximal, il faut augmenter le rapport d'inductances entre la position d'opposition et celle à la position de conjonction [2].

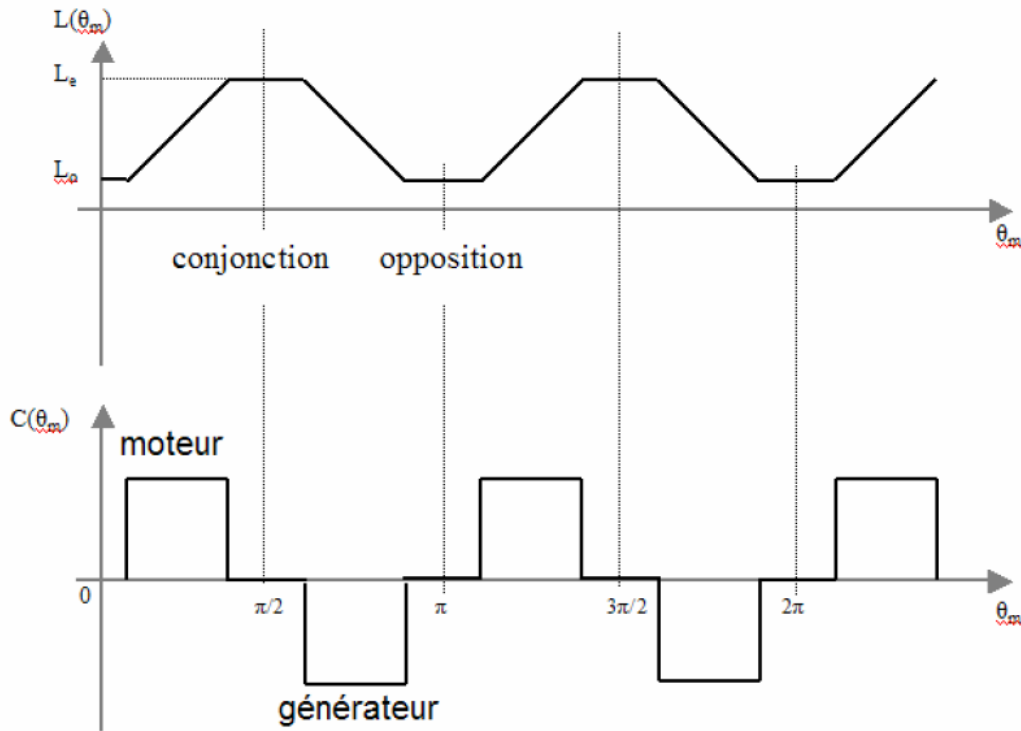


Figure I.6 : Production du couple dans la MRVDS selon le profil de l'inductance de phase et l'instant d'alimentation de la phase [3].

La conversion énergétique dans la MRVDS est impactée par la vitesse de fonctionnement. En fait, pendant un cycle électrique, le flux de phase tracera un cycle fermé sur le plan flux/courant et l'énergie électromagnétique convertie en énergie mécanique sera proportionnelle à l'aire de ce cycle. La figure I.7 qui compare l'énergie électromagnétique convertie au cours d'un cycle électrique pour deux vitesses de fonctionnement. En regardant ces deux figures il est possible de constater que l'énergie convertie diminue en augmentant la vitesse. La raison de cette diminution est qu'à haute vitesse, il est plus difficile d'imposer des courants importants dans la MRVDS compte tenu de la limitation de la source d'alimentation de la machine et la valeur importante de la force contre électromotrice.

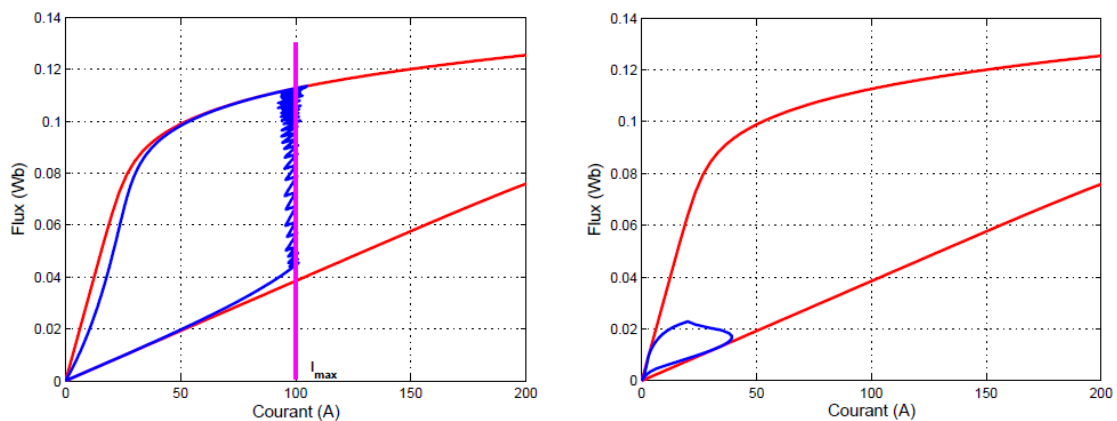


Figure I.7 : Énergie électromagnétique convertie pendant un cycle électrique à basse (gauche) et à haute vitesse (droite) [5].

La puissance électromagnétique convertie en régime permanent se calcule à partir de l'équation suivante :

$$P_{em} = \frac{W}{T_e} = f_e \cdot \oint \phi_{ph} di = \overline{C_{ph}} \cdot \Omega_m \quad (\text{I.10})$$

où W est l'aire du cycle énergétique dans le plan flux/courant, f_e est la fréquence électrique égale à $N_{dr} \cdot f_m = N_{dr} \Omega_m / 2\pi$ et N_{dr} étant le nombre des dents au rotor, Ω_m est la vitesse angulaire du rotor et $\overline{C_{ph}}$ est le couple moyen pendant le cycle électrique. Il est alors possible d'exprimer le couple moyen en fonction du cycle énergétique comme suit :

$$\overline{C_{ph}} = N_{dr} \frac{W}{2\pi} \quad (\text{I.11})$$

L'équation I.11 montre que le couple produit par la phase sera aussi réduit en augmentant la vitesse vu qu'il est proportionnel au cycle électromagnétique. Ce phénomène est plus développé dans la suite de ce mémoire.

I.2.2 Structure du convertisseur électrique

La MRVDS présente l'avantage que le signe du couple ne dépend pas de la direction du courant dans les enroulements. Ceci permet une simplification du convertisseur employé. Différentes structures sont reportées dans la littérature [3]. Néanmoins, celle la plus répandue est le demi-pont asymétrique présentée dans la figure I.8. Dans ce type de convertisseurs, 3 états sont réalisables. Le tableau I.1 présente la sortie du convertisseur en fonction de ces états où la sortie 0 représente un fonctionnement en roue libre. Selon l'application, le concepteur peut choisir une alimentation en commutation dure¹ où la commutation se fait entre les tensions $\pm U$ ou en commutation douce² où la commutation se fait entre les tensions $+U$, 0 et $-U$. Une commutation dure permet une dynamique de courant plus rapide mais engendre un couple plus riche en harmonique et fait augmenter le bruit acoustique. Le choix de la bonne stratégie de commutation dépendra alors de l'application considérée.

¹ En Anglais : Hard chopping.

² En Anglais : Soft chopping.

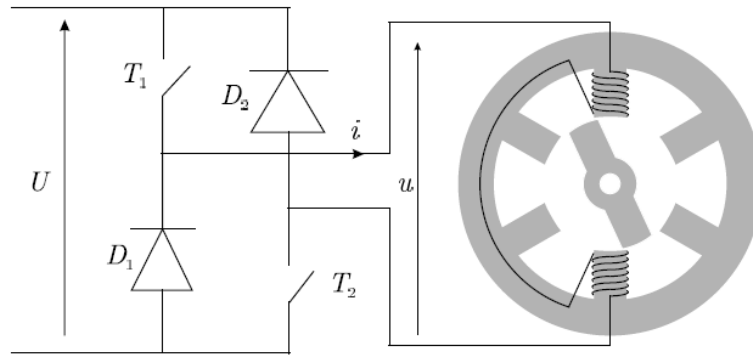


Figure I.8 : Convertisseur en demi-pont asymétrique [56].

T_1	T_2	u
ON	ON	$+U$
ON	OFF	0
OFF	ON	0
OFF	OFF	$-U$

Tableau I.1 : Tension de sortie du convertisseur en demi-pont asymétrique en fonction de l'état des interrupteurs.

I.3 La MRVDS dans les véhicules électriques : avantages et défis

Pour les véhicules 100% électriques, différents critères sont à prendre en compte lors de la conception du groupe motopropulseur. Le couple massique et volumique élevé, le rendement élevé, la robustesse mécanique ainsi que la vitesse maximale élevée sont tous des critères souhaités pour ce type d'application. Selon ces critères, la MRVDS peut être considérée comme une technologie compatible avec une application de type traction automobile. La MRVDS présente aussi l'avantage qu'elle ne dispose pas d'aimant. Ceci rend la MRVDS plus robuste mécaniquement et moins chère à fabriquer. De plus, elle présente l'avantage de s'affranchir du besoin des terres rares, vu l'instabilité de leur approvisionnement et la fluctuation continue de leur prix.

D'autre part, la MRVDS dispose de deux problèmes majeurs qui freinent son intégration à grande échelle dans les véhicules électriques. Ces deux problèmes sont présentés dans la suite.

I.3.1 Ondulation de couple

Le couple produit par la MRVDS est caractérisé par des ondulations fortes en comparaison aux machines à champ tournant [4]. L'impact de ces ondulations est très

nuisible sur la chaîne de transmission du véhicule et peut amener à sa défaillance. De plus, ces ondulations de couple peuvent indirectement induire une résonance mécanique de la MRVDS ainsi que de la chaîne de transmission, résonance qui se traduira par un bruit acoustique [5]. Dans une application de traction électrique, ces effets dégradent la robustesse du véhicule ainsi que l'agrément de conduite pour le conducteur.

La cause de ces ondulations vient de la nature séquentielle de l'alimentation de la MRVDS. En d'autres mots, la période de chevauchement entre deux phases successives lors de la production du couple, si elle n'est pas optimisée, aboutira à des dépassements importants en couple. La figure I.9 montre ce phénomène où les couples produits par chaque phase ainsi que le couple total sont illustrés.

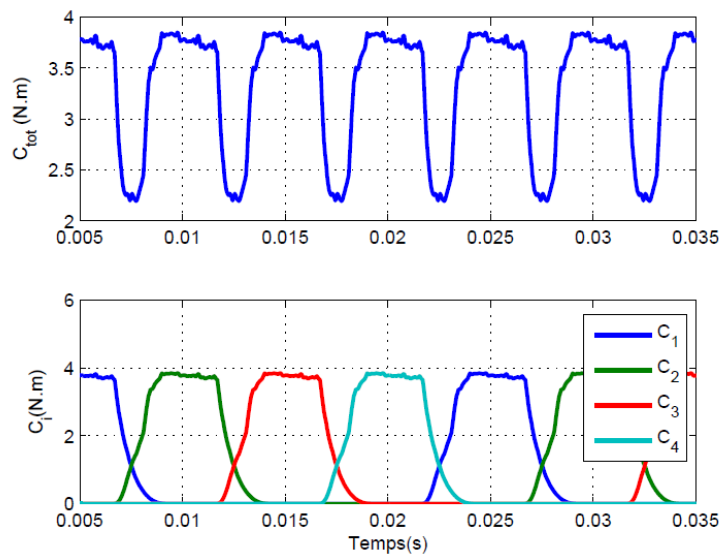


Figure I.9 : Allure typique des couples des phases et du couple total dans une MRVDS 6/4 [5].

I.3.2 Bruit acoustique

Le bruit acoustique de la MRVDS fait l'objet de nombreux travaux dans la littérature scientifique [6]–[10]. Bien que le bruit acoustique soit présent dans la plupart des machines électriques, cet aspect est particulièrement problématique dans la MRVDS. En fait, le bruit acoustique de la MRVDS atteint des niveaux plus élevés en comparaison aux autres types de machines en raison du contenu harmonique plus important des forces magnétiques que subit la MRVDS. Lors du fonctionnement de la MRVDS, l'alimentation d'une paire de pôles crée une force d'attraction magnétique qui déforme le stator. La figure I.10 montre un calcul de la force magnétique dans une MRVDS. Il est possible de décomposer cette force en deux composantes : une composante tangentielle produisant le couple et une composante radiale causant la déformation du stator. Lorsque l'alimentation est coupée, le stator se met à vibrer à une fréquence qui dépend de ses caractéristiques mécaniques. Au cas où une composante harmonique de la force magnétique coïncide à la fréquence d'un des modes propres du stator, la vibration de celui-ci pourra avoir une amplitude plus

élevée. Cette vibration mécanique du stator induit un bruit acoustique dans le domaine audible et gênant pour les utilisateurs du véhicule [11].

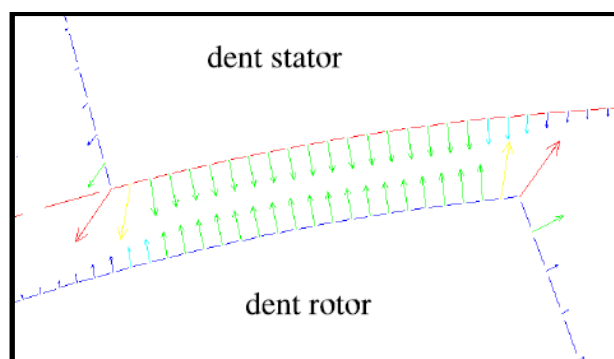


Figure I.10 : Analyse des forces magnétiques dans lors du fonctionnement de la MRVDS [6].

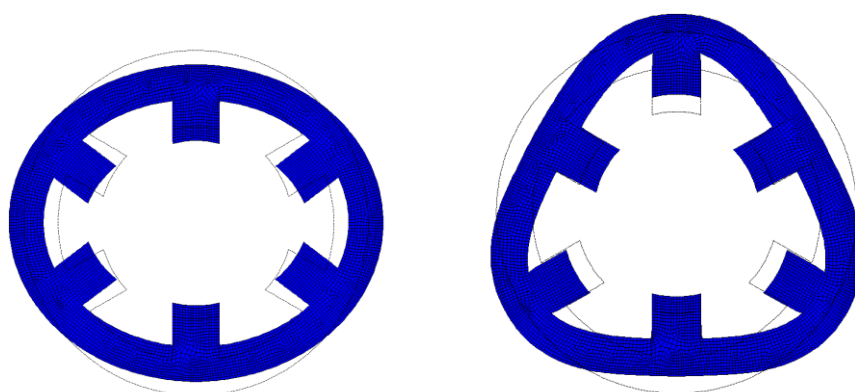


Figure I.11 : Modes propres 2 et 3 d'une MRVDS 6/4 [6].

Différentes stratégies ont été développées afin de réduire le bruit acoustique de la MRVDS. Nous en citons à titre d'exemple les travaux présentés dans [12] qui visent l'atténuation du bruit acoustique de la MRVDS à travers l'excitation des enroulements auxiliaires. Dans cette thèse, l'auteur démontre, à l'aide des essais expérimentaux, la dominance du bruit d'origine magnétique dans la MRVDS en comparaison au bruit d'origines mécanique ou aérodynamique. De plus, une modélisation analytique du bruit acoustique d'origine magnétique est présentée et validée expérimentalement.

Dans [13], l'utilisation d'éléments piézoélectriques est proposée afin de contrer les forces radiales impactant le stator et donc réduire les vibrations de ce dernier. Dans [7], il est proposé une technique visant, à travers la commande de la MRVDS, la réduction des vibrations du mode 0 du stator et par conséquent du niveau de bruit acoustique. L'impact de la géométrie du stator sur le bruit acoustique est analysé dans [9] et des modifications sont proposées pour la réduction de la vibration du stator.

La problématique du bruit acoustique de la MRVDS bien que incontournable pour l'exploitation de la MRVDS dans l'application visée, ne fait pas l'objet de cette étude.

Elle est partiellement traitée dans d'autres travaux sur la conception et optimisation géométrique de la machine et fait partie des perspectives.

I.4 État de l'art sur l'application de la MRVDS dans la traction électrique

La MRVDS commence à marquer sa présence aussi bien dans la littérature scientifique que dans le milieu industriel. Dans cette section quelques exemples de l'implantation de la MRVDS dans l'industrie automobile sont présentés.

Le constructeur LAND ROVER a dévoilé, lors de l'exposition « Geneva Motor Show » en 2013, une version prototype 100% électrique de leur modèle « LAND ROVER Defender ». Ce prototype était motorisé par une MRVDS d'une puissance de 70 kW et alimentée par une batterie en lithium-ion produisant une tension DC de 300 volts et disposant d'une capacité de 27 kWh. Selon [14], ce véhicule prototype pouvait atteindre une vitesse maximale de 112 km/h et assurer une autonomie de 80 km.



Figure I.12 : Le « LAND ROVER Defender » 100% électrique [14].

Dans [15], un véhicule hybride prototype intégrant une MRVDS dans la partie électrique est développé. Le groupe motopropulseur intégré est caractérisé par une puissance maximale de 30 kW et un couple maximal de 200 N.m. Malgré que des performances satisfaisantes aient été reportées, les auteurs indiquent que l'aspect acoustique est encore à travailler vu que le niveau bruit acoustique perçu par les utilisateurs était élevé.

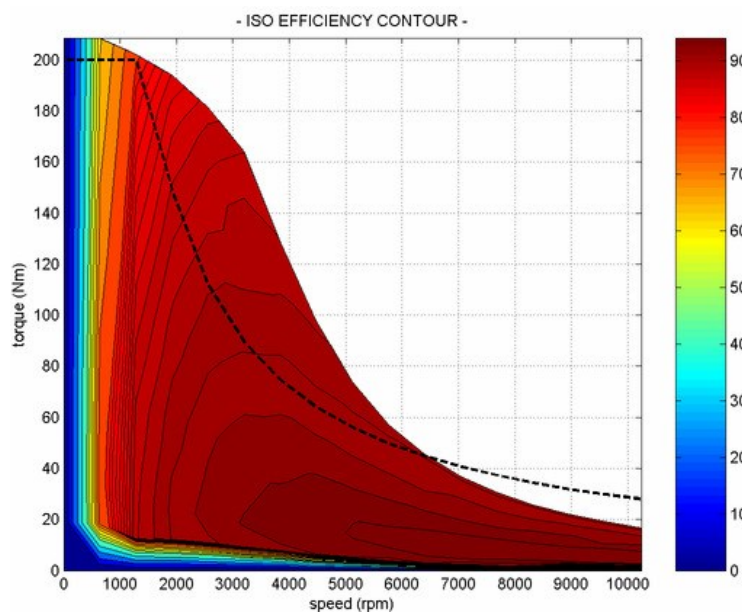


Figure I.13 : Rendement du groupe motopropulseur proposé dans [15].



Figure I.14 : Le véhicule prototype développé dans [15].

En plus des véhicules prototypes, l'intégration de la MRVDS dans la traction automobile fait l'objet de différents projets de collaboration scientifique/industriel. Nous citons à titre d'exemple le projet européen ARMEVA (Advanced Reluctance Motors for Electric Vehicle Applications) qui compte parmi ces partenaires l'entreprise SIEMENS INDUSTRY, l'université d'Eindhoven, l'université de Cluj-Napoca et l'entreprise PUNCH POWERTRAIN [16]. Ce projet a pour objectif de faciliter de l'adoption à grande échelle des véhicules électriques à travers le développement des groupes motopropulseurs électriques efficaces, à bas coût et sans aimants. La MRVDS fait partie des technologies retenues pour la réalisation de cet objectif. Dans [17] l'auteur cite une collaboration entre « Inverto », une entreprise belge, l'université de Ghent en Belgique et celle de Surrey en Angleterre ainsi qu'un

constructeur automobile. Cette collaboration a donné naissance à des véhicules prototypes à base de MRVDS. De plus, une collaboration similaire entre l'université de Newcastle et différents constructeurs automobiles pour le développement des groupes motopropulseurs électriques à base de MRVDS est citée. L'université de Tokyo semble être sur le même chemin avec un véhicule électrique prototype utilisant la MRVDS réalisé en collaboration avec le constructeur MAZDA.

Les projets et les travaux cités précédemment montrent clairement l'intérêt que donnent les mondes académique et industriel à la MRVDS en tant que technologie prometteuse pour les applications de traction automobile. Ceci indique également que cette technologie n'a pas encore été suffisamment explorée et qu'elle verra beaucoup d'améliorations dans les années à venir.

I.5 Conclusion partielle et présentation du plan du mémoire.

La MRVDS présente beaucoup d'intérêt pour l'industrie automobile et permettra, si l'on réussit à surmonter ses inconvénients, de réaliser des groupes motopropulseurs électriques efficaces et à coût réduit. Ceci impactera positivement le marché des voitures électriques et facilitera leur démocratisation. Dans ce mémoire, différents aspects de l'application de la MRVDS dans les véhicules électriques seront abordés. Dans le chapitre II, la modélisation de la MRVDS en étude sera effectuée ainsi que l'élaboration des paramètres de commande en fonction du point de fonctionnement du véhicule selon différents critères de performance. Dans le chapitre III, l'asservissement en courant de la MRVDS est analysé et deux structures de la boucle d'asservissement sont proposées afin de répondre aux différents moyens d'implantation. Enfin, le chapitre IV abordera l'amélioration de l'agrément de conduite à très basse vitesse des véhicules électriques motorisés par la MRVDS.

Chapitre II : Commande en couple de la MRVDS

II.1 Introduction

Ce chapitre présente la commande en couple de la MRVDS élaborée en vue d'une application dans la traction des véhicules électriques. En effet, une régulation en vitesse du véhicule n'est pas nécessaire étant donné que l'asservissement en vitesse est assuré par le conducteur. En revanche, un asservissement du couple en boucle fermée est indispensable afin d'assurer l'accélération demandée par le conducteur en fonction de la vitesse souhaitée.

Différentes stratégies de commande en couple ont été développées et présentées dans la littérature pour la MRVDS, chacune d'elles disposant d'avantages et d'inconvénients. Comme cela sera montré dans la suite de ce chapitre, la commande en couple de la MRVDS peut être réalisée pour atteindre différents objectifs, comme par exemple l'amélioration du rendement de la machine, de l'électronique de puissance ou de l'ensemble. D'autres méthodes optent pour la minimisation de l'ondulation de couple ou du bruit acoustique. Les objectifs de la commande se répercutent sur le choix du profil de courant des phases. Néanmoins, l'objectif prioritaire de la commande en couple doit être, avant tout, la production du niveau de couple souhaité. Cette priorité s'avère parfois difficile à réaliser sur certaines plages de fonctionnement.

Dans la suite, ce chapitre introduit une revue de la littérature traitant de la commande en couple de la MRVDS afin d'en sélectionner les plus adéquates et adaptées à notre application. Le principe de fonctionnement des deux méthodes retenues, qui se complètent sur le plan couple vitesse, est présenté. Les zones d'utilisation de ces deux méthodes sur la plage de fonctionnement de la machine sont ensuite définies en vue du respect des exigences d'une application de traction automobile. La modélisation de la machine prototype, une étape impérative, est également présentée au cours de ce chapitre. Ce dernier est complété finalement par l'analyse de la stratégie proposée et de quelques conclusions.

II.2 Préconisations recherchées dans une application de traction automobile

L'utilisation des machines électriques dans la traction des véhicules nécessite la prise en compte de certains aspects. Un de ces aspects les plus critiques est l'autonomie du véhicule qui est considérée aujourd'hui comme l'un des handicaps des véhicules électriques. Il est donc impératif de maximiser le rendement du véhicule en général, et plus particulièrement celui du groupe motopropulseur. La commande de la machine électrique constitue l'une des pistes de réalisation de cet objectif. Le choix des paramètres de la commande en couple de la MRVDS impacte ses performances comme le rendement, les vibrations du système et l'ondulation de couple [18].

Dans le même contexte, notre application exige l'exploitation de toute la plage de fonctionnement de la machine. En effet, une commande permettant d'utiliser la machine sur toute sa plage de fonctionnement permet d'éviter le surdimensionnement de la machine. Également, il est souvent souhaité d'avoir une plage de vitesse étendue de la machine afin de pouvoir remplacer la boîte de vitesse multi-rapports traditionnelle par un réducteur à rapport fixe. Ce choix de conception vise la simplification du système mécanique du véhicule et l'exploitation de la capacité de la MRVDS à fonctionner aux vitesses élevées.

Dans la figure II.1, les différentes prestations recherchées sont détaillées sur la plage de fonctionnement du prototype en étude. Dans le véhicule étudié, un système de filtration mécanique visant l'amortissement des ondulations de couple a été intégré. Ce système est efficace pour des vitesses supérieures à 12% de la vitesse maximale Ω_{max} . Ce choix de conception permet de se libérer de la contrainte sur l'ondulation de couple au-delà de cette vitesse et permet d'orienter la commande, dans cette zone, vers l'amélioration du rendement du groupe motopropulseur électrique (GMPE). Une telle orientation est d'une grande importance dans le cas d'une utilisation urbaine du véhicule. Dans un tel scénario, le GMPE est beaucoup sollicité dans la zone de bas couple/moyenne vitesse.

En dessous de 12% de Ω_{max} , la filtration mécanique perd de son efficacité. Pour cette raison, la commande devra assurer la minimisation des ondulations de couple pour éviter les conséquences de cette ondulation. En fait, l'ondulation de couple peut engendrer une résonance de la chaîne de transmission du véhicule et nuit à l'agrément de conduite (cet aspect sera traité en détail dans le chapitre IV). De même, la vibration en torsion du rotor provoque des efforts en 3D dans les roulements. Ces efforts, à leur tour, pourraient exciter les modes des carters du réducteur et provoquer un bruit audible émis par le réducteur, phénomène qui est appelé sirènement du réducteur.

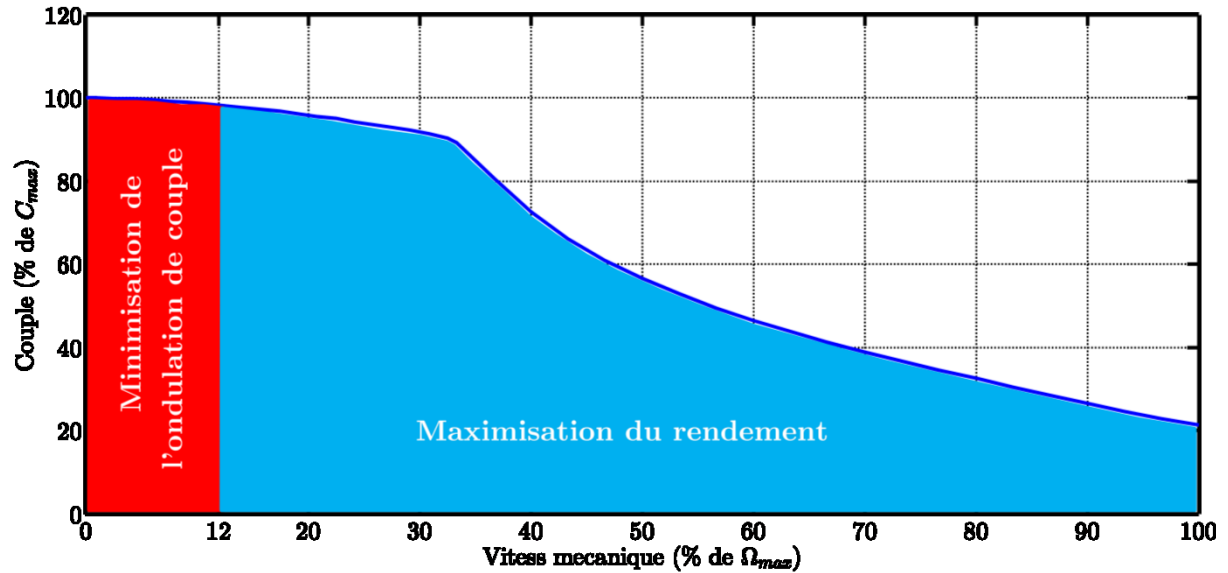


Figure II.1 : Prestations recherchées sur la plage de fonctionnement de la machine.

La recherche d'une stratégie de commande en couple de la MRVDS adaptée à une application de traction automobile fait l'objet de ce chapitre. Cet objectif sera réalisé par la combinaison de deux stratégies complémentaires sur le plan couple/vitesse de la MRVDS, notamment la commande du couple instantané et la commande en couple moyen qui seront présentées dans la suite de ce chapitre.

II.3 Modélisation et caractéristiques du prototype étudié

Le développement de la commande en couple de la MRVDS exige de disposer d'un modèle numérique de cette dernière. Ce modèle, indispensable pour analyser la commande élaborée par simulation à différents points de fonctionnement, doit être validée expérimentalement afin d'évaluer sa précision. Nous présentons dans ce qui suit la démarche suivie pour la modélisation du prototype en étude, ainsi que la validation au moyen de mesures expérimentales du modèle développé.

II.3.1 Modèle électrique

Dans la figure II.2, le circuit électrique équivalent d'une phase de la MRVDS est présenté. L'équation (II.1) décrit le comportement électromagnétique de ce circuit :

$$u_{ph} = R_{ph} \cdot i_{ph} + \frac{d\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)}{dt} \quad (\text{II.1})$$

où u_{ph} est la tension appliquée aux bornes de la phase, R_{ph} est la résistance d'une phase de la MRVDS, i_{ph} est le courant circulant dans la phase, $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ est le

flux magnétique induit dans la phase et θ_e est l'angle électrique associée à la position du rotor.

La nature saillante du rotor de la MRVDS rend le flux de la phase dépendant non seulement du courant circulant dans celle-là, i_{ph} , mais également de la position électrique de la phase, θ_e . Prenant ce fait en compte, nous pouvons développer l'équation (II.1) comme suit :

$$\begin{aligned} u_{ph} &= R_{ph} \cdot i_{ph} + \frac{d\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)}{di_{ph}} \frac{di_{ph}}{dt} + \frac{d\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} \\ &= R_{ph} \cdot i_{ph} + L'_{ph}(i_{ph}, \theta_e) \frac{di_{ph}}{dt} + E_{ph}(i_{ph}, \theta_e, \Omega_e) \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

où L'_{ph} est l'inductance dite « incrémentale » de la phase dont l'expression est donnée par l'équation suivante :

$$L'_{ph}(i_{ph}, \theta_e) = \frac{d\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)}{di_{ph}} \frac{di_{ph}}{dt} \quad (\text{II.3})$$

et E_{ph} est la force contre électromotrice de la phase donnée par l'équation suivante :

$$E_{ph}(i_{ph}, \theta_e, \Omega_e) = \frac{d\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} = E'_{ph}(i_{ph}, \theta_e) \Omega_e \quad (\text{II.4})$$

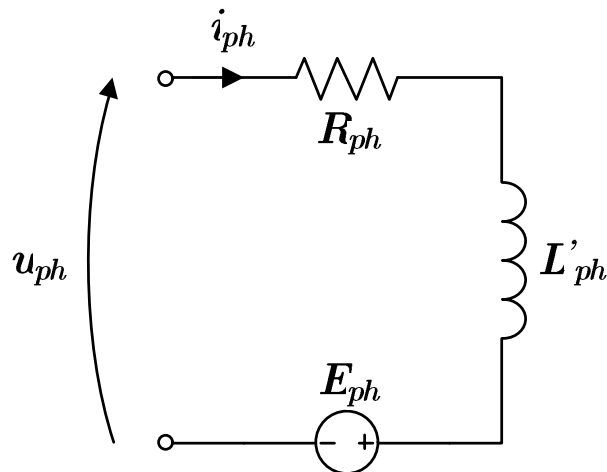


Figure II.2 : Circuit électrique équivalent d'une phase de la MRVDS.

L'équation (II.2) contient deux termes non linéaires dépendants du courant et de la position électrique. L'expression de l'inductance incrémentale (équation II.3) et de la

force contre électromotrice (équation II.4) sont deux termes non linéaires dont l'expression analytique s'avère complexe.

II.3.2 Modèle électromagnétique

Dans la littérature, plusieurs publications présentent des approches pour la modélisation de la fonction $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ au moyen d'expressions analytiques de l'inductance incrémentale [19]–[21]. Néanmoins, elles n'atteignent pas une précision suffisante en comparaison au calcul par la méthode des éléments finis (EF) [5]. L'avantage souvent argumenté en faveur d'une modélisation analytique est l'économie en mémoire de stockage. Cependant, cet argument n'est plus significatif vu que les cibles disponibles actuellement présentent des quantités de stockage suffisantes. De plus, le calcul des termes analytiques est plus pénalisant en temps de calcul que la lecture des matrices de données. Cet aspect est très important pour une implantation de la loi de commande en temps réel. Pour toutes ces raisons, nous avons opté pour une modélisation du flux de phase ϕ_{ph} en forme d'une table de données à 2 entrées, i.e. le courant de la phase et la position électrique (i_{ph}, θ_e) . Cette table est issue d'un calcul par éléments finis à l'aide de l'outil MRVSIM [22]. Ce logiciel, issu d'une collaboration entre Renault, le laboratoire des Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Énergie (SATIE) de Cachan et le Laboratoire de Génie Électrique de Paris (LGEP), a été développé spécifiquement pour la conception et la modélisation des machines à reluctance variable avec le logiciel MATLAB.

Dans le but de réaliser des matrices suffisamment précises sans pour autant trop pénaliser le temps de calcul ou l'espace de stockage nécessaire, nous avons opté pour un pas de courant de 4 Ampères et un pas de position électrique de 2 degrés pour le calcul de la fonction $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$. Au final, 11041 points de calcul ont été effectués avec au moyenne 2 secondes pour un point de calcul pour un temps de calcul total de 6 heures³.

La figure II.3 présente les résultats du calcul par éléments finis de la fonction $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$. À partir de ce calcul, les fonctions $L'_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ et $E'_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$, présentées dans les figure II.4 et II.5 respectivement, ont été déduites. L'obtention de ces deux matrices a été faite à partir des expressions II.3, II.4 en approximant numériquement les dérivés par la méthode d'Euler implicite.

³ Ordinateur de calcul doté d'un processeur cadencé à 2.4 GHz et de 8 Go de mémoire vive.

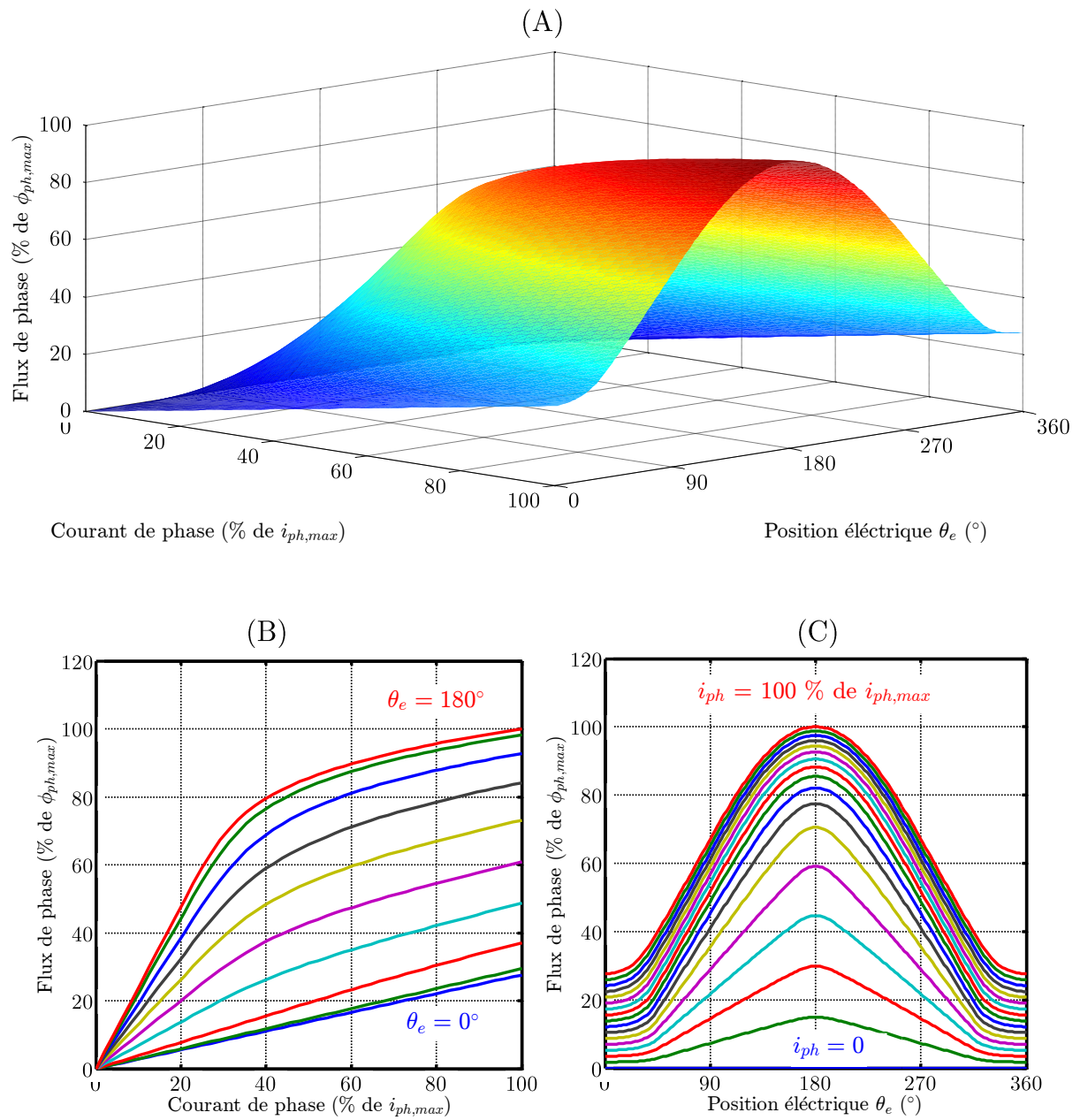


Figure II.3 : Flux de phase ϕ_{ph} en fonction du courant de la phase et de la position électrique du rotor.

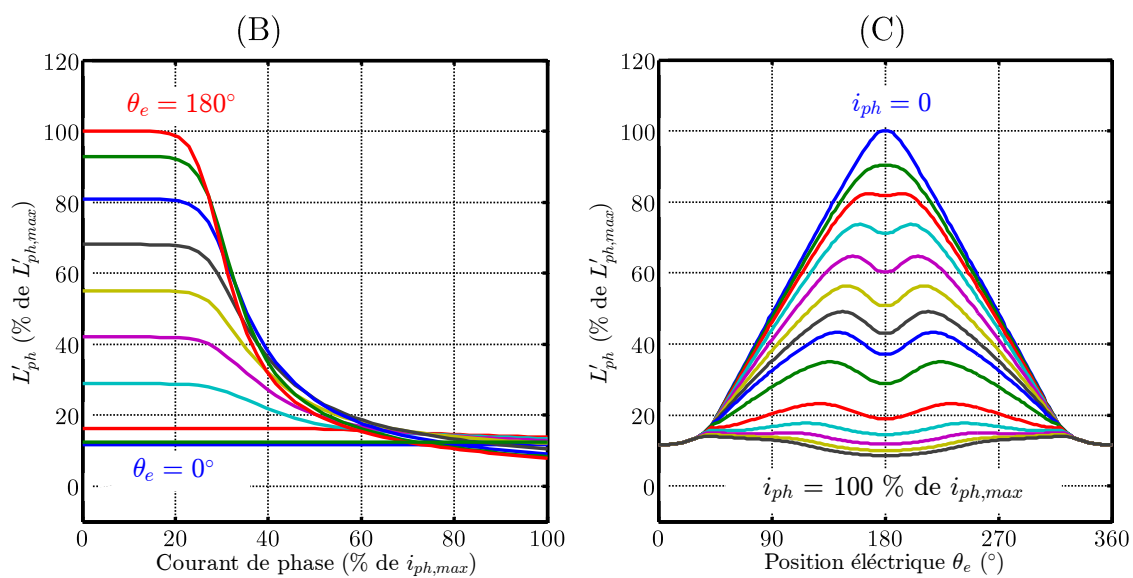
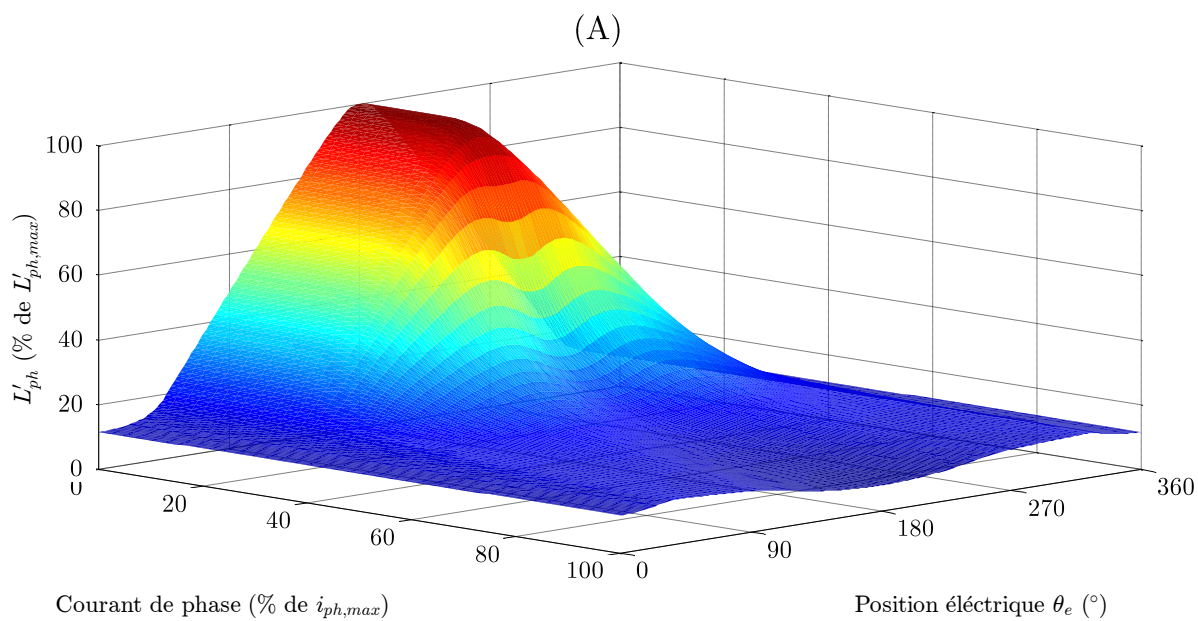


Figure II.4 : Inductance incrémentale de la phase en fonction du courant de la phase et de la position électrique du rotor.

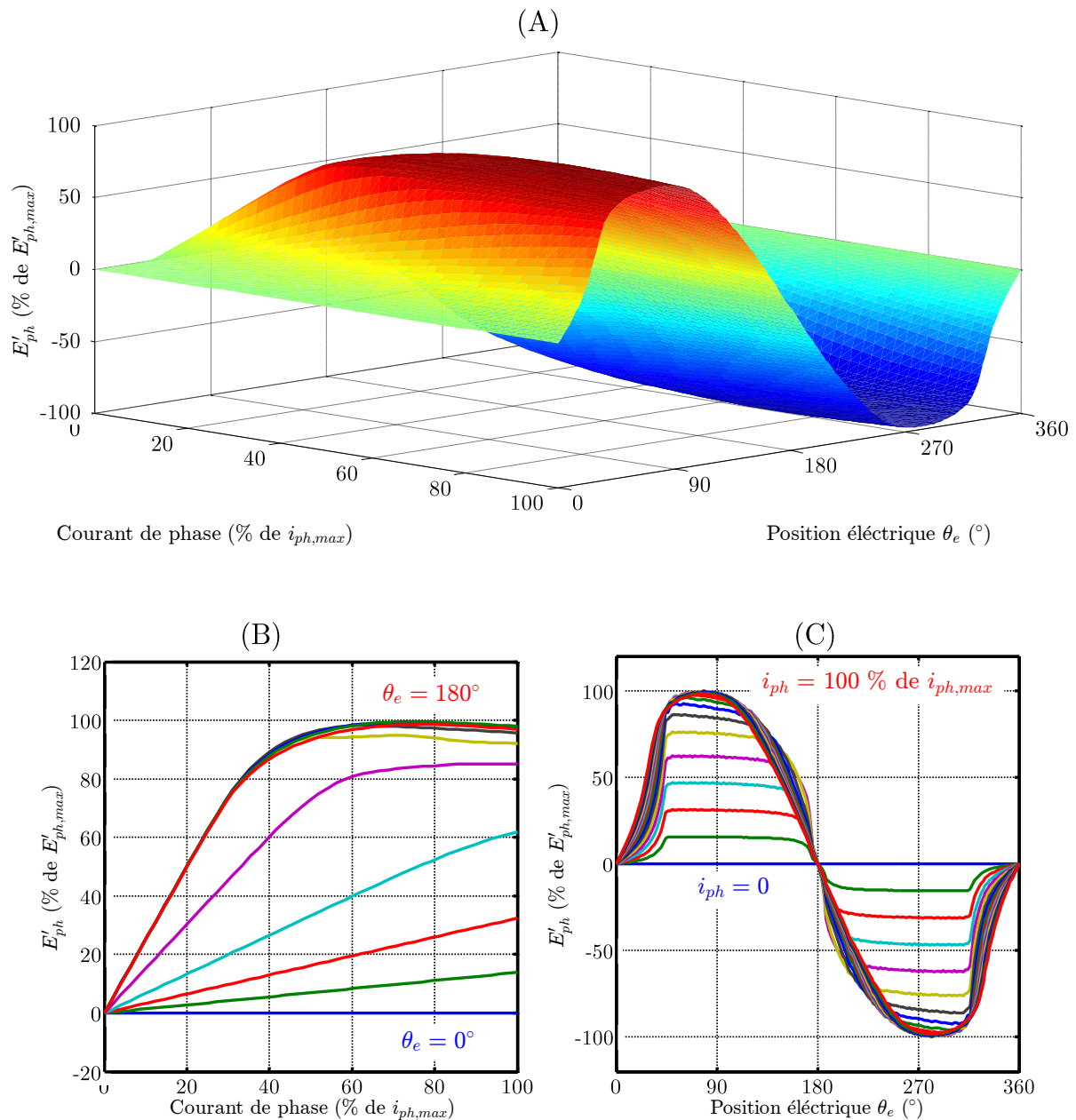


Figure II.5 : La force contre électromotrice de phase normalisée $E'_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ en fonction du courant de la phase et de la position électrique du rotor.

À partir des figures II.3, II.4 et II.5, quelques remarques peuvent être tirées. En ce qui concerne le flux propre de la phase ϕ_{ph} , il est possible de remarquer qu'en dessous d'environ 25% de $i_{ph,max}$, le flux est linéaire en fonction du courant. À des courants supérieurs, l'effet de saturation magnétique apparaît. En fait, pour des courants dans l'intervalle 25% à 50% de $i_{ph,max}$, le flux de propre de la phase ϕ_{ph} devient une fonction non linéaire en fonction du courant.

L'inductance incrémentale est le résultat de la dérivée du flux par rapport au courant. L'examen de la figure II.4 met en évidence l'impact de la saturation magnétique sur l'inductance incrémentale. Sur la figure II.4.B, nous remarquons qu'aux courants supérieurs à 20%, L'_{ph} décroît exponentiellement en fonction du

courant. Ceci signifie qu'en ce qui concerne la boucle de courant, la variation de L'_{ph} est négligeable aux courants moyens et élevés.

II.3.3 Modèle électromécanique

Le couple produit par une phase de la MRVDS $C_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$, identiquement au cas du flux, est une fonction non linéaire dépendant du courant et de la position électrique. Il est indispensable alors de disposer d'un modèle de cette fonction afin d'évaluer lors des simulations le couple produit pour les différents points de fonctionnement possibles. Le résultat du calcul de cette fonction par éléments finis est présenté dans la figure II.6. Ici également, la même résolution de calcul a été utilisée, i.e. un pas de courant de 4 Ampères et un pas de position électrique de 2° pour un temps de calcul autour de 6 heures.

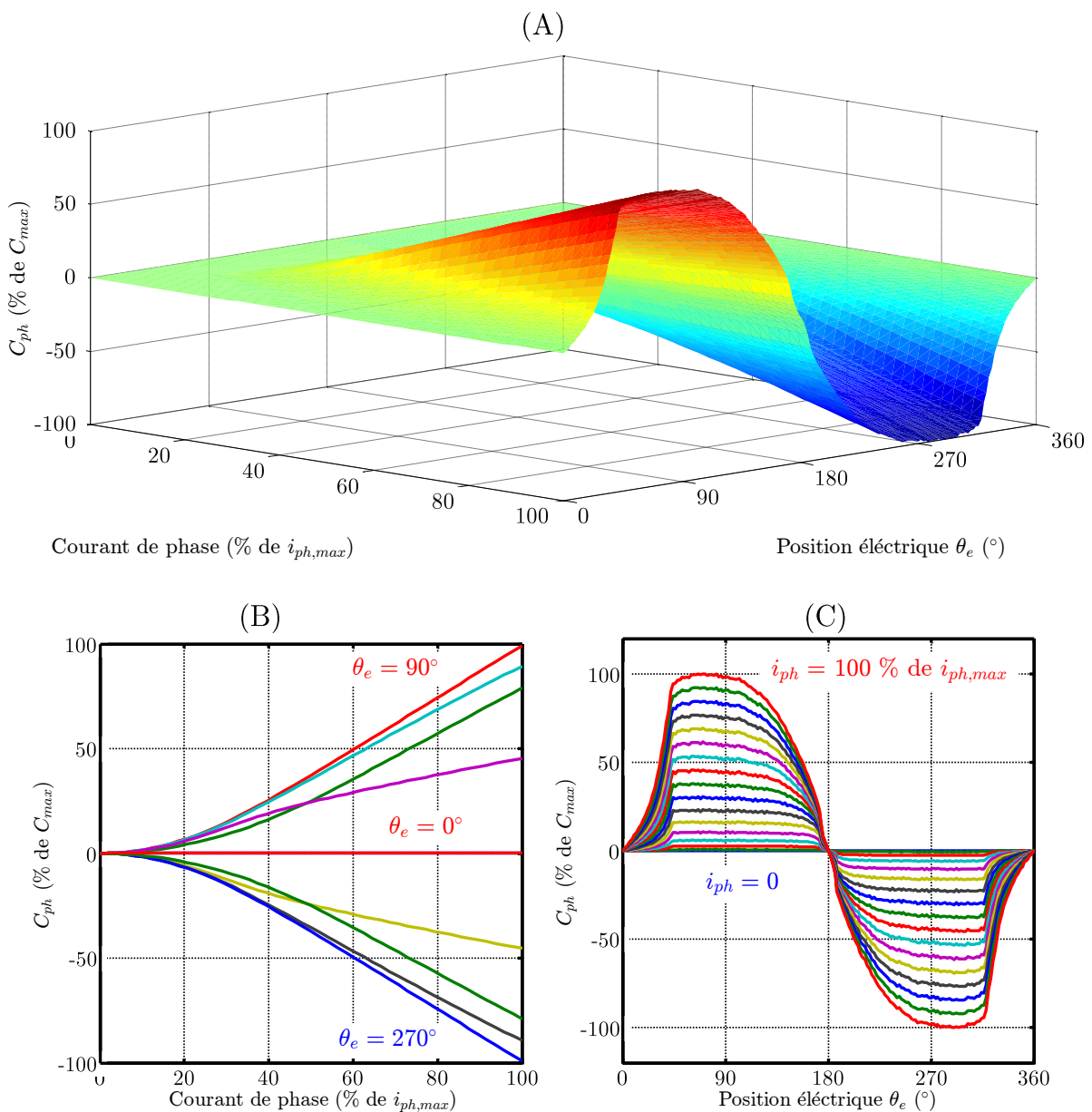


Figure II.6 : Le couple de phase en fonction du courant de la phase et de la position électrique du rotor.

En regardant la figure II.6.C, nous pouvons remarquer que la zone de production de couple positif, i.e. entre $\theta_e = 0^\circ$ et $\theta_e = 180^\circ$, peut être dégroupé en 3 zones. Dans la première, le couple produit augmente exponentiellement en fonction de θ_e vu que l'inductance voit une croissance rapide dans cette zone. Dans la deuxième zone, le couple produit, pour un courant constant, est constant du fait que la dérivée de L'_{ph} est également constant. Le rapport couple/courant se trouve à sa valeur maximale dans cette zone. Au final, lorsque l'on approche la position de conjonction, la production de couple diminue rapidement avec la diminution considérable de L'_{ph} . Cette lecture de la fonction $C_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ est importante puisqu'elle nous permettra de mieux comprendre le choix des paramètres de la commande que nous présentons dans la suite.

II.3.4 Modélisation numérique pour la simulation

Dans un environnement de simulation numérique, l'équation (II.1) a été modélisée selon le schéma de la figure II.7. La mise à jour du courant de la phase aux instants de calcul se fait à l'aide de la fonction $i_{ph}(\phi_{ph}, \theta_e)$ obtenue en inversant la fonction $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$. Ensuite, $i_{ph}(\phi_{ph}, \theta_e)$ est implantée sous la forme d'une table de données et le courant de phase est obtenu par des interpolations linéaires.

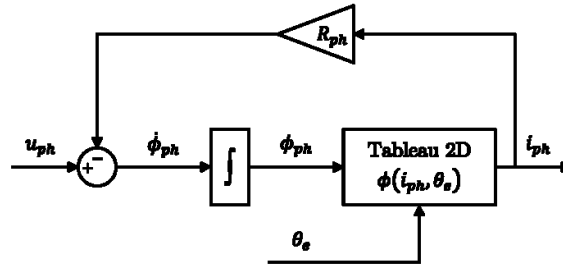


Figure II.7 : Modélisation d'une phase de la MRVDS sous MATLAB/Simulink.

Pour obtenir les couples électromagnétiques des phases ainsi que le couple total, la même approche a été suivie, à savoir l'implantation de la fonction $C_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ sous la forme d'une table de données comme le montre la figure II.8.

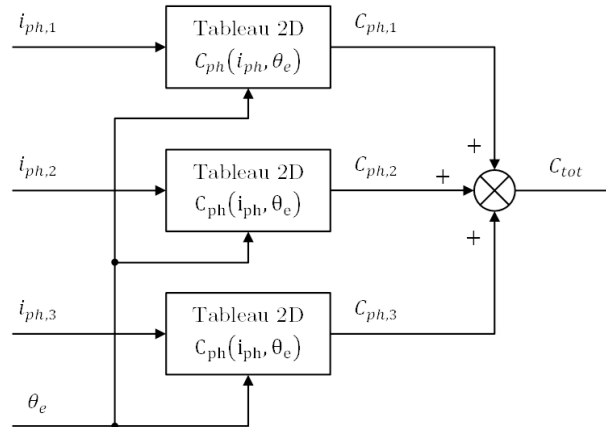


Figure II.8 : Modélisation du comportement électromécanique du prototype étudié sous MATLAB/Simulink.

Également, l'inductance incrémentale ainsi que la force contre électromotrice ont été implantées sous la forme de tables de données et afin de les obtenir en ligne par interpolation linéaire.

II.3.5 Identification expérimentale du prototype

La modélisation du prototype s'appuie sur le calcul par éléments finis des fonctions $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ et $C_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$. La comparaison de ces calculs avec les mesures expérimentales permettra d'évaluer la précision de notre modèle ainsi que les calculs qui s'y appuient. Dans cet objectif, la validation expérimentale de ces deux fonctions est présentée ci-après.

II.3.5.1 Description du banc expérimental

Avant de présenter les résultats de la validation expérimentale de la modélisation de la MRVDS en étude, une description du banc expérimental utilisé est présentée ci-dessous. La figure II.9 présente la configuration du banc. Ce banc peut être décomposé en deux parties, i.e. la partie électromagnétique et la partie numérique dédiée au contrôle, asservissement et sécurité du banc.

II.3.5.1.1 Partie électromagnétique

L'alimentation électrique des différentes parties du banc se fait à partir du réseau triphasé public. La machine de charge, dont l'objectif est de présenter une charge variable à l'arbre de la MRVDS, est une machine asynchrone d'une puissance de 160 kW. L'alimentation de la machine de charge est effectuée à travers un ensemble redresseur/convertisseur qui assure un pilotage en vitesse de cette machine et permet également la réinjection de l'énergie au réseau publique en cas de fonctionnement en mode générateur.

Pour l'alimentation de la MRVDS, une source variable de tension continue est assurée à l'aide d'un autotransformateur couplé à un redresseur. Cette configuration permet d'obtenir une tension continue contrôlable pouvant aller jusqu'à 700 V. La tension continue alimente ensuite l'onduleur en demi-pont asymétrique à travers lequel la MRVDS est alimentée. En ce qui concerne le couplage mécanique entre les deux machines, ce dernier est réalisé à l'aide d'un réducteur de type poulie courroie.

Un système de refroidissement à eau doté d'une capacité de refroidissement de 54 kW a été installé dans l'objectif d'assurer le refroidissement des deux machines ainsi que l'onduleur en demi-pont asymétrique.

II.3.5.1.2 Partie numérique

Pour le assurer le bon fonctionnement de cette partie, différentes grandeurs doivent être mesurées. Concernant la MRVDS, les courants de phase ainsi que les tensions appliquées à la MRVDS sont mesurées. De plus, le courant et la tension du bus continu sont également surveillés. Mécaniquement, un couple-mètre disposant d'une plage de mesure de 20 à 500 N.m et d'une vitesse maximale de fonctionnement

de 24k tour/min est employé pour mesurer le couple à l'arbre de la MRVDS. De plus, la vitesse de la MRVDS est mesurée à l'aide d'un encodeur incrémental.

L'implantation de la commande de la MRVDS a été menée à l'aide d'un système de prototypage rapide de type dSPACE autobox. Ce système se compose d'une carte DS1005 sur laquelle les lois de commande sont installées, d'une carte DS5202 à base de la technologie FPGA (du terme anglais : Field-Programmable Gate Array) ayant comme fonction, entre autre, le traitement des mesures ainsi qu'une carte de conversion analogique/numérique de type DS2004.

Concernant la surveillance du banc, celle-ci a été réalisée à l'aide d'un système de type CompactRIO de National Instruments. Ce système embarqué reconfigurable permet la communication de différentes acquisitions réalisées dans le banc avec un PC industriel. À l'aide du logiciel LabView, une interface graphique de contrôle et d'affichage de différentes parties du banc est assurée.

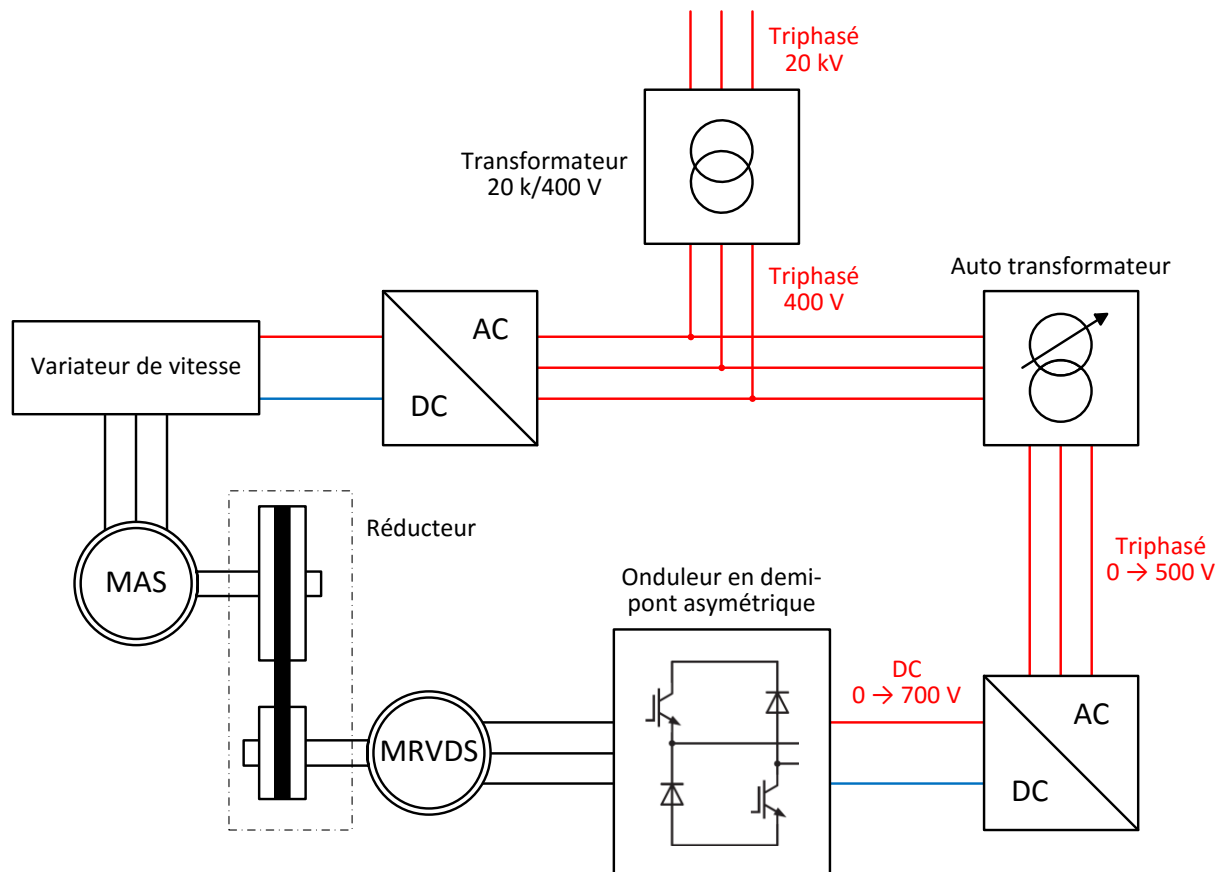


Figure II.9 : Composition du banc d'essais.

II.3.5.2 Identification expérimentale de la caractéristique électromagnétique

Nous commençons par la validation expérimentale de la caractéristique du flux de phase. Nous avons abordé cet objectif par différentes approches afin d'assurer une validation fiable de la modélisation effectuée de cette fonction.

II.3.5.2.1 Méthode 1 : Identification à rotor bloqué

La première série de mesures a été effectuée à rotor bloqué. Dans cette approche, le rotor est bloqué mécaniquement à une position électrique prédéfinie. Ensuite, une phase de la machine est alimentée à l'aide d'une source de tension DC variable. L'alimentation de la phase a comme objectif de stabiliser le courant à une valeur fixe également prédéfinie. Vu qu'à vitesse nulle la force contre électromotrice est égale à zéro et que l'impédance de la phase se limite à la résistance faible de cette dernière, il est indispensable de disposer d'une protection adaptée contre les sur-courants. Avec le courant et la position électrique de la phase stabilisés à des valeurs prédéfinies, nous procédons alors à l'estimation du flux de la phase $\hat{\phi}_{ph}$ à partir des mesures du courant et de la tension de phase. À partir de l'équation (II.1), nous pouvons écrire :

$$\hat{\phi}_{ph}(i_{ph}, \theta_e) = \int_t (u_{ph} - R_{ph} \cdot i_{ph}) dt \quad (\text{II.5})$$

La mesure de la tension de phase étant relevée à l'entrée du convertisseur, il est alors nécessaire de prendre en compte la chute de tension résistive dans les interrupteurs qui est proportionnelle au courant. Ceci est d'une grande importance parce que la tension d'alimentation u_{ph} est d'une amplitude très faible (moins de 3% de V_{DC}). Également, ceci permet de prendre en compte l'erreur de modélisation de la résistance de la phase. L'équation (II.5) devient alors :

$$\hat{\phi}_{ph}(i_{ph}, \theta_e) = \int_0^{t_m} (u_{ph} - [R_{ph} + \alpha] \cdot i_{ph}) dt \quad (\text{II.6})$$

où α est un terme correctif de la résistance.

L'estimation de la valeur de α se fonde sur l'hypothèse qu'à régime permanent, le terme $u_{ph}/i_{ph} - R_{ph}$ est égal à zéro puisque le flux est constant. Avec une mauvaise modélisation de R_{ph} , ce terme devient non nul. Il est alors possible de déduire α comme suit :

$$\frac{\bar{u}_{ph}}{\bar{i}_{ph}} - R_{ph} = \alpha \quad (\text{II.7})$$

où \bar{u}_{ph} et \bar{i}_{ph} représentent respectivement la tension et le courant de la phase en régime permanent.

Au final, le flux de phase a été estimé par l'équation II.8 où t_m signifie la durée de mesure où celle-ci a été choisie suffisamment longue afin de permettre la stabilisation

du courant. La figure II.10, montre un exemple de mesures effectuées à $i_{ph} = 23\%$ de $i_{ph,max}$ et $\theta_e = 0^\circ$.

$$\hat{\phi}_{ph}(i_{ph}, \theta_e) = \int_0^{t_m} (u_{ph} - (R_{ph} + \alpha) \cdot i_{ph}) dt \quad (II.8)$$

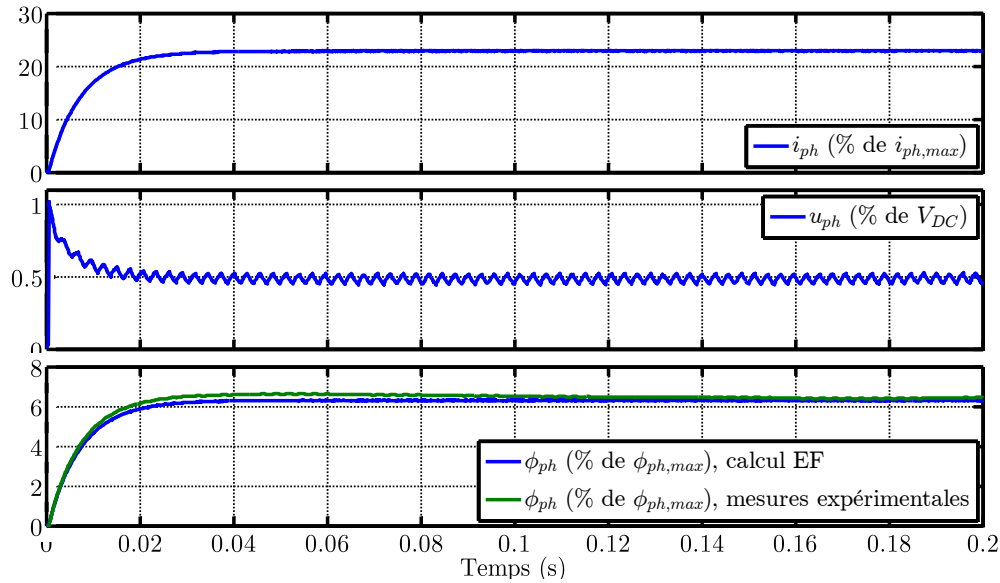


Figure II.10 : Comparaison des mesures effectuées à $i_{ph} = 23\%$ de $i_{ph,max}$ et $\theta_e = 0^\circ$.

Les figures II.11 et II.12 montrent les résultats obtenus par la méthode décrite ci-dessus. Deux séries de mesures ont été réalisées à 23% et à 50% de $i_{ph,max}$. Pour chaque valeur de courant, des mesures à différentes positions électriques définies ont été effectuées.

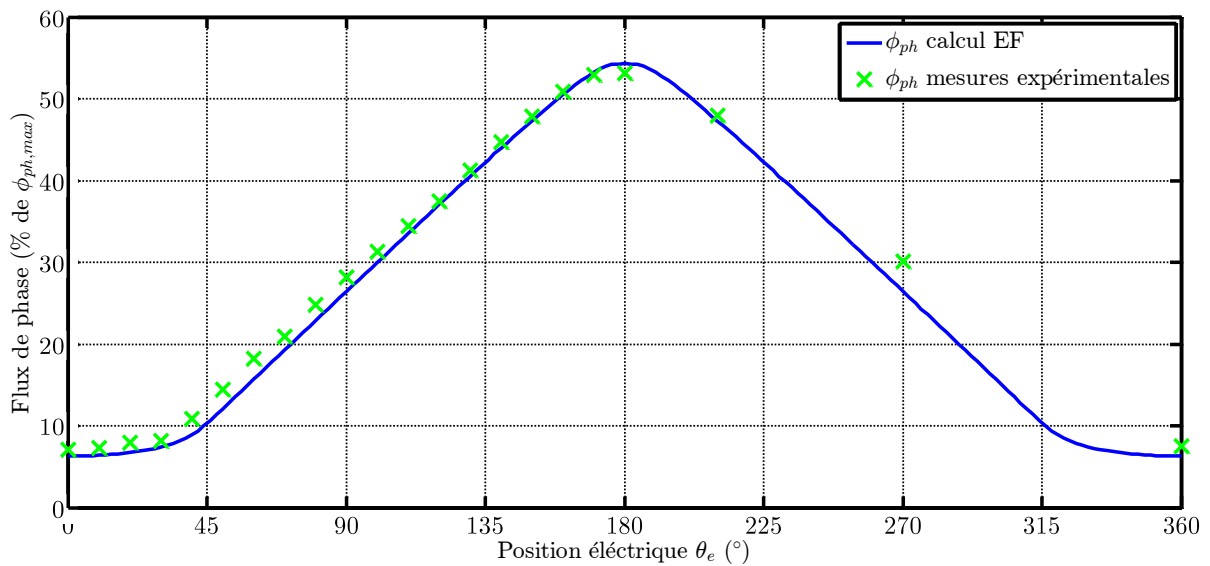


Figure II.11 : Comparaison du flux de la phase obtenu par éléments finis et par mesures expérimentales à $i_{ph} = 23\%$ de $i_{ph,max}$. Erreur maximale : 5,6% de $\phi_{ph,max}$ (relative = 11,5%).

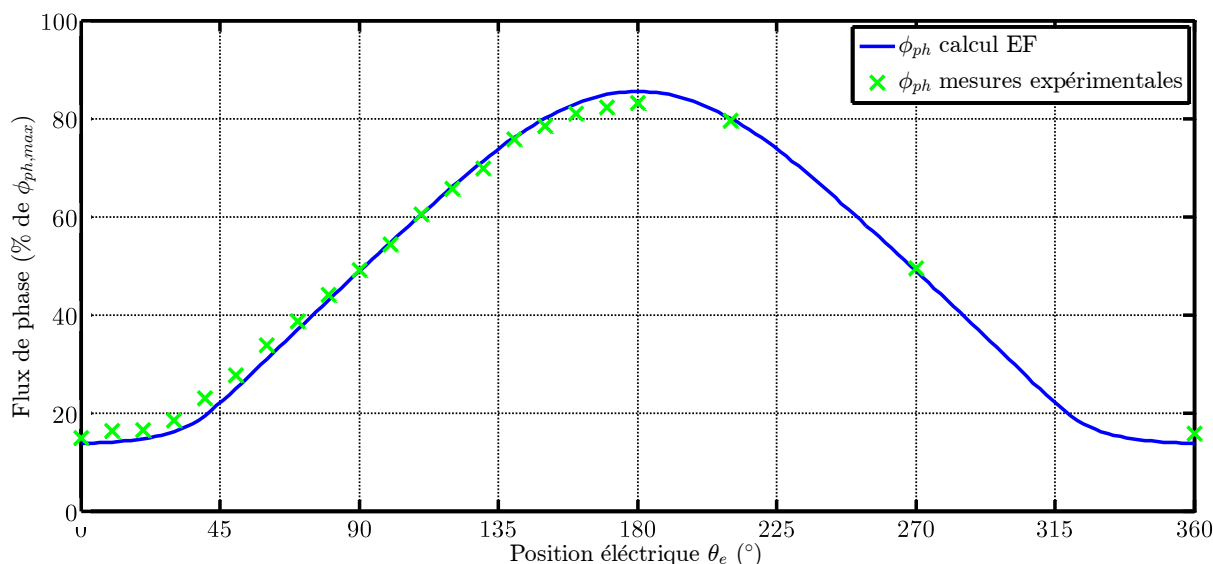


Figure II.12 : Comparaison du flux de la phase obtenu par éléments finis et par mesures expérimentales à $i_{ph} = 50\%$ de $i_{ph,max}$. Erreur maximale : 9.5% de $\phi_{ph,max}$.

L'analyse des résultats présentés dans les figures II.11 et II.12 permet de conclure sur la pertinence du calcul de la fonction $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$. L'erreur absolue entre le calcul par éléments finis et celui fondé sur les mesures ne dépasse pas 10% de $\phi_{ph,max}$. Cette erreur est obtenue, dans les deux cas de mesure, avec le rotor proche de la position d'opposition. De plus, l'erreur se voit presque inchangée avec l'augmentation du courant. Au final, ces conclusions, quant à elles, ne sont pas concluantes puisqu'elles sont obtenues en fonctionnement statique et ne prennent pas en compte l'effet d'interpolation des tables de données. Par conséquent, elles représentent des premières constatations qui seront confirmées par d'autres approches présentées dans la suite.

II.3.5.2.2 Méthode 2 : Identification à l'aide d'une alimentation par créneaux de tension

Une deuxième série de mesures a été accomplie visant la vérification des résultats trouvés dans la section précédente. Plus important encore, cette méthode permet de valider la modélisation de $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ en rotation et donc lors des interpolations en ligne.

Cette approche consiste à comparer en rotation le flux de phase estimé à partir des mesures avec celui calculé en ligne par interpolation du tableau $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$. L'estimation du flux a été réalisée à partir de l'intégrale donnée dans l'équation (II.5). Étant donné que le flux de phase s'annule à la fin de chaque cycle électrique, il était possible de corriger l'intégration en imposant une réinitialisation à zéro de l'intégrateur lors du passage par la position $\theta_e = 0^\circ$. Cette procédure de réinitialisation permet de neutraliser l'effet des erreurs numériques où l'effet du bruit de mesure sur le calcul de l'intégrale. Quant à l'alimentation de la MRVDS, elle a été

effectuée par des créneaux de tension avec le courant évoluant en boucle ouverte (une protection de sur-courant a été mise en œuvre).

Dans les figures II.12, II.13 et II.14, nous présentons les mesures relevées ainsi que la comparaison entre le flux estimé et celui obtenu avec les calculs par éléments finis. Trois essais ont été menés pour trois niveaux de tension (10, 20 et 28% de V_{DC}) et à une vitesse égale à 8,3% de Ω_{max} . Par mesure de sécurité et dû au fait que la machine est pilotée en boucle ouverte, la vitesse a été limitée à 8,3% de Ω_{max} . La tension a été également limitée à 28% de V_{DC} afin d'éviter un dépassement du courant maximal.

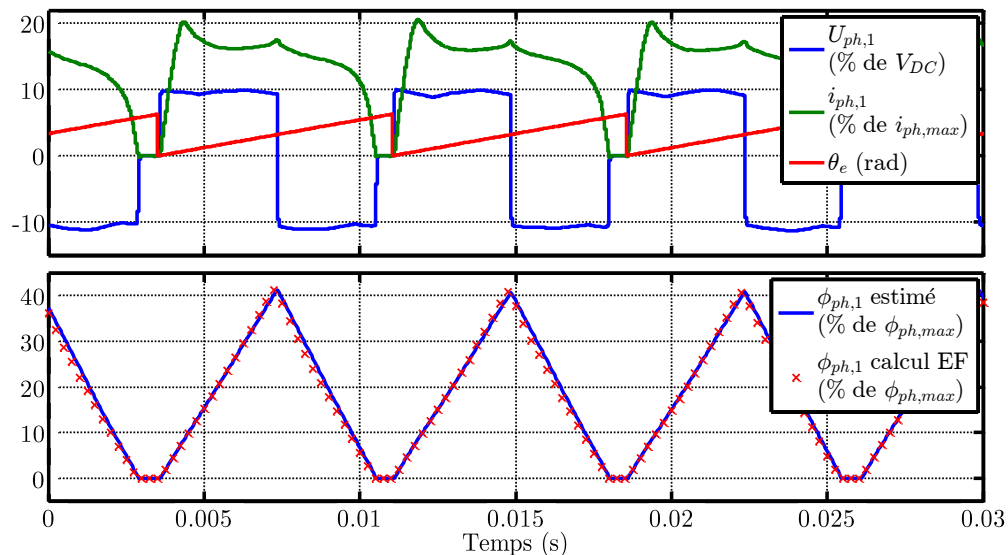


Figure II.13 : Validation en BO créneaux 10 % de V_{dc} , 8,3% de Ω_{max} . Erreur maximale = 2,3% de $\phi_{ph,max}$.

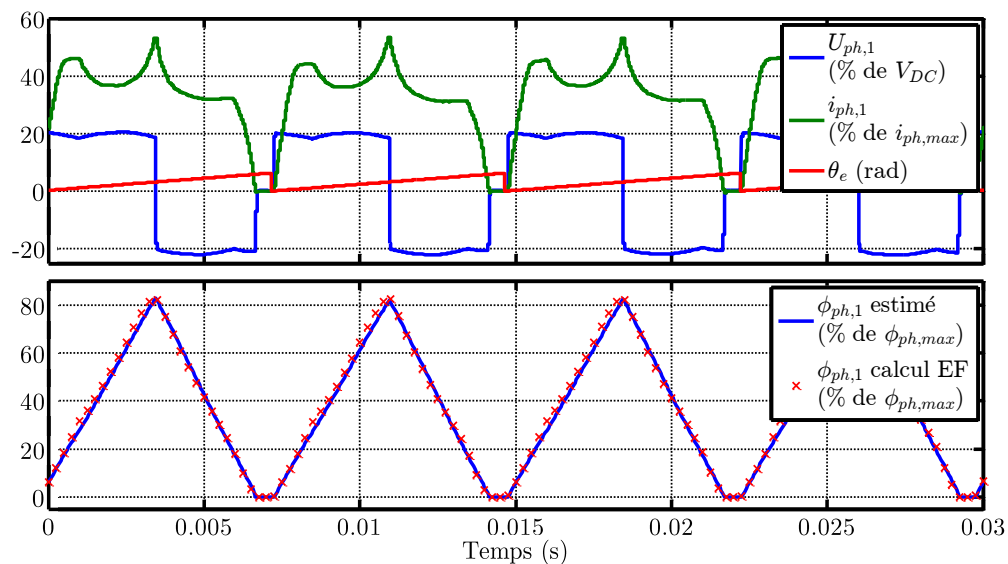


Figure II.14 : Validation en BO créneaux 20 % de V_{dc} , 8,3% de Ω_{max} . Erreur maximale = 4,1% de $\phi_{ph,max}$.

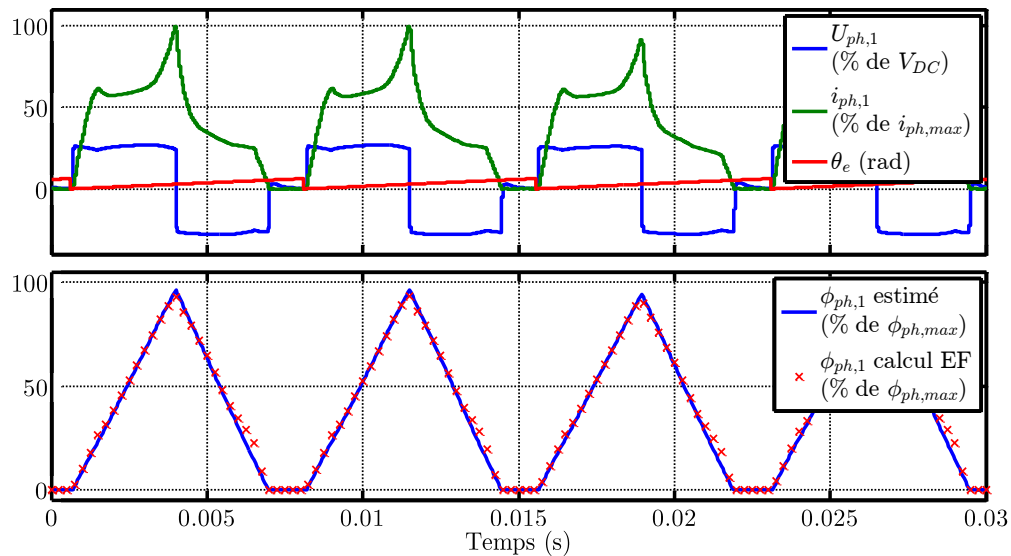


Figure II.15 : Validation en BO créneaux 28 % de V_{DC} , 8.3% de Ω_{max} . Erreur max = 8% de $\phi_{ph,max}$.

Avec une erreur absolue maximale d'environ 8% de $\phi_{ph,max}$, nous pouvons confirmer la conclusion obtenue par les mesures faites à rotor bloqué. Le tableau $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ issu des calculs par éléments finis présente une bonne concordance avec les résultats expérimentaux. Aussi, l'interpolation en ligne ne présente pas de souci tel que des valeurs irrégulières où des variations brusques.

II.3.5.2.3 Méthode 3 : Identification à l'aide d'enroulements auxiliaires

La MRVDS étudiée a été équipée de trois enroulements auxiliaires installés sur une dent de la phase 3. La figure II.16 montre le positionnement de ces enroulements (S1, S2 et S3) par rapport au bobinage principal. Les enroulements auxiliaires ont été implantés afin de localiser et d'évaluer le flux de fuite dans la machine. Nous exploitons dans cette section les mesures obtenues à l'aide de ces enroulements afin de valider plus pleinement les résultats de notre calcul de la caractéristique $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ par éléments finis.

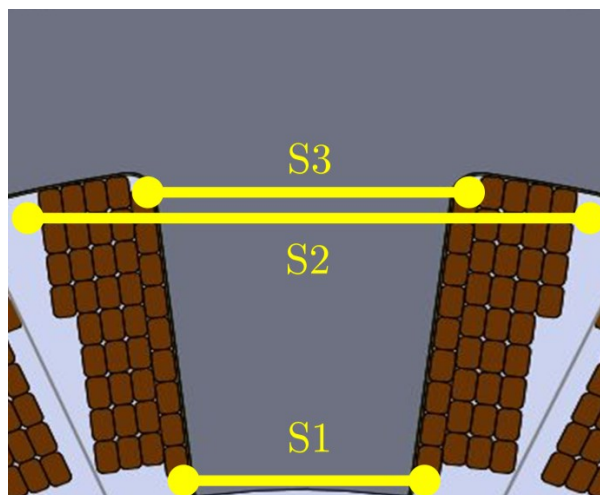


Figure II.16 : Positionnement des enroulements auxiliaires sur une dent du stator.

Dans chaque enroulement auxiliaire, composé de deux spires, une force électromotrice sera induite à ces bornes en résultat de la variation du flux de la phase. Partant de l'équation (II.1) et sachant que le courant dans l'enroulement auxiliaire est nul (circuit ouvert), nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} u_{aux} &= \frac{d\phi_{aux}}{dt} \\ &= 2 \frac{d\phi_s}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

où u_{aux} représente la tension mesurée aux bornes d'un enroulement auxiliaire, ϕ_{aux} est le flux vu par l'enroulement et ϕ_s est le flux d'une de ses 2 spires. Il est alors possible de calculer ϕ_s comme suit :

$$\phi_s = \int_0^{t_m} \frac{u_{aux}}{2} dt \quad (\text{II.10})$$

À l'aide d'enroulements auxiliaires, nous pouvons évaluer le flux vu par les spires du bobinage principal qui sont situées à différents niveaux de la dent. Plus particulièrement, nous cherchons à déterminer la variation du flux entre les spires situées à la tête et au pied de la dent. La figure II.17 montre un calcul par éléments finis du flux induit par l'alimentation à tension maximale de la phase 3. Il est possible en analysant cette figure de constater la dispersion du flux capté par les enroulements auxiliaires.

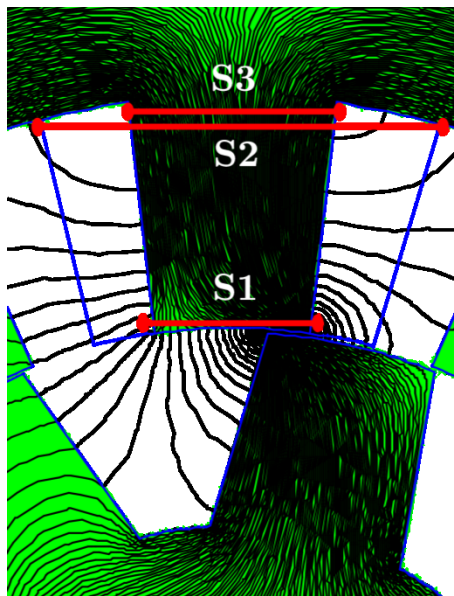


Figure II.17 : Détection du flux de fuite à l'aide des bobines témoins.

Quatre essais ont été effectués à une vitesse égale à 8,3% de Ω_{max} . L'alimentation de la MRVDS a été effectuée par créneaux de courant d'une amplitude de 25%, 50%, 75% et 100% de $I_{ph,max}$ respectivement. La figure II.18 présente un exemple des mesures relevées.

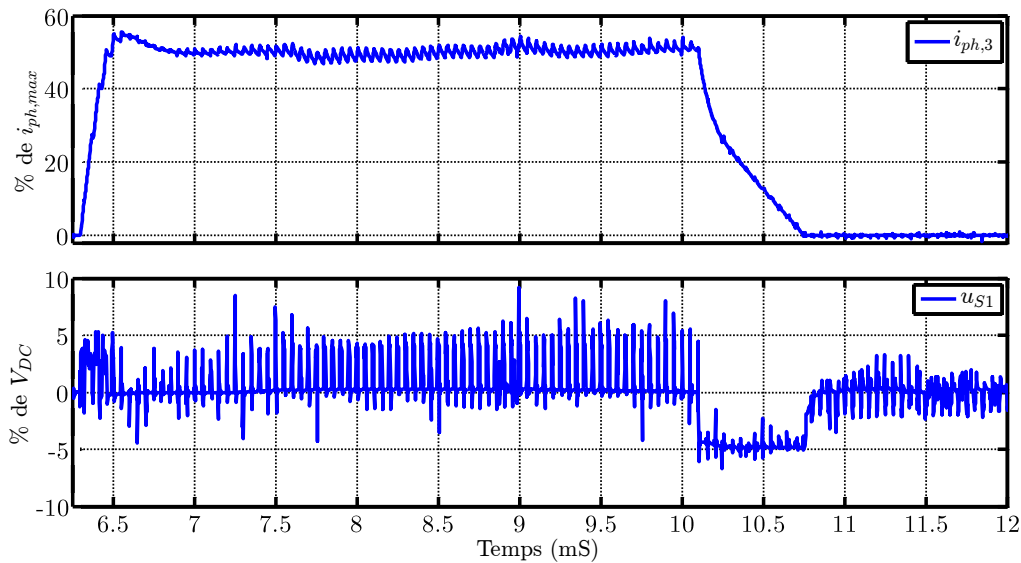


Figure II.18 : Exemple d'un point de mesure. En haut : le courant de la phase 3. En bas : la tension relevée aux bornes de la bobine S1.

Dans un premier temps, nous analysons le cas du courant le plus faible, présenté dans la figure II.19. D'abord, nous constatons que pendant l'activation de la phase 3 ($-20^\circ < \theta_e < 160^\circ$), S1 voit un flux inférieur à celui vu par S2 et S3. Ceci s'explique par le flux de fuite qui n'est pas capté par S1 (cf. figure II.17). Également, les flux captés par S2 et S3 sont quasi identiques puisqu'en pratique, il y a très peu de fuite au pied de la dent. De plus, les calculs par éléments finis correspondent bien aux relevés de S2 et S3 car les calculs par éléments finis ne considèrent pas le flux de fuite. Des constatations similaires peuvent être également tirées sur les cas présentés dans les figure II.20 et II.21. Dans ces trois cas d'analyse, l'erreur maximale entre les calculs par éléments finis et le flux estimé ne dépasse pas 5% de $\phi_{ph,max}$.

Dans la suite, nous examinons le cas d'une alimentation à courant maximal présenté dans la figure II.22. Dans cette figure, nous pouvons constater une chute presque du flux calculé par éléments finis à $\theta_e = 50^\circ$. En regardant les courants de phases alimentant la MRVDS donnés dans la figure II.23, nous observons que l'instant $\theta_e = 50^\circ$ correspond à la désactivation de la phase 1. Cette désactivation perturbe le courant de la phase 3 du fait que la régulation du courant (présentée dans le chapitre III) ne compense pas parfaitement l'effet de couplage entre les phases. Nous pouvons ainsi justifier l'écart entre les flux captés par S2 et S3 et celui calculé par éléments finis. Cette écart est dû au fait que les enroulements S2 et S3 captent le flux propre de la phase ainsi que les flux mutuels alors que le calcul par éléments finis ne prend pas en compte ces derniers. Ces relevés mettent en évidence la présence du couplage entre les phases qui se manifeste clairement aux courants forts.

Dans le même contexte, nous constatons que pour les 4 cas d'analyse, des flux mutuels négatifs sont captés par S1, S2 et S3 pendant la désactivation de la phase 3 ($160^\circ < \theta_e < 340^\circ$), ce qui n'est pas pris en compte dans les calculs par éléments finis.

En résumé, les relevés expérimentaux obtenus à l'aide d'enroulements auxiliaires ont confirmé la bonne précision du calcul du flux par éléments finis avec une erreur ne dépassant pas 5% de $\phi_{ph,max}$. De plus, nous avons constaté l'influence du couplage électromagnétique entre les phases qui doit être pris en compte dans la boucle d'asservissement du courant. Cela nécessiterait la mise en place d'une modélisation des inductances mutuelles, qui sont elles aussi des termes non linéaires. La prise en compte de ces inductances ne rentre pas dans le champ des travaux présentés dans ce mémoire.

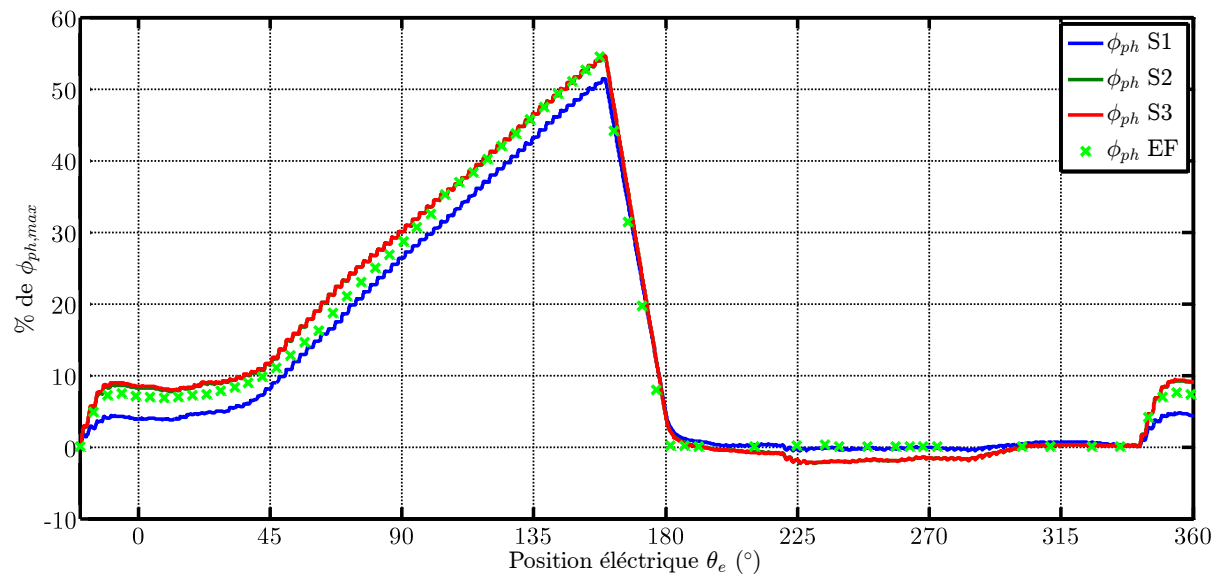


Figure II.19 : Comparaison du flux de spire relevé sur les 3 bobines témoins et celui calculé par EF à 8,3% de Ω_{max} , 25% de $i_{ph,max}$.

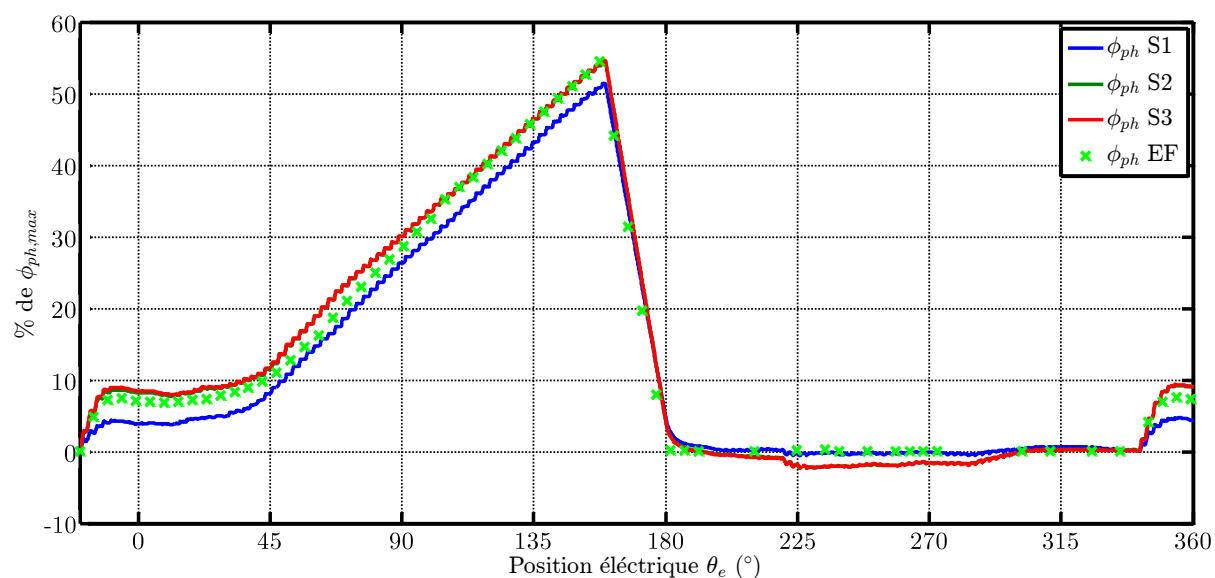


Figure II.20 : Comparaison du flux de spire relevé sur les 3 bobines témoins et celui calculé par EF à 8,3% de Ω_{max} , 50% de $i_{ph,max}$.

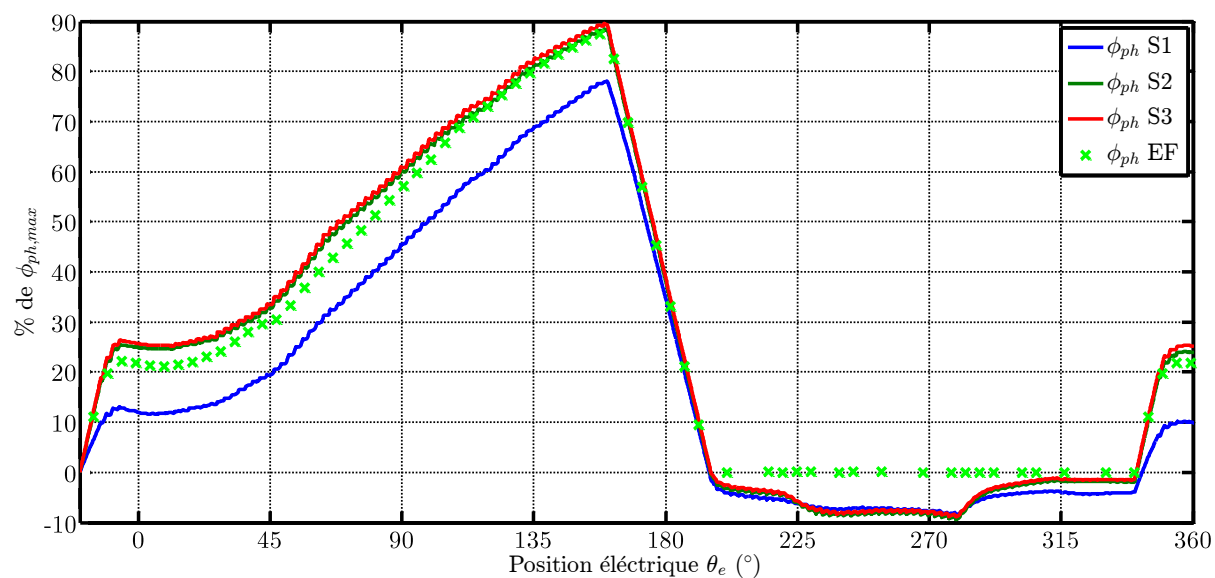


Figure II.21 : Comparaison du flux de spire relevé sur les 3 bobines témoins et celui calculé par EF à 8,3% de Ω_{max} , 75% de $i_{ph,max}$.

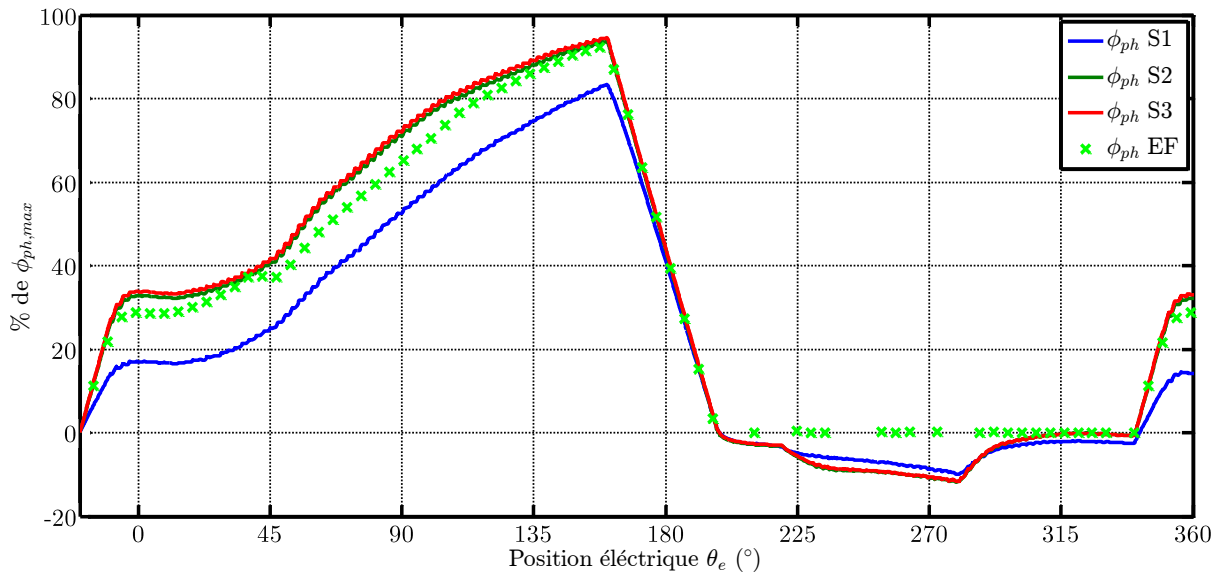


Figure II.22 : Comparaison du flux de spire relevé sur les 3 bobines témoins et celui calculé par EF à 8,3% de Ω_{max} , 100% de $i_{ph,max}$.

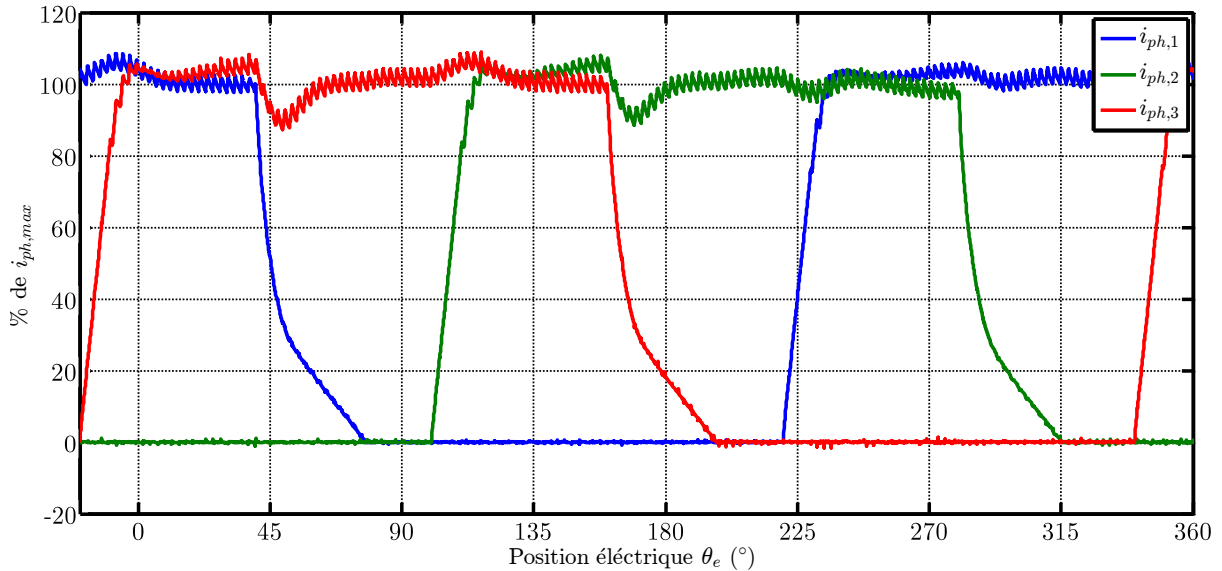


Figure II.23 : Courants de phases relevés à 8,3% de Ω_{max} et 100% de $i_{ph,max}$ montrant l'effet de couplage entre les phases.

II.3.5.3 Identification expérimentale de la caractéristique électromécanique

La validation expérimentale de la modélisation de la fonction $C_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ est confrontée des difficultés de mise en œuvre. En fait, il n'est pas possible d'effectuer des mesures de couple à rotor bloqué étant donné que ce mode de fonctionnement n'est pas réalisable par le capteur de couple. En rotation, nous ne disposons pas d'une mesure fiable du couple instantané. Par ailleurs, il n'est pas possible de déduire la contribution de chaque phase dans la production du couple total lors des périodes de chevauchement.

Cependant, nous pouvons indirectement évaluer la précision du modèle de la fonction $C_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ à travers l'évaluation de la performance de la commande en couple de la MRVDS, notamment l'asservissement du couple demandé par le conducteur. Puisque le choix des paramètres de cette commande a été fondé sur notre modélisation de cette fonction, nous pouvons juger indirectement de la précision de cette modélisation à travers l'asservissement du couple demandé. En d'autres mots, la commande est paramétrée afin d'assurer une égalité entre le couple de référence et celui produit par la MRVDS. L'obtention de ce résultat expérimentalement prouvera la fiabilité de notre calcul par éléments finis de la fonction $C_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$.

Dans la figure II.24, plusieurs points de fonctionnement à couple maximal ont été testés expérimentalement. Nous y voyons la comparaison entre le couple électromagnétique demandé et celui obtenu sur l'arbre. Cette comparaison montre un écart relativement acceptable (erreur relative maximale de 12%) lié essentiellement aux pertes mécaniques et aérodynamique (le couple électromagnétique de la machine n'est pas accessible). Bien que cette analyse se fonde sur un nombre limité de points de fonctionnement, tous à fort couple et ne dépassant pas 40% de Ω_{max} , elle confirme la fiabilité des calculs par éléments finis de la fonction $C_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$.

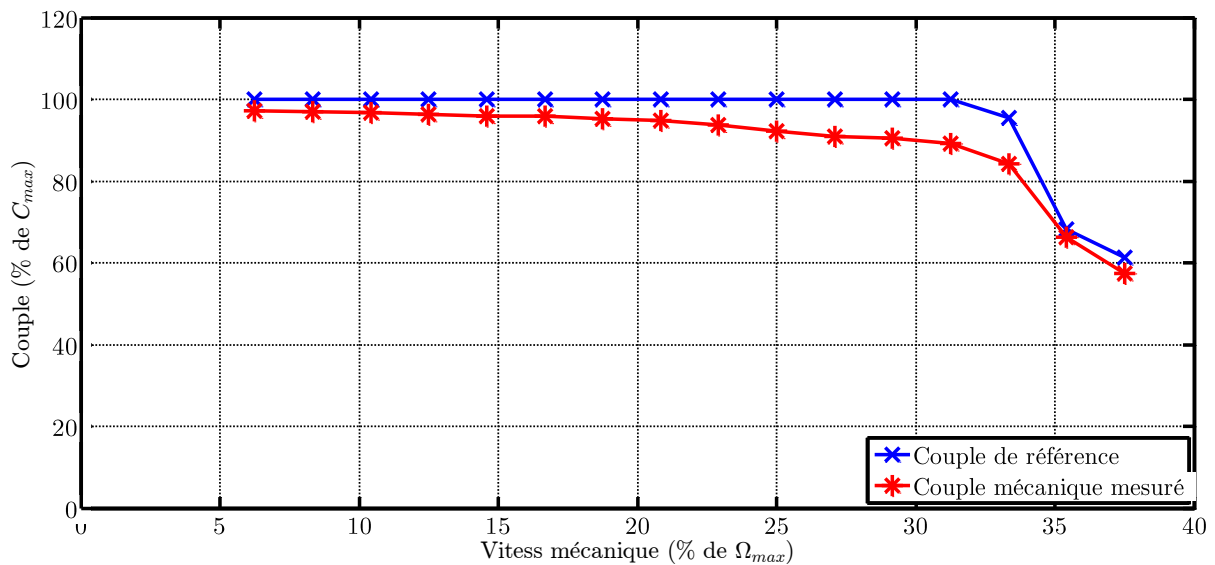


Figure II.24 : Comparaison expérimentale entre la consigne de couple électromagnétique et celui obtenu sur l'arbre de la MRVDS.

II.3.5.4 Conclusions partielles

Nous pouvons confirmer en s'appuyant sur les mesures expérimentales menées la bonne précision de notre modèle issu des calculs par éléments finis à l'aide du logiciel MRVSIM. Les résultats obtenus à l'aide de 3 méthodes de validation ont tous montré la bonne fiabilité du modèle électromagnétique développé. Ce modèle servira dans la suite pour le développement de la commande de la MRVDS prototype. En ce qui concerne le modèle électromécanique, les difficultés techniques limitent la possibilité

d'une validation robuste de cette caractéristique. Néanmoins, il est possible d'établir une première conclusion sur la fiabilité du calcul de cette caractéristique.

II.4 Commande de la MRVDS : état de l'art

En examinant la littérature sur la commande en couple de la MRVDS, nous pouvons classer les méthodes proposées en deux catégories principales que nous présentons ci-après. Les méthodes regroupées dans la première catégorie s'inspirent de la commande directe du couple développée à la base pour les machines à champ tournant où le couple produit par la machine est asservi directement en boucle fermée sans intervenir sur les courants de phase. Dans la seconde catégorie, le couple est asservi indirectement en boucle ouverte à travers la régulation des courants des phases. La figure II.25 présente les deux principes de commande.

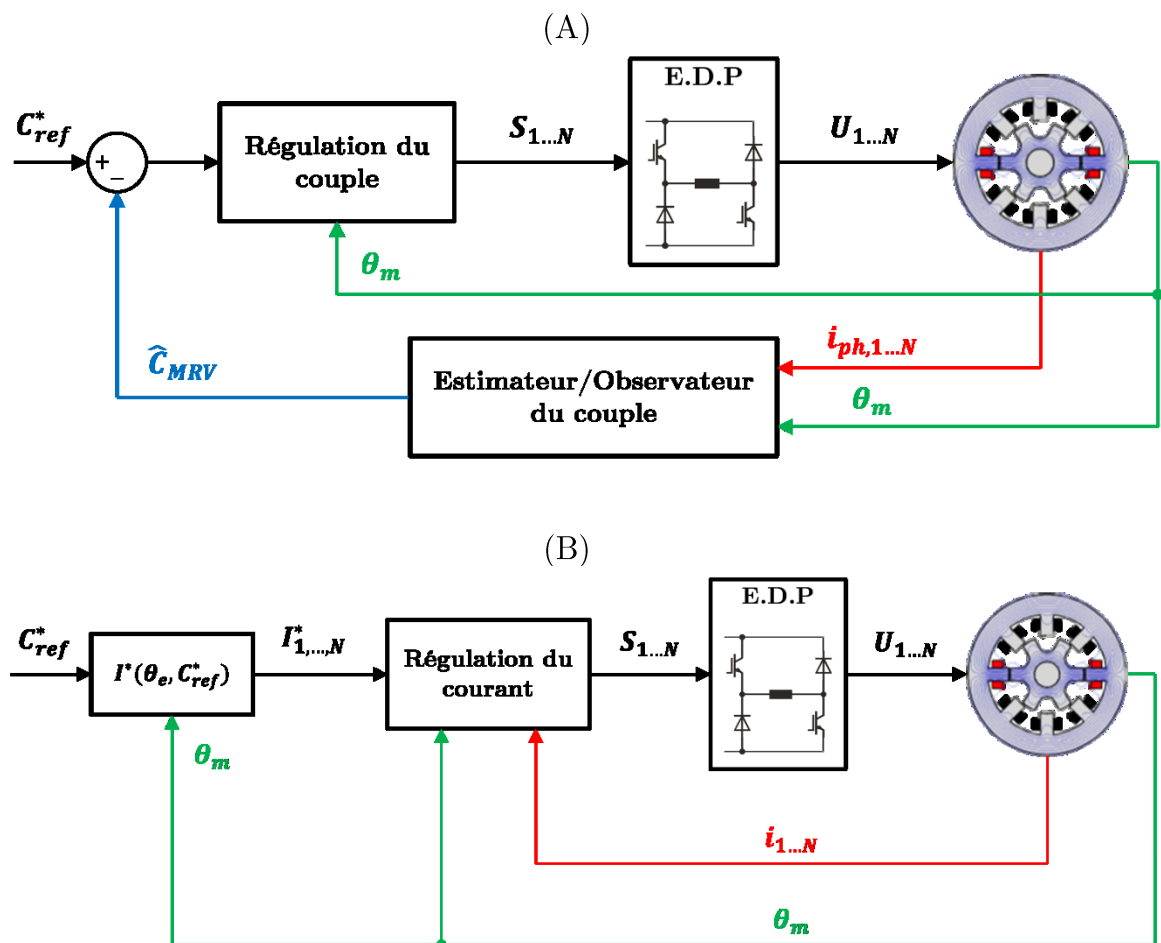


Figure II.25 : (a) : schéma général de la commande directe du couple. (b) : schéma général de la commande indirecte du couple.

II.4.1 Commande directe du couple

Bien que le conducteur joue le rôle de régulateur de vitesse en fonction des conditions de conduite (pente de la route, charge du véhicule...etc.), il est souhaitable

d'asservir le couple produit par le moteur en boucle fermée afin de compenser certains effets comme la chute de la tension du bus DC ou les erreurs de modélisation de la machine [23] pris comme des sources de perturbation. La stratégie de commande directe du couple n'intervient pas directement sur les formes des courants car le régulateur de couple contrôle directement le convertisseur, et donc la tension appliquée à la machine. Ceci nécessite un bouclage sur le couple produit par le moteur soit par mesure directe soit par moyens d'estimation en temps réel. Il n'est pas souvent retenu dans la pratique de mesurer le couple instantané en raison de certains facteurs comme la dynamique insuffisante des capteurs de couple ou bien le coût élevé de ces capteurs. Ceci conduit à ce que l'estimation du couple soit la solution souvent préférée.

Différentes variantes de cette stratégie de commande peuvent être trouvées dans la littérature. Une des approches les plus prometteuses est présentée dans [24] où les auteurs proposent une commande directe du couple instantanée (CDCA). Afin d'asservir le couple en boucle fermée, ce dernier est estimé à l'aide de la fonction $\mathcal{C}_{em}(i_{ph}, \phi_{ph})$ interpolée en ligne et implantée sous forme d'une table de données. Les auteurs ont fait le choix de remplacer, dans l'estimation du couple, la position électrique θ_e par le flux de la phase ϕ_{ph} . Selon les auteurs, ce choix a été fait afin de s'affranchir du besoin d'une mesure précise de la position. Dans la figure II.26.b, le principe de fonctionnement de cette commande est présenté. Il est possible d'y observer l'absence d'une boucle d'asservissement en courant. L'asservissement du couple se fait à travers une régulation par hystérésis. Le régulateur de couple assure sa fonction à l'aide d'un algorithme qui partage la production du couple total entre les phases de la machine en favorisant la magnétisation de la phase entrante lors des périodes de chevauchement.

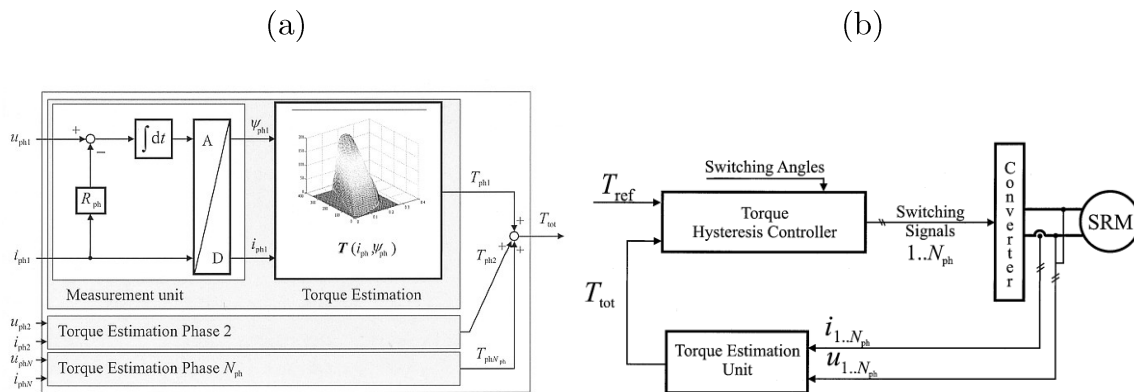


Figure II.26 : (a) estimation du couple instantané en ligne. (b) schéma global de la commande directe du couple instantané. [24].

Cette commande présente beaucoup d'intérêt du fait qu'elle permet de limiter le rôle de la boucle de courant à celui d'une diapositive de sécurité. Par conséquent, la synthèse de celle-là est plus simple contrairement aux autres approches où la réalisation de cette boucle est confrontée à différentes contraintes (cf. chapitre III). Néanmoins, le fait d'utiliser une régulation par hystérésis provoque un couple dont le

spectre harmonique est enrichi ce qui en conséquence peut mener à l'excitation des modes de la chaîne mécanique du véhicule. De plus, la fréquence de commutation du couple n'est ni fixe ni contrôlable et donc il n'est pas possible de limiter facilement le contenu harmonique du spectre du couple. Toutefois, il faut préciser qu'il existe des algorithmes plus évolués qui permettent de rendre la fréquence de commutation fixe via un ajustement en temps-réel de la bande d'hystérésis [25]. Les auteurs précisent aussi que cette commande n'est pas fonctionnelle sur toute la plage de fonctionnement de la machine. Tant que la force contre électromotrice ne dépasse pas la tension du bus DC, il est possible d'assurer le couple demandé avec la commande directe. Dans le cas contraire, les auteurs proposent de basculer vers la commande directe du couple moyen [23] afin d'assurer le contrôle de la machine jusqu'à la vitesse maximale.

Dans [26]-[25], la commande directe prédictive du couple instantanée (CDPCA) est proposée. Cette approche vise à s'affranchir des inconvénients de la CDCA, notamment la fréquence de commutation variable. Pour ce faire, la génération des signaux de commutation dans la CDPCA se fait par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) afin de préserver une fréquence de commutation constante et prédéterminée. De plus, une étape de prédiction de différentes variables a été intégrée pour compenser le retard intrinsèque dû à l'utilisation d'un processeur numérique et de l'acquisition des signaux. La figure II.27 montre le schéma bloc de la CDPCA. La prédiction de la capacité de production du couple de chaque phase à l'instant suivant ($T_{ph_next(min)}$, $T_{ph_next(max)}$) permet un meilleur partage de la production du couple entre les phases.

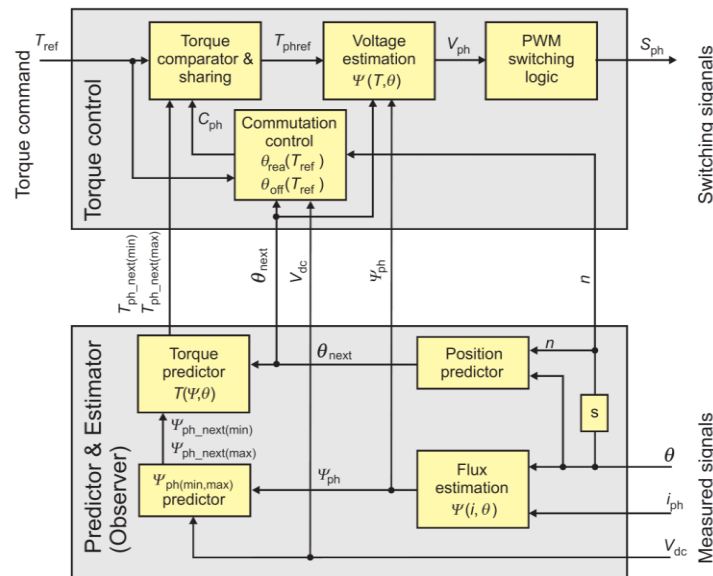


Figure II.27 : Principe de fonctionnement de la CDPCA [25].

La validation expérimentale de la CDPCA montre de bonnes performances. Le couple produit suit correctement sa référence en régime transitoire ainsi qu'en régime permanent. De plus, des mesures expérimentales montrent une diminution de la vibration du stator avec la CDPCA en comparaison de la commande indirecte par

créneaux de courant. Néanmoins, la performance n'est pas validée à haute vitesse ni à fort couple. Les tests expérimentaux se limitent à 30% de la vitesse maximale et du couple maximal de la machine. La machine testée est de plus d'une puissance faible (5 kW) par rapport aux exigences d'une application de type traction automobile. En outre, le calcul proposé pour obtenir les angles optimaux se fonde sur le principe de minimisation des pertes Joule, ce qui ne garantit pas une optimisation du rendement total de la machine.

Pour conclure, la commande directe du couple présente l'avantage d'un asservissement précis du couple en boucle fermée. Néanmoins, la validation de cette méthode pour une application de type automobile et sur une plage de fonctionnement étendue n'a pas été démontrée. Également, la prise en compte de certains critères de performance de la machine comme les pertes totales n'est pas démontré. Pour ces raisons, nous avons opté pour la commande indirecte du couple dans cette application. Dans la suite, nous allons donc détailler davantage le principe de cette commande, la stratégie adoptée ainsi que sa validation sur toute la plage de fonctionnement de la MRVDS étudiée.

II.4.2 Commande indirecte du couple

Dans cette stratégie, le couple demandé n'est pas asservi en boucle fermée mais plutôt assuré au moyen de la régulation des courants induits dans la machine. À partir de la référence du couple, différentes méthodes permettent de déterminer les courants nécessaires pour obtenir le couple souhaité. La majorité de ces méthodes dépendent de la modélisation de la fonction liant le couple aux courants et à la position électrique, $C_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$. Par conséquent, le bon asservissement du couple dépendra de la précision de la modélisation de cette fonction du fait de l'absence d'un retour sur cette variable.

Un des avantages de la commande indirecte est la possibilité de prendre en compte un ou plusieurs critères de performance de la machine à travers le choix des profils de courant. Parmi ces critères nous pouvons citer le rendement de l'ensemble machine/convertisseur ou le niveau d'ondulation du couple.

De nombreuses méthodes de commande indirecte ont été développées pour la MRVDS. Dans le cas général, elles varient au niveau de l'algorithme proposé pour la génération des consignes de courant. À titre d'exemple, nous citons les travaux présentés dans [27] où une approche fondée sur les réseaux de neurones à logique floue est développée. L'objectif de cette méthode est la minimisation des ondulations du couple. Pour ce faire, un compensateur de type «réseau de neurones à logique floue» introduit un composant correctif, Δi_{comp} , ajouté aux consignes de courant. Une phase d'apprentissage du réseau de neurones est à effectuer hors ligne où celui-là modifie les consignes de courant et récolte comme retour l'ondulation du couple simulée où relevée expérimentalement. La figure II.28 présente ce principe. Il est à noter que pour une nouvelle machine, la phase d'apprentissage est à effectuer de nouveau.

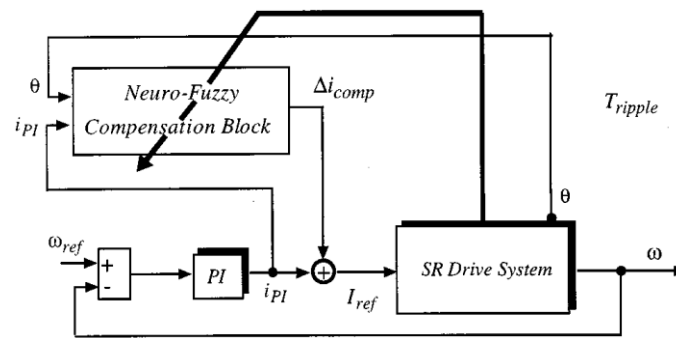


Figure II.28 : Procédure d'apprentissage du réseau de neurones visant la minimisation d'ondulation de couple.

Dans la suite, nous présentons deux stratégies pour la commande indirecte du couple de la MRVDS. Nous avons retenu ces deux stratégies en raison des avantages qu'elles présentent et du fait qu'elles se complètent sur le plan couple/vitesse. Nous étudions également la transition entre les deux stratégies lors du fonctionnement de la machine afin de minimiser l'impact de cette transition sur les performances de cette dernière.

II.5 Élaboration de la stratégie de commande en couple de la MRVDS

II.5.1 La commande du couple instantané

La commande du couple instantanée vise la minimisation des ondulations de couple à travers le profilage des courants de la MRVDS afin de répartir la production du couple total demandé sur les phases de la machine [28]. Cette répartition doit assurer un chevauchement progressif de la production du couple entre les phases de sorte à rendre, dans le cas idéal, la somme totale des couples produits par les phases à tout moment constant et égal au couple total demandé. Néanmoins, cet objectif dépend directement de la bande passante de la régulation de courant vu que celle-ci détermine la capacité d'asservissement des profils de courant générés [5].

Afin de mieux expliquer ce principe, la figure II.29, sur laquelle les étapes de fonctionnement sont illustrées consécutivement, attire les remarques suivantes :

- A) D'abord, le profil souhaité du couple monophasé est établi à l'aide du choix de 3 paramètres, i.e. l'angle d'amorçage ψ par rapport à la position d'opposition, la durée de conduction θ_p et la durée de la période de chevauchement Δ (figure II.29.A). À l'aide du choix de θ_p , la durée de transition maximale possible Δ se calcule avec l'expression (II.11). Nous avons opté pour le choix de $\theta_p = 180^\circ$ et de Δ à sa valeur maximale afin d'avoir une transition la plus progressive possible. Ce choix de θ_p impose que $\psi = 0^\circ$ si l'on souhaite des profils de couples strictement positifs.

$$\Delta = \theta_p - \frac{360^\circ}{q} \quad (\text{II.11})$$

- B) Après avoir défini le profil du couple monophasé, nous pouvons déduire, pour une position électrique donnée θ_e , la consigne de couple pour chaque phase de la machine, C_k^* , à partir du couple total demandé selon l'équation (II.12), où $f_k(\theta_e)$ dénote la fonction de répartition définie dans l'équation (II.13) pour la phase k . Les angles $\theta_0 \dots \theta_3$ sont déduits selon les équations données dans (II.14).

$$C_{total}^* = \sum_{k=1}^q C_k^* = \sum_{k=1}^q C_{total}^* \cdot f_k(\theta_e) \quad (\text{II.12})$$

$$\text{et : } \sum_{k=1}^q f_k(\theta_e) = 1$$

$$f_k(\theta_e) = \begin{cases} 0,5 - 0,5 \cos(v(\theta_e - \theta_0)), & \theta_0 < \theta_{e,k} < \theta_1 \\ 1, & \theta_1 < \theta_{e,k} < \theta_2 \\ 0,5 + 0,5 \cos(v(\theta_e - \theta_2)), & \theta_2 < \theta_{e,k} < \theta_3 \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

avec :

$$\begin{aligned} v &= 180^\circ/\Delta \\ \theta_0 &= \psi, \quad \theta_1 = \psi + \Delta \\ \theta_2 &= \psi + (360^\circ/q), \quad \theta_3 = \psi + \theta_p \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

- C) Les références de couple monophasé $C_1^* \dots C_q^*$ à la position θ_e donnent lieu à l'obtention des références de courant $I_1^* \dots I_q^*$ par l'interpolation de la fonction $i_{ph}(C_{ph}, \theta_e)$ comme présenté dans la figure II.30.
- D) Le bon asservissement des références de courant mène à la réduction des ondulations de couple grâce au chevauchement progressif lors de la production de ce dernier.

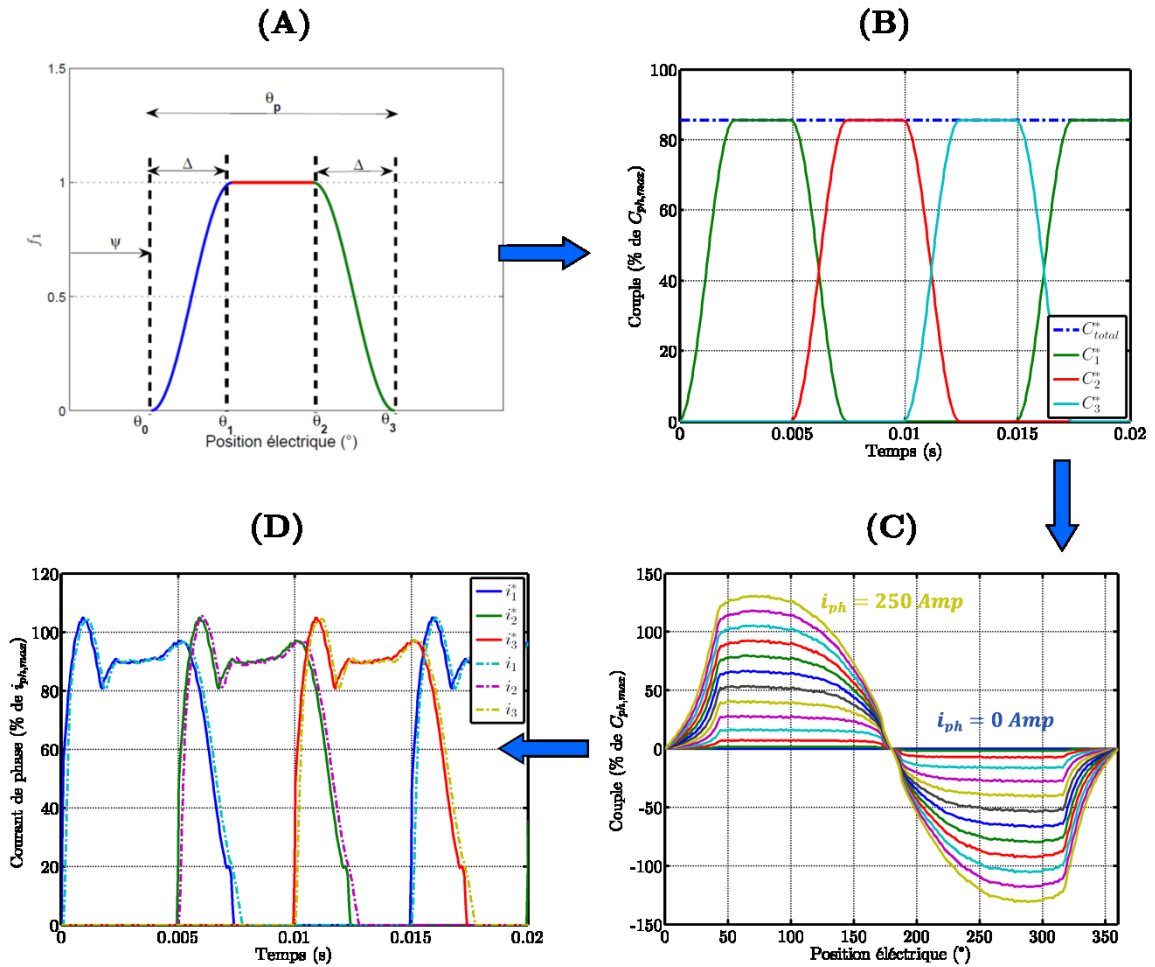


Figure II.29 : Génération des consignes de courant de la commande du couple instantané.

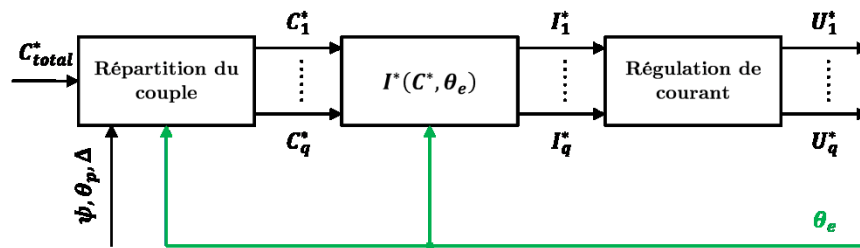


Figure II.30 : Schéma bloc de la génération des références de courant avec la commande du couple instantané.

Dans la figure II.31, une simulation de fonctionnement de la MRVDS en étude à 2,5% de Ω_{max} est présentée. Sur cette figure, la référence de couple est fixée à 90% de C_{max} . Les profils de couple des phases sont présentés en haut de cette figure ainsi que le couple de chaque phase. Cette répartition de la production de couple donne lieu au couple total présenté également. De plus, les références de courants déduites à partir des profils de couple sont montrées dans la figure II.31 ainsi que les courants réels induits dans la machine. Les courants se voient légèrement décalés par rapport à leurs références en raison de la limitation de la bande passante de la boucle de courant. Il

en résulte une perturbation négligeable sur le couple total pour ce point de fonctionnement.

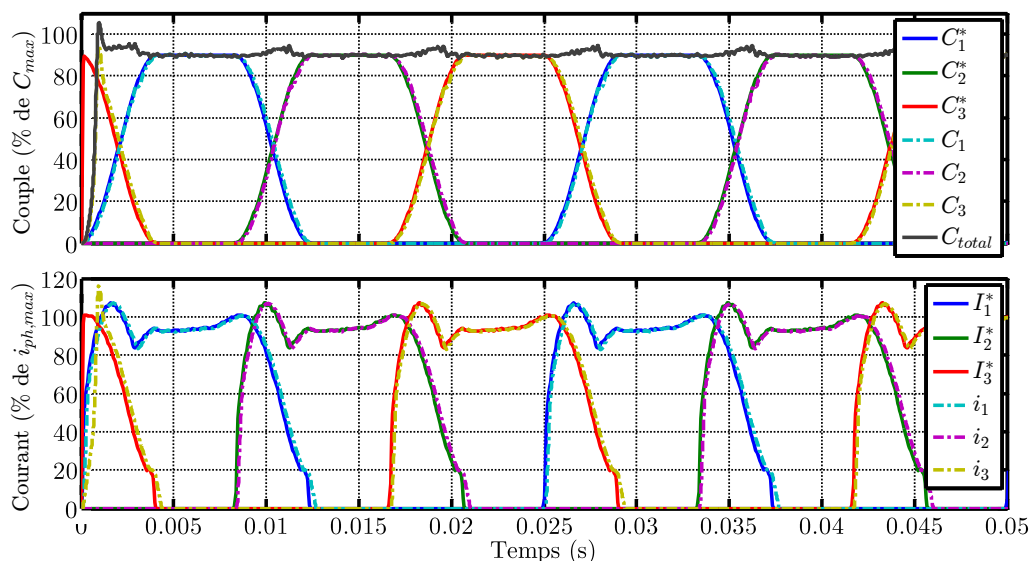


Figure II.31 : Fonctionnement de la commande du couple instantané pour une référence de couple de 90% de C_{max} et à 2.5% de Ω_{max} .

Analysons ensuite la figure II.32 où l'étude précédente a été refaite à 12,5% de Ω_{max} . L'avantage de la commande du couple instantané est perdu et le couple total subit des dépassements de l'ordre de 28% de C_{max} se produisant qN_{dr} fois par cycle électrique. Ces dépassements sont le résultat direct du mauvais asservissement des profils de courant, notamment lors de la démagnétisation de la phase. La démagnétisation retardée (cf. figure II.32) engendre un excès de couple produit par rapport à celui souhaité. En effet, la bande passante de la boucle de régulation du courant est insuffisante pour assurer l'asservissement des profils de courant. Pratiquement, plus la vitesse augmente plus la dynamique des profils de courant augmente et il est souhaitable d'avoir une dynamique élevée de la boucle de courant. À titre d'exemple nous pouvons constater sur la figure II.31 que le profil de courant dure 25 ms à 2,5% de Ω_{max} alors qu'il dure 5 ms à 12,5% de Ω_{max} . En résumé, la commande instantanée présente une bonne méthode de réduction des ondulations de couple de la MRVDS aux basses vitesses malgré que cet avantage se voie restreint à une plage de vitesse limitée. Pour cela, cette commande a été couplée avec la commande du couple moyen dont le principe est présenté dans la suite.

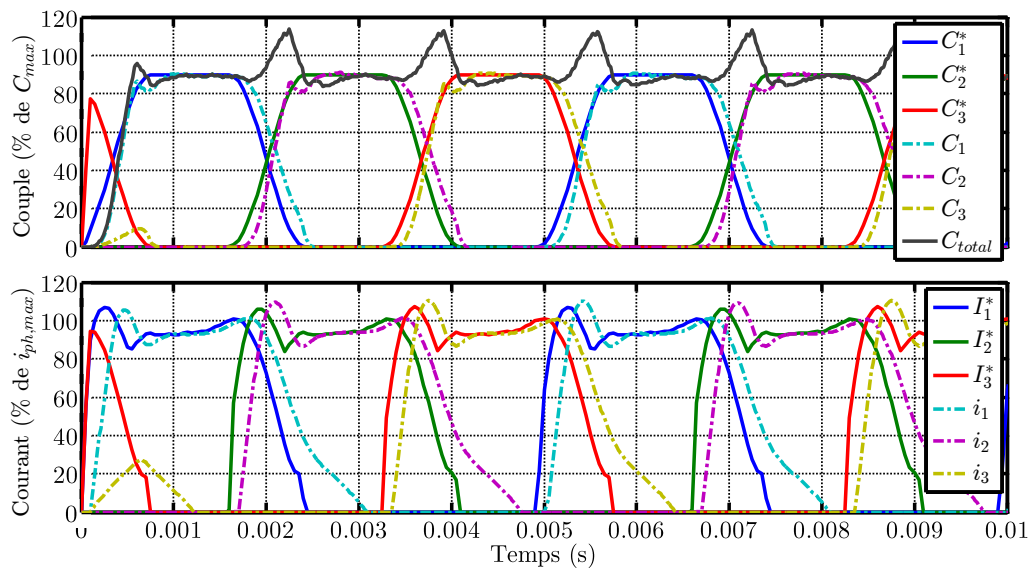


Figure II.32 : Fonctionnement de la commande du couple instantané pour une référence de couple de 90% de C_{max} et à 12.5% de Ω_{max} .

II.5.2 La commande du couple moyen

Cette commande a comme objectif principal la régulation de la valeur moyenne du couple sur le cycle électrique. En comparaison avec la commande du couple instantané, nous ne cherchons pas à imposer des profils prédéfinis du couple mais plutôt à réguler la valeur moyenne de celui-ci. L'alimentation de la machine se fait par des courants prenant le profil de créneaux carrés comme le montre la figure II.33. Cette forme de courant produit intrinsèquement des niveaux d'ondulation de couple relativement élevés vu que la période de transition entre phases n'est pas optimisée. Comme montré sur la figure II.33, trois paramètres régissent le profil du courant, à savoir l'angle d'amorçage par rapport à la position d'opposition ψ , la durée de conduction θ_p et le niveau de courant, I_{ref} . Le choix de ces paramètres impacte différents critères de performances de la MRVDS comme par exemple le niveau d'ondulation de couple ou les pertes cuivre, fer où celles du convertisseur. Différentes combinaisons de ces paramètres peuvent mener au même niveau de couple moyen tout en conduisant à différentes performances sur le plan énergétique ou vibratoire. Par conséquent, des critères de performance doivent donc être pris en compte lors du choix de ces paramètres. La figure II.34 montre un exemple où deux différentes configurations de la commande conduisent au même couple moyen. Les performances de la machine varient par contre considérablement.

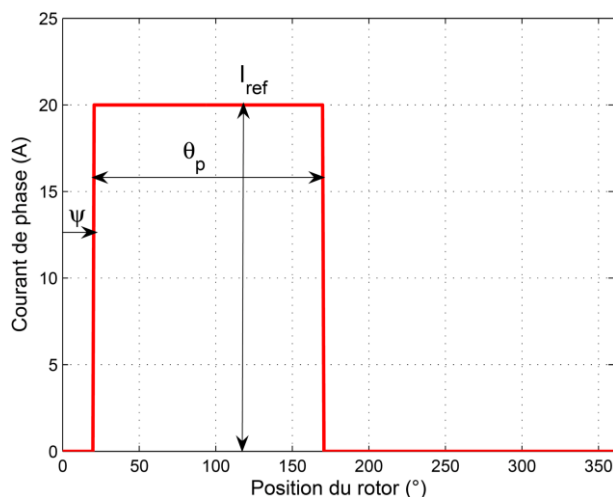


Figure II.33 : Profil du courant de la phase avec une commande du couple moyen [5].

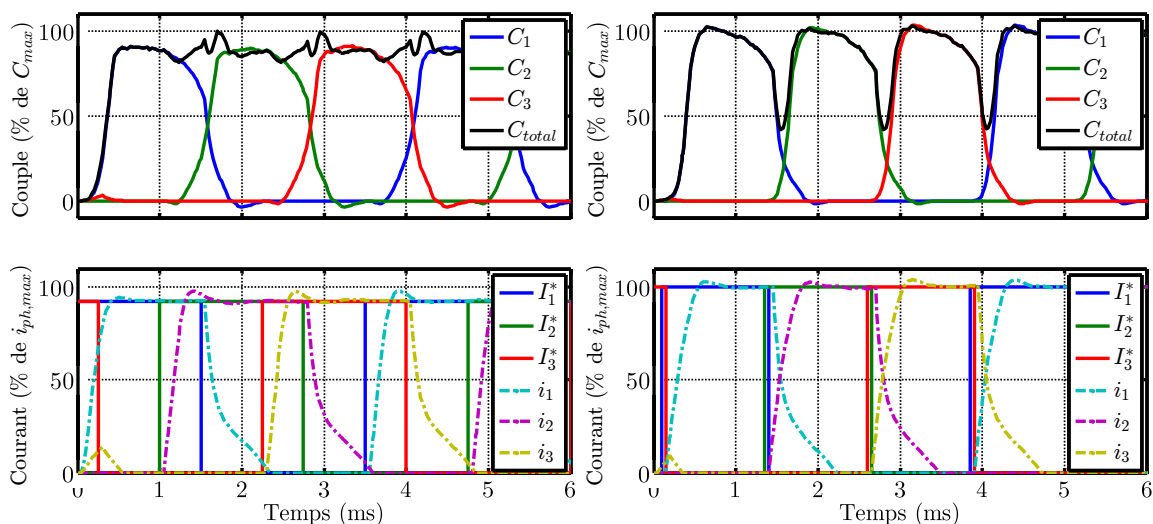


Figure II.34 : Comparaison de deux jeux de paramètres de la commande du couple moyen.

Gauche : Couple moyen = 88% de C_{max} . Ondulation de couple $\Delta C = 17\%$ de C_{max} . Rendement total : $\xi = 89\%$

Droite : Couple moyen = 88% de C_{max} . Ondulation de couple $\Delta C = 54\%$ de C_{max} . Rendement total : $\xi = 91\%$

Afin d'implanter cette stratégie de commande, nous devons pouvoir déterminer, pour n'importe quel point de fonctionnement sur le plan couple/vitesse, le jeu de paramètres qui satisfait les critères de performance de notre choix. En d'autres mots, il faut disposer d'une cartographie de ces 3 paramètres pré-calculée sur toute la plage de fonctionnement de la machine. La génération de cette cartographie est effectuée hors ligne à l'aide de calculs par éléments finis. La cartographie générée est ensuite enregistrée sous la forme de tables de données. La figure II.35 montre l'implantation de cette stratégie de commande.

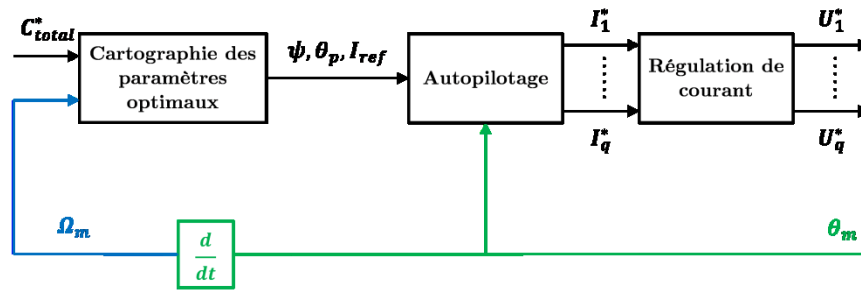


Figure II.35 : Génération des références de courant avec la commande du couple moyen.

La génération des cartographies commence par la discrétisation du plan de fonctionnement de la machine. Pour chaque point couple/vitesse, les performances de la machine (couple moyen, ondulation de couple, pertes Joule, pertes fer...etc.) sont calculées et enregistrées dans une base de données.

Dans un deuxième temps, cette base de données est exploitée afin d'en déterminer les paramètres satisfaisant les critères de performance choisis. La figure II.36 présente l'algorithme de recherche des paramètres. Dans ce travail, deux cartographies ont été élaborées selon deux critères de performance critiques pour notre application. La première (désignée dans la suite : Σ_{ond}) a comme objectif la minimisation de l'ondulation de couple alors que la deuxième (désignée dans la suite : Σ_{rend}) vise l'optimisation du rendement de l'ensemble MRVDS/convertisseur afin d'améliorer l'autonomie du véhicule.

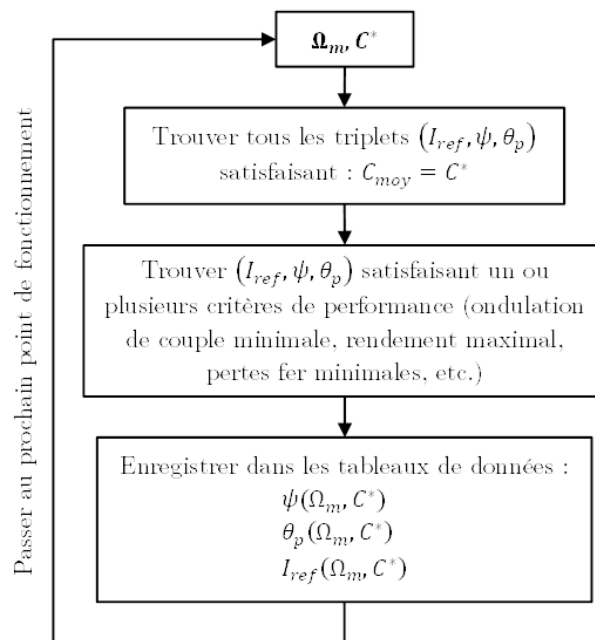


Figure II.36 : Algorithme de recherche des paramètres de la commande du couple moyen.

Nous nous intéressons maintenant à la comparaison des performances réalisées avec les cartographies Σ_{ond} et Σ_{rend} . La figure II.37 montre le niveau d'ondulation du couple atteint avec les deux cartographies sur le plan couple/vitesse. Cette

comparaison montre une réduction importante sur l'ondulation est obtenue avec Σ_{ond} , notamment entre 0 et 33% de Ω_{max} où Σ_{rend} atteint des niveaux d'ondulation supérieurs à 80 N.m. Ce constat est à prendre en considération vis-à-vis les limites mécaniques de la chaîne de transmission du véhicule.

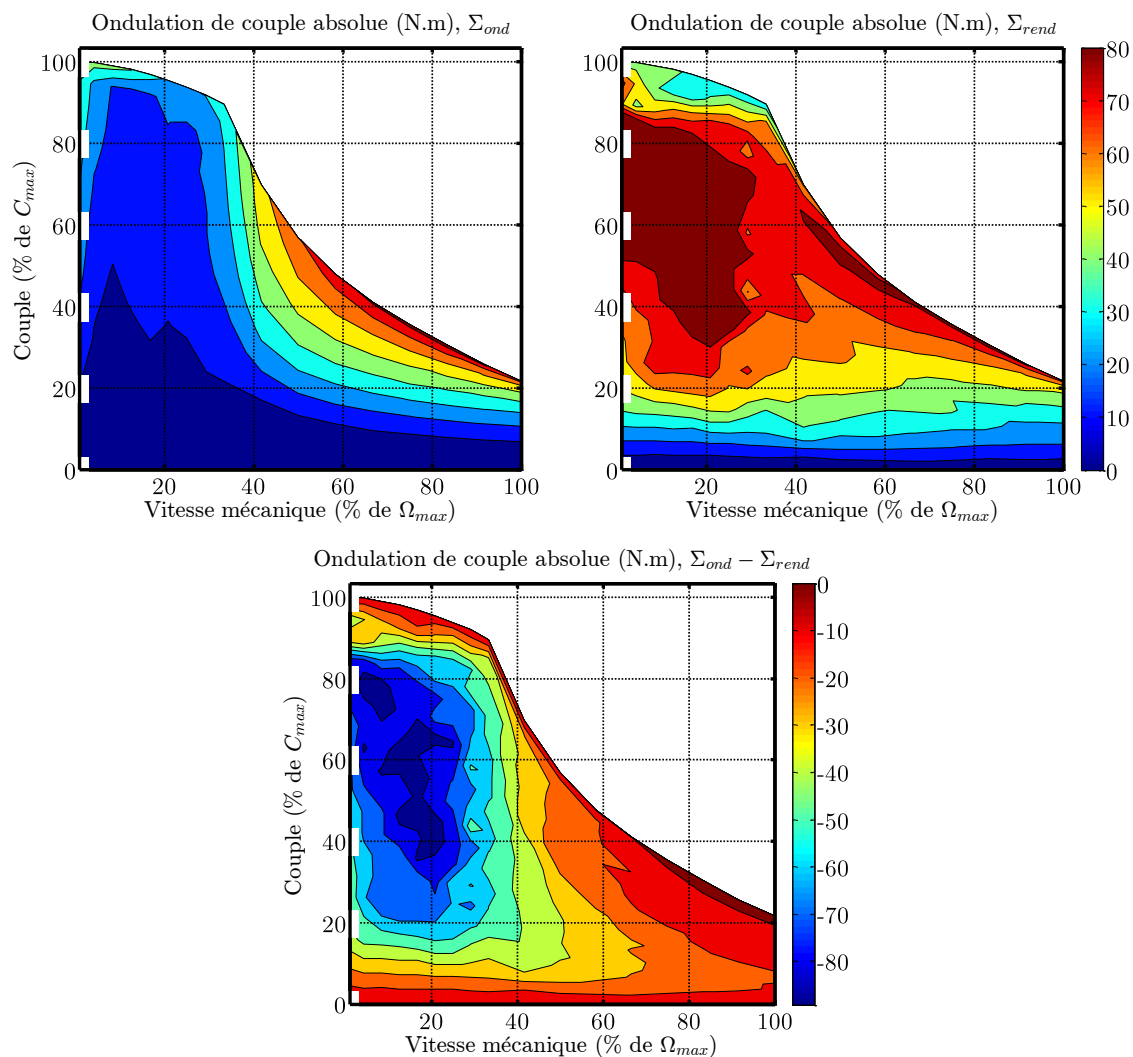


Figure II.37 : Comparaison du niveau d'ondulation de couple atteint par les deux cartographies de paramètres.

Dans la figure II.38, les deux cartographies sont comparées vis-à-vis du rendement de l'ensemble MRVDS/convertisseur où Σ_{rend} prend l'avantage comme attendu. En regardant la comparaison des pertes totales entre les deux cartographies, nous remarquons que cet avantage est plus prononcé entre 16 et 42% de Ω_{max} .

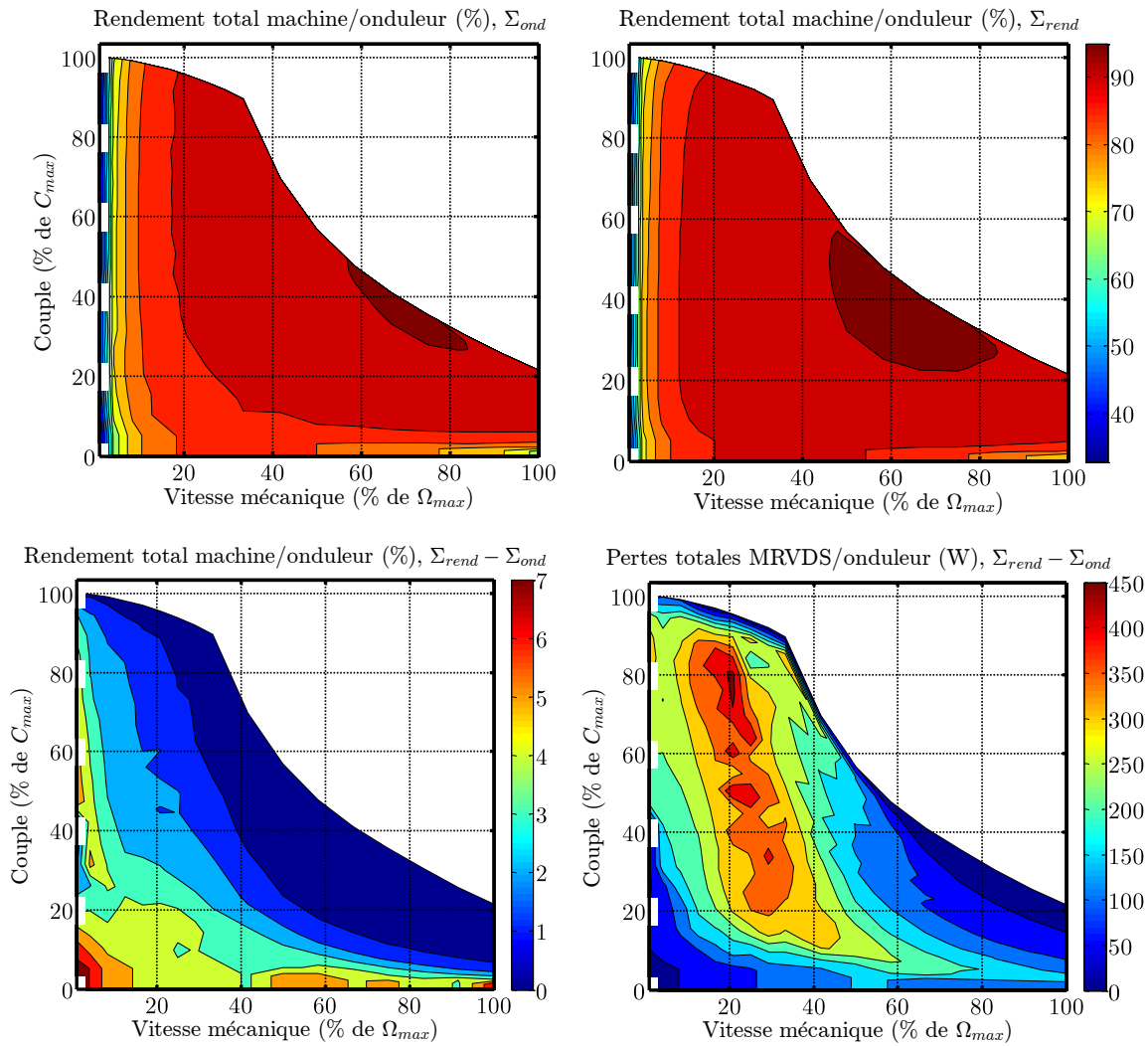


Figure II.38 : Comparaison du rendement total atteint par les deux cartographies de paramètres.

Finalement, les paramètres des cartographies Σ_{ond} et Σ_{rend} sont présentés dans les figures II.39 et II.40 respectivement. Une première constatation que l'on peut faire concerne la présence de certaines irrégularités qui peuvent poser un problème lors de l'interpolation en ligne des cartographies. En comparant, à titre d'exemple, les paramètres de Σ_{ond} pour les vitesses 8% et 25% de Ω_{max} respectivement, nous remarquons que ψ et θ_p ne varient pas d'une manière monotone avec la vitesse. Il est donc nécessaire pour éviter les problèmes numériques lors de l'interpolation en ligne d'intégrer une procédure automatisée de lissage des cartographies. Le but de cette procédure sera d'introduire des corrections locales aux cartographies afin d'assurer une variation monotone des variables I_{ref} , ψ et θ_p en fonction du couple et de la vitesse. En même temps, les corrections introduites ne doivent pas provoquer une dégradation non négligeable de la performance. Dans ce travail, une procédure de correction manuelle a été appliquée. Dans cette procédure, les paramètres de la cartographie sont examinés en fonction du couple demandé pour une vitesse donnée. Après avoir repéré les points entraînant la perte de la monotonie, les paramètres de la cartographie (I_{ref} , ψ , θ_p) sont modifiés tout en estimant l'impact de cette modification

sur la performance de la cartographie. Prenons l'exemple de la figure II.41 qui montre l'évolution des paramètres de la cartographie Σ_{ond} pour une vitesse de 8% de Ω_{max} . À un couple égal à 26% de C_{max} , l'évolution des trois paramètres n'est plus monotone. Une modification des paramètres à ce point de fonctionnement est introduite afin de conserver une évolution monotone en fonction du couple. L'impact de cette modification sur l'ondulation de couple est d'environ 2 % de C_{max} , ce qui est négligeable.

Malgré une amélioration notable, cette procédure de correction s'est avérée insuffisante et coûteuse en effort et temps. En fait, la correction manuelle ne permet de rendre les cartographies monotones que par rapport à l'une des axes (couple ou vitesse). Dans notre cas, nous avons optimisé les cartographies vis-à-vis l'axe de couple comme l'on peut constater sur les figures II.39 et II.40.

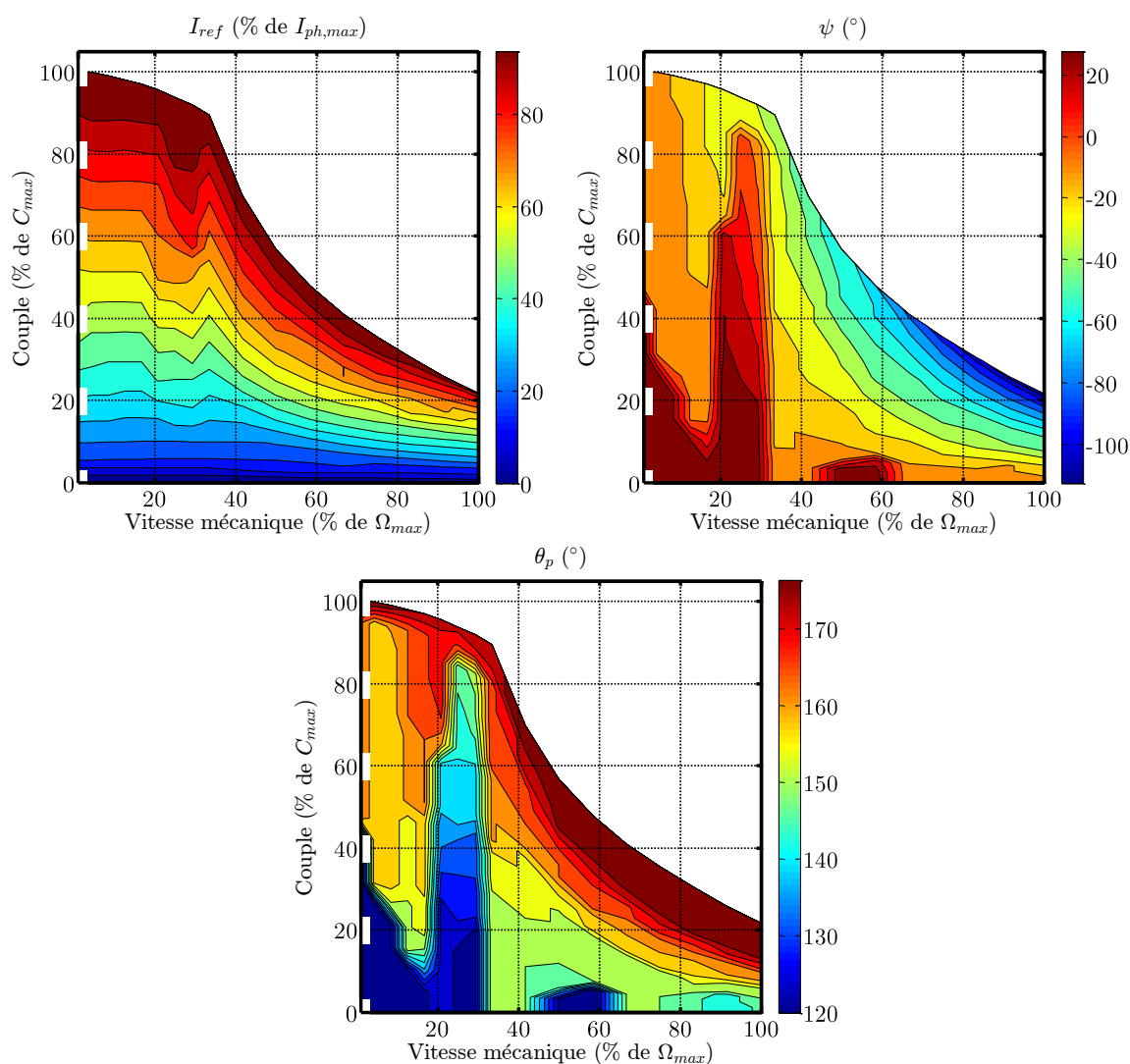


Figure II.39 : Paramètres de la cartographie Σ_{ond} en fonction du couple et de la vitesse de la machine.

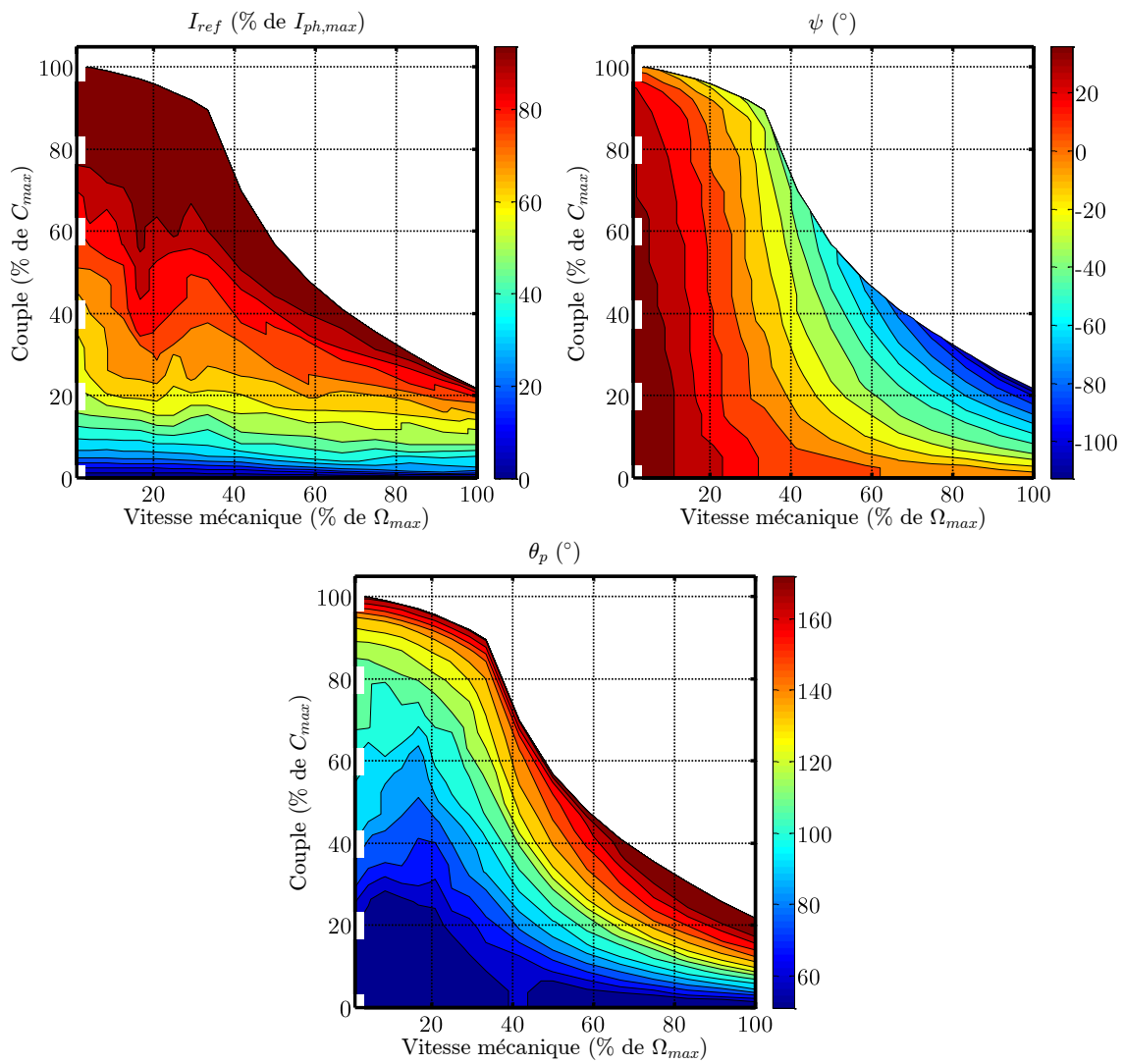


Figure II.40 : Paramètres de la cartographie Σ_{rend} en fonction du couple et de la vitesse de la machine.

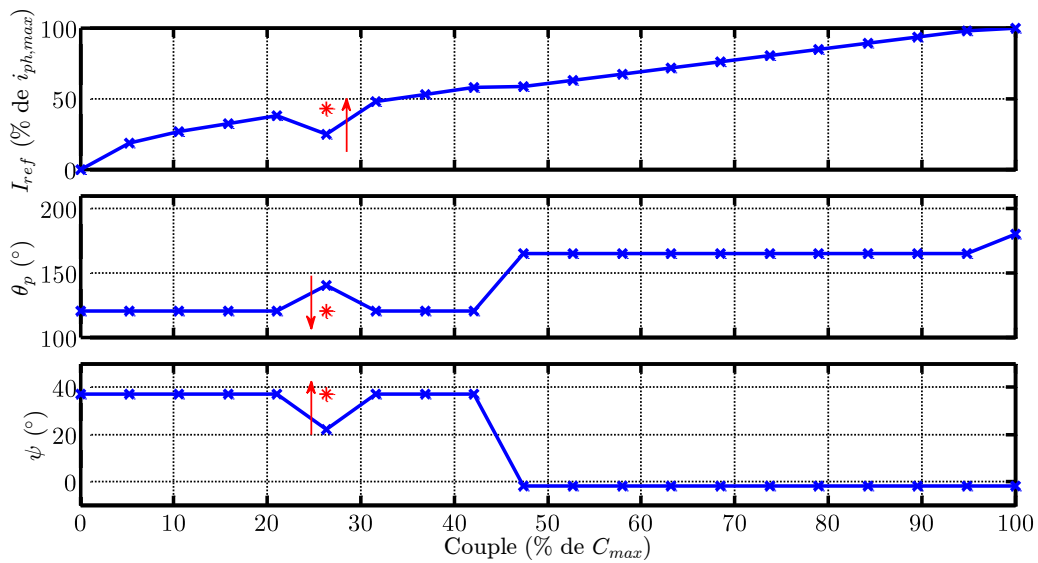


Figure II.41 : Correction manuelle de la cartographie Σ_{ond} pour une vitesse de 8% de Ω_{max} .

Dans la figure II.42, nous comparons l'évolution des paramètres de Σ_{ond} et Σ_{rend} pour trois vitesses. Cette comparaison révèle que la cartographie Σ_{rend} favorise des impulsions de courant plus courtes d'une amplitude plus élevée. Autrement dit, dans le cas de la cartographie Σ_{rend} , nous optons pour des valeurs plus importantes de I_{ref} et des durées de conduction θ_p plus courtes en comparaison de celles obtenues avec Σ_{ond} pour une même vitesse. En revanche, le choix du paramètre ψ reste relativement inchangé entre les deux cartographies.

La justification de cette constatation vient du fait que des impulsions de courant plus courtes se traduisent par une plus forte saturation de la machine apportant ainsi un rapport couple/courant favorable à la maximisation du rendement. En revanche, si l'on souhaite minimiser les ondulations de couple, il faut alors opter pour des impulsions plus longues afin d'éviter des creux dans le couple total (cf. figure II.34.b). De même, des impulsions plus longues donnent lieu à un chevauchement plus progressif de production de couple entre les phases (cf. figure II.34.a).

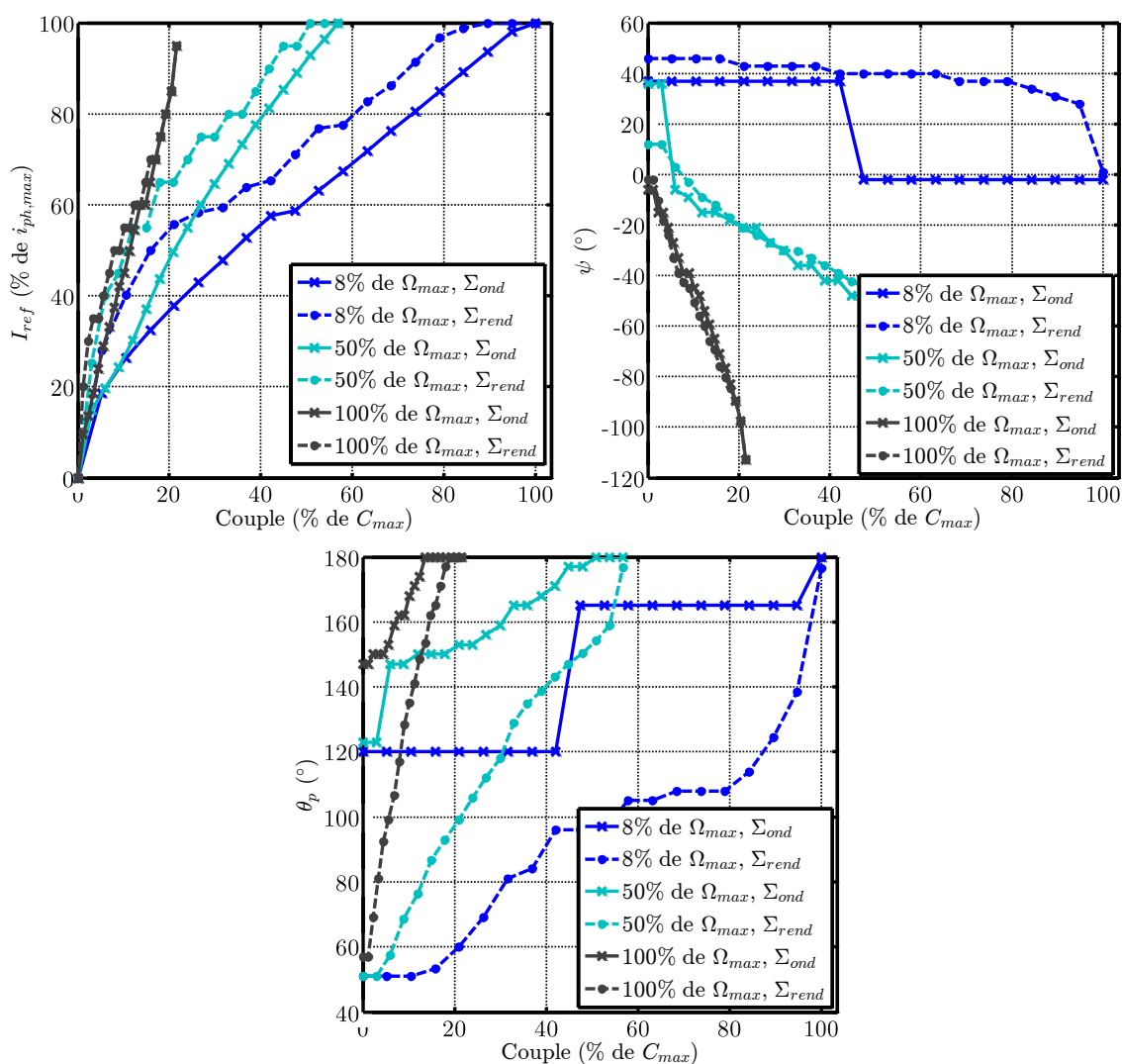


Figure II.42 : Comparaison des paramètres de la cartographie Σ_{ond} contre ceux de la cartographie Σ_{rend} pour trois vitesses de fonctionnement.

II.5.3 Comparaison et combinaison des commandes sur le plan couple/vitesse

Les exigences de notre application présentées dans la section II.2 donnent la priorité à la réduction des ondulations de couple en dessous de 12,5% de Ω_{max} . Pour cela, nous comparons dans la figure II.43 le niveau d'ondulation induit par la commande instantanée à celui induit par la commande du couple moyen avec la cartographie Σ_{ond} sur cette plage de vitesse. Il résulte de cette comparaison la définition d'une frontière sur laquelle les deux stratégies de commande produisent le même niveau d'ondulation de couple. Aux vitesses supérieures à cette frontière, la commande du couple instantané perd son avantage et il est impératif de basculer vers la commande du couple moyen avec la cartographie Σ_{ond} . Cependant, afin d'éviter des basculements aléatoires qui peuvent mener à l'instabilité, une bande d'hystérésis en vitesse ($\Delta\Omega_1$) a été définie autour de cette frontière comme le présente la figure II.44.

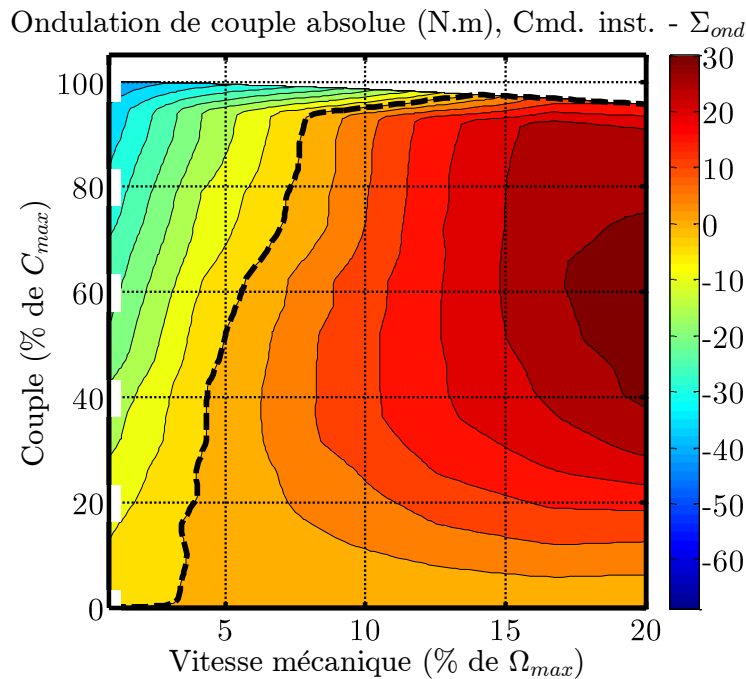


Figure II.43 : Comparaison du niveau d'ondulation de couple atteint par la commande du couple instantané et celle du couple moyen avec la cartographie Σ_{ond} .

Au-delà de 12,5% de Ω_{max} , la commande bascule vers Σ_{rend} afin d'améliorer le rendement total et donc l'autonomie du véhicule. Une deuxième bande d'hystérésis ($\Delta\Omega_2$) a été définie entre 12,5% et 15% de Ω_{max} afin de mieux gérer la transition entre les cartographies Σ_{ond} et Σ_{rend} . Pour les deux bandes, une largeur de 2,5% de Ω_{max} a été trouvée suffisante.

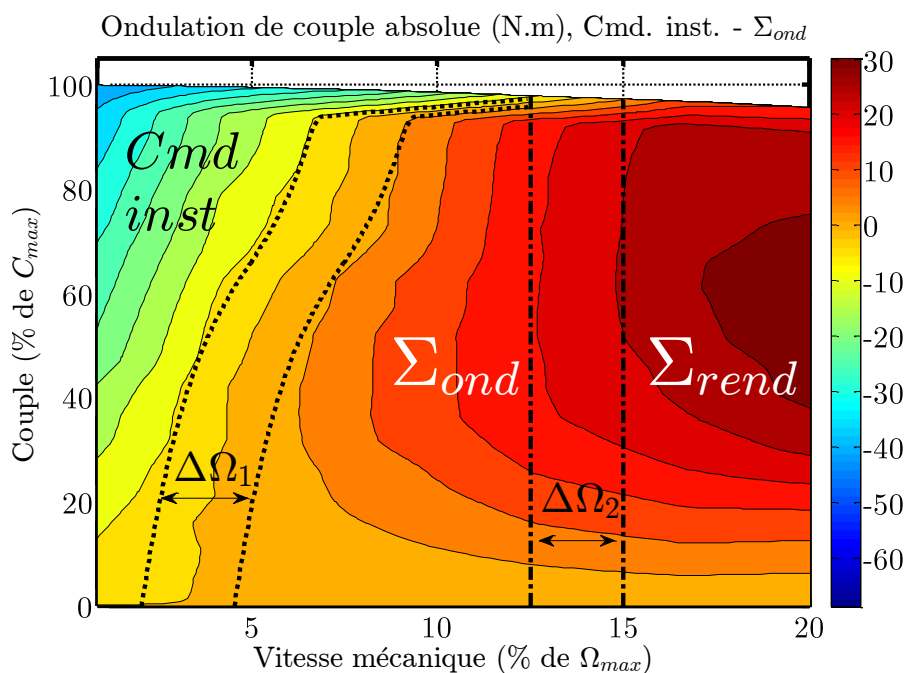


Figure II.44 : Répartition des stratégies de commande sur la plage de fonctionnement de la machine. $\Delta\Omega_1$: bande d'hystérésis imposée sur le basculement entre la commande instantanée et la commande moyenne avec la cartographie Σ_{ond} . $\Delta\Omega_2$: bande d'hystérésis imposée sur le basculement entre les cartographies Σ_{ond} et Σ_{rend} .

Afin d'évaluer la stratégie de commutation proposée, le cycle d'accélération/décélération du véhicule montré dans la figure II.45 a été simulé. Le moteur accélère à 85% de C_{max} pendant 2,5 secondes. À la fin de l'accélération, la vitesse de la MRVDS atteint 16,7% de sa valeur maximale. À $t = 2,5$ s, la référence de couple est remise à 10% de C_{max} et les freins sont engagés afin de décélérer la MRVDS. Ce cycle d'accélération/décélération a comme objectif d'illustrer l'impact de basculement entre les trois stratégies de commande sur le couple produit et également sur la stabilité de la commande en général. Sur la figure II.45, quatre transitions, dénotées T_1, \dots, T_4 , se produisent pendant ce cycle de test. Comme attendu, T_1 et T_4 ne produisent pas une évolution significative sur l'ondulation du couple car la transition se fait au moment où la commande instantanée et la commande moyenne avec la cartographie Σ_{ond} produisent des niveaux d'ondulation proches. Le contraire est remarqué dans le cas de T_2 et T_3 où l'ondulation de couple voit une variation importante du fait que l'on active (T_2) ou désactive (T_3) une stratégie qui ne favorise pas la minimisation de l'ondulation de couple (Σ_{rend}). Néanmoins, ceci ne pose pas de souci car la filtration mécanique atténue ces ondulations aux vitesses supérieures à 12% de Ω_{max} (cf. section II.2). En global, ces transitions ne semblent pas engendrer de perturbation indésirable sur le couple produit ni sur la vitesse de la MRVDS. La figure II. montre l'évolution du point de fonctionnement de la machine sur le plan couple/vitesse au cours du cycle de test.

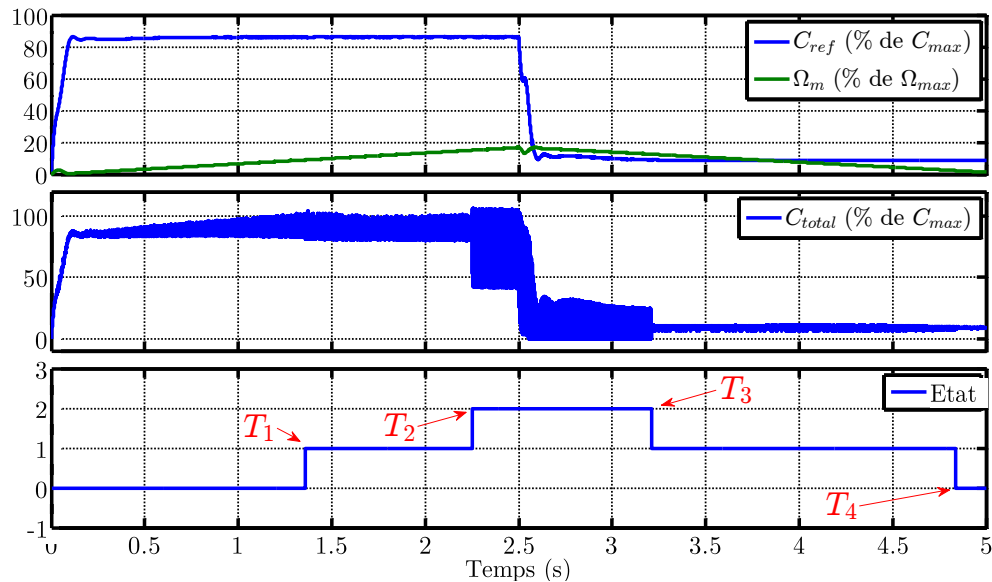


Figure II.45 : Évolution de la référence du couple, du couple électromagnétique instantané et de la vitesse de la MRVDS au cours du cycle de fonctionnement illustré dans la figure II.46. État = 0 : commande instantanée.

État = 1 : cartographie Σ_{ond} . État = 2 : cartographie Σ_{rend} .

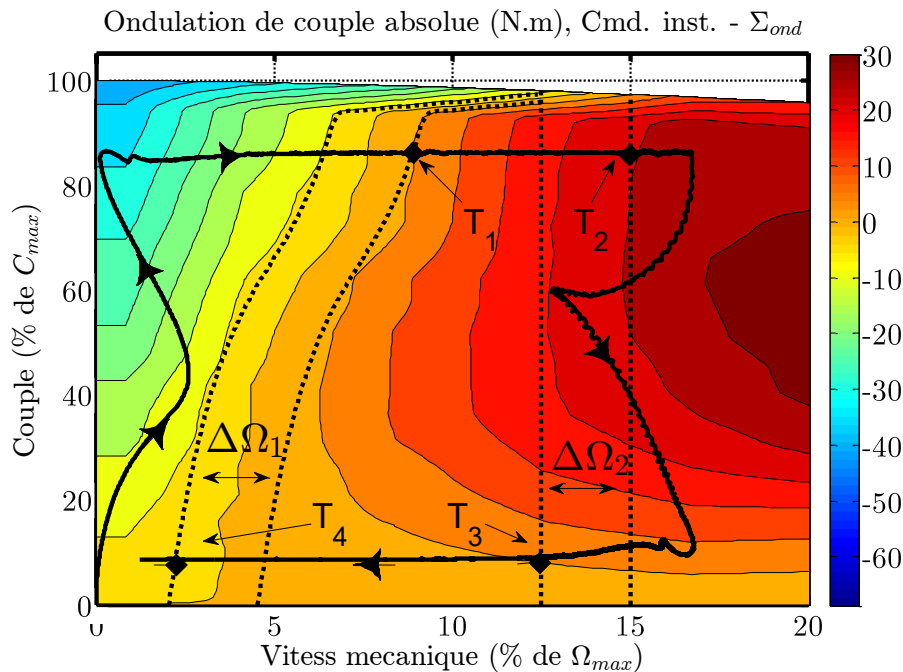


Figure II.46 : Cycle d'accélération/décélération de la MRVDS (Trait solide) sur le plan couple/vitesse.

Dans la figure II.47, nous observons l'évolution du couple total de la machine et des courants des phases lors de des transitions T_1 et T_2 . Dans le cas de T_1 , le couple total conserve une valeur moyenne constante et conforme à la consigne demandée. Les consignes de courant voient une transition instantanée vers une alimentation par créneaux. Ceci est complètement transparent pour la boucle du courant qui se montre suffisamment performante. Les mêmes constatations peuvent être faites pour la transition T_2 . Le couple total bascule instantanément vers une allure plus ondulée. Les consignes de courant, dans une optique d'amélioration le rendement, prennent la

forme de créneaux plus étroits et d'une amplitude plus importante. Ici également, l'asservissement des courants lors de la transition ne produit pas de soucis particuliers.

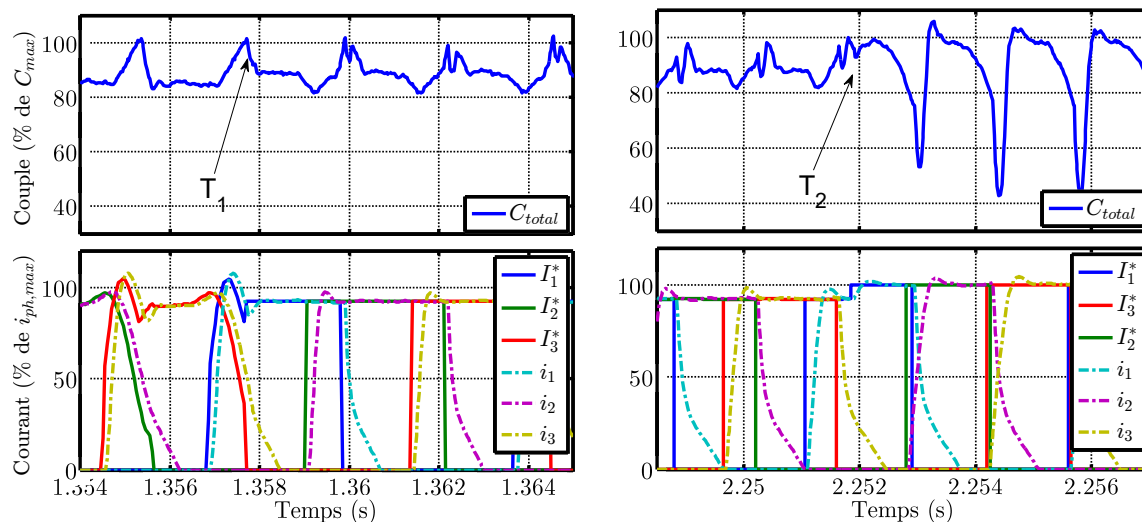


Figure II.47 : Évolution du couple électromagnétique et des courants de la MRDVS aux instants T_1 et T_2 .

II.6 Conclusions partielles

L'emploi de la machine à reluctance variable dans la traction des véhicules électriques impose des réflexions à plusieurs aspects car cette application impose différentes exigences à prendre en considération lors de la conception de la commande de la machine. À basse vitesse, la commande doit permettre d'atteindre le couple maximal avec un minimum d'ondulations de couple. Pour les vitesses moyennes et élevées correspondant à une conduite en ville, l'autonomie du véhicule est le facteur déterminant. Il faut alors travailler sur l'amélioration le rendement du groupe motopropulseur.

La littérature présente un nombre important de travaux sur la commande en couple de la MRVDS que l'on peut regrouper sous deux catégories principales. Dans la première regroupant les méthodes de commande directe, l'asservissement en couple est effectué en boucle fermée. Les méthodes de commande indirecte assurent le couple demandé au moyen de la régulation des courants de la MRVDS. Dans ces travaux, nous avons opté pour le principe de la commande indirecte vu qu'il permet d'orienter la commande vers différents objectifs à travers le choix des profils de courant, une souplesse non offerte par la commande directe. Pour réaliser la stratégie de commande finale, il a été proposé de combiner trois méthodes sur le plan de fonctionnement de la machine. Les simulations ont montré qu'il est tout à fait possible d'effectuer la transition entre les trois méthodes sans provoquer l'instabilité de la commande.

Du fait que la conception de la commande dépend fortement de la modélisation de la MRVDS, nous avons effectué une comparaison entre cette modélisation et des

mesures expérimentales. À travers plusieurs approches de validation, nous avons pu démontrer une bonne correspondance entre la modélisation par éléments finis et les mesures expérimentales. Cette comparaison a illustré également l'influence non négligeable du couplage entre les phases, un aspect souvent non pris en compte. La prise en compte de ce couplage nécessitant la modélisation des inductances mutuelles qui constituent des termes complexes et non linéaires, ce qui ne rentre pas dans le cadre de ces travaux.

La commande développée dans ce chapitre se fonde sur le calcul des profils de courant optimisés selon le point de fonctionnement de la machine et les exigences de l'application en étude. Cependant, la réalisation des performances envisagées s'appuie entièrement sur la capacité à asservir les profils générés. Pour cela, il est indispensable de disposer d'une boucle de régulation du courant capable d'assurer cette prestation sous les conditions réelles d'implantation. La conception de cette boucle fait l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III : Asservissement en courant de la MRVDS

III.1 Problématique de régulation du courant dans la MRVDS

La régulation du courant dans la MRVDS est caractéristique par un certain nombre de difficultés que nous exposons dans cette section. Nous rappelons tout d'abord le modèle électromagnétique d'une phase de la MRVDS qui se décrit comme suit :

$$\begin{aligned} u_{ph} &= R_{ph} \cdot i_{ph} + \frac{d\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)}{dt} \\ &= R_{ph} \cdot i_{ph} + L'_{ph}(i_{ph}, \theta_e) \frac{di}{dt} + E_{ph}(i_{ph}, \theta_e, \Omega_e) \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

où L'_{ph} est l'inductance incrémentale de phase et E_{ph} est la force contre électromotrice de phase.

Partant de l'équation (III.1) et supposant une compensation parfaite de la force contre électromotrice, nous appliquons la transformation de Laplace pour obtenir, d'un point de vu symbolique, l'équation (II.2) :

$$\begin{aligned} \tilde{u}_{ph} &= u_{ph} - E_{ph}(i_{ph}, \theta_e, \Omega_e) \\ \Rightarrow \frac{I_{ph}(s)}{\tilde{U}_{ph}(s)} &= \frac{1}{L'_{ph}s + R_{ph}} \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

Afin de pouvoir obtenir la fonction de transfert donnée dans (III.2), nous avons considéré l'inductance incrémentale de phase, L'_{ph} , constante alors que cette

hypothèse n'est pas valide dans la pratique. Comme déjà présenté dans le chapitre II, l'inductance incrémentale dépend de la position électrique et du courant de phase. Par conséquent, le système décrit par la fonction de transfert (III.2) est un système non linéaire et il n'est pas possible de le représenter par une fonction de transfert. Dans le cas des machines à pôles lisses, le passage par les transformée de Concordia et Park permet de rendre l'inductance de phase indépendante de la position électrique. De plus, si l'on néglige l'effet de la saturation magnétique, l'inductance devient un terme constant et le modèle de phase devient une fonction de transfert de premier ordre. Cependant, il n'est pas possible de suivre la même démarche pour la MRVDS vu sa nature saillante.

Le non linéarité de la MRVDS introduit par conséquence une complexité de la boucle d'asservissement en courant. Pour réaliser cette boucle, il est impératif de soit employer les méthodes de commande non linéaire, soit adapter les algorithmes dédiés aux systèmes linéaires à notre application. Nous avons opté pour cette dernière solution vue la simplicité qu'elle présente.

III.1.1 Fréquence d'échantillonnage limitée de la boucle du courant

Deux solutions peuvent être envisagées pour l'implantation industrielle de la loi de commande développée. La première, qui constitue le choix classique pour les applications industrielles, est l'implantation sur des processeurs de type DSP (du terme anglais : Digital Signal Processor). Ces processeurs intègrent des instructions complexes dédiées au domaine de traitement de signal afin de rendre plus rapide l'exécution de ces opérations. De plus, leur programmation est plus simple et flexible vu qu'il existe des outils permettant de les programmer directement à partir des algorithmes élaborés avec des langages de programmation de haut niveau.

Le deuxième choix est les circuits logiques programmables appelés les FPGA (du terme anglais : Field-Programmable Gate Array). Les FPGA prennent une place de plus en plus importante dans le marché industriel, mais ils restent encore moins répandus que les DSPs à cause de leur coût plus important et leur souplesse de programmation inférieure. Cependant, les FPGAs sont caractérisés par une capacité d'exécution des instructions en parallèle et d'une cadence très élevée en comparaison avec les DSPs. Ceci rend l'utilisation des FPGAs comme solution incontournable pour les applications où la vitesse d'exécution est un élément critique.

Dans cette étude nous nous restreignons à une cible de type DSP afin de profiter de sa souplesse d'implantation. Néanmoins, la question se pose pour la cadence du processeur nécessaire pour la réalisation de la boucle d'asservissement en courant. Afin de répondre à cette question, nous examinons le cas d'un fonctionnement à 40% de Ω_{max} . Cette vitesse a été choisie du fait qu'elle représente la limite après laquelle la machine opère dans le mode dit « pleine onde ». Durant ce mode, la force contre électromotrice devient très importante par rapport à la tension du bus DC V_{DC} , ce qui

ne permet plus de contrôler le courant de phase et l'alimentation de la MRVDS se fait en forme de créneaux de pleine tension comme le montre la figure III.1.

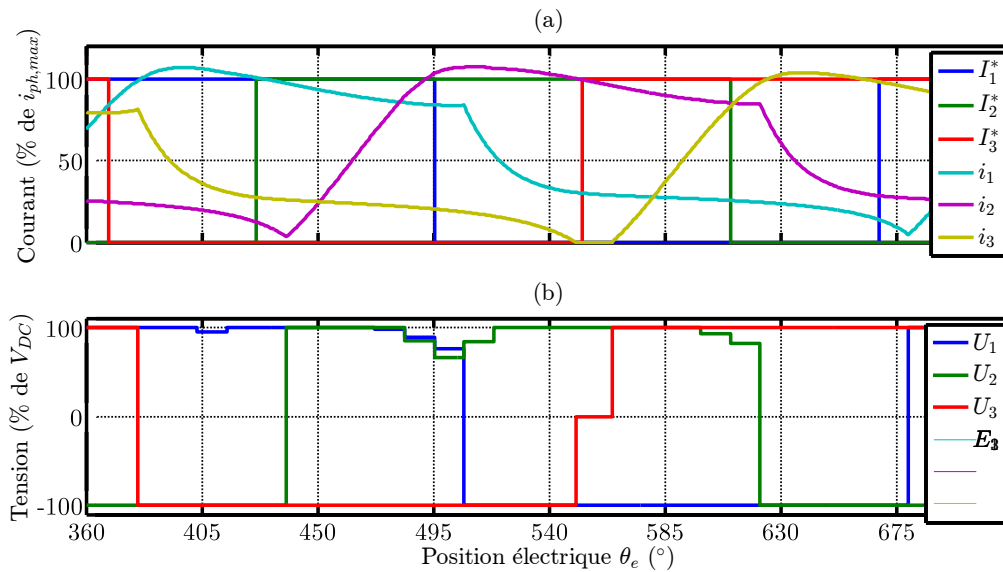


Figure III.1 : Alimentation d'une MRVDS à 40% de Ω_{max} .

À 40% de Ω_{max} , la magnétisation d'une phase, pour une durée de créneau $\theta_p = 180^\circ$, dure 0,75 ms. Supposons un temps de réponse en courant égal à 15% de la durée du créneau, nous obtenons une réponse temporelle égale à 0,112 ms. Les "recommandations typiques" d'une commande numérique veut que la période transitoire (ici la montée du courant de phase vers sa valeur souhaitée) comprenne au minimum 5 cycles de calcul. En résultat, le processeur doit être cadencé à une fréquence supérieure à 44 kHz pour satisfaire un fonctionnement correct. Néanmoins, nous nous trouvons contraints par la fréquence de commutation de l'onduleur qui ne peut pas dépasser 20 kHz. Ceci constitue un écart important et nous incite à chercher une stratégie de régulation capable de fonctionner correctement en sous échantillonnage.

III.1.2 Limitations pratiques : Retard de calcul ou celui dû à la chaîne de mesure

L'implantation pratique présente certaines conditions qui impactent les performances de la boucle d'asservissement en courant. Dans cette étude, il a été mis en évidence dans le contexte de cette application que le retard dû à la chaîne de mesure et le retard de calcul dans les DSPs sont les aspects les plus critiques.

Dans un processeur numérique, un certain temps de calcul s'impose entre l'acquisition des signaux d'entrées et la mise à jour des sorties. En conséquence, les sorties mises à jour à l'instant $N+1$ se calcule à partir des acquisitions faites à l'instant N . Ceci est démontré dans la figure III.2 qui montre le séquençement typique d'exécution dans un processeur. Dans la majorité des applications, ce retard est négligeable par rapport à la dynamique du système. Néanmoins, dans notre cas,

plus la vitesse de fonctionnement augmente plus l'asservissement en courant devient sensible à ce retard. Ceci est dû au fait qu'à vitesse élevée, l'évolution du courant et la position pendant un pas de calcul devient non négligeable et les signaux de commande fondée sur ces acquisitions retardées deviennent mal adaptés. La figure III.2 montre une comparaison entre la force contre électromotrice dans une phase et son estimation à faible et à haute vitesse.

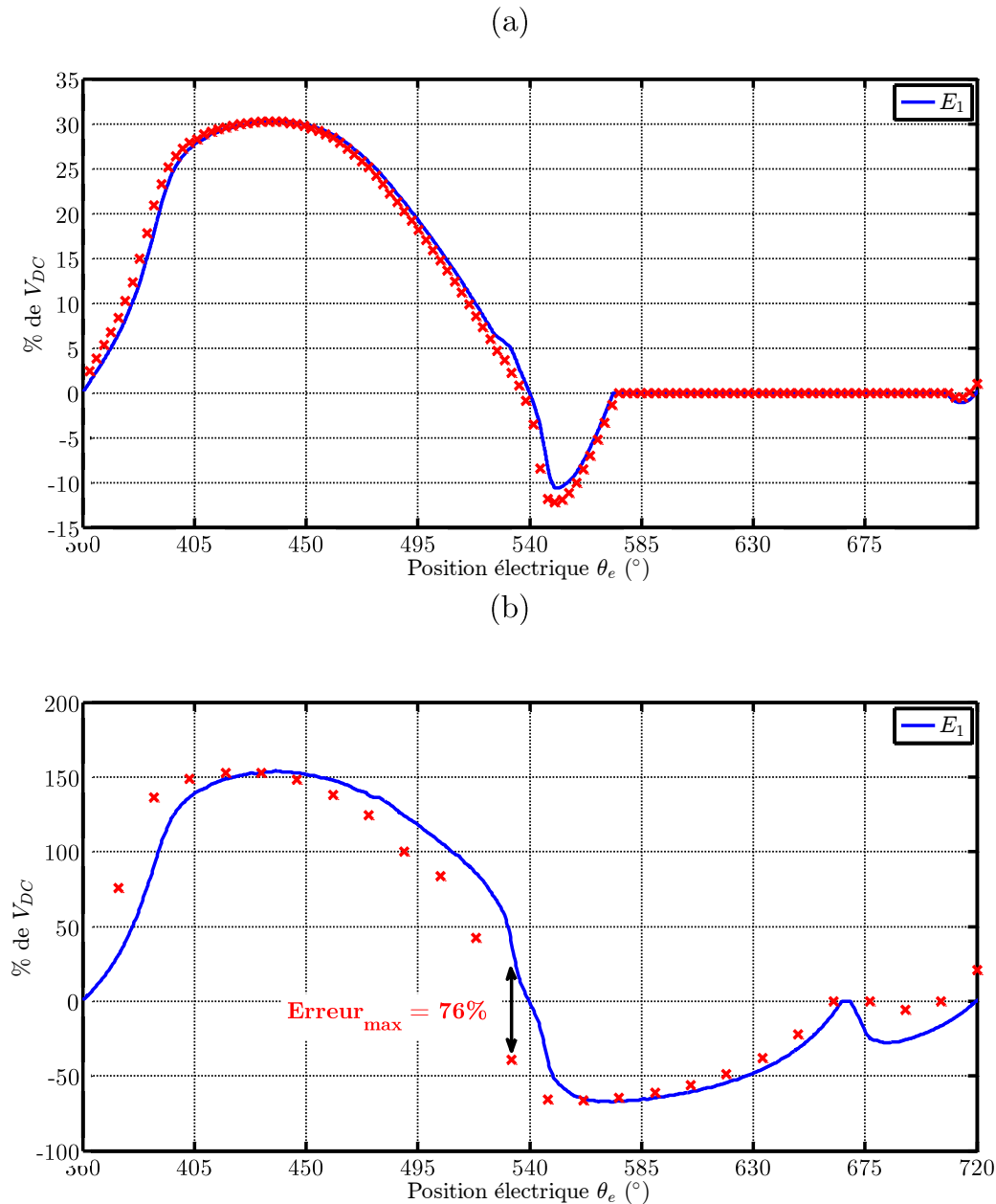


Figure III.2 : Erreur d'estimation de la force contre électromotrice due au retard de calcul. (a) : à basse vitesse, (b) : à haute vitesse (bleu : valeur réelle, rouge : estimation).

III.1.3 Robustesse vis-à-vis l'incertitude dans la modélisation de la machine

L'analyse du modèle du flux de phase, $\phi_{ph}(i_{ph}, \theta_e)$ dans le chapitre II nous montre qu'il existe un degré d'incertitude dans le modèle. La validation expérimentale a révélé qu'une erreur de modélisation pouvant aller jusqu'à 10% de $\phi_{ph,max}$ est présente. De plus, il faut prendre en compte la dispersion paramétrique due à la procédure de fabrication et au vieillissement de la machine. Par conséquent, la modélisation de l'inductance incrémentale ou de la force contre électromotrice, deux éléments indispensables pour la réalisation de la boucle d'asservissement en courant, peut subir des erreurs de la même amplitude.

La variation de la résistance de phase, R_{ph} , en fonction de la température est un élément supplémentaire à considérer également. Cette résistance peut doubler au cours du fonctionnement de la machine. L'impact de cette variation doit être analysé et pris en compte.

III.2 État de l'art sur la régulation du courant dans la MRVDS

La régulation de courant dans la MRVDS est le sujet de nombreuses publications dans la littérature où nous trouvons différentes approches appliquées. Nous présentons dans cette section quelques-unes de ces approches.

Une des approches classiques, discutée dans [29] et [10], est la régulation par hystérésis (appelée également commande tout ou rien). Cette approche présente des points forts comme la simplicité d'implantation, la dynamique de régulation très rapide et la robustesse contre les incertitudes ou les variations paramétriques. En revanche, les commutations brusques de tension entre ses deux extrémités ($\pm V_{DC}$) conduisant à un couple contenant des harmoniques liées à la fréquence de commutation. Cette fréquence est variable et dépend de plusieurs facteurs comme la tension du bus DC, le profil de l'inductance de phase, la vitesse de rotation ainsi que la bande de régulation tolérée. Les auteurs de [29] et [10] démontrent que le choix de la bande de régulation impactera les pertes du convertisseur ainsi que le contenu harmonique du couple. En conséquence, des harmoniques de couple dont la fréquence est variable et incontrôlable seront présentes et peuvent exciter les modes de résonances de la MRVDS et par la suite la résonance mécanique de toute la chaîne de transmission du véhicule et donc un bruit acoustique élevé [25].

De plus, pour les MRVDS dont la dynamique de courant est importante (comme dans notre cas), une commande tout ou rien provoque des ondulations de courant très importantes qui peuvent engendrer des dépassements en courant de l'ordre de 100%.

La commande par modes glissants, qui est une généralisation de la commande tout ou rien, fait partie des méthodes de commande dites à structure variable. Dans cette

approche, la loi de commande n'est pas d'une nature continue mais plutôt change de structure en fonction de l'état du système à commander. Ce comportement rend la commande par modes glissants plus adaptée aux systèmes non linéaires comme la MRVDS. Également, la commande par modes glissants est reportée d'être robuste vis-à-vis les variations paramétriques ou les incertitudes de la modélisation. Néanmoins, ce type de commande souffre, entre autres, du phénomène de « réticence ». Plus précisément, la commande par modes glissants peut se trouver dans une condition proche d'une commande par hystérésis où des commutations fortes du signal de commande peuvent se produire comme le montre la figure III.3.

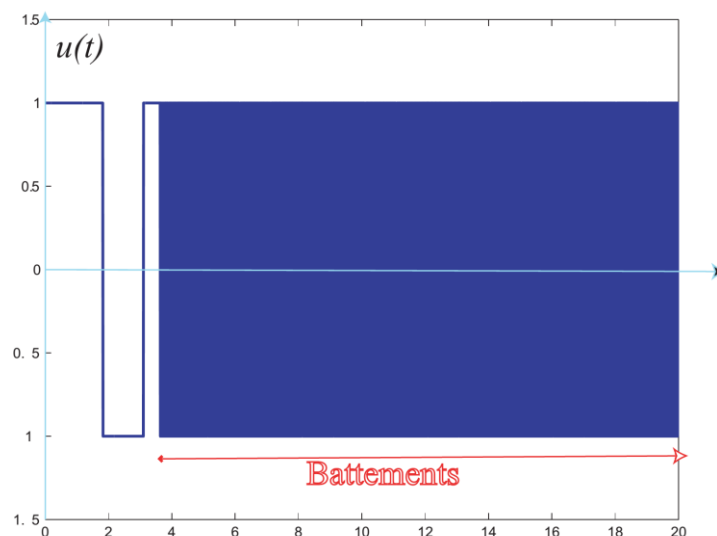


Figure III.3 : Phénomène de « réticence » de la commande [57].

Dans [30], les auteurs proposent une régulation de courant par modes glissants du second ordre. La structure proposée du correcteur est de type proportionnel-intégral (PI). En revanche, les gains sont une fonction du signe de l'erreur d'asservissement en courant. Bien que le choix d'une commande du second ordre soit justifié par la suppression de la réticence de la tension, ceci reste présent lors de l'augmentation des gains du régulateur. Par conséquent, il faut faire un compromis entre le temps de réponse et le niveau de réticence de tension toléré. Il est alors proposé de modifier les gains en fonction de l'erreur d'asservissement en courant afin de minimiser le temps de réponse tout en maintenant un minimum de réticence. En résultat, les paramètres de réglage sont 4 à déduire au lieu de 2. La configuration de ces paramètres a été faite par tâtonnements. Les résultats expérimentaux montrent une bonne robustesse, malgré le fait qu'un seul point de test a été effectué. La figure III.4 montre la performance du régulateur proposé avec des gains fixes et avec des gains variables.

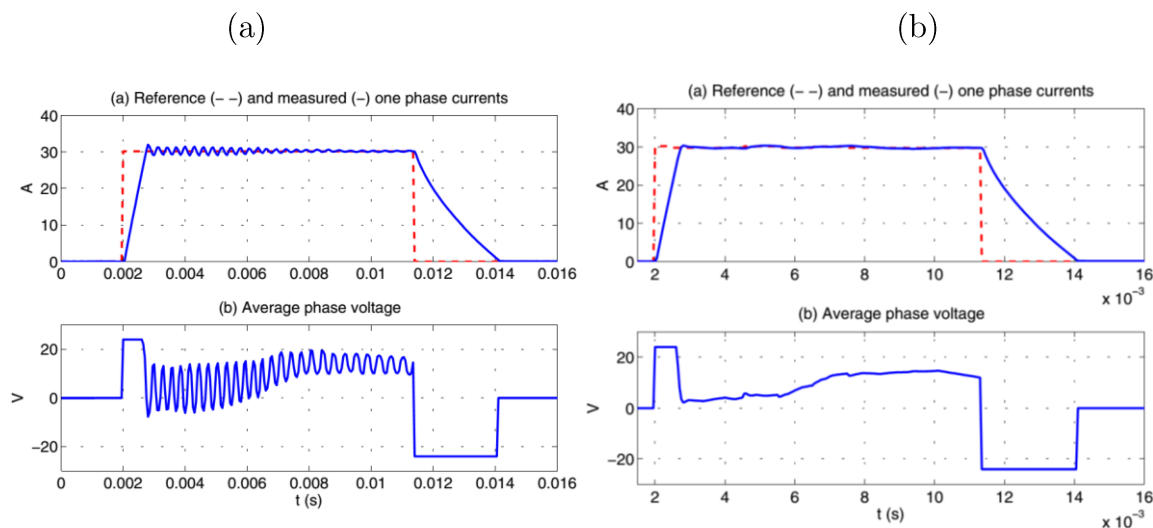


Figure III.4 : Performance de la régulation par mode glissant (a) : à gains fixes, (b) à gains variables

Une approche différente est présentée dans [31] où les auteurs proposent de basculer entre un régulateur par modes glissants et un régulateur PI conventionnel. L'idée est de profiter de la dynamique élevée du régulateur par modes glissants pendant la période transitoire pour ensuite activer le PI pendant le régime permanent afin d'éviter la réticence de la tension. Cependant, il n'est pas précisé comment déterminer le point de basculement.

Il est montré dans [32] que les caractéristiques de la boucle du courant (bande passante, temps de réponse) ne sont pas fixes mais évoluent avec la variation de l'inductance de phase en cours de fonctionnement. Il est alors proposé d'adapter le régulateur PI classique à la non linéarité de la MRVDS. Pour ce faire, le modèle de la MRVDS est linéarisé par un retour d'état statique (en anglais : *static state feedback*) afin de rendre les caractéristiques de la boucle du courant indépendantes de l'évolution de l'inductance. En fonction d'une estimation en ligne de l'inductance incrémentale de phase, les gains K_p, K_i du régulateur sont ajustés, d'où vient la dénomination : régulateur PI à gains variables (PIGV). L'intérêt de cette solution sera développé dans la suite de ce chapitre.

D'autres approches sont proposées également dans la littérature comme la commande par Backstepping [33], la linéarisation par retour d'état [34] ou encore la commande par passivité [35]. Cependant, nous proposerons deux stratégies pour la synthèse de la boucle d'asservissement du courant dans la MRVDS, i.e. la régulation hybride prédictive et la synthèse par placement des pôles. Ces deux méthodes ont été élaborées pour différentes conditions d'implantation et une analyse permettant de mettre en évidence leurs avantages et inconvénients a été effectuée.

III.3 Modèle de simulation

Le modèle de simulation élaboré, dans l'environnement MATLAB/Simulink, se compose de deux parties. La première contient les différentes fonctions de la commande en couple de la MRVDS qui a été présentée dans le chapitre II. Afin de reproduire des conditions d'implantation réelles, cette partie a été simulée avec un pas de calcul égal à $50 \mu\text{s}$. Pour la deuxième partie représentant le système commandé (l'onduleur et la MRVDS) elle a été simulée avec un pas de calcul variable afin de simuler un fonctionnement à temps continu. La modélisation de la MRVDS est fondée sur les calculs par éléments finis qui ont été présentés dans le chapitre II. La figure III.5 présente la structure de ce modèle.

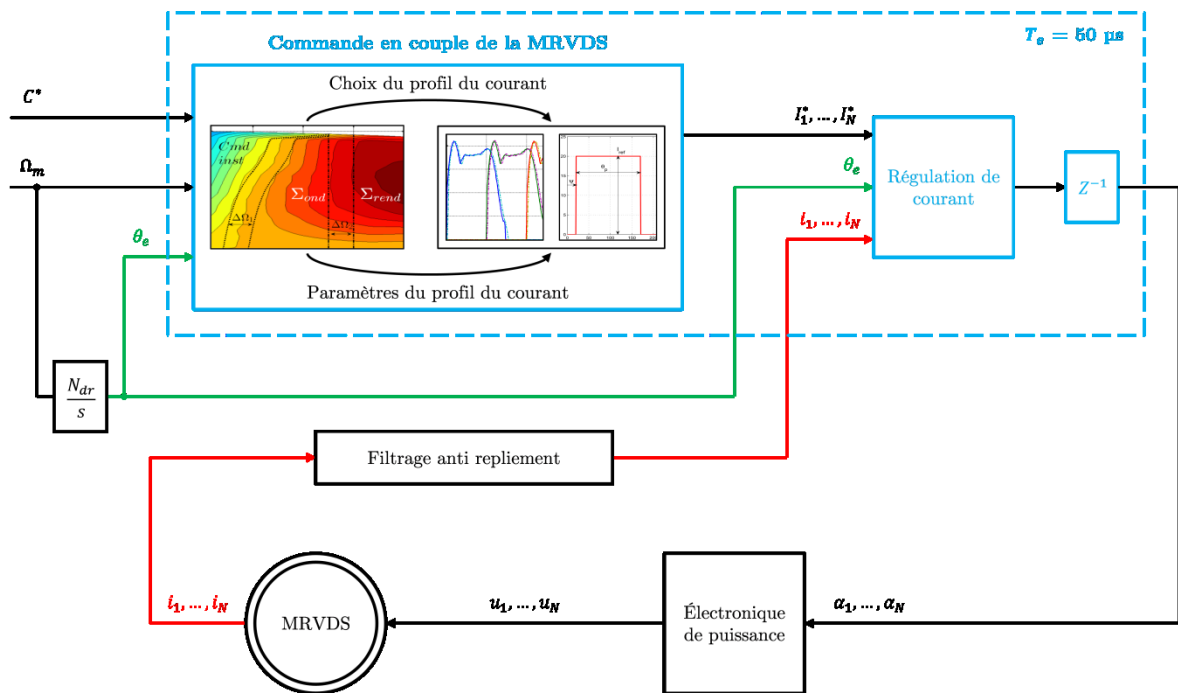


Figure III.5 : Schéma bloc du modèle de simulation.

III.4 Le régulateur hybride prédictif (RHP)

Le régulateur PI à gains variables présenté dans [5], [32], [36] fait partie des travaux effectués au sein du laboratoire Groupe of electrical engineering of Paris (GeePs). Ce régulateur a été implanté avec succès sur un banc expérimental du laboratoire intégrant la MRVDS. Les performances de ce régulateur relevées expérimentalement nous ont encouragés à l'évaluer pour le cas d'une MRVDS dans une application de traction automobile. Les résultats des analyses que nous avons effectuées ont montré que ce régulateur n'est pas adapté à cette application comme sera détaillé dans la suite de cette section. Dans le but de remédier aux limitations du régulateur PIGV, le principe de régulation dite « Régulateur Hybride » (RH) est proposé dans [37]. Nous discutons dans la suite l'apport du régulateur RH ainsi que les inconvénients qu'il a présenté lors de son implantation avec la MRVDS faisant

l'objet de cette étude. Par conséquent, une version améliorée du régulateur RH plus adaptée aux MRVDS dans le cadre de la traction automobile sera proposée et sa performance sera également analysée.

III.4.1 Le régulateur PI à gains variables (PIGV)

Dans un premier temps, la performance du régulateur PIGV a été évaluée avec la MRVDS en étude. Comme il a déjà été précisé, les gains du régulateur PIGV, K_p et K_i , sont calculés en ligne à partir de l'estimation de l'inductance incrémentale, L'_{ph} . Les travaux présentés dans [32] démontrent qu'il est possible de fixer les caractéristiques de la boucle fermée en courant, notamment la bande passante ω_n et le facteur d'amortissement de la boucle fermée ξ , en dépit de l'évolution de l'inductance L'_{ph} . Il résulte de l'analyse donnée dans [32] l'équation (III.3) qui donne les gains K_p et K_i en fonction de l'estimation, en ligne de L'_{ph} .

$$\begin{aligned} K_p &= \omega_n^2 \cdot L_{ph} \\ K_i &= 2\xi\omega_n \cdot L_{ph} \end{aligned} \quad (III.3)$$

Les relations (III.3) montrent qu'en plus de l'estimation de l'inductance de phase, deux paramètres sont également nécessaires pour le calcul en ligne des gains K_p et K_i , i.e. ω_n et ξ . Le choix de ces deux paramètres dépend du compromis recherché entre les marges de stabilité de la boucle du courant et la dynamique de la régulation, i.e. le temps de réponse. Pour réaliser ce compromis, nous commençons par définir les marges de stabilités souhaitées de la boucle de courant. Typiquement, une marge de gain (M_g) supérieure à 10 dB et une marge de phase (M_ϕ) supérieure à 45° sont des valeurs suffisantes pour assurer une bonne robustesse. Également, afin de respecter les recommandations concernant la dynamique des systèmes de commande numérique, nous devons nous assurer que f_n respecte les critères suivants :

$$\begin{aligned} f_n &< \frac{F}{10} \\ F = \frac{f_e}{2} &\Rightarrow f_n < \frac{f_e}{20} < 1000 \text{ Hz} \\ &\Rightarrow \omega_n < 6283 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (III.4)$$

où f_n est la bande passante de la boucle de courant en Hz ($\omega_n = 2\pi f_n$), F est la fréquence maximale définie par le théorème de Shannon et f_e est la fréquence d'échantillonnage.

Avec ces contraintes, nous procédons à l'analyse de la boucle de courant pour différentes combinaisons de ω_n et ξ . Dans cette analyse, nous avons supposé une

compensation parfaite de la force contre électromotrice, E_{ph} . Également, grâce à l'équation (III.3), nous pouvons considérer qu'il est possible de modéliser une phase de la machine par une fonction de transfert de premier ordre comme donné par l'équation (III.5)⁴.

$$G_{ph}(s) = \frac{I_{ph}}{\tilde{U}_{ph}} = \frac{1}{L_{ph} \cdot s + R_{ph}} \quad (\text{III.5})$$

Puisque l'implantation de la boucle de courant sera réalisée numériquement, l'analyse proposée est faite dans le domaine discret. Afin d'obtenir l'équivalent discret du modèle de phase décrit par la fonction (III.5), nous considérons qu'il est associé à un échantillonneur/bloquer d'ordre zéro. Aussi, nous prenons en compte un retard équivalent à un pas d'échantillonnage qui correspond au retard de calcul dans le processeur. Il en résulte la fonction discrète donnée dans l'équation (III.6).

$$G_{ph}(z) = \frac{1}{R_{ph}} \cdot \frac{(1-a)z^{-1}}{1-az^{-1}} \cdot z^{-1} \quad (\text{III.6})$$

où $a = e^{-T_e R_{ph}/L_{ph}}$ et T_e est la période d'échantillonnage (50 μ s dans notre cas).

La fonction de transfert classique d'un régulateur PI est donnée en continu par l'équation (III.7). À l'aide de l'expression (III.3), la fonction de transfert (III.7) peut être reformulée comme donné dans l'équation (III.8) sachant que $K'_p = \omega_n^2$ et $K'_i = 2\xi\omega_n$. Cette reformulation permettra de faire une seule multiplication au lieu de deux pour le calcul des gains du régulateur PIGV.

$$C_{PI}(s) = \frac{I_{ph}^* - I_{ph}}{U_{PI}} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (\text{III.7})$$

$$C_{PI}(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} = \frac{K'_p s + K'_i}{s} \cdot L_{ph} \quad (\text{III.8})$$

Nous appliquons ensuite l'approximation d'Euler explicite⁵ pour discrétiser la fonction (III.8) ce qui donne la fonction discrète présentée dans l'équation (III.9).

⁴ Il faut noter que l'expression donnée dans (III.5) est une expression symbolique car elle se fonde sur l'hypothèse d'une valeur constante de l'inductance.

⁵ En Anglais : Forward Euler.

$$C_{PI}(z) = \frac{K'_p + (K'_i T_e - K'_p)z^{-1}}{1 - z^{-1}} \cdot L_{ph} \quad (\text{III.9})$$

La fonction de transfert discrète $H_{BO}(z)$ de la boucle ouverte et celle fermée $H_{BF}(z)$ peuvent être déduites comme suit.

$$\begin{aligned} H_{BO}(z) &= G_{ph}(z) \cdot C_{PI}(z) \\ H_{BF}(z) &= \frac{1}{1 + H_{BO}} \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

Finalement, la figure III.6 présente l'analyse fréquentielle de la boucle de courant pour différentes combinaisons de ω_n et ξ . Dans cette figure, les marges de gain et de phase de la fonction de transfert $H_{BO}(z)$ sont tracées en fonction de ω_n et ξ . Sur cette figure, les configurations respectant les marges désirées sont soulignées. L'analyse des résultats présentés dans cette figure permet de conclure qu'afin d'obtenir les marges de stabilité désirées, la bande passante ne peut pas dépasser 4000 rad/s. De plus, l'augmentation du facteur d'amortissement se traduit par un gain sur la marge de phase mais en même temps une dégradation quasi linéaire de la marge de gain comme le montre la figure III.6. Nous avons trouvé qu'une valeur de ce facteur égale à 0,85 permet de ne pas pénaliser le gain de la boucle ouverte $H_{BO}(z)$ tout en évitant une réponse indicielle mal amortie. À partir de ce choix de ξ et la figure III.6 nous trouvons que la bande passante maximale atteignable est égale à 3400 rad/s. Avec $\xi = 0,85$ et $\omega_n = 3400$ rad/s. Le temps de réponse en courant relevé sur la réponse indicielle est égale à 1 ms comme le montre la figure III.7 qui met en évidence également un dépassement en courant de 30% de I_{max} .

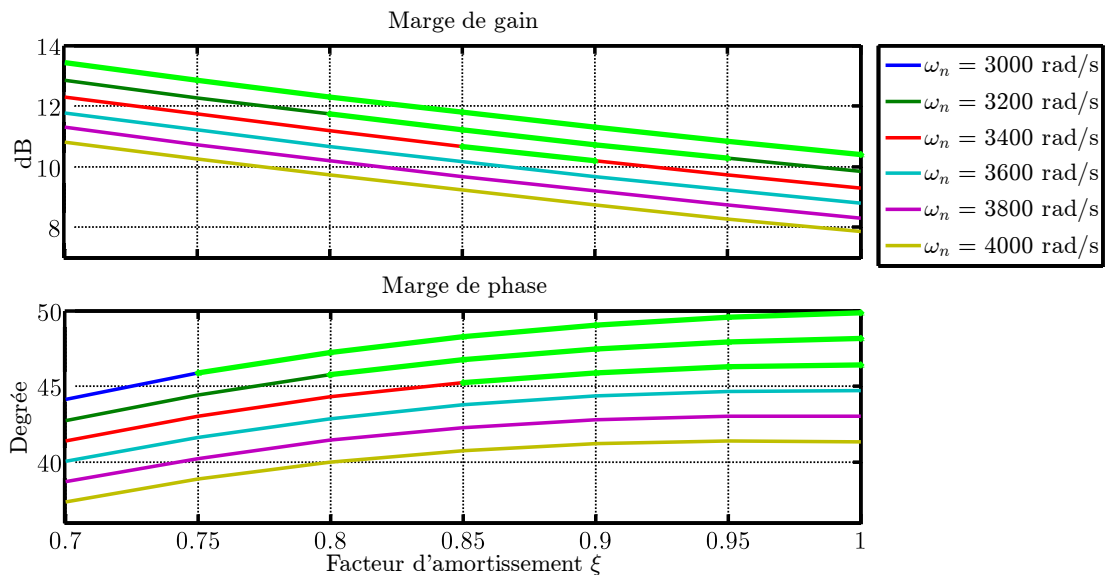


Figure III.6 : Évolution des marges de phase et de gain ainsi que le temps de réponse de la boucle de courant en fonction de différentes configurations de ω_n/ξ du régulateur PIGV.

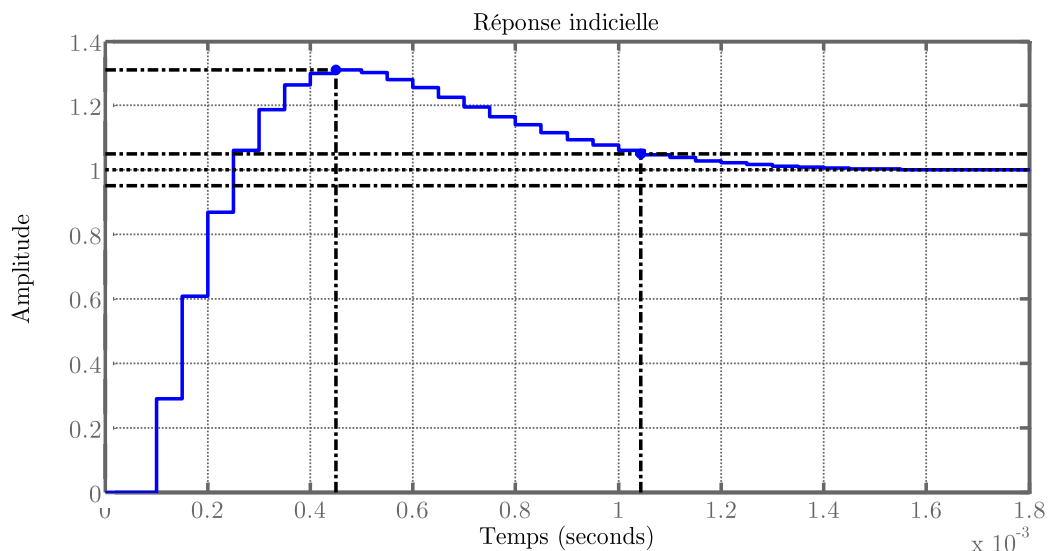


Figure III.7 : Réponse indicielle de la boucle fermée en courant $H_{BF}(z)$ avec $\xi = 0,85$ et $\omega_n = 3400$ rad/s

Le régulateur PIGV ayant une action intégrale, il est impératif de faire attention au phénomène d’emballement qui pourrait se produire lors des intervalles de saturation de la commande [38]. Pour ce faire, une action anti emballement a été intégrée à la structure du régulateur PIGV. Le principe de cette action est celui proposé dans [39] qui se fonde sur la différence entre la commande issue du régulateur et sa valeur saturée. Cette différence est soustraite de l’entrée de l’intégrateur afin d’inhiber l’emballement du terme d’action intégrale. Dans la figure III.8, un schéma bloc de l’implémentant du régulateur PIGV pour la régulation de courant d’une phase de la machine est présentée où l’action anti emballement est aussi présentée.

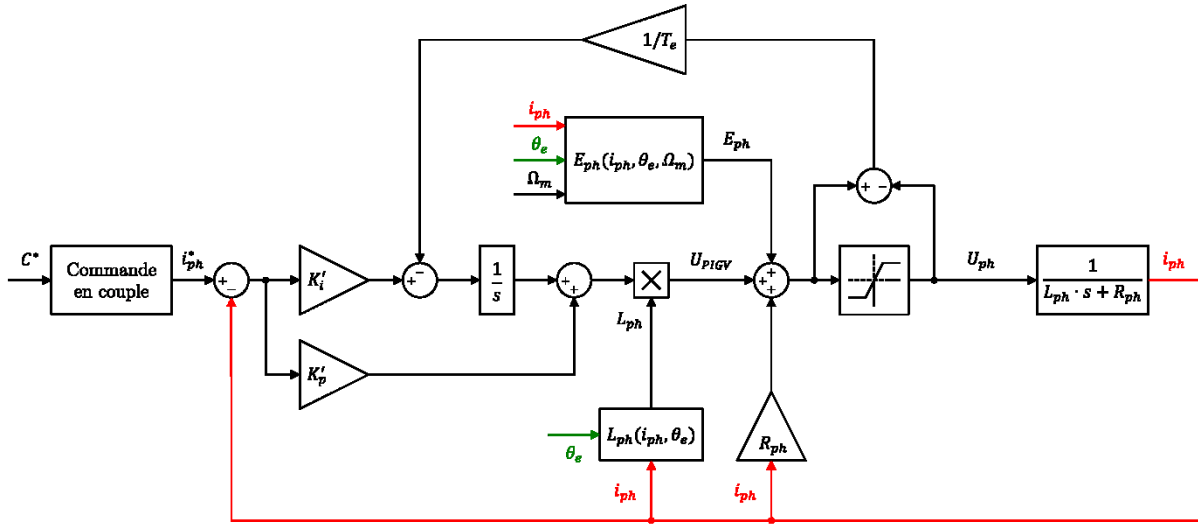


Figure III.8 : Schéma bloc de la boucle de régulation du courant avec le régulateur PIGV.

Avec la configuration choisie du régulateur PIGV, nous procédons un test du régulateur PIGV avec la MRVDS en étude en utilisant le modèle de simulation décrit dans la section III.3. Dans la suite, l'objectif est d'évaluer la performance du régulateur PIGV avec les deux profils de courant pour différents points de fonctionnement (fort et faible couple, basse et haute vitesse). Le premier cas de test est le fonctionnement à basse vitesse (2% de Ω_{mas}) et couple fort (100% de C_{max}). Pour ce cas de fonctionnement, la commande du couple instantanée est activée afin de minimiser les ondulations de couple. La simulation de ce point de fonctionnement est présentée dans la figure III.9. Dans la figure suivante, les résultats de la simulation du régulateur PIGV pour la même vitesse mais avec une demande de couple plus faible (10% de C_{max}). En analysant ces deux figures, la performance du régulateur PIGV semble plus que suffisante pour asservir les profils de courant générés. Le couple produit montre des ondulations négligeables. Néanmoins, la figure III.10 montre des perturbations de couple se produisant à proximité de la position $\theta_e = 45^\circ$. Prenons le cas de la première phase, nous pouvons remarquer qu'à $\theta_e = 45^\circ$, le courant diverge de sa référence. Cette divergence donne lieu à une chute importante du couple total. Afin d'expliquer ce phénomène, nous rappelons l'équation III.11 qui décrit la production du couple dans la MRVDS en régime magnétique non saturé. D'après cette équation, le couple produit est lié à la dérivée de l'inductance par rapport à la position électrique. De ce fait, et vu que le terme $dL'_{ph}(\theta_e)/d\theta_e$ est d'une valeur importante entre $\theta_e = 45^\circ$ et $\theta_e = 180^\circ$, il est alors logique que le couple produit soit sensible aux variations de courant dans cette zone.

$$C_{ph} = \frac{1}{2} N_{dr} i_{ph}^2 \frac{dL'_{ph}(\theta_e)}{d\theta_e} \quad (\text{III.11})$$

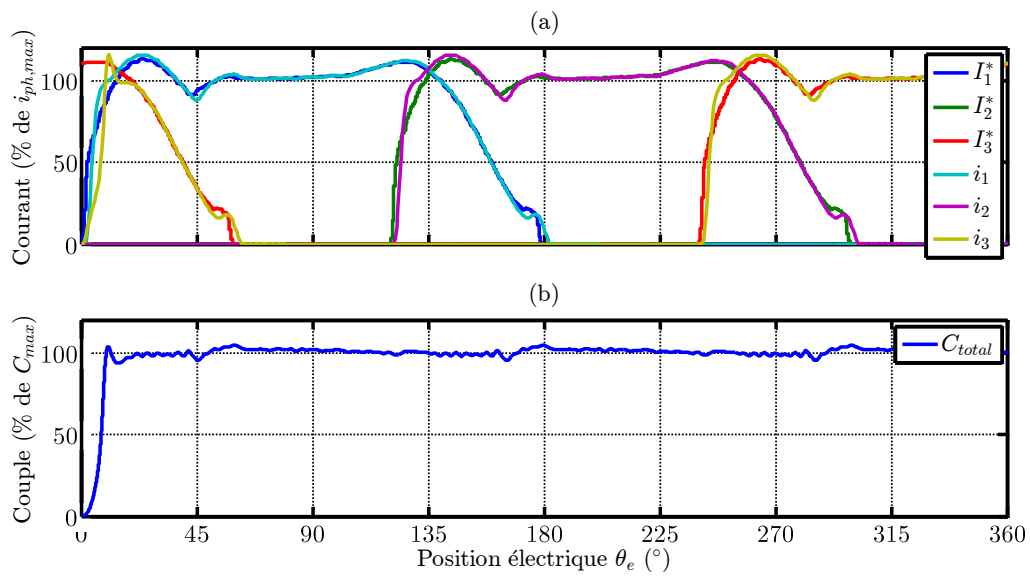


Figure III.9 : Courants de référence, courants de phase et couple total issus de la simulation avec le régulateur PIGV avec la commande en couple instantané à 100% de C_{max} et 2% de Ω_m .

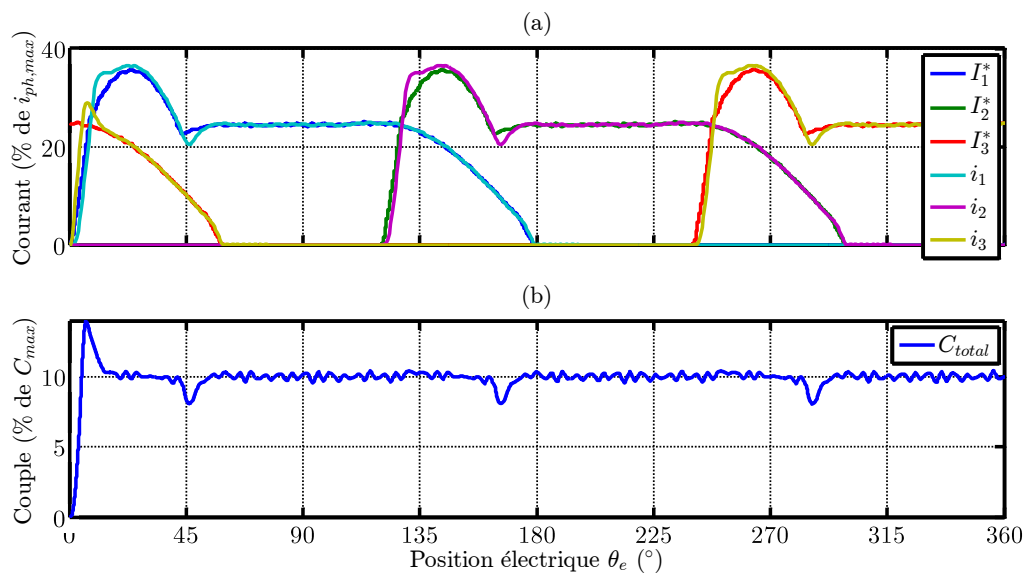


Figure III.10 : Courants de référence, courants de phase et couple total issus de la simulation avec le régulateur PIGV avec la commande en couple instantané à 10% de C_{max} et 2% de Ω_m .

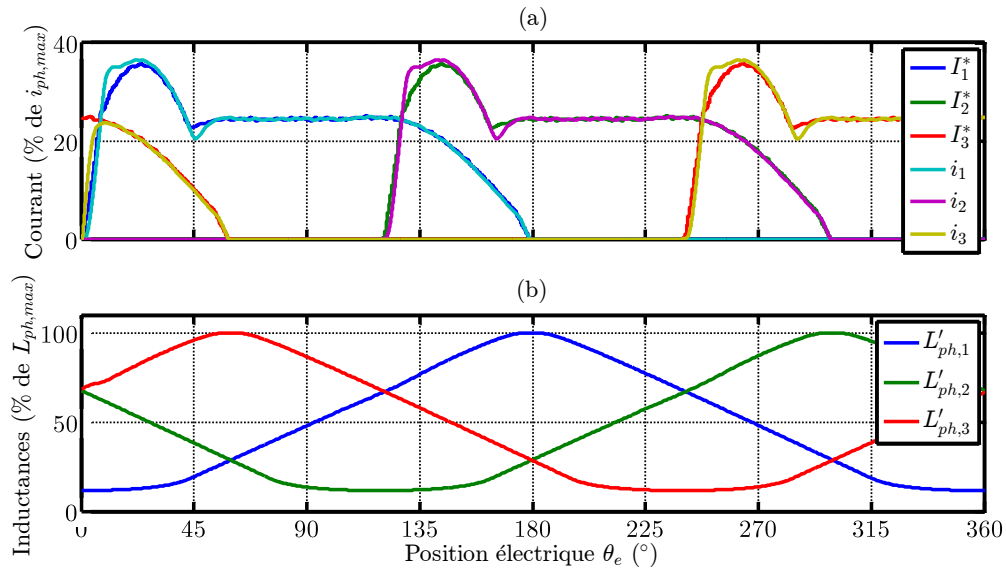


Figure III.11 : Courants de référence, courants de phase et inductances de phase issus de la simulation du régulateur PIGV avec la commande en couple instantané à 10% de C_{max} et 2% de Ω_m .

Dans la suite, le régulateur PIGV est testé dans la zone d'application de la commande en couple instantané (cf. figure II.44). Dans la figure III.12, le fonctionnement du régulateur PIGV à 100% de C_{max} et 10% de Ω_m est simulé. Sur cette figure, des dépassements de l'ordre de 25% de I_{max} sont relevés. Ces dépassement se traduisent sur le couple produit par des dépassements d'environ 40% de C_{max} . En conclusion, le mauvais asservissement du courant nuit à l'avantage principal de la commande du couple instantané, i.e. la minimisation d'ondulation de couple. La même constatation est déduite de la figure III.13 où des creux de couple se produisent en conséquence de la performance insuffisante du régulateur PIGV. Il faut également rappeler que les dépassements en courant auront un impact sur l'aspect thermique de fonctionnement de la machine. En d'autres termes, ces dépassements font que la valeur efficace de courant augmente, possiblement au-delà de la limite qu'impose la capacité thermique de la MRVDS, et donc des pertes Joule plus importantes et une dissipation de l'énergie thermique plus élevée.

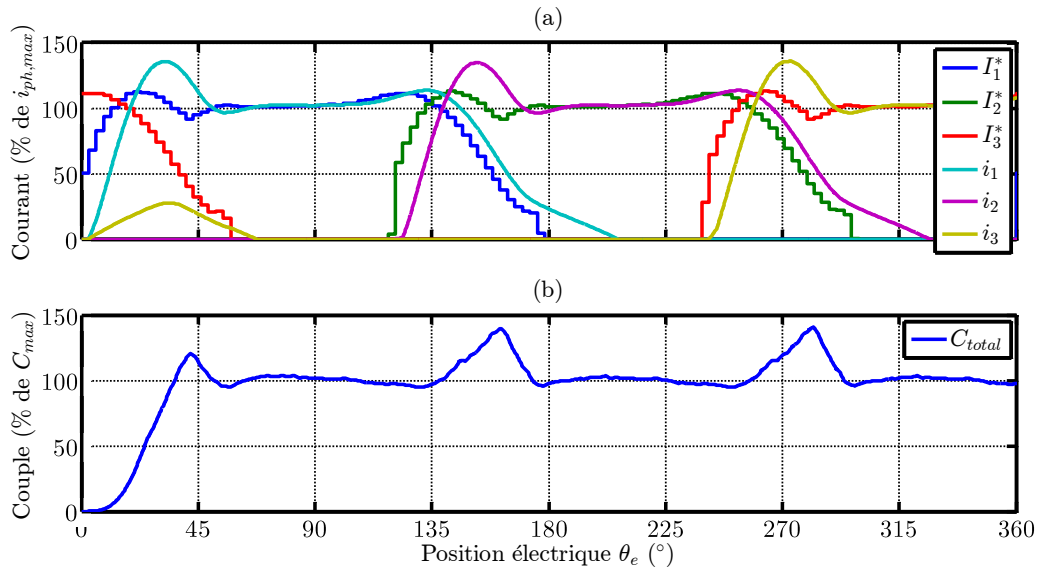


Figure III.12 : Courants de référence, courants de phase et couple total issus de la simulation du régulateur PIGV avec la commande en couple instantané à 100% de C_{max} et 10% de Ω_m .

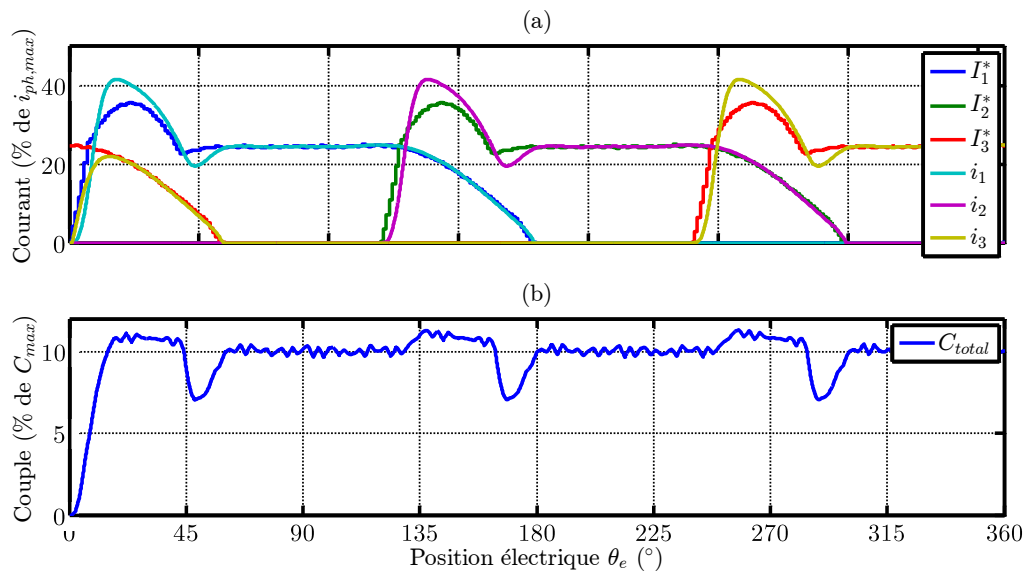


Figure III.13 : Courants de référence, courants de phase et couple total issus de la simulation du régulateur PIGV avec la commande en couple instantané à 10% de C_{max} et 4% de Ω_m .

Dans le cas de la commande du couple moyen, des dépassements du courant sont également constatés. Ces dépassements, identiquement au cas de la commande instantanée, s'élèvent à 25% de I_{max} . Ces dépassements en courant contribuent en effet aux dépassements en couple que l'on peut observer dans la figure III.14. De plus, en observant les inductances de phase présentées dans la figure III.15, nous pouvons remarquer que la démagnétisation de phase coïncide avec une forte croissance de l'inductance. En conséquence, des dépassements en couple se produisent pendant la démagnétisation des phases. Étant donné que la démagnétisation des phases s'effectue en boucle ouverte en saturant la tension appliquée à la phase à $-V_{DC}$, la boucle de

courant n'est pas la cause des dépassements en couple lors de la démagnétisation. Ceux-ci, néanmoins, sont impactés par les angles d'activation et désactivation de phase.

Dans la figure III.16, les résultats dans le cas d'un fonctionnement avec la commande moyenne en utilisant la cartographie Σ_{rend} sont présentés. À une vitesse de 25% de Ω_{max} , les courants de phase n'atteignent plus leurs références. En fait, la force contre électromotrice augmente proportionnellement à la vitesse de fonctionnement. Il est alors nécessaire, pour induire plus de courant dans la phase d'alimenter la machine avec des tensions plus importantes afin d'opposer à la force contre électromotrice (cf. équation (III.1)). Néanmoins, la tension de bus DC est limitée, ce qui signifie qu'à partir d'une certaine vitesse, il n'est plus possible d'atteindre les courants de références. Ce mode de fonctionnement est appelé le fonctionnement en pleine onde (en anglais : single pulse mode). Dans ce mode de fonctionnement, l'asservissement de courant se fait en boucle ouverte vu que les tensions de phase saturent à leur valeur maximale V_{DC} comme le montre la figure III.17.

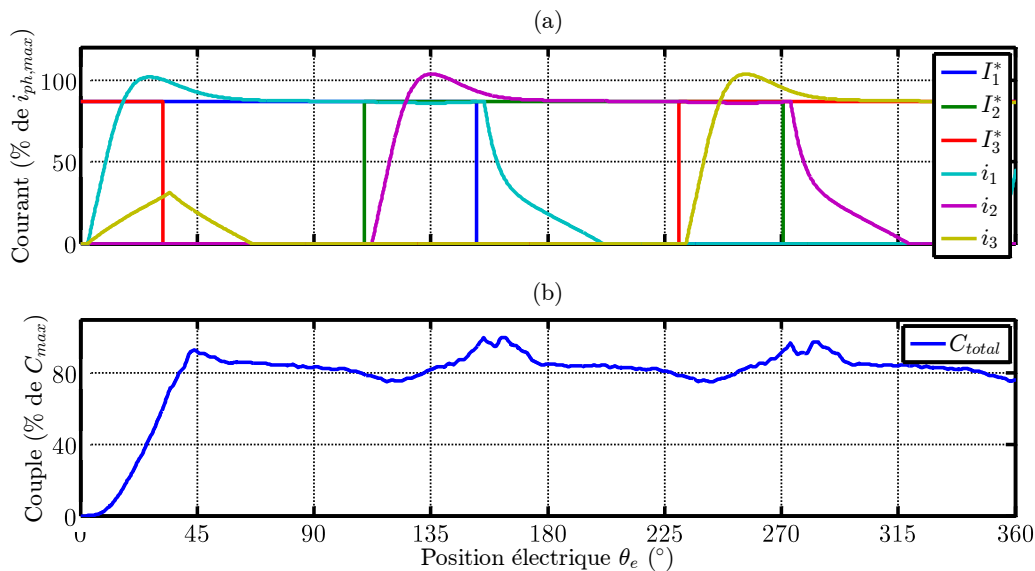


Figure III.14 : Courants de référence, courants de phase et couple total issus de la simulation du régulateur PIGV avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

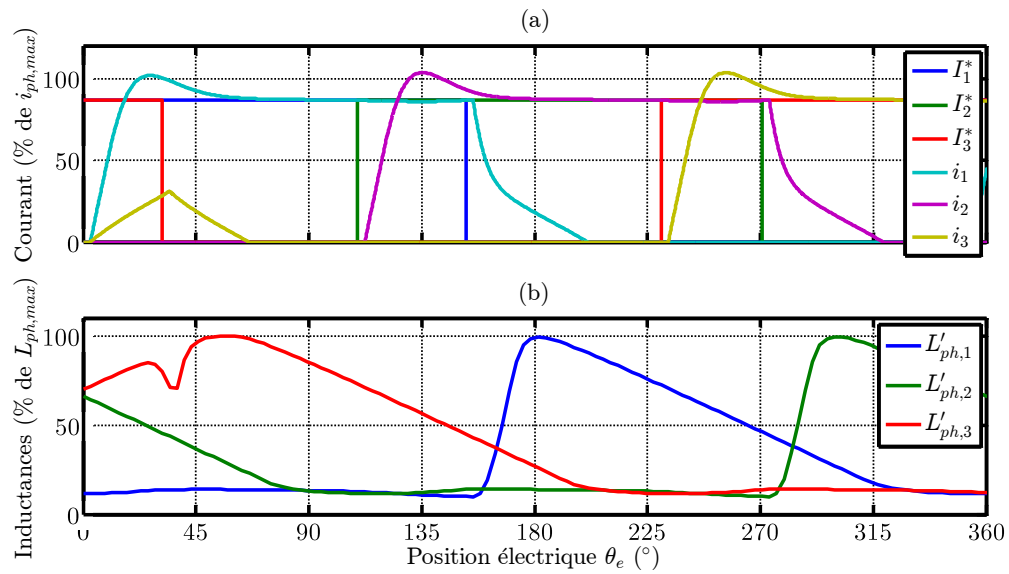


Figure III.15 : Courants de référence, courants de phase et inductances de phase issus de la simulation du régulateur PIGV avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

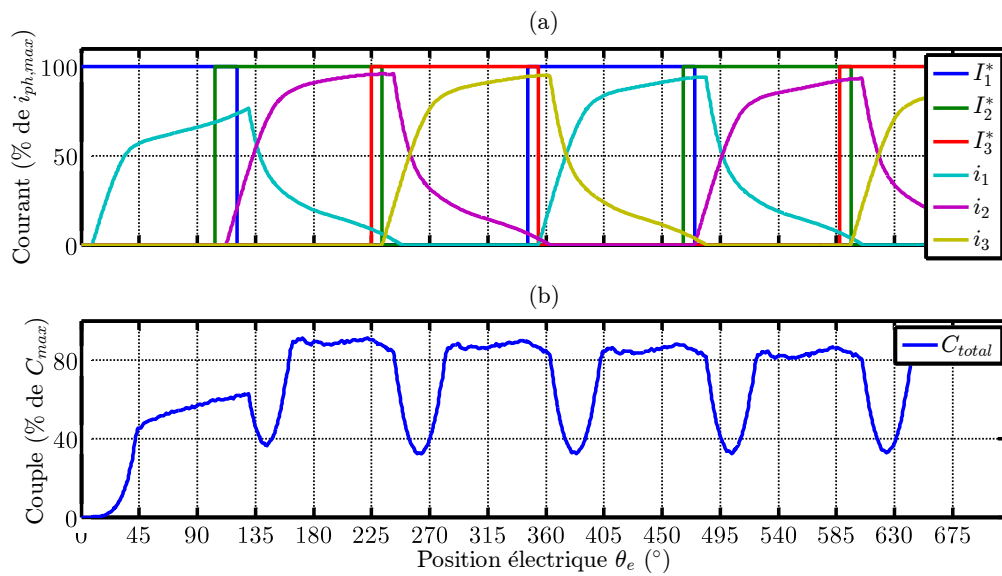


Figure III.16 : Courants de référence, courants de phase et couple total issus de la simulation du régulateur PIGV avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 80% de C_{max} et 30% de Ω_m .

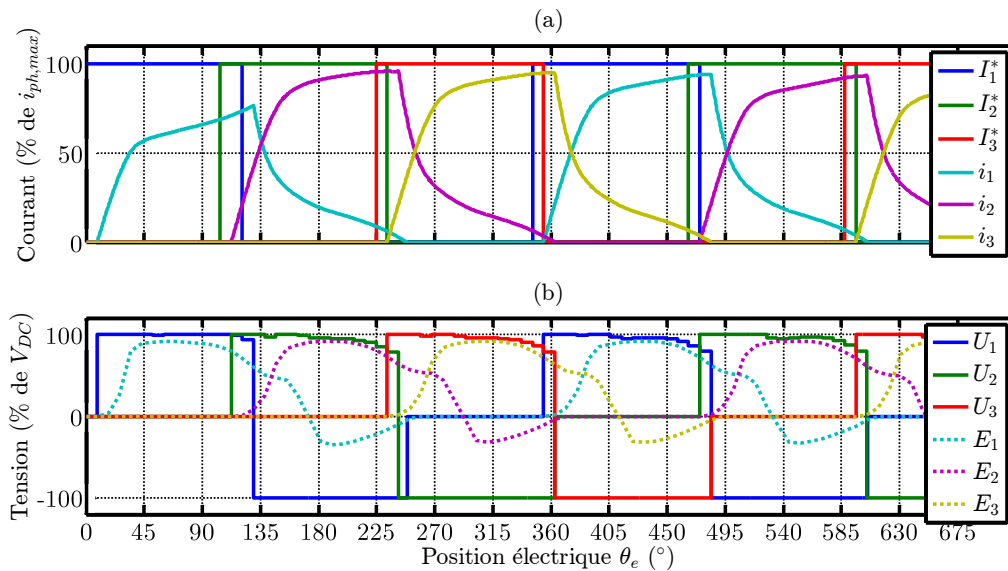


Figure III.17 : Courants de référence, courants de phase, tensions de phase et forces contre électromotrices issus de la simulation du régulateur PIGV avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 80% de C_{max} et 30% de Ω_m .

Un dernier test a été enfin mené afin d'évaluer la performance de l'action anti emballement. Dans la figure III.18, le point de fonctionnement déjà présenté dans la figure III.12 (100% de C_{max} et 10% de Ω_m) est testé sans et avec l'action anti emballement. Sur cette figure, l'on peut constater le rôle que joue cette action en regardant les tensions de phases. Sans l'action anti emballement, les dépassements de courant sont plus importants et les tensions de phases restent davantage saturées (notamment au démarrage de la machine). Ceci aura un impact sur le couple produit par la MRVDS, en l'occurrence, 13% d'augmentation de l'ondulation de couple.

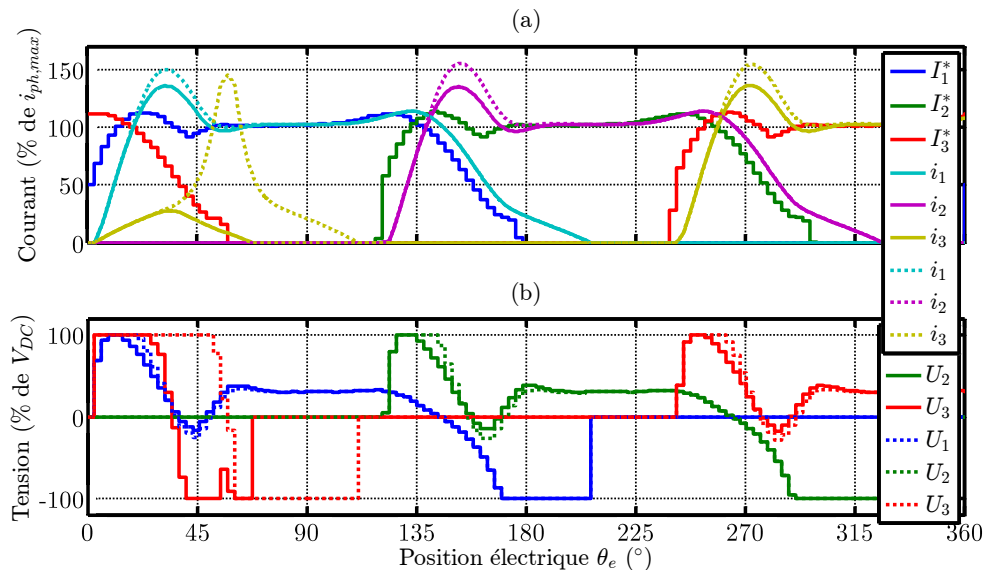


Figure III.18 : Courants de référence, courants de phase et tensions de phase issus de la simulation avec le régulateur PIGV avec la commande en couple instantané sans (trait pointillé) et avec (trait continu) l'action anti emballement à 100% de C_{max} et 10% de Ω_m .

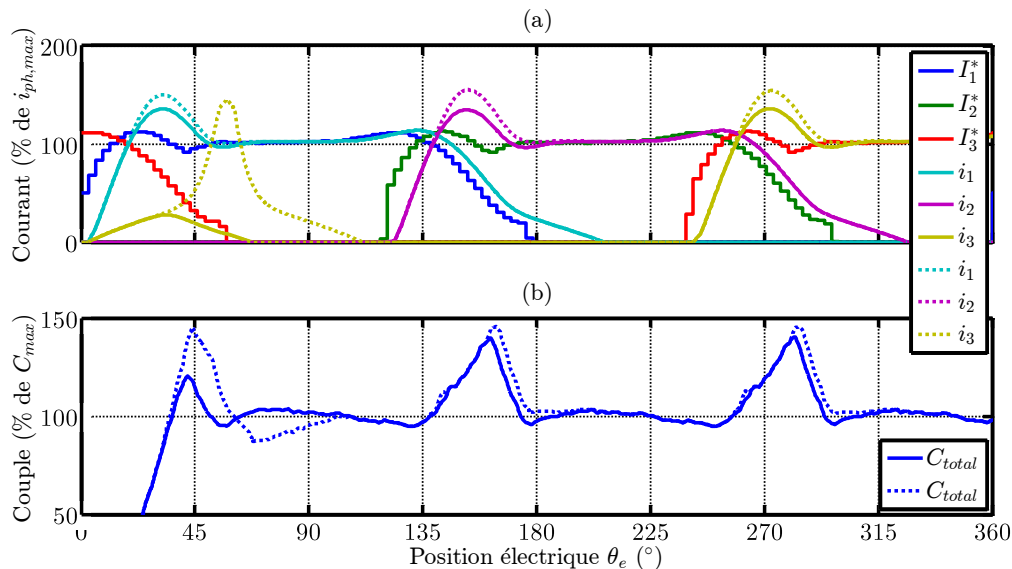


Figure III.19 : Courants de référence, courants de phase et tensions de phase issus de la simulation avec le régulateur PIGV avec la commande en couple instantané sans (trait pointillé) et avec (trait continu) l'action anti emballement à 100% de C_{max} et 10% de Ω_m .

En résumé, des problématiques ont été relevées lors du test de la loi de commande avec le régulateur PIGV. Les dépassements du courant qu'engendre le régulateur PIGV avec la commande en couple instantané neutralisent l'avantage principal de cette commande, i.e. le lissage du couple produit. Cette problématique s'aggrave davantage lors de l'augmentation de la vitesse comme mise en évidence par le résultat montré dans les figures III.12-III.13. Cette problématique se produit également avec la commande moyenne, ce qui rend le couple moyen produit différent de sa consigne.

Afin d'améliorer l'asservissement en courant et de contourner ces problèmes, nous procédons dans la section suivante à évaluer la performance obtenue avec le régulateur hybride proposé dans [37].

III.4.2 Le régulateur hybride (RH)

Dans les travaux de [37] et [40], un nouveau concept de régulation de courant, appelé Régulateur Hybride, est présenté. Ce régulateur a été développé dans l'objectif de permettre la diminution de la bande passante du régulateur PIGV, sans pour autant sacrifier le temps de réponse en courant. En fait, il est souhaitable dans certains cas de diminuer cette bande passant soit pour respecter la limite qu'impose la fréquence d'échantillonnage, soit par motif de réduire la fréquence d'échantillonnage dans l'optique d'utiliser des cibles moins couteuses mais également moins performants.

Le principe de fonctionnement de ce régulateur est fonde sur la fusion la commande tout ou rien (en Anglais : on-off control) et le régulateur PI classique. Ce principe est présenté dans la figure III.20. À l'activation d'une phase, le régulateur on-off est activé afin d'atteindre le courant de référence, I^* , avec un temps de réponse minimal. Lorsque le courant de phase franchit une bande prédéfinie autour de I^* ,

dénommé bande de commutation ΔI , le régulateur PIGV prend en charge la régulation du courant autour de sa valeur de référence. En cas où le courant dépasse de nouveau la bande ΔI , le régulateur on-off est réactivé.

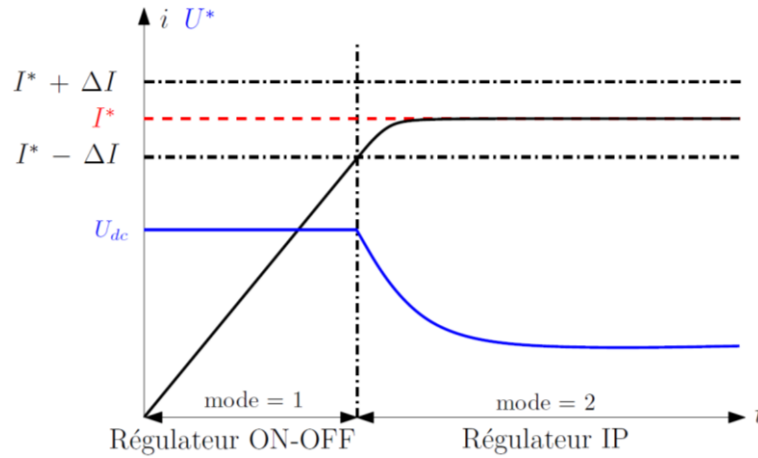


Figure III.20 : Principe de fonctionnement du régulateur hybride.

Dans le régulateur RH, le rôle du régulateur PIGV se limite, pendant le régime stable, au rejet des perturbations disposant souvent d'une dynamique lente en comparaison à la dynamique d'asservissement. Cela permet de diminuer les gains du régulateur PIGV sans perdre sur la réactivité de la boucle de courant. La transition entre les deux régulateurs impose une initialisation du terme d'action intégrale du régulateur PIGV afin de réaliser une transition douce et d'éviter les discontinuités de la commande. Pour ce faire, le terme d'action intégrale est initialisé [40] pour maintenir la continuité de la tension de sortie. En d'autres mots, il s'agit d'initialiser le terme d'action intégrale à l'instant de commutation de manière à ce que la tension de sortie du régulateur PIGV et celle du régulateur on-off soit égales. Étant donné qu'au démarrage, la tension de sortie du régulateur on-off est égale à V_{DC} , la valeur initiale du terme d'action intégrale peut être déterminé par l'équation III.11.

$$\begin{aligned} U_{on-off} = V_{DC} &= K_p(I^* - i) + S_{ini} \\ S_{ini} &= V_{DC} - K_p(I^* - i) \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Il faut préciser que dans [40], la partie on-off du régulateur RH fonctionne en mode de commutation dure (en anglais : hard switching). En effet, la tension de sortie du régulateur RH dans le mode on-off bascule entre V_{DC} et $-V_{DC}$. Cependant, dans cette application la commutation du mode on-off fonctionne en mode de commutation douce (soft switching), c'est-à-dire la tension de sortie basculera entre $+V_{DC}$ et 0. Ce choix a été fait car la machine en étude dispose d'une dynamique de courant plus élevée que celle étudiée dans [40] du fait que la tension de bus DC est environ 12 fois plus importante. De ce fait, une commutation dure rend difficile de stabiliser le courant dans la bande ΔI et par conséquent, le régulateur RH restera dans le mode on-off.

Trois paramètres régissent les performances du régulateur RH, i.e. la bande de commutation ΔI et la dynamique du régulateur PIGV (ω_n, ξ). Concernant ΔI , une analyse du fonctionnement du régulateur RH permet de déduire la valeur adéquate pour la MRVDS en étude. D'abord, nous déterminons la valeur maximale du courant qui peut se produire au démarrage de phase, Δi . Pour ce faire, nous nous appuyons sur l'équation électrique de phase (III.1) rappelée ci-dessous. Au démarrage, la tension de sortie du régulateur RH est égale à V_{DC} . De plus, le courant est nul et par conséquent, la force contre électromotrice E_{ph} l'est également. L'équation électrique prend la forme donnée dans (III.14).

$$u_{ph} = R_{ph} \cdot i_{ph} + L'_{ph}(i_{ph}, \theta_e) \frac{di}{dt} + E_{ph}(i_{ph}, \theta_e, \Omega_e) \quad (\text{III.13})$$

$$u_{ph} = L'_{ph}(i_{ph}, \theta_e) \frac{di}{dt} \quad (\text{III.14})$$

Ce qui donne :

$$\begin{aligned} \left. \frac{di}{dt} \right|_{max} &= \frac{u_{ph}}{L'_{ph}(i_{ph}, \theta_e)} = \frac{V_{DC}}{L'_{ph}(i_{ph}, \theta_e)} \\ \Delta i_{max} &= \frac{V_{DC} \cdot \Delta t}{L'_{ph}(i_{ph}, \theta_e)} = \frac{V_{DC} \cdot T_e}{L'_{ph}(i_{ph}, \theta_e)} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

En utilisant cette formule, il est trouvé que Δi_{max} pourrait atteindre une valeur de 45 A en un seul pas d'échantillonnage. Dans cette application, nous avons opté pour $\Delta I = \Delta i_{max}/2$. Ce choix a été fait dans l'objectif de garantir qu'une commutation vers le régulateur PIGV se produise au démarrage de phase. La figure III.21 permet de mieux comprendre ce choix de ΔI en comparant le fonctionnement du régulateur PIGV pour deux valeurs de ΔI . Dans la figure III.21.A, ΔI est fixé à $\Delta I < \Delta i_{max}/2$. Avec ce choix, il se peut que la commutation vers le régulateur PIGV ne se produise pas du fait que le courant n'a pas été détecté dans la bande de commutation. La figure III.21.B montre que ce scénario ne peut pas se produire avec $\Delta I \geq \Delta i_{max}/2$ du fait que le courant restera obligatoirement dans la bande ΔI .

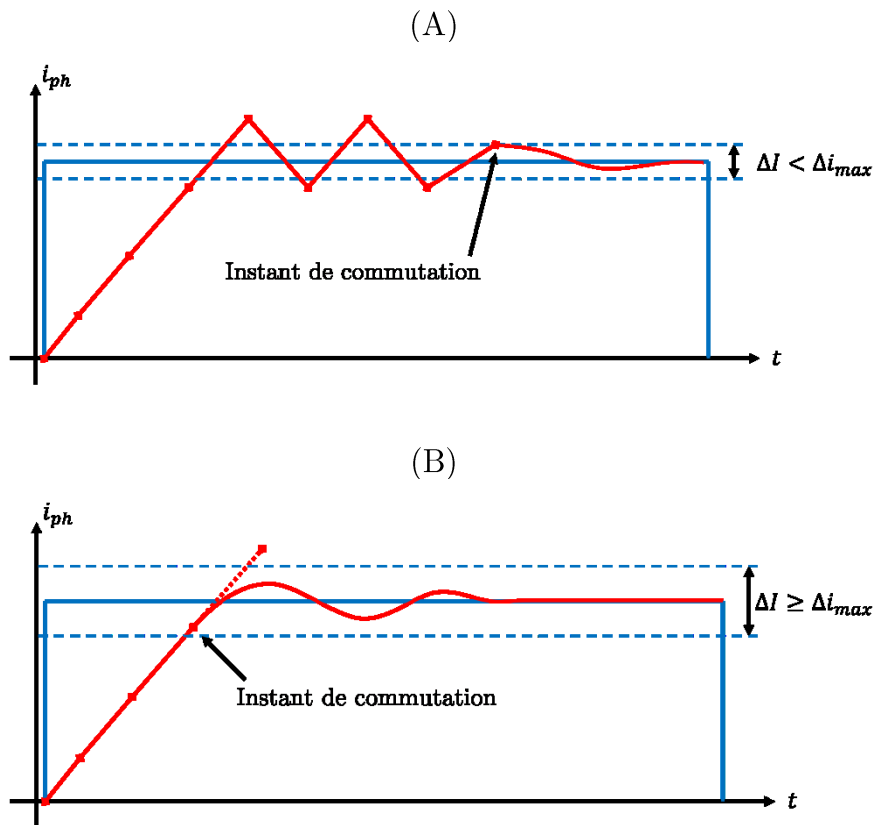


Figure III.21 : Impact du choix de ΔI sur l'instant de commutation dans le régulateur RH.

En ce qui concerne la dynamique du régulateur PIGV, il est préférable d'avoir une réponse bien amortie afin d'éviter des commutations répétées entre le régulateur on-off et le régulateur PIGV. En fait, une réponse insuffisamment amortie se traduit par des dépassements qui peuvent engendrer le dépassement à nouveau de ΔI et donc la commutation vers le régulateur on-off. Pour cette raison, le coefficient d'amortissement a été imposé à 1. De plus, la bande passante du régulateur PIGV a été diminuée de 10% afin d'améliorer davantage les marges de stabilité.

Le régulateur RH a été soumis à la même série de tests que le régulateur PIGV afin d'évaluer sa performance sur différents points de fonctionnement de la machine. Les tests effectués ont permis de détecter plusieurs inconvénients du régulateur RH qui seront discutés dans la suite.

III.4.2.1 Résultats de simulation

Dans un premier temps, le fonctionnement du régulateur RH est testé avec la commande instantanée du couple. Dans la figure III.22, la performance du régulateur RH est évaluée pour le point de fonctionnement à 100% de C_{max} et 2% de Ω_{max} . Ce test révèle un inconvénient majeur du régulateur RH lors de son utilisation avec la commande instantanée puisque ce régulateur a été développé dans l'optique de profils de courants en forme de créneaux. Le démarrage en pleine tension conduit à un mauvais suivi des profils de courant souhaités comme l'on peut le constater sur la

figure III.22 aux positions $\theta_e = 130^\circ$ et $\theta_e = 240^\circ$. Cependant, ces dépassements n'engendrent pas un impact remarquable sur le couple total à cette vitesse.

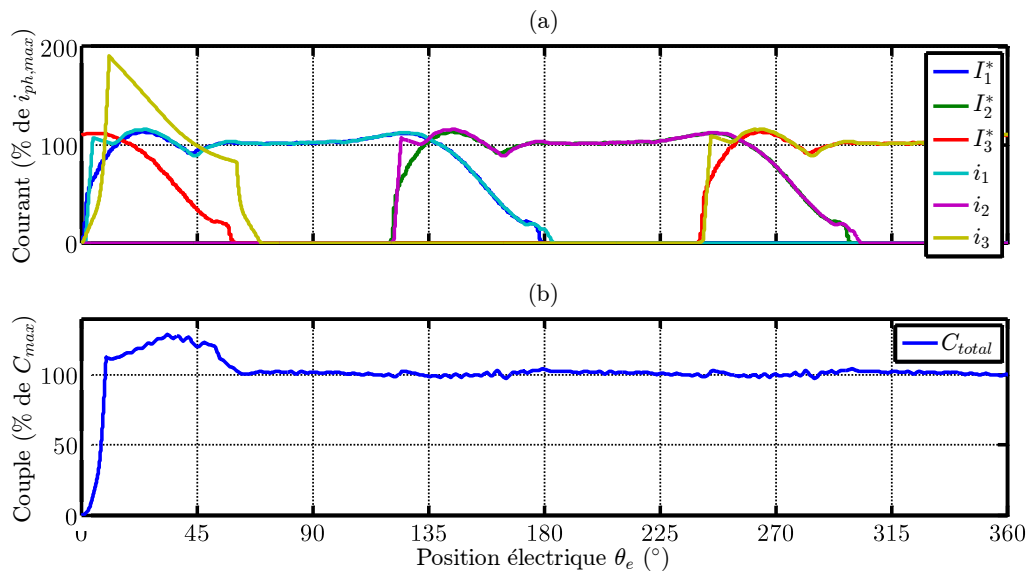


Figure III.22 : Courants de référence, courants de phase et couple total issus de la simulation avec le régulateur RH avec la commande en couple instantané à 100% de C_{max} et 2% de Ω_m .

En augmentant la vitesse, on constate davantage l'incompatibilité du régulateur RH avec la commande instantanée comme montré dans la figure III.23. De plus, les dépassements engendrés par le régulateur RH aggravent l'ondulation de couple relevé sur le couple total (70% de C_{max} contre 35% de C_{max} dans le cas du régulateur PIGV).

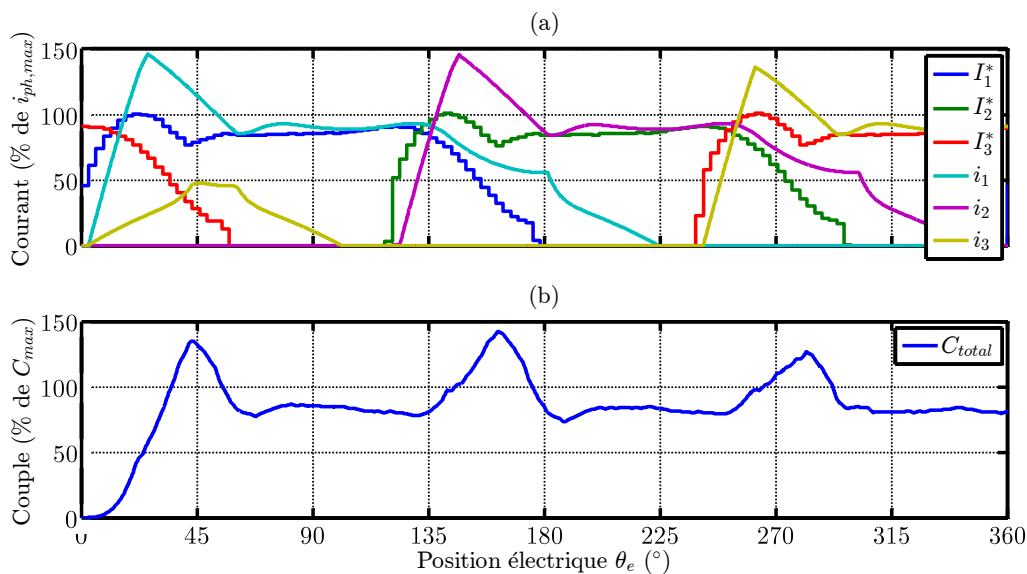


Figure III.23 : Courants de référence, courants de phase et couple total issus de la simulation avec le régulateur RH avec la commande en couple instantané à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

La figure III.24 illustre la séquence de fonctionnement du régulateur RH pour le point de fonctionnement présenté dans la figure III.23. À chaque démarrage de phase, plusieurs commutations entre le mode on-off et le régulateur PIGV prennent lieu du

fait que le profil de courant de référence, contrairement au cas de la commande du couple moyen, évolue avec le temps. Cette commutation rend difficile au PIGV de stabiliser le courant dans la bande de commutation ΔI . L'évolution de la tension de sortie du régulateur RH pour les trois phases est présentée dans la figure III.25.

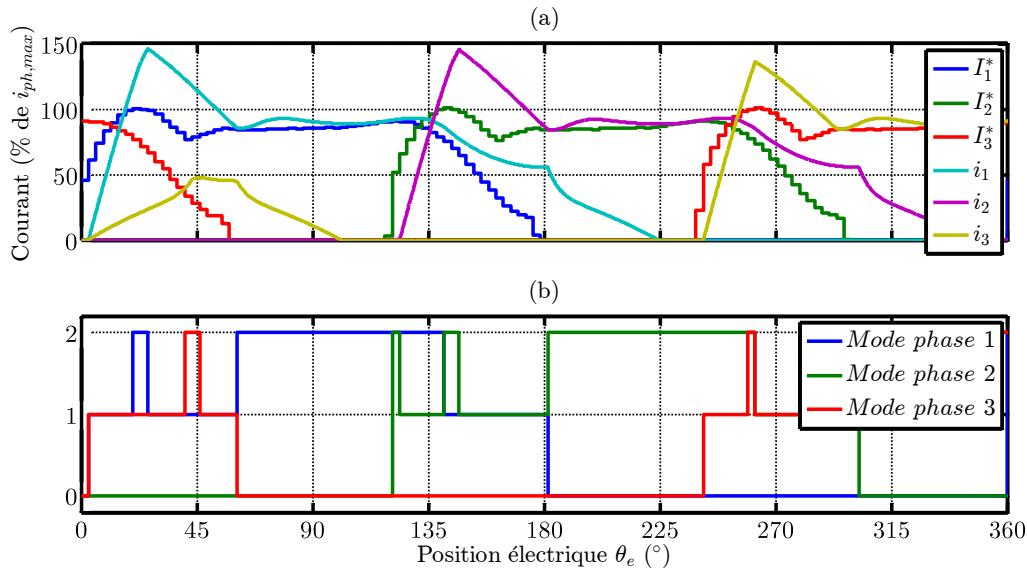


Figure III.24 : Courants de référence, courants de phase et le mode de fonctionnement du régulateur RH (1 : mode on-off, 2 mode PIGV, 0 : démagnétisation de la phase) issus de la simulation du régulateur RH avec la commande en couple instantané à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

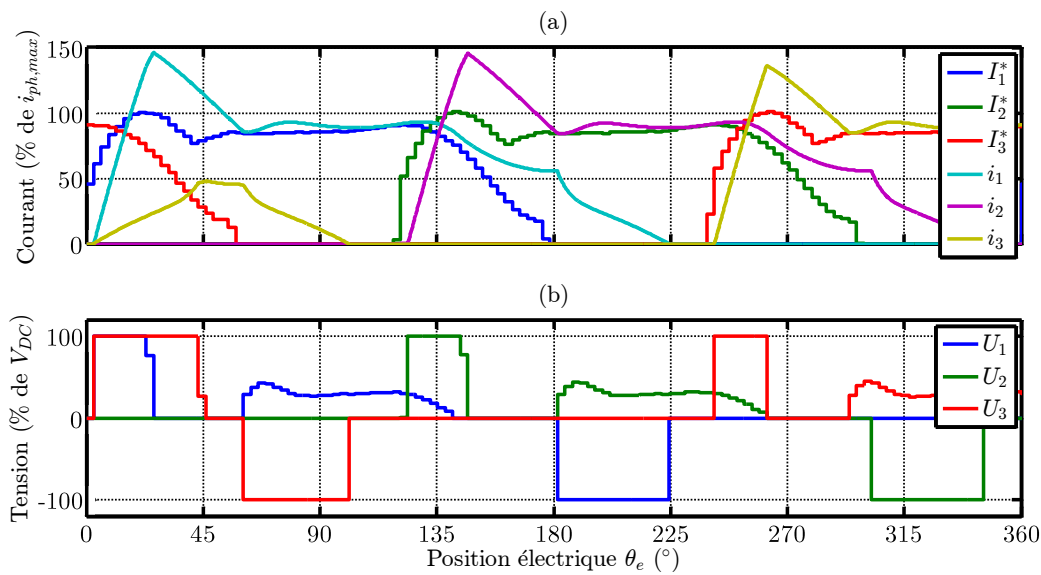


Figure III.25 : Courants de référence, courants de phase et tensions de phase issus de la simulation avec le régulateur RH avec la commande en couple instantané à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

Dans la suite, la performance du régulateur RH est évaluée en activant la commande en couple moyen associée à la cartographie Σ_{ond} . Sur la figure III.26, il est possible de constater que le régulateur PIGV ne réussit pas dès la première commutation à stabiliser le courant dans la bande ΔI . La conséquence sont des ondulations de couple plus élevés (47% de C_{max} contre 25% de C_{max} pour le cas du

régulateur PIGV). De plus, la valeur moyenne désirée du couple est dépassée. Dans le cas du point de fonctionnement présenté dans la figure III.26, le couple moyen produit est égale à 92% de C_{max} alors que la consigne demandée est de 80% C_{max} .

Afin d'analyser précieusement ce problème, les modes de fonctionnement de chaque phase sont illustrés dans la figure III.27. L'évolution du mode de fonctionnement des régulateurs confirme davantage la présence du problème. À chaque démarrage d'une phase, une première commutation vers le régulateur PIGV prend lieu. Néanmoins, l'initialisation du régulateur PIGV avec la continuité en tension ne semble pas la solution la plus adéquate pour stabiliser le courant à sa référence du fait que la tension de sortie du régulateur PIGV est égale à V_{Dc} à l'instant suivant la commutation du régulateur PIGV.

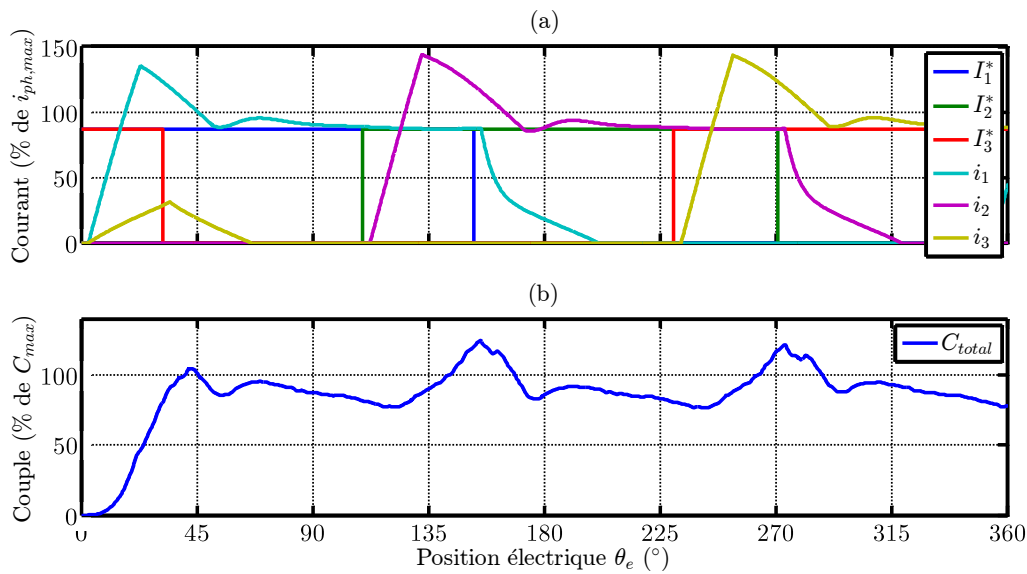


Figure III.26 : Courants de référence, courants de phase et couple total issus de la simulation avec le régulateur RH avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

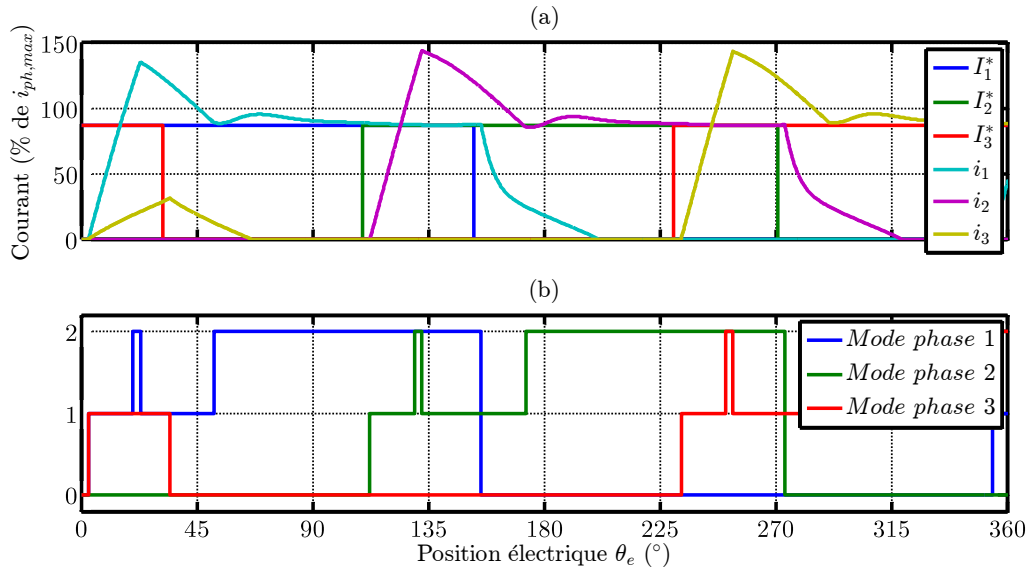


Figure III.27 : Courants de référence, courants de phase et le mode de fonctionnement avec le régulateur RH (1 : mode on-off, 2 mode PIGV, 0 : démagnétisation de la phase) issus de la simulation du régulateur RH avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

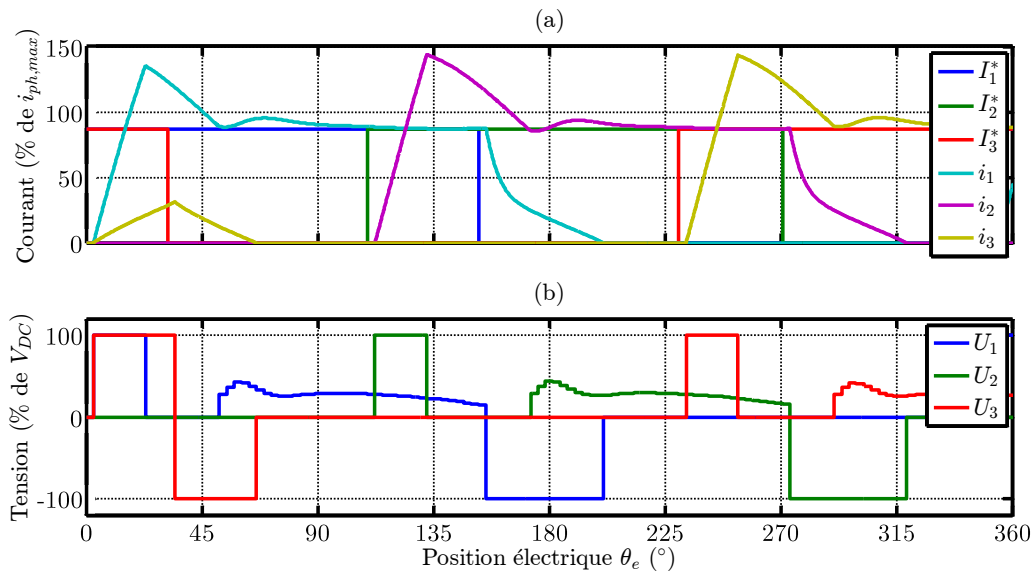


Figure III.28 : Courants de référence, courants de phase et tensions de phase issus de la simulation avec le régulateur RH avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

Dans la figure ci-dessous, nous comparons les résultats obtenus avec le régulateur RH au point de fonctionnement de la figure précédente (80% de C_{max} et 10% de Ω_m) sans et en présence du retard de la commande. Cette comparaison révèle l'impact de ce retard sur la performance du régulateur RH. En fait, le retard de la commande retarde la commutation vers le régulateur PIGV d'un pas de calcul. En conséquence, le mode on-off dure un pas de plus.

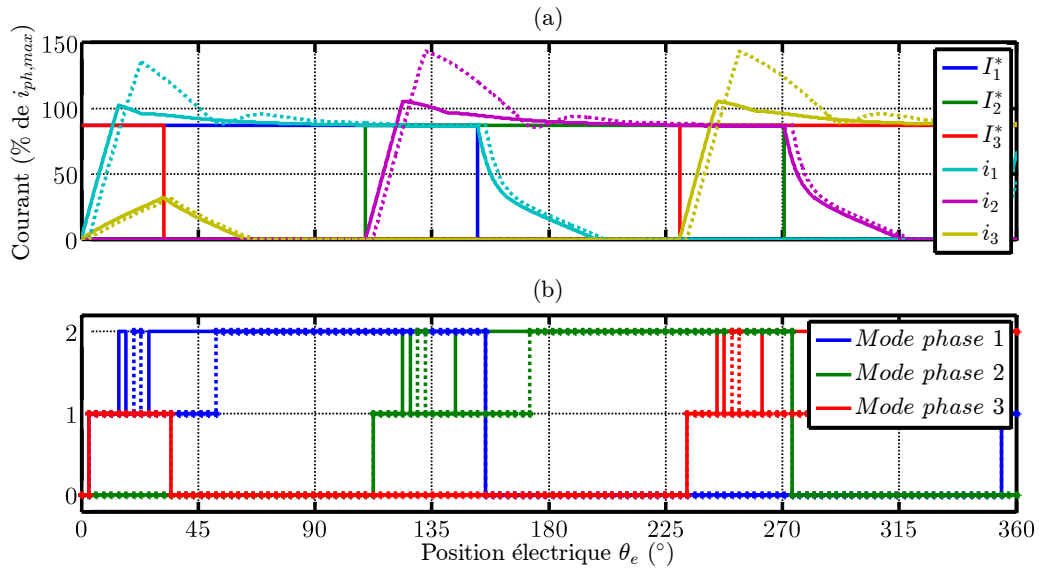


Figure III.29 : Comparaison des courants de phase et du mode de fonctionnement du régulateur RH (1 : mode on-off, 2 mode PIGV, 0 : démagnétisation de la phase) issus de la simulation du régulateur RH avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m avec (trait pointillé) et en présence (trait continu) du retard de la commande.

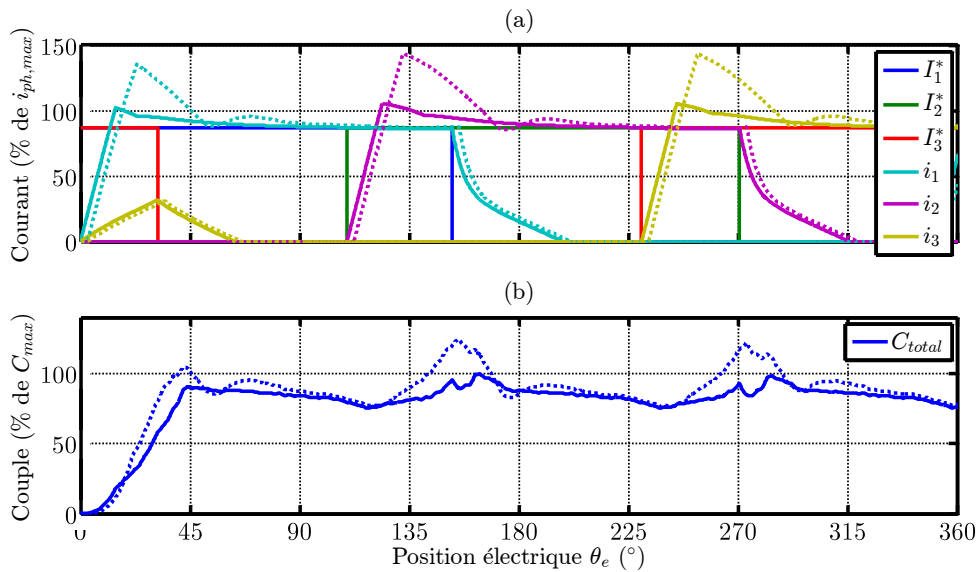


Figure III.30 : Comparaison des courants de phase et couple total issus de la simulation du régulateur RH avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m avec (trait pointillé) et en présence (trait continu) du retard de la commande.

Dans la figure III.31, la même comparaison a été répétée à une vitesse égale à 20% de Ω_m . La constatation précédente est confirmée. L'impact du retard se traduit sur la performance du régulateur RH par des dépassements en courant et par conséquent, une ondulation de couple plus élevée.

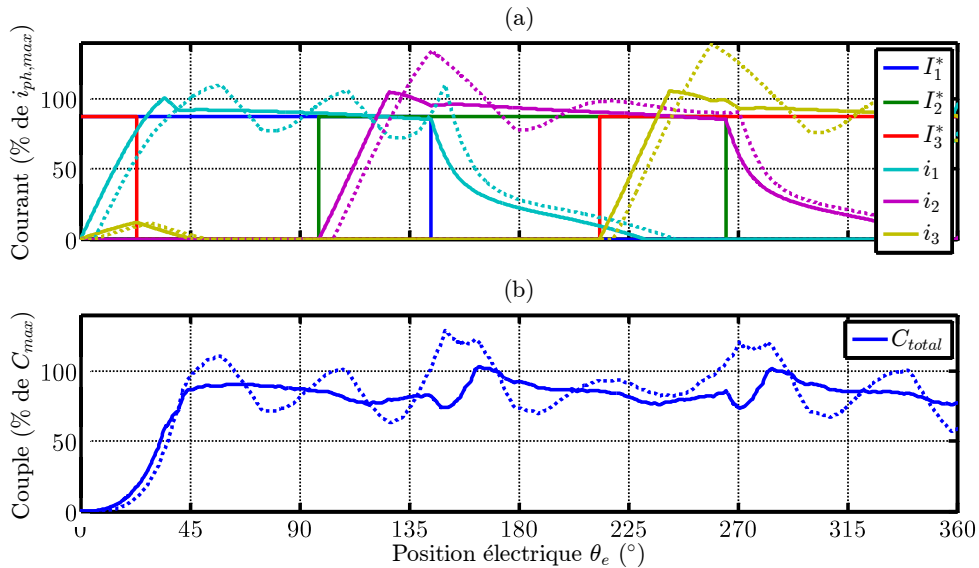


Figure III.31 : Comparaison des courants de phase et couple total issus de la simulation du régulateur RH avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 20% de Ω_m en présence (trait pointillé) et en absence (trait continu) du retard de la commande.

En conclusion, la performance du régulateur RH se trouve dégradée par rapport à celle du régulateur PIGV en termes d'ondulation de couple et de stabilité de régulation. Les commutations répétées provoquent l'instabilité de la régulation du courant ainsi que des dépassements en courant et en couple. Ces commutations sont principalement le résultat de la non-prise en compte du retard de la commande ainsi que la méthode d'initialisation inadéquate du régulateur PIGV lors de la commutation. Pour ces raisons, une nouvelle version du régulateur RH prenant en compte ces problématiques et introduisant des améliorations dédiées est proposée dans la suite.

III.4.3 Le régulateur hybride prédictif (RHP)

Cette nouvelle version du régulateur RH a été élaborée dans l'optique de pallier aux problèmes du régulateur RH avec les MRVDS disposant d'une dynamique de courant élevée. Dans cet objectif, différentes évolutions ont été introduites au concept du régulateur RH dont une prédiction de courant, d'où l'appellation « prédictif ». Les différents éléments que comporte le régulateur RHP sont détaillés dans la suite de cette section tout en illustrant les évolutions apportées par rapport au régulateur RH initial.

III.4.3.1 Prédiction de courant

Il a été démontré lors des analyses précédentes que le régulateur RH est sensible au retard de commande. Dans le régulateur RHP, la prédiction du courant à l'instant $N+2$, $\hat{i}_{ph_{N+2}}$ a été introduite afin de compenser ce retard. La figure III.32 illustre les étapes de fonctionnement d'une commande numérique. Sur cette figure, il est possible de constater que le courant obtenu dans la machine à l'instant $N+2$ est le résultat de

la tension de phase appliquée à l'instant N+1 qui, à son tour, est calculée à partir des mesures effectuées à l'instant N.

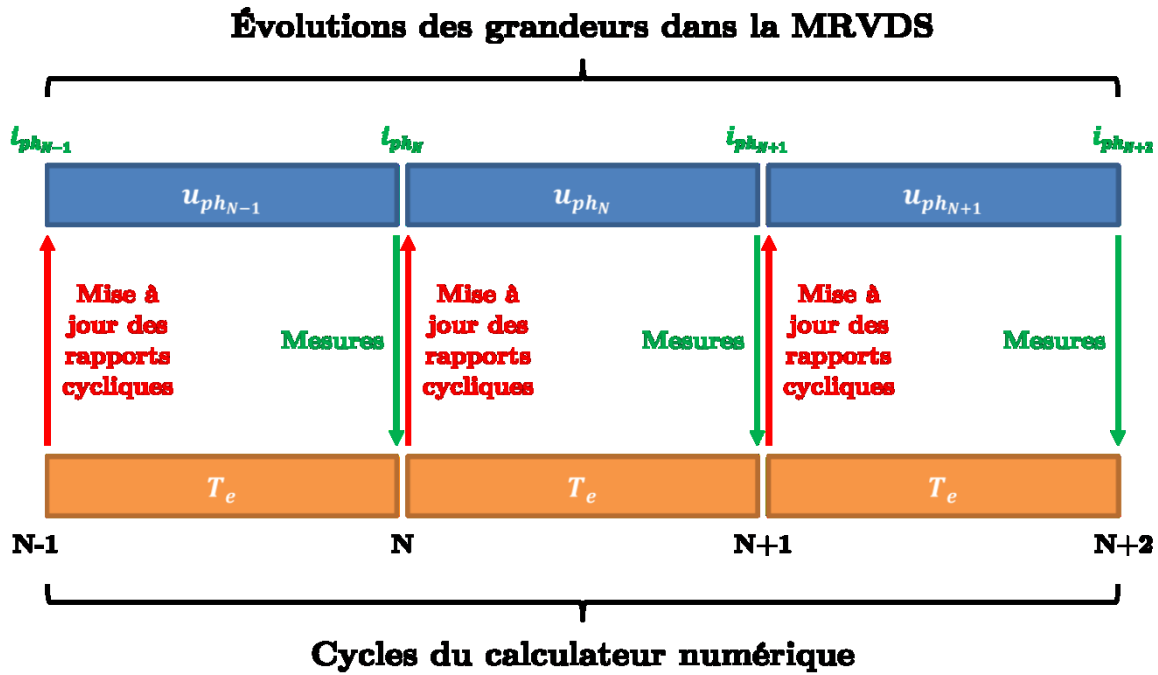


Figure III.32 : Séquençage de fonctionnement dans un calculateur numérique.

En disposant de $\hat{i}_{ph_{N+2}}$, il n'y a plus besoin de définir une bande de commutation. En fait, la commutation dans le régulateur RHP s'effectue lors qu'il est prédit que la continuation en mode pleine tension mènera au dépassement du courant de référence. Si la prédiction du courant indique qu'il dépassera le courant de la référence, la commutation est initiée.

Le calcul de la prédiction du courant à l'instant N+1 se fait en partant de l'équation (III.1). Cette équation est discrétisée par la méthode d'Euler explicite, ce qui donne l'équation (III.16) d'où l'on peut déduire l'expression (III.17) donnant le courant à l'instant N+1.

$$u_{ph_N} = R_{ph} \cdot i_{ph_N} + L'_{ph_N} \frac{i_{ph_{N+1}} - i_{ph_N}}{T_e} + E_{ph_N} \quad (\text{III.16})$$

$$\hat{i}_{ph_{N+1}} = \frac{(u_{ph_N} - R_{ph} \cdot i_{ph_N} - E_{ph_N})}{L'_{ph_N}} + i_{ph_N} \quad (\text{III.17})$$

Dans l'expression (III.17), $\hat{i}_{ph_{N+1}}$ est la prédiction du courant à l'instant N+1 et i_{ph_N} représente la mesure du courant prise à l'instant N. Pour u_{ph_N} , qui est la tension

moyenne appliquée à la phase à l'instant N, celle-là est égale à la tension de phase calculée par le régulateur de courant à l'instant N-1 (en prenant en compte le retard du calcul). E_{ph_N} et L'_{ph_N} représentent consécutivement la force contre électromotrice et l'inductance incrémentale de phase calculées à l'instant N à partir de l'interpolation des tables de données.

Ayant la prédiction de $\hat{i}_{ph_{N+1}}$, le courant à l'instant N+2, supposant une alimentation à V_{DC} , peut être également prédit. Pour ce faire, l'équation (III.17) est réappliquée avec une avance d'un pas de calcul, ce qui donne l'équation (III.18).

$$\hat{i}_{ph_{N+2}} = \frac{(V_{DC} - R_{ph} \cdot \hat{i}_{ph_{N+1}} - E_{ph_{N+1}})}{L'_{ph_{N+1}}} + \hat{i}_{ph_{N+1}} \quad (\text{III.18})$$

Ci-dessus, $\hat{i}_{ph_{N+2}}$ est la prédiction du courant à l'instant N+2 et V_{DC} est la tension moyenne sur un pas de commande qu'on suppose appliquée à la phase à l'instant N+1. $E_{ph_{N+1}}$ et $L'_{ph_{N+1}}$ représentent consécutivement la force contre électromotrice et l'inductance incrémentale de phase obtenues à l'instant N+1 en utilisant la prédiction du courant $\hat{i}_{ph_{N+1}}$ et celle de la position $\hat{\theta}_{e_{N+1}}$ calculée comme suit :

$$\hat{\theta}_{e_{N+1}} = \theta_{e_N} + \omega_e \cdot T_e \quad (\text{III.19})$$

où $\hat{\theta}_{e_{N+1}}$ dénote la prédiction de la position électrique du rotor à l'instant N+1, θ_{e_N} est la position électrique mesurée à l'instant N, ω_e est la vitesse angulaire électrique du rotor et T_e est la période d'échantillonnage.

III.4.3.2 Le régulateur PIGV

La version du régulateur PIGV employée est identique à celle utilisée dans le cas du régulateur RH. Par contre, la méthode d'initialisation du régulateur PIGV lors de la commutation a été modifiée. Une initialisation en assurant la continuité en tension s'est avérée l'une des causes du dépassement du courant dans le régulateur RH. Dans le cas du régulateur RHP, le terme d'action intégrale du régulateur PIGV est initialisé de sorte à assurer la continuité en courant. Avec cette méthode, l'objectif est d'avoir une dérivée nulle du courant au moment de l'initialisation. Autrement dit, avoir $\dot{i}_{ph_{N+1}} = \dot{i}_{ph_N}$. Pour ce faire, le calcul du terme d'action intégrale se fait comme suit :

$$u_{ph} = u_{PIGV}$$

$$R_{ph} \cdot i_{ph} + L'_{ph} \frac{di}{dt} + E_{ph} = K_p(I^* - i) + S_{ini} \quad (\text{III.20})$$

$$\frac{di}{dt} = 0 \Rightarrow S_{ini} = R_{ph} \cdot i_{ph} + E_{ph} - K_p(I^* - i)$$

Vu que le principe de fonctionnement du régulateur RHP fait que la commutation se produit lorsque le courant de phase est près de sa référence, il a été mis en évidence que cette méthode permet de mieux stabiliser le courant à sa référence et permet d'éviter les dépassements. La figure III.33 présente une comparaison des résultats obtenus avec les deux méthodes d'initialisation du terme d'action intégrale.

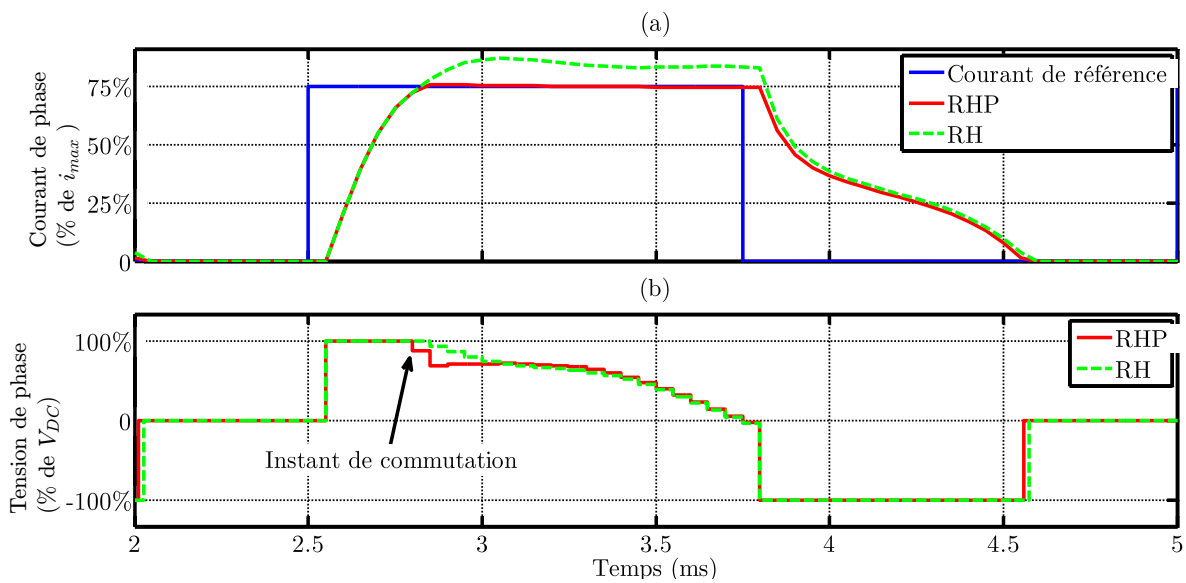


Figure III.33 : Impact de la méthode de calcul du terme initiale du régulateur PIGV lors de la commutation.

III.4.3.3 La machine d'état

Une machine d'état a été intégrée pour assurer le fonctionnement du régulateur RHP et déterminer la sortie du régulateur. La figure III.34 présente la structure de cette machine d'état où l'on peut apercevoir ses variables d'entrées et de sorties. Quatre états sont définis selon la sortie du régulateur RHP, i.e. alimentation en pleine tension (état = 1), mode de tension intermédiaire (état = 2), activation du régulateur PIGV (mode = 3) et la démagnétisation de phase (état = 0). Des conditions de transition sont définies afin de permettre la transition d'un état à un autre. Ces conditions dénommées $T_1 \dots T_4$ et dont les expressions sont détaillées ci-dessous, sont présentées sur la figure III.34.

$$\begin{aligned}
T_1 &: (I^* > 0 \ \& \ \hat{i}_{ph_{N+2}} < I^*) \\
T_2 &: (\hat{i}_{ph_{N+2}} \geq I^*) \\
T_3 &: (t = T_{N-1} + T_e) \\
T_4 &: (I^* = 0)
\end{aligned}
\tag{III.21}$$

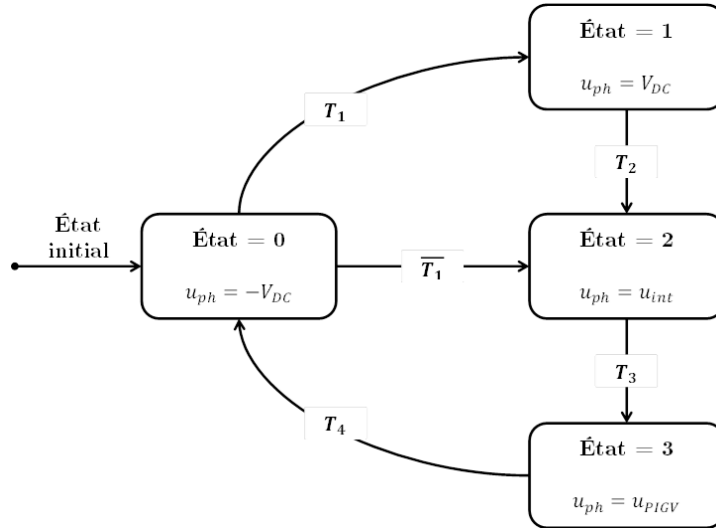


Figure III.34 : Schéma de la machine d'état du régulateur RHP.

III.4.3.4 Fonctionnement du régulateur RHP

La structure du régulateur RHP est présentée dans la figure III.35 où l'interaction entre les différentes sous-fonctions est détaillée. La logique de fonctionnement suivi est comme suit :

1. État 1 : à l'activation d'une phase, la condition T_1 est examinée. Cette condition a été imposée afin d'inhiber l'alimentation en pleine tension dans le cas où une alimentation de cette nature mènera à dépasser I^* . Dans le cas où cette condition est satisfaite, l'alimentation en V_{DC} continue jusqu'à ce que la condition T_2 soit vérifiée. Dans le cas contraire, l'état 1 est ignoré.
2. État 2 : Cet état transitoire ne dure qu'un pas d'échantillonnage. L'utilité de cet état est comprise en regardant la figure III.36. Ce pas intermédiaire a été inclus afin d'assurer que le courant de phase soit à sa valeur de référence au moment de commutation vers le régulateur PIGV. Pour ce faire, la tension de sortie du régulateur RHP est calculée afin d'assurer que $\hat{i}_{ph_{N+2}} = I^*$ comme donnée par l'équation (III.22).

$$u_{ph_{N+1}} = R_{ph} \cdot i_{ph_{N+1}} + L'_{ph_{N+1}} \frac{i_{ph_{N+2}} - i_{ph_{N+1}}}{T_e} + E_{ph_{N+1}} \quad (\text{III.22})$$

$$i_{ph_{N+1}} = I^* \Rightarrow u_{ph_{N+1}} = R_{ph} \cdot i_{ph_{N+1}} + L'_{ph_{N+1}} \frac{I^* - i_{ph_{N+1}}}{T_e} + E_{ph_{N+1}}$$

3. État 3 : à l'issue de l'état 2, la commutation vers le régulateur PIGV est initiée. Le terme d'action intégrale est initialisé selon l'équation (III.20). Le régulateur PIGV employé dans le régulateur RHP dispose de la même configuration que celle employée dans le régulateur RH.
4. État 0 : Lorsque la phase est désactivée, sa référence de courant est remise à zéro. Dans cette situation, la machine d'état impose la tension de sortie à $-V_{DC}$ afin de pouvoir démagnétiser la phase au plus vite possible. Le régulateur reste dans cet état jusqu'à sa réactivation.

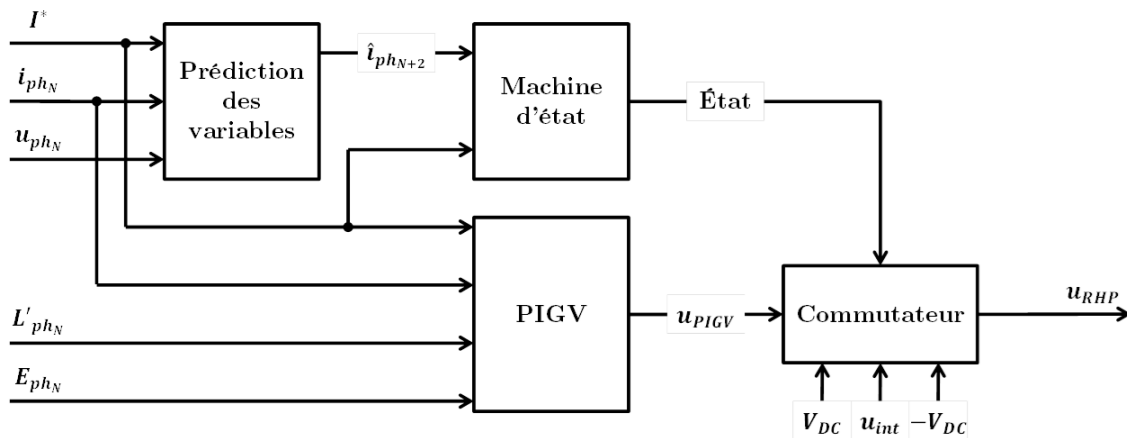


Figure III.35 : Structure du régulateur RHP.

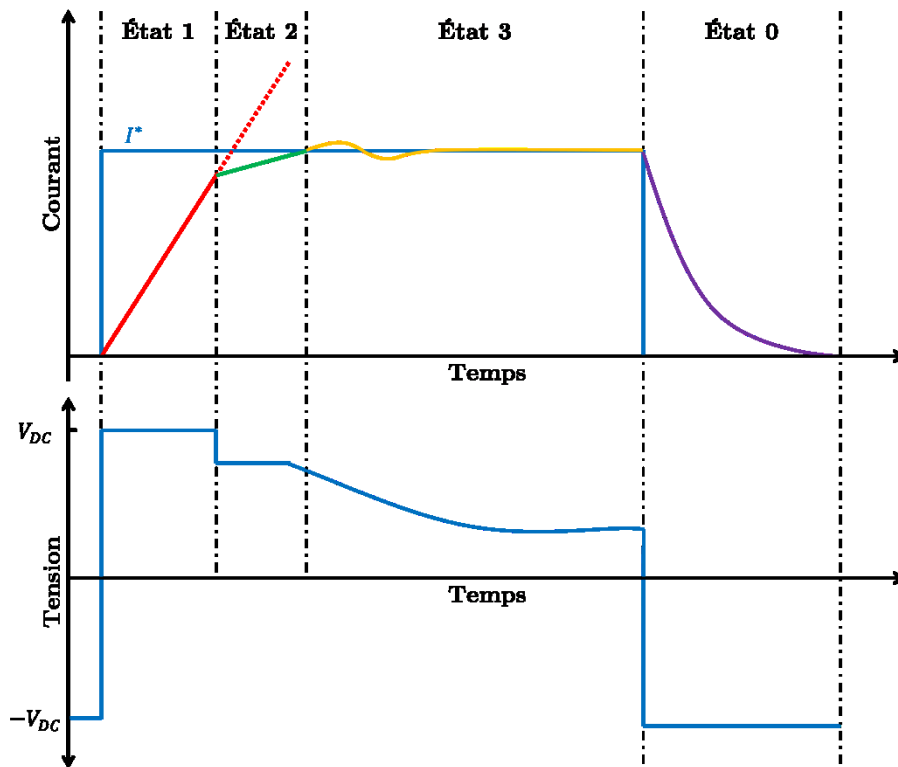


Figure III.36 : État de fonctionnement du régulateur RHP lors de l'alimentation d'une phase.

III.4.4 Simulation et comparaison entre les régulateurs RH et RHP

Dans un premier temps, la performance du régulateur RHP a été évaluée vis-à-vis des profils de courant de la commande instantanée. Les simulations qui ont été effectuées lors du test du régulateur RH sont relancées avec le régulateur RHP afin de permettre la comparaison entre les deux régulateurs dans les mêmes conditions. Le premier cas de test est celui présenté dans la figure III.22 (la commande en couple instantané à 100% de C_{max} et 2% de Ω_m). La figure III.37 présente la comparaison des résultats obtenus avec les régulateurs RH et RHP à couple maximal et à une vitesse égale à 2% de Ω_m . Au niveau du couple total, les deux régulateurs présentent le même couple produit (si l'on exclut la période transitoire). Cependant, les déviations de courant relevées avec le régulateur RH au début des profils ne sont plus présentes avec le régulateur RHP. La raison est que l'alimentation en pleine onde (état 1) est évitée dans le cas du régulateur RHP vu que la prédiction de courant indique qu'elle mènerait au dépassement du courant de référence. La figure III.38 montre la comparaison des tensions d'alimentation réalisées dans la MRVDS avec chaque régulateur. Sur cette figure, il est possible de constater que dans le cas du régulateur RHP, l'alimentation en pleine tension est évitée.

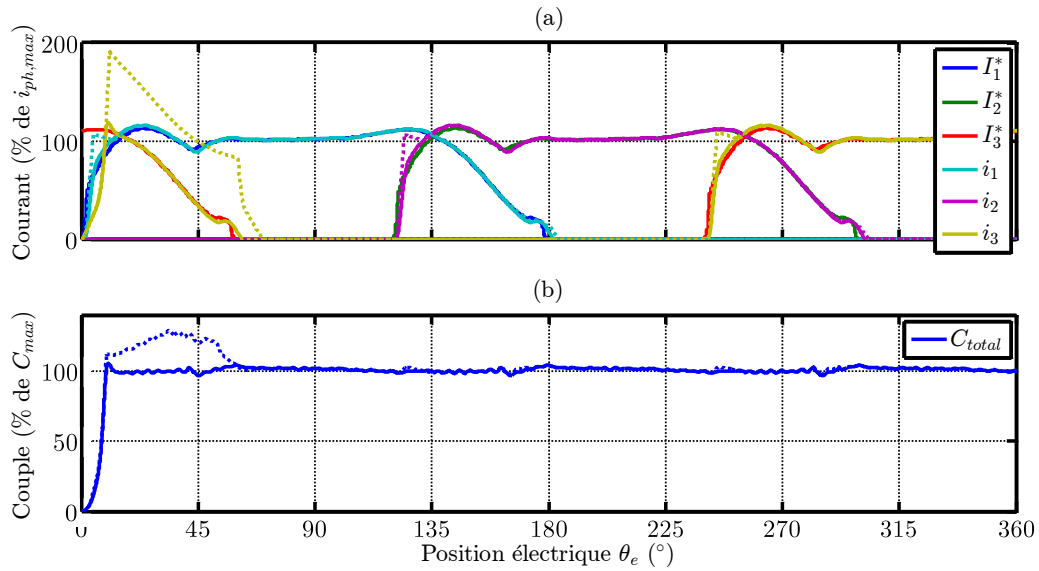


Figure III.37 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RHP (trait continu) et le régulateur RH (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 100% de C_{max} et 2% de Ω_m .

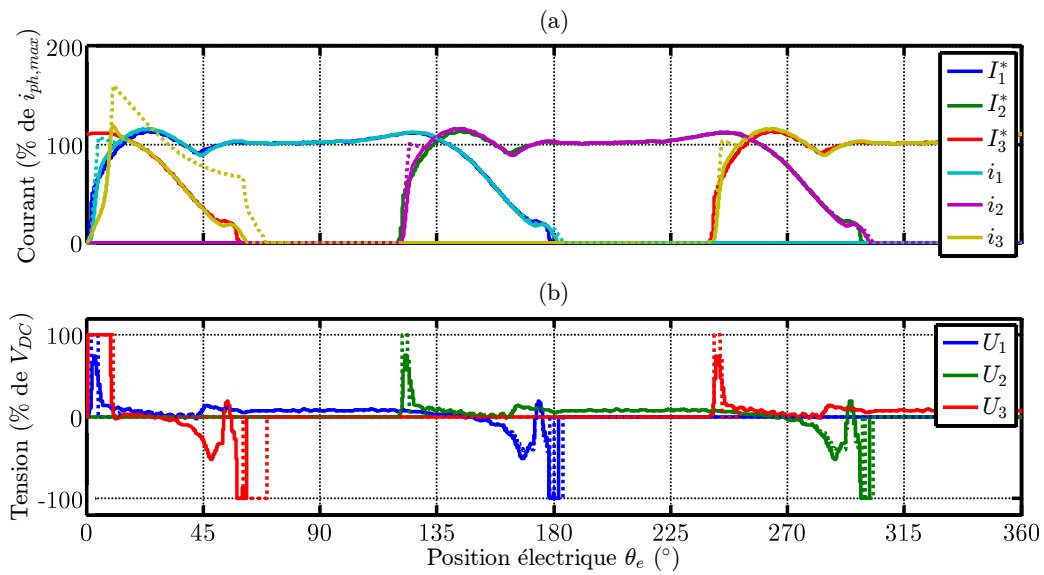


Figure III.38 : Comparaison des courants de référence, courants de phase et tensions de phase issus de la simulation avec les régulateur RHP (trait continu) et RH (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 100% de C_{max} et 2% de Ω_m .

Ensuite, les performances des deux régulateurs sont comparées avec la commande instantanée à une vitesse plus élevée. Les résultats temporels obtenus sont montrés dans la figure III.39. Sur cette figure, l'avantage du régulateur RHP est plus évident puisqu'avec ce régulateur, le dépassement en courant est considérablement diminué (de 50% à 20%). Par conséquent, une réduction de l'ondulation de couple de 50% est réalisée. Dans la figure III.40, les tensions des phases sont présentées. Sur cette figure, les tensions indiquent que le passage vers le régulateur PIGV se produit sans problème dans le cas du régulateur RHP alors que la tension du régulateur RH se

voit en alternance entre V_{DC} et zéro, ce qui indique une incapacité la difficulté à faire la transition vers le régulateur PIGV.

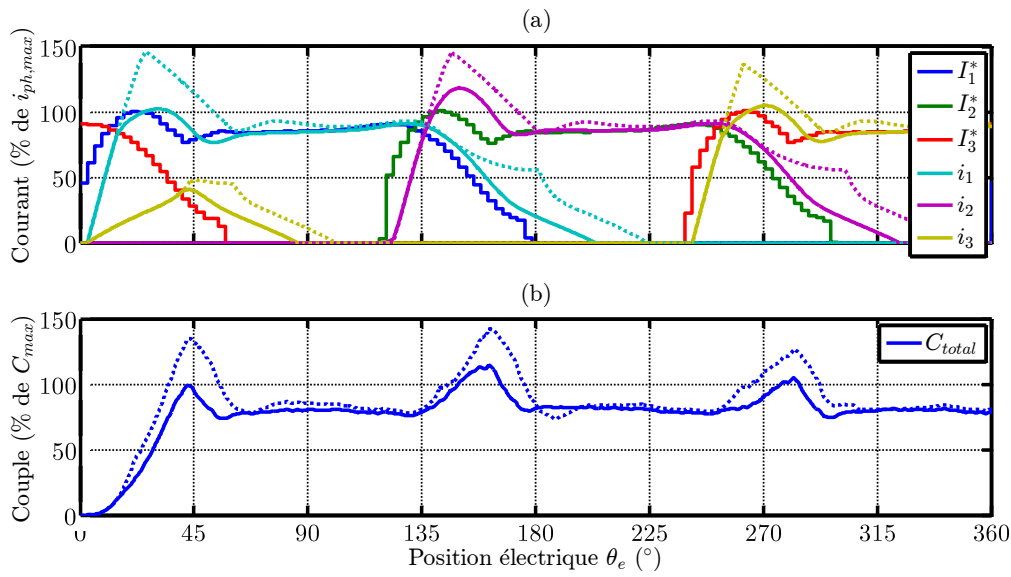


Figure III.39 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RHP (trait continu) et RH (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m

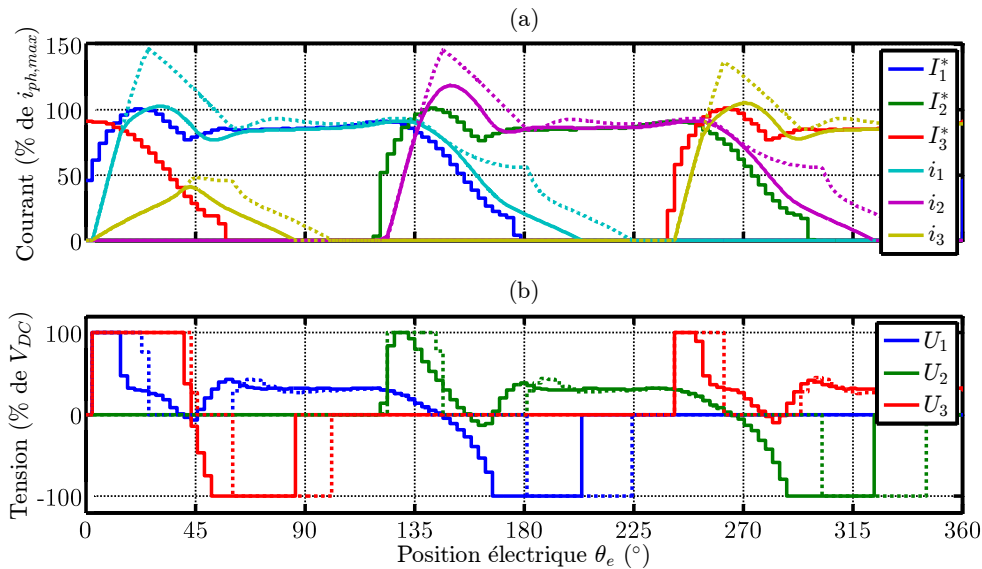


Figure III.40 : Comparaison des courants de référence, courants de phase et tensions de phase issus de la simulation avec les régulateurs RHP (trait continu) et le régulateur RH (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

Ensuite, la performance du régulateur RHP avec la commande en couple moyen est mise en examen. Dans la figure III.41, sa performance est testée avec la cartographie Σ_{ond} à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m . Le régulateur RHP réussit à suivre sans problème le profil demandé ce qui n'est pas le cas du régulateur RH. Ceci se

traduit sur le couple total sous la forme d'ondulations de couple réduites. Dans le cas de cet exemple, une réduction des ondulations de 47% est réalisée.

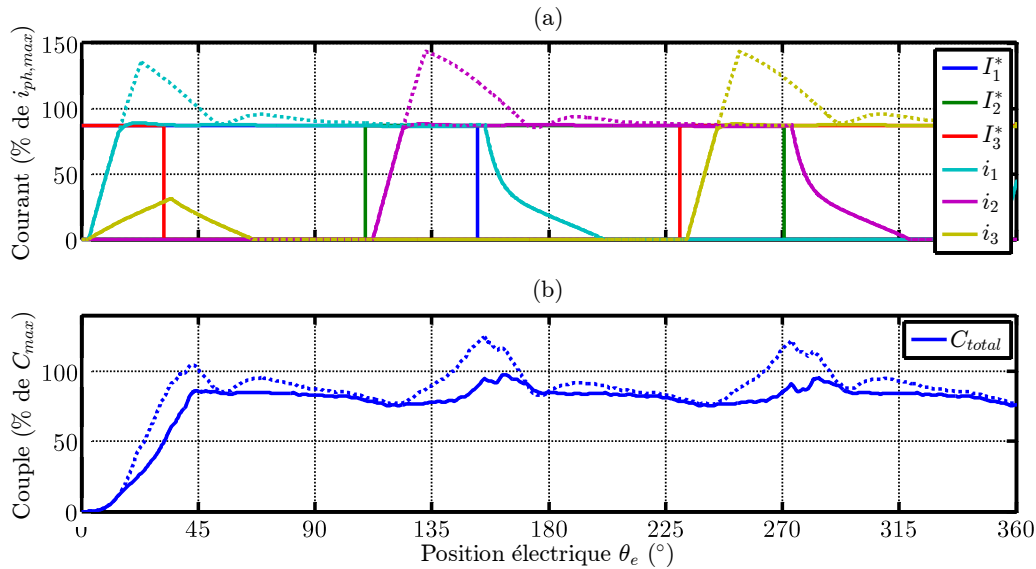


Figure III.41 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RHP (trait continu) et RH (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

La figure III.42 montre l'évolution de la tension moyenne de phase dans le cas du régulateur RH et celui du régulateur RHP. L'on peut remarquer sur cette figure la transition douce vers le régulateur PIGV avec le régulateur RHP. Également, l'initialisation du régulateur PIGV en continuité de courant est considérablement plus efficace dans le cas d'une alimentation par créneaux de courant. Ceci se remarque en considérant que le courant de phase ne subit pas de dépassement avec le régulateur RHP. La figure III.43 présente l'état du régulateur RH ainsi que celui du régulateur RHP dans le cas de phase 1. Cette comparaison a comme but de montrer l'occurrence des différentes phases de fonctionnement de chaque régulateur au cours de l'alimentation. Il est possible de remarquer qu'il est plus difficile au PIGV de prendre le contrôle dans le cas du régulateur RH.

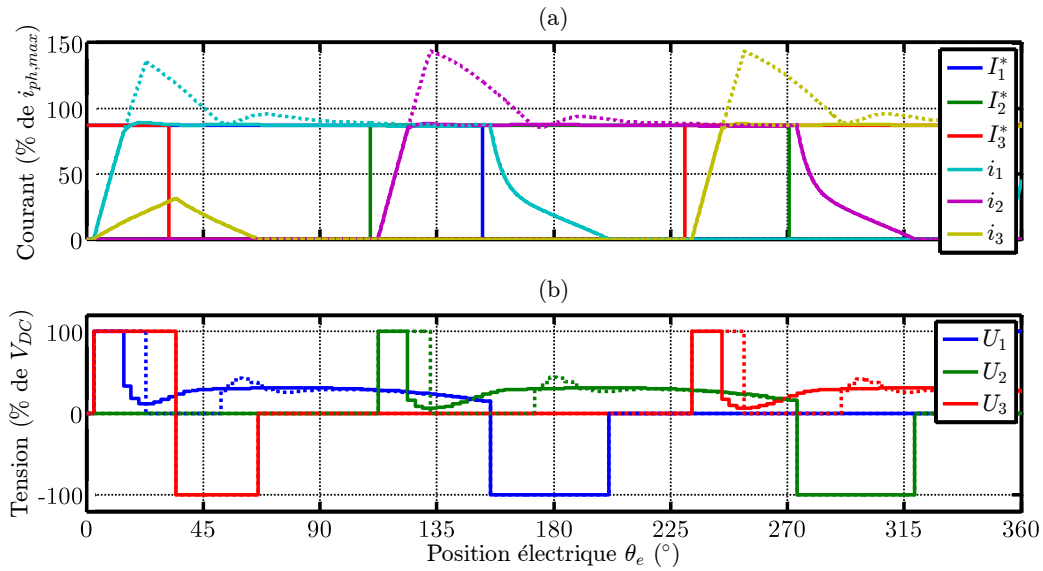


Figure III.42 : Comparaison des courants de référence, courants de phase et tensions de phase issus de la simulation avec les régulateurs RHP (trait continu) et le régulateur RH (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

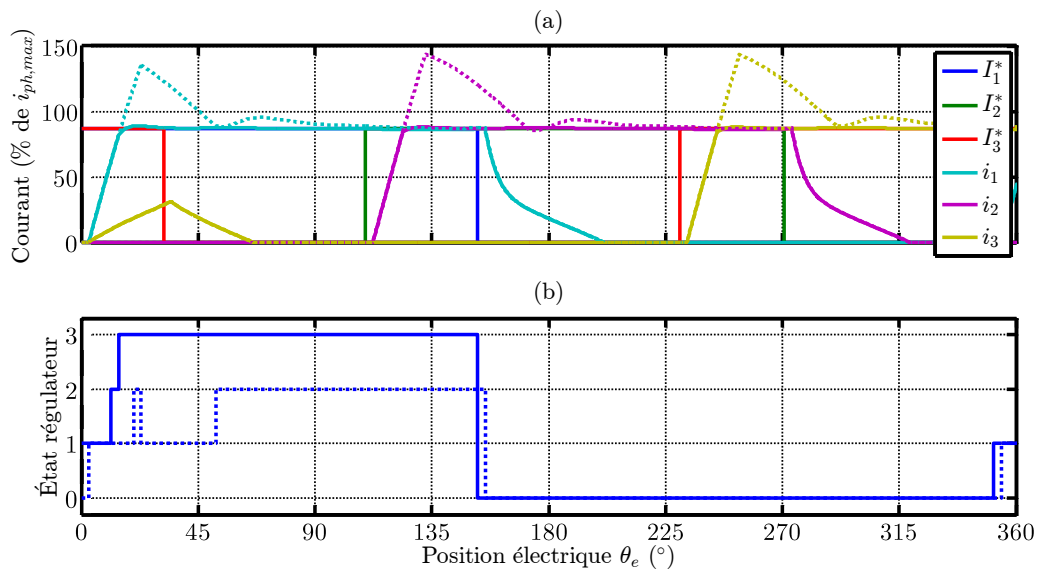


Figure III.43 : Comparaison des courants de référence, courants de phase et des états du régulateur RH (état 0 : $-V_{DC}$, état 1 : alimentation of-off, état 2 : PIGV) et du régulateur RHP (état 0 : $-V_{DC}$, état 1 : V_{DC} , état 2 : tension intermédiaire, état 3 : PIGV), de la phase 1 issus de la simulation avec les régulateurs RHP (trait continu) et le régulateur RH (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

Un dernier cas de test à 80% de C_{max} et 20% de Ω_{max} avec la cartographie Σ_{rend} est effectué. Avec cette cartographie, l'accent est mis sur la performance énergétique du groupe motopropulseur. Il est alors incontournable d'évaluer les performances obtenues avec ces deux régulateurs sur cette critère. Étant donné que les profils de courants ont été calculés pour assurer le rendement maximal, il est logique de

considérer que le régulateur assurant le meilleur suivi de ces profils donnera par conséquence le rendement maximal.

En examinant les figures suivantes, il est possible de constater un meilleur asservissement du courant assuré par le régulateur RHP. Ce cas révèle les mêmes constatations effectuées lors des cas d'étude que l'on a fait dans les exemples précédents.

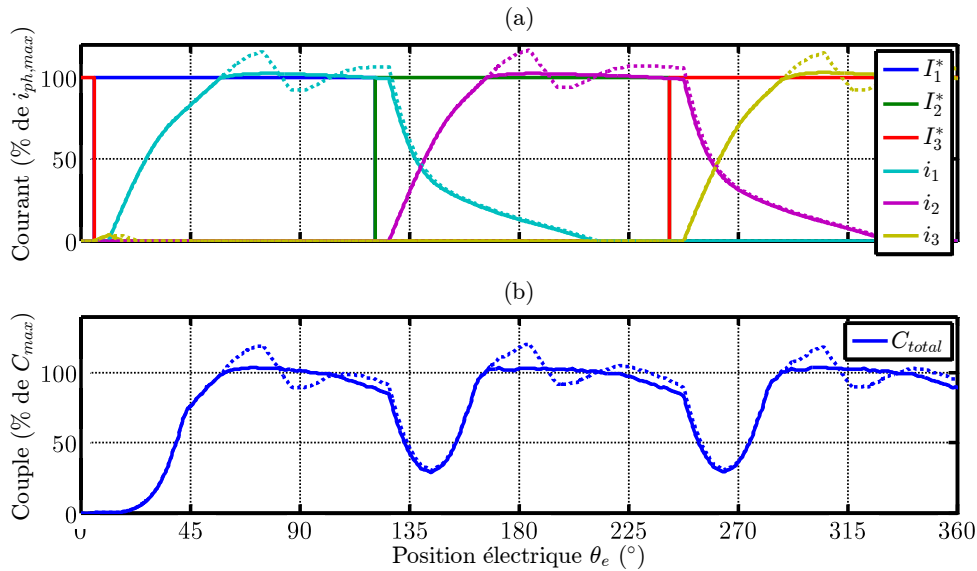


Figure III.44 : Comparaison des courants de référence, courants de phase et tensions de phase issus de la simulation avec les régulateurs RHP (trait continu) et le régulateur RH (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 20% de Ω_m .

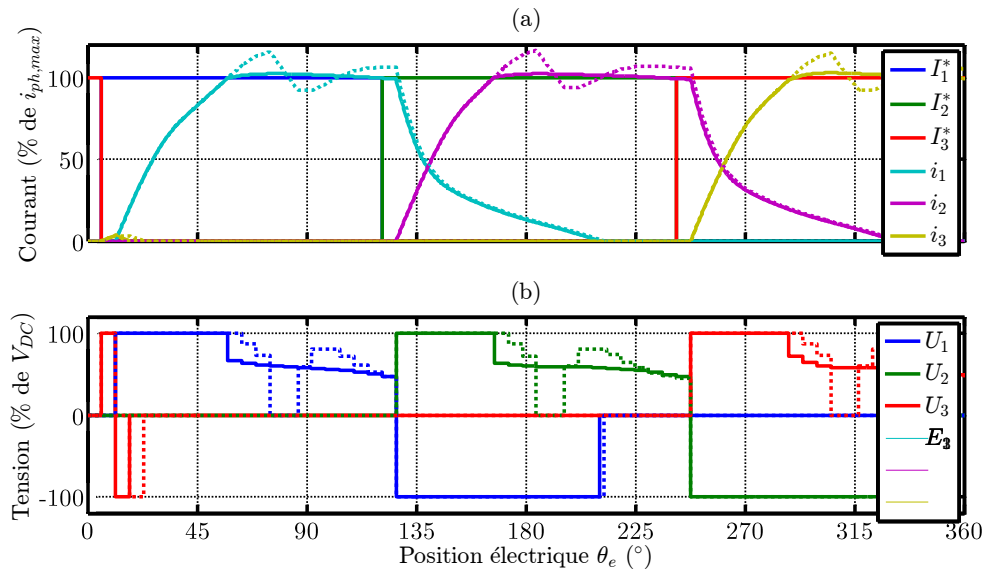


Figure III.45 : Comparaison des courants de référence, courants de phase et tensions de phase issus de la simulation avec les régulateurs RHP (trait continu) et le régulateur RH (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 20% de Ω_m .

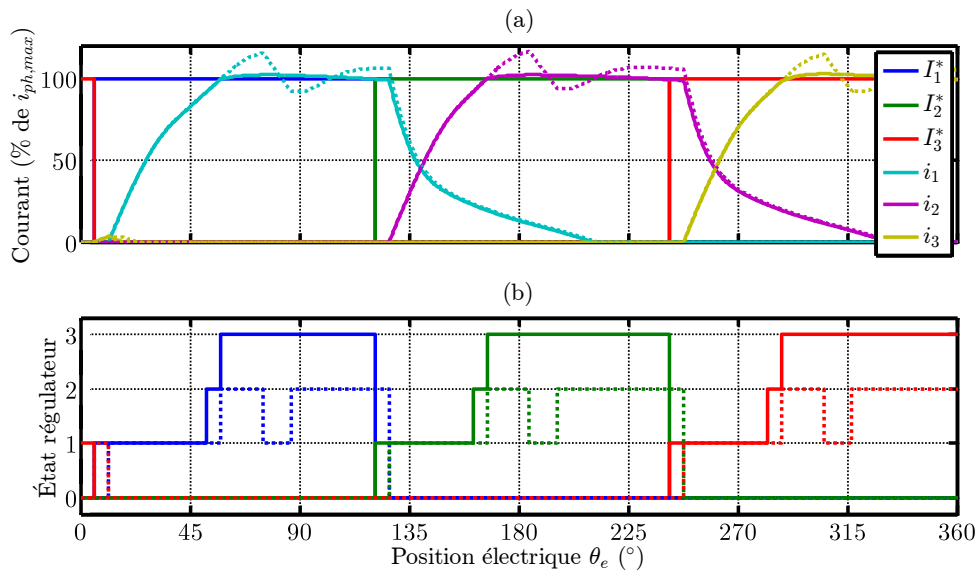


Figure III.46 : Comparaison des courants de référence, courants de phase et tensions de phase issus de la simulation avec les régulateurs RHP (trait continu) et le régulateur RH (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 20% de Ω_m .

Les résultats de simulations présentés confirment la meilleure performance du régulateur RHP et de sa capacité à prendre en compte le retard de calcul à l'aide de la prédiction à deux pas de différentes grandeurs. Le régulateur RHP permet d'inhiber l'alimentation en pleine tension dans des cas désavantageux. En même temps, lors d'un démarrage d'alimentation en pleine tension, la structure du régulateur RHP permet une transition gérée vers le régulateur PIGV et donc réduit les dépassements en courant et les ondulations de couple qui peuvent en être la conséquence. Néanmoins, les cas présentés ne permettent pas de conclure sur la performance du régulateur RHP dans des conditions plus réalistes, i.e. en présence des incertitudes sur les paramètres de la machine ou des erreurs de modélisation. Cet aspect fait l'objet de la section suivante où la robustesse du régulateur RHP est analysée.

III.4.5 Étude de robustesse

La prédiction du courant joue un rôle majeur dans le fonctionnement du régulateur RHP. Vu que la prédiction du courant dépend de la modélisation des paramètres de la machine : résistance de phase R_{ph} , inductance incrémentale L'_{ph} et FEM E_{ph} , il est nécessaire d'évaluer cette prédiction dans le cas des dispersions sur ces trois paramètres.

III.4.5.1 Dispersion de la résistance de phase

Dans un premier temps, l'incertitude sur R_{ph} est examinée. En fonction de la température, la résistance de phase pourrait subir une évolution de l'ordre de 300% [5]. Pour faire ce test, la simulation avec le régulateur RHP avec la cartographie Σ_{ond} à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m présenté déjà dans la figure III.41 est effectuée avec une

dispersion de 300% sur R_{ph} . La comparaison des résultats entre le fonctionnement nominal et celui perturbé est présentée dans la figure III.47. Les résultats montrent que l'impact de l'incertitude sur R_{ph} est négligeable vis-à-vis l'ondulation de couple.

Une comparaison similaire a été également effectuée à une vitesse plus élevée. Cette comparaison est présentée dans la figure III.49. L'impact de l'incertitude sur R_{ph} se traduit par une déviation négligeable du courant de phase par rapport au cas de fonctionnement nominal. Il est alors possible de conclure la bonne robustesse du régulateur RHP vis-à-vis la variation de la résistance de phase.

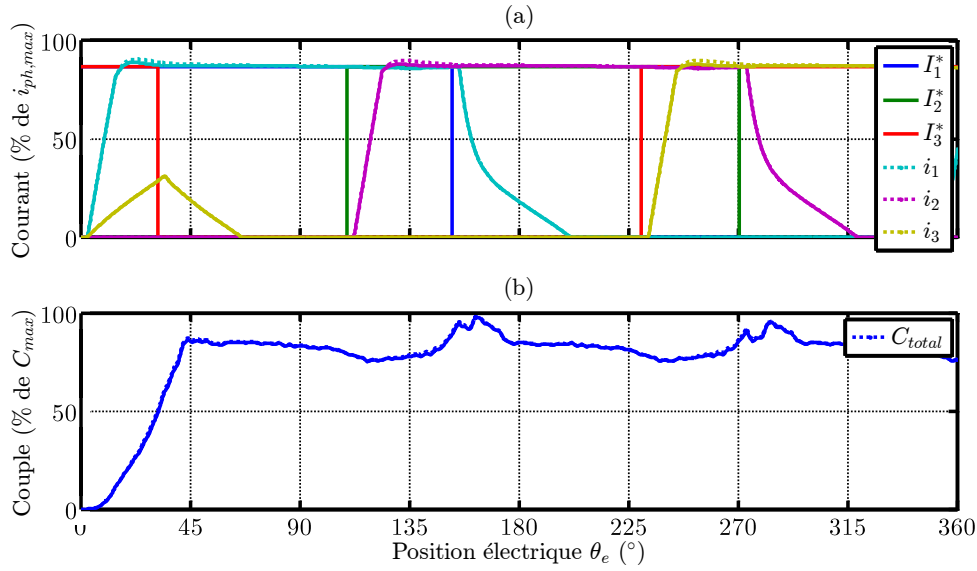


Figure III.47 : Comparaison des courants de phase et du couple total issus de la simulation du régulateur RHP sans incertitude sur R_{ph} (trait continu) et en présence d'une dispersion de 300% sur R_{ph} (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

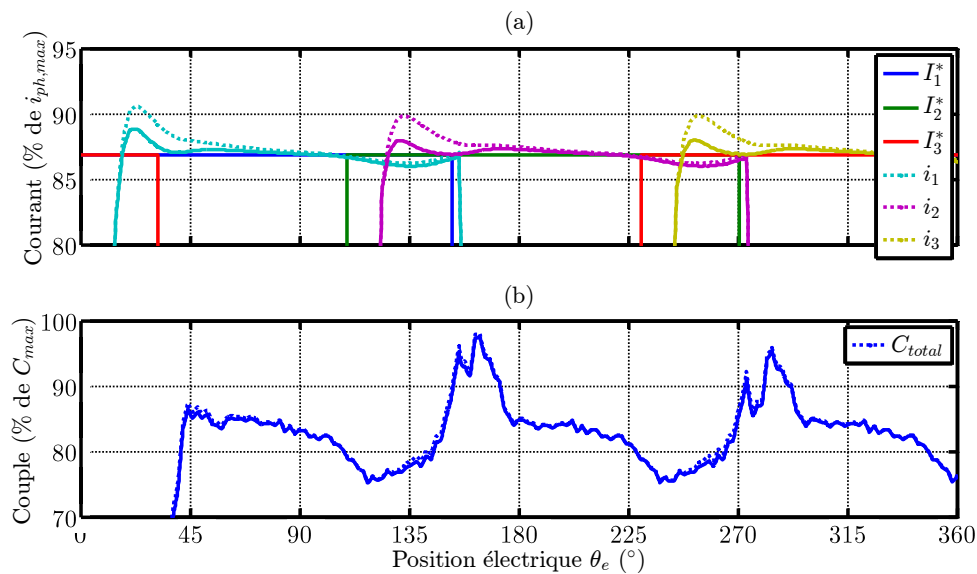


Figure III.48 : Agrandissement de la figure III.47.

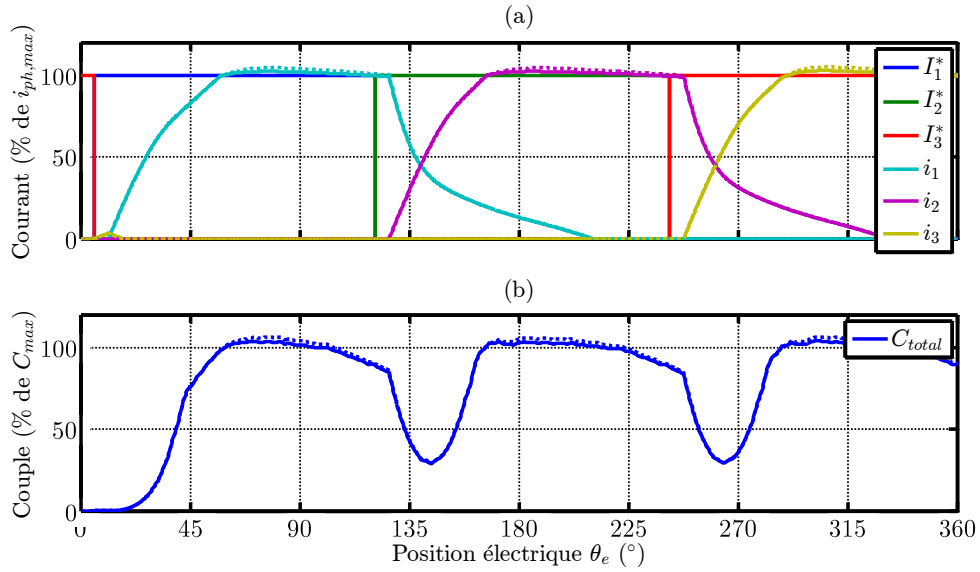


Figure III.49 : Comparaison des courants de phase et du couple total issus de la simulation du régulateur RHP sans incertitude sur R_{ph} (trait continu) et en présence d'une dispersion de 300% sur R_{ph} (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 80% de C_{max} et 20% de Ω_m .

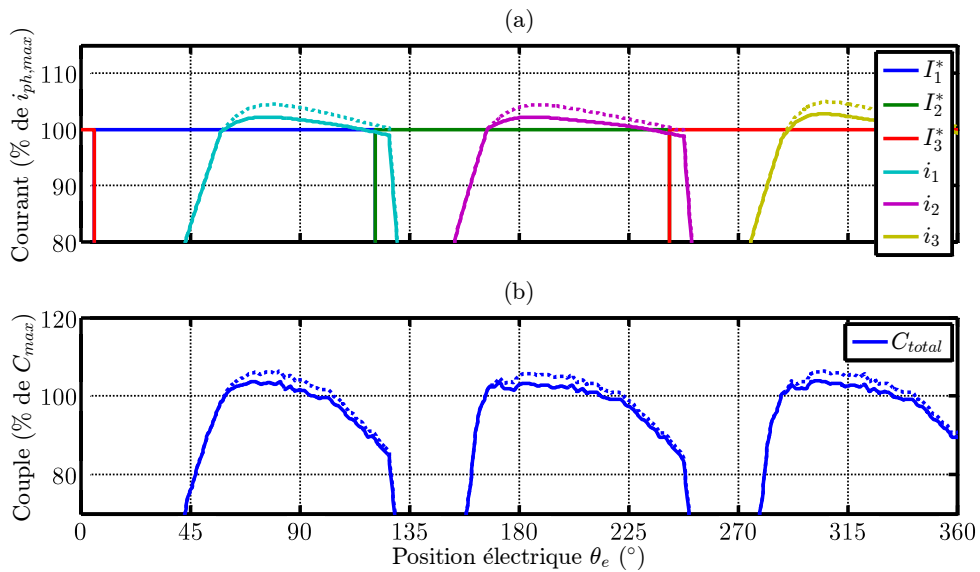


Figure III.50 : Agrandissement de la figure III.47.

III.4.5.2 Erreurs de modélisation électromagnétique

Dans la suite, l'impact de l'incertitude dans la modélisation de l'inductance incrémentale L'_{ph} et de la force contre électromotrice E_{ph} sur la performance du régulateur RHP est examiné. Selon les résultats expérimentaux présentés dans la section II.3.5.2, la dispersion maximale de la modélisation du flux de phase ϕ_{ph} que l'on peut attendre s'élève à 12%. Une dispersion de $\pm 15\%$ sera pris comme un pire

cas de test sur L'_{ph} et E_{ph} . Dans la figure III.51, les résultats du fonctionnement du régulateur RHP avec la cartographie Σ_{ond} à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m en présence d'une incertitude de $\pm 15\%$ sur L'_{ph} et E_{ph} sont présentés. Il est possible de constater au regard de ces résultats cette figure l'influence négligeable de cette incertitude sur l'ondulation de couple. Sur le cas présenté dans la figure III.51, l'ondulation de couple voit une variation légère de $\pm 2,4\%$. L'analyse précédente est ensuite effectuée pour une vitesse plus élevée de 20% de Ω_m et les conclusions précédentes peuvent être confirmées.

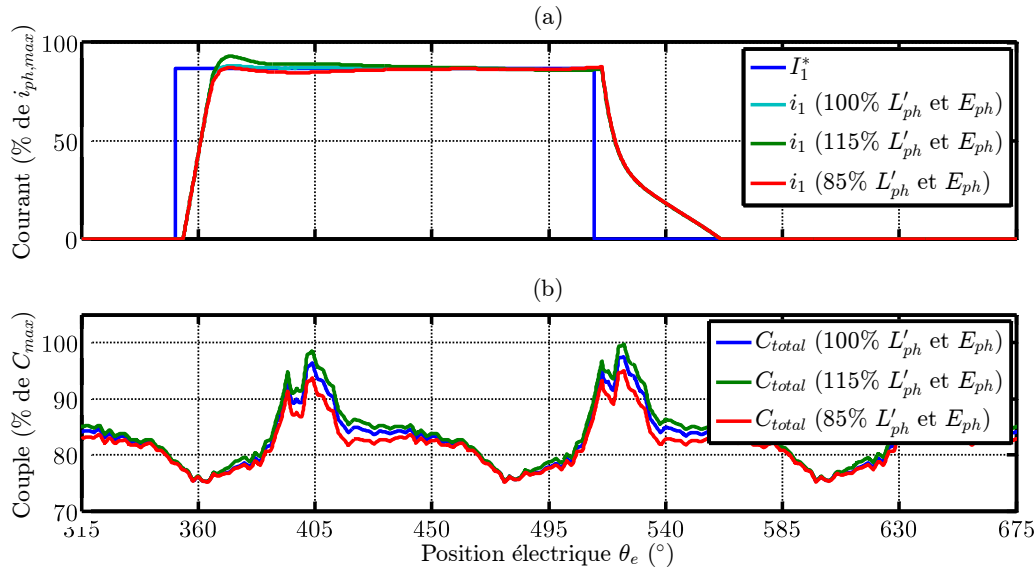


Figure III.51 : Comparaison du courant de la phase 1 et du couple total issus de la simulation du régulateur RHP avec et sans incertitude sur L'_{ph} et E_{ph} avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

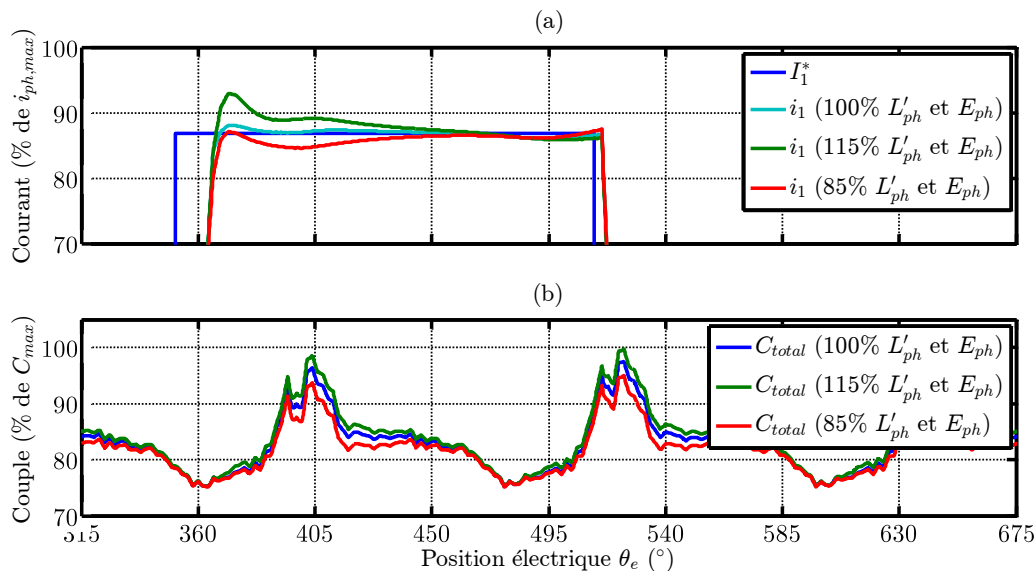


Figure III.52 : Agrandissement de la figure III.51.

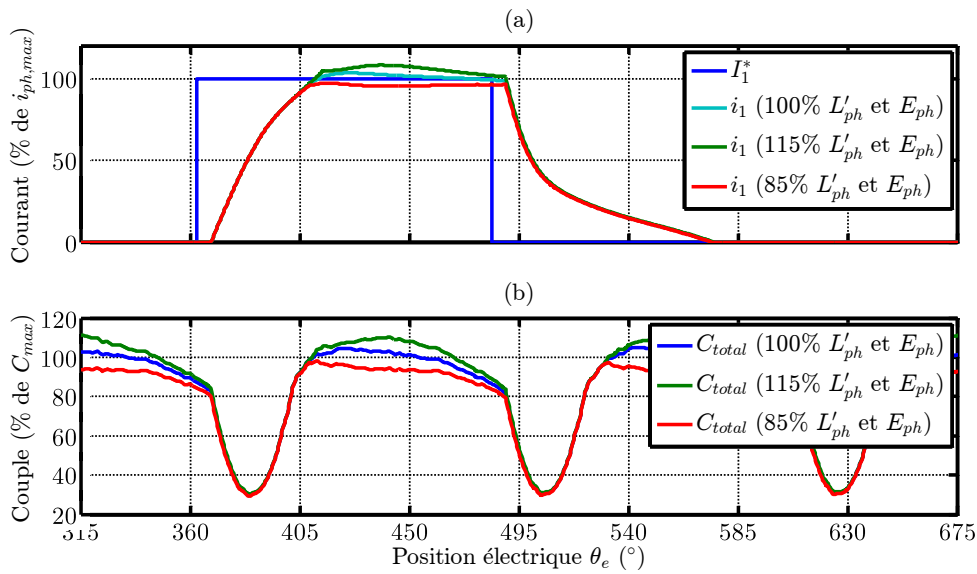


Figure III.53 : Comparaison du courant de la phase 1 et du couple total issus de la simulation du régulateur RHP avec et sans incertitude sur L'_{ph} et E_{ph} avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 80% de C_{max} et 20% de Ω_m .

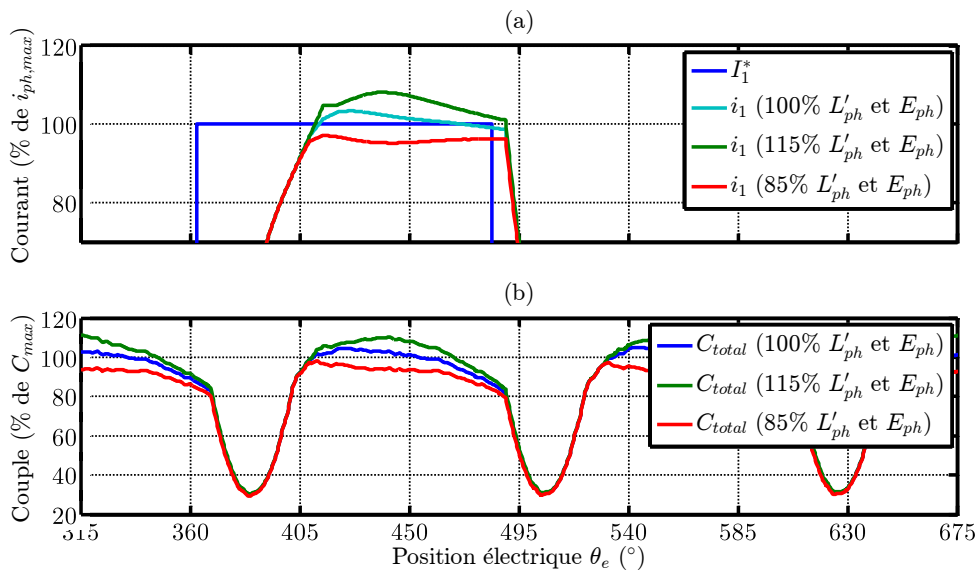


Figure III.54 : Agrandissement de la figure III.51.

III.4.5.3 Robustesse vis-à-vis du retard de mesure

Le régulateur RHP a été conçu dans l'optique de prendre en compte l'effet du retard de la commande. Néanmoins, la mesure de courant doit être filtrée avant son échantillonnage afin d'éviter le phénomène de repliement de spectre. Pour ce faire, un filtre passe bas analogique de seconde ordre a été employé. Ce filtrage anti-repliement ainsi que la conversion analogique-numérique aura comme conséquence un retard impactant la mesure de courant. Dans cette étude, la fréquence d'échantillonnage, étant de 20 kHz, impose une fréquence de coupure du filtre inférieur à 10 kHz. Le filtre employé, dont le diagramme de Bode est présenté dans la figure III.55, dispose

d'une fréquence de coupure égale à 7300 Hz, ce qui est conforme à la limite imposée par le théorème de Shannon.

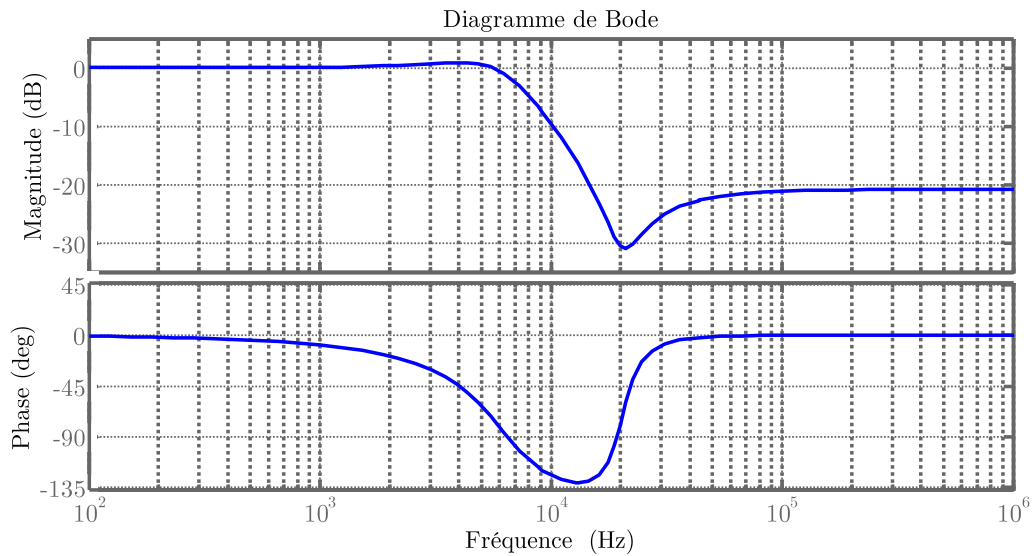


Figure III.55 : Diagramme de Bode du filtre anti repliement.

L'effet du retard de mesure de courant sur la performance du régulateur RHP doit être examiné. Cette analyse est présentée dans la figure III.56 où les courants et les tensions de phases sont comparés en absence et en présence du filtre anti repliement. Cette comparaison montre un impact négatif sur l'asservissement du courant en forme d'un dépassement du courant de 16%. En effet, la source de ce dépassement vient du mauvais calcul de la tension au pas intermédiaire u_{int} qui prend une valeur plus importante en présence du retard du filtrage et ce que donne en résultat une mauvaise transition vers le régulateur PIGV. Les figures III.57 et III.58 comparent consécutivement la prédiction du courant de phase 1 aux instants $N + 1$ et $N + 2$ sans et avec la présence du filtrage anti repliement. Effectivement, la présence du filtrage anti repliement conduit à une erreur dans la prédiction du courant et par conséquent le calcul de u_{int} comme l'on peut constater en revenant sur l'équation (III.22).

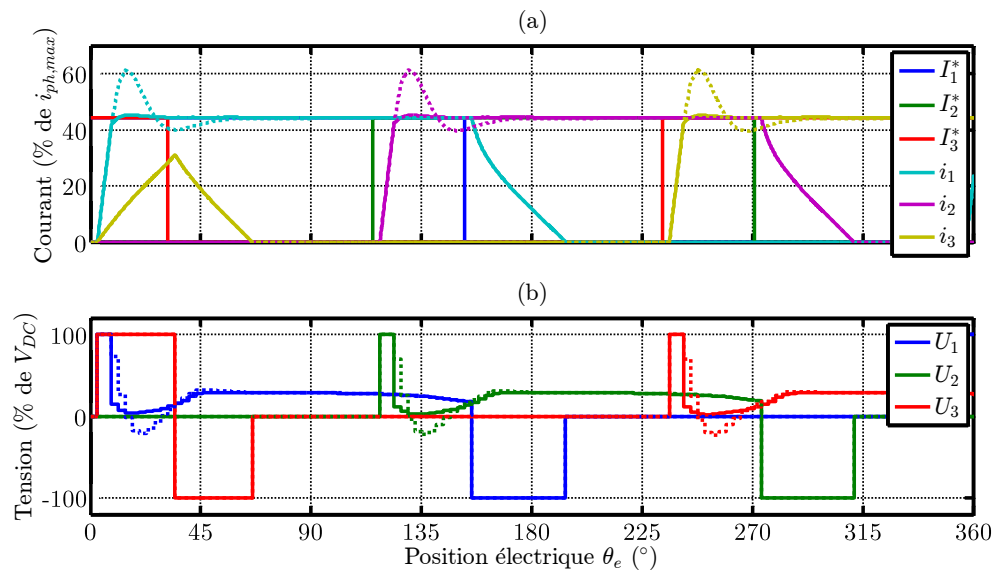


Figure III.56 : Comparaison des courants et des tensions de phase issus de la simulation du régulateur RHP en absence (trait continu) et en présence du filtrage anti repliement (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 30% de C_{max} et 10% de Ω_m .

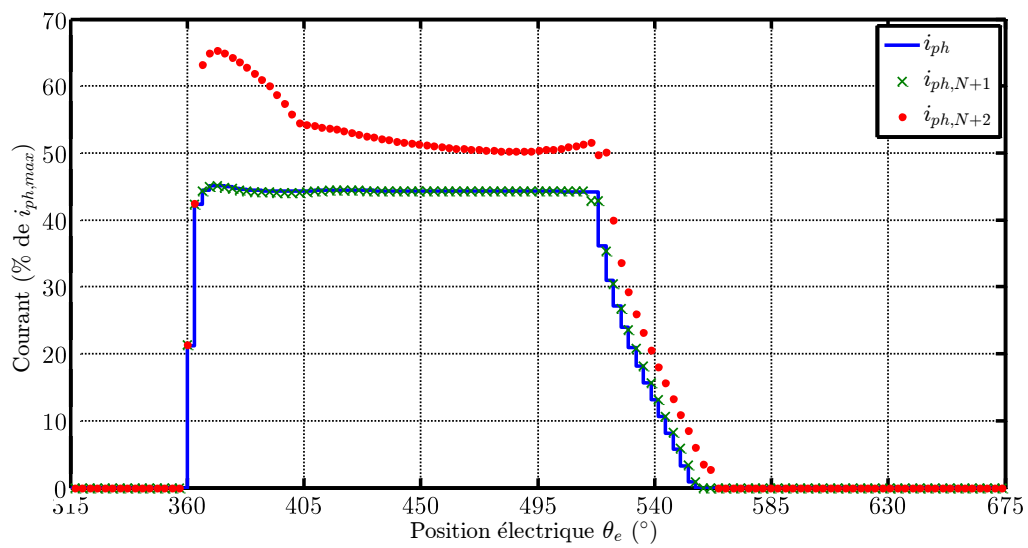


Figure III.57 : Courant de la phase 1 et sa prédiction aux instants $N + 1$ et $N + 2$ en absence du filtrage anti repliement avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 30% de C_{max} et 10% de Ω_m .

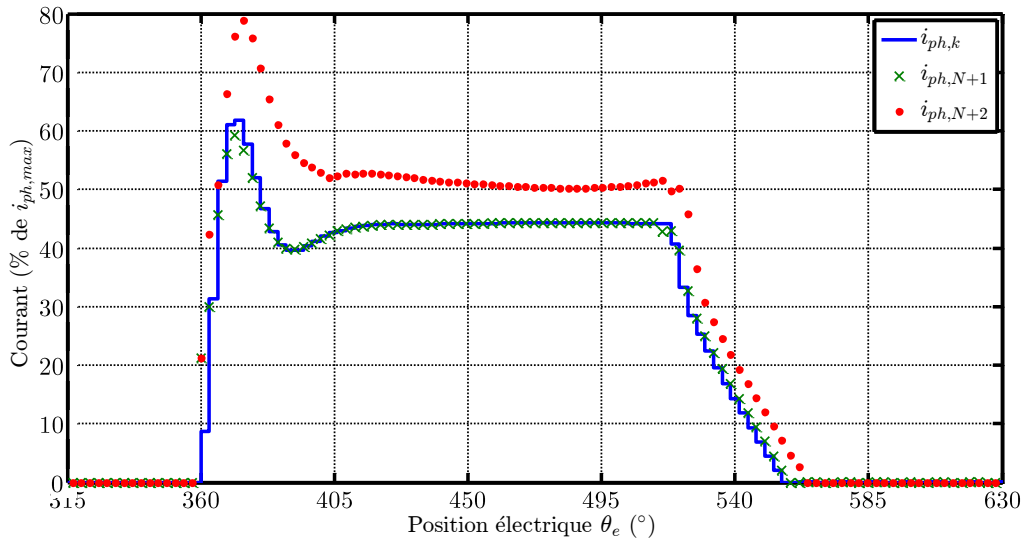


Figure III.58 : Courant de la phase 1 et sa prédiction aux instants $N + 1$ et $N + 2$ en présence du filtrage anti repliement avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 30% de C_{max} et 10% de Ω_m .

III.4.6 Conclusion partielle

De nombreuses améliorations ont été introduites par le nouveau concept du régulateur RHP. Le besoin de définir une bande d'hystérésis est limité et par conséquent les transitions répétitives entre le régulateur PIGV et la commande tout ou rien. Également, la transition vers le régulateur PIGV a été optimisée à l'aide d'un pas de tension intermédiaire afin de minimiser la perturbation lors de cette transition. De plus, le retard dû au calcul numérique a été pris en compte à travers une prédiction des grandeurs aux instants de commande suivants. Les simulations ont confirmé les performances attendues, i.e. un temps de réponse minimisé tout en évitant le dépassement du courant de référence. Le test de robustesse a montré que les variations paramétriques n'engendrent pas des perturbations significatives sur la performance du régulateur.

En revanche, le retard dû au filtrage de la mesure de courant provoque une diminution de la performance du régulateur RHP. Il n'est pas possible d'inclure ce retard vu que la prédiction d'une grandeur sera d'autant moins fiable que le nombre de pas de prédiction est important. Néanmoins, une cible plus rapide, type FPGA par exemple, pourrait permettre une prédiction plus précise et par conséquent maintenir la bonne performance du régulateur RHP.

Dans son état actuel, le régulateur RHP ne peut pas répondre complètement aux prestations désirées avec les limites imposées par la configuration matérielle de notre application (fréquence d'échantillonnage, type de cible ...etc.). Pour cela, nous procédons dans la section suivante à la conception d'un nouveau régulateur de courant avec une méthodologie plus adaptée à cette configuration de matérielle.

III.5 Régulateur RST (synthèse par placement de pôles)

Contrairement au cas du PID où le régulateur est synthétisé généralement dans le domaine continu et ensuite discrétisé, la synthèse par placement de pôles se fait directement dans le domaine discret. Ceci impose par conséquent la nécessité d'un modèle en discret de la MRVDS. On adopte pour la suite la forme suivante :

$$G_{ph}(z) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} z^{-(q+1)} \quad (\text{III.23})$$

Dans sa forme générale, un régulateur de type RST est composé de 3 polynômes comme le montre la figure III.59. L'ordre de chaque polynôme est une fonction de l'ordre du système à commander. L'entrée V_u représente les perturbations comme l'erreur de l'estimation de la force contre électromotrice de la phase dans notre cas.

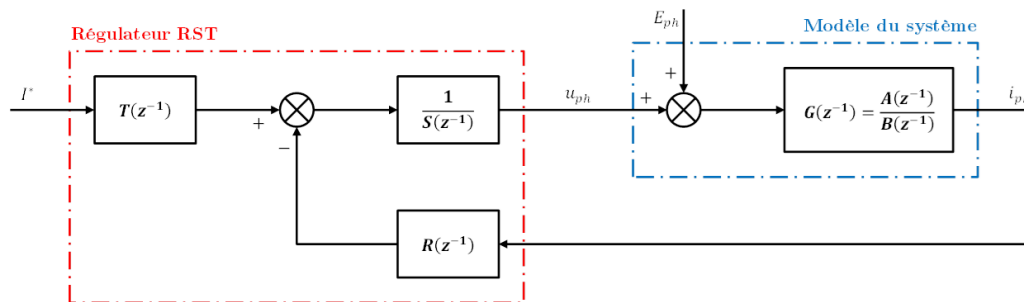


Figure III.59 : Forme générale d'un régulateur RST.

III.5.1 Mise sous forme discret du modèle de la machine

Le modèle discret d'une phase de la MRVDS (sans prendre en compte le retard de la commande) a été déjà présenté dans l'équation (III.6) que nous rappelons ci-dessous :

$$G_{ph}(z) = \frac{1}{R_{ph}} \cdot \frac{(1-a)z^{-1}}{1-az^{-1}}$$

où $a = e^{-T_e R_{ph}/L_{ph}}$ et T_e est la période d'échantillonnage (50 μ s dans notre cas).

Afin de rapprocher cette modélisation des conditions d'implantation pratiques, les points suivants seront pris en compte dans cette modélisation :

- 1) Le retard d'une période d'échantillonnage engendré par l'implantation numérique de la commande (cf. section III.4.3.1)

- 2) Le retard dû au traitement de la mesure de courant (ce retard ne dépasse pas pratiquement un demi pas de retard).
- 3) Un retard d'un demi pas d'échantillonnage qui peut se présenter en raison de la synchronisation entre la PWM et l'acquisition du courant dans la chaîne de mesure.

Avec ces conditions, le retard présent dans la boucle de courant s'élève à 2 pas de calcul (100 μ s). Le modèle discret de phase s'écrit alors comme suit :

$$G_{ph}(z) = \frac{1}{R_{ph}} \cdot \frac{(1-a)z^{-1}}{1-az^{-1}} \cdot z^{-2} = \frac{1}{R_{ph}} \cdot \frac{(1-a)}{1-az^{-1}} \cdot z^{-3} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} z^{-(d+1)} \quad (\text{III.24})$$

Depuis la relation (III.24), il est possible de déduire que $d = 2$.

III.5.2 Synthèse des polynômes du régulateur RST

La figure III.59 représente la relation en boucle fermée entre les deux entrées (I^* et V_u) et le courant (i_{ph}). Il est possible de déduire les fonctions de transfert liant les entrée/sorties comme notée dans la relation (III.25).

$$i_{ph} = \frac{BT}{AS + BR} I^* + \frac{BS}{AS + BR} V_u = C_a(z) I^* + C_r(z) V_u \quad (\text{III.25})$$

Depuis la relation précédente, il est possible de constater que deux dynamiques différentes peuvent être attribuées à la boucle de d'asservissement $C_a(z) = i_{ph}/I^*$, et à celle de la régulation $C_r(z) = i_{ph}/V_u$. Ceci se fait par la compensation des différents pôles dans chaque fonction de transfert à travers le choix des polynômes S et T . Dans un premier temps, les pôles de la boucle fermée sont obtenus en résolvant l'équation diophantienne donnée comme suit :

$$AS + BR = A_m(z^{-1}) \quad (\text{III.26})$$

Avant de procéder à la résolution de cette équation, les hypothèses suivantes ont été faites dans l'objectif de simplifier la synthèse du régulateur :

- 1) La dynamique de rejet de perturbation sur la commande est régit par la fonction de transfert $C_r(z^{-1})$. Dans cette application, la perturbation due à l'erreur de compensation de la force contre électromotrice peut être, dans le contexte d'une implantation numérique, considérée comme un signal de perturbation constante entre deux pas de calcul. L'expression de $V_u(z)$ peut être donnée comme suit :

$$V_u(z) = \frac{V_0}{1 - z^{-1}} \quad (\text{III.27})$$

où V_0 représente l'amplitude de la perturbation V_u .

Le transfert i_{ph}/V_u devient alors :

$$i_{ph} = \frac{BS}{AS + BR} V_u(z) = \frac{BS}{AS + BR} \frac{V_0}{1 - z^{-1}} \quad (\text{III.28})$$

Afin de prendre en compte l'influence de la perturbation sur la sortie (i_{ph}), une action intégrale a été introduite dans la chaîne directe, soit à travers le polynôme $S(z)$ comme donnée dans l'équation (III.29).

$$S(z) = (1 - z^{-1})S' \quad (\text{III.29})$$

- 2) Le choix du polynôme T peut servir à différentes finalités. En plus de la compensation de certains pôles de la fonction $C_a(z)$ afin de réduire son ordre, l'objectif d'assurer un gain unitaire de cette fonction au régime permanent peut être souvent réalisé en satisfaisant la condition donnée par la relation (III.30).

$$T(1) = R(1) \quad (\text{III.30})$$

Avec les hypothèses précédentes, l'équation (III.26) devient :

$$A_m(z^{-1}) = A(1 - z^{-1})S' + BR = A_a S' + BR \quad (\text{III.31})$$

où $A_a(z^{-1})$ est le polynôme A augmenté et A_m regroupe les pôles des fonctions de transfert $C_a(z)$ et $C_r(z)$.

La solution de cette équation nécessite la détermination de l'ordre des polynômes R et S . Si l'on souhaite imposer la condition d'avoir un régulateur strictement propre, les égalités suivantes doivent être satisfaites :

$$\begin{aligned}
\deg(S') &= \deg(B) + d - 1 = 2 \\
\deg(R) &= \deg(A_a) - 1 = 1 \\
\deg(A_m) &= \deg(A_a) + \deg(B) + d - 1 = 4
\end{aligned} \tag{III.32}$$

Le polynôme A_a étant d'ordre 4, ceci veut dire que 4 pôles de la fonction de transfert en boucle fermée sont à choisir. Le choix de ces pôles a été fait comme suit :

$$\begin{aligned}
p_1 &= p_2 = e^{-\omega_a T_e} \\
p_3 &= p_4 = e^{-\omega_r T_e}
\end{aligned} \tag{III.33}$$

où $\omega_a = 3/t_a$, $\omega_r = 3/t_r$, t_a est le temps de réponse d'asservissement souhaité, t_r est le temps de réponse de régulation souhaité. Ce choix de pôles donne par conséquent :

$$\begin{aligned}
A_m &= (1 - p_1 z^{-1})(1 - p_2 z^{-1})(1 - p_3 z^{-1})(1 - p_4 z^{-1}) \\
&= 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + d_3 z^{-3} + d_4 z^{-4}
\end{aligned} \tag{III.34}$$

La forme matricielle de l'équation (III.31) est donnée ci-après. La résolution de cette équation permet de trouver les coefficients des polynômes S' et R .

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -(1+a) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ a & -(1+a) & 1 & 0 & 0 \\ 0 & a & -(1+a) & \frac{(1-a)}{R_{ph}} & 0 \\ 0 & 0 & a & 0 & \frac{(1-a)}{R_{ph}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S'_0 \\ S'_1 \\ S'_2 \\ R_0 \\ R_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \end{bmatrix} \tag{III.35}$$

où $S' = S'_0 + S'_1 z^{-1} + S'_2 z^{-2}$ et $R = R_0 + R_1 z^{-1}$.

Également on peut inclure des pôles à compenser dans le polynôme T afin de réduire $C_a(z)$ à une fonction de transfert d'ordre 1. On obtient la forme suivant du polynôme T :

$$T(z) = \frac{R(1)}{F(1)} F(z) = \frac{R(1)}{F(1)} (1 - p_1 z^{-1})(1 - p_2 z^{-1})(1 - p_3 z^{-1}) \quad (\text{III.36})$$

où $F(z) = (1 - p_1 z^{-1})(1 - p_2 z^{-1})(1 - p_3 z^{-1})$.

III.5.3 Commande par anticipation

Afin de diminuer le temps de réponse du régulateur RST, une action par anticipation a été associée en parallèle à ce régulateur. Cette commande agit principalement lors de l'asservissement de la référence. La commande proposée est obtenue en inversant la fonction de transfert de phase comme suit :

$$G_{ph}(s) = \frac{1}{L'_{ph}s + R} \Rightarrow \frac{1}{G_{ph}(s)} = L'_{ph}s + R \approx L'_{ph}s \quad (\text{III.37})$$

L'équation précédente représente une dérivée ce qui n'est pas réalisable en pratique du fait de la présence du bruit de mesure et d'autres formes de perturbations. Pour cela, un filtre passe-bas a été associé au terme dérivé, ce qui conduit à la relation suivante :

$$C_F(s) = \frac{u_F}{I^*} = \frac{L'_{ph}s}{1 + \tau_F s} \quad (\text{III.38})$$

Notons que $C_F(s)$ représente une commande fondée sur la référence du courant. Vu que cette commande est en boucle ouverte, il est indispensable de l'accompagner d'une commande en boucle fermée pour assurer le rejet de perturbations et la compensation de méconnaissances du modèle, ce qui est fait par le régulateur RST. Le choix de τ_F impact l'amplitude et le taux d'atténuation de l'action de l'anticipation. Cette constante de temps, ainsi que les paramètres du régulateur, sera déterminé par optimisation dans la suite de ce chapitre.

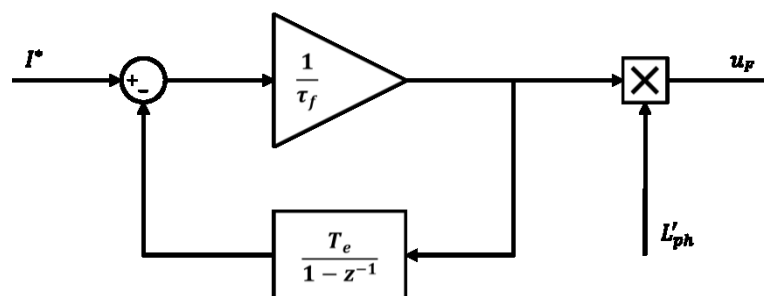


Figure III.60 : Implantation de la commande par anticipation.

III.5.4 Système anti-emballement

Le problème d'emballement est présent dans le régulateur RST car le polynôme S inclut un terme d'action intégrale qu'on peut déduire comme suit :

$$\frac{1}{S} = \frac{1}{S'(1-z^{-1})} = \frac{1}{T_e \cdot S'(1-z^{-1})} \quad (\text{III.39})$$

Le terme $T_e/(1-z^{-1})$ représente une intégration en discret mise en série avec le polynôme S' . Une boucle classique d'anti-emballement a été implémentée pour minimiser l'effet des saturations qui peuvent éventuellement survenir particulièrement pendant le régime transitoire. Cette boucle est montrée dans la figure III.61.

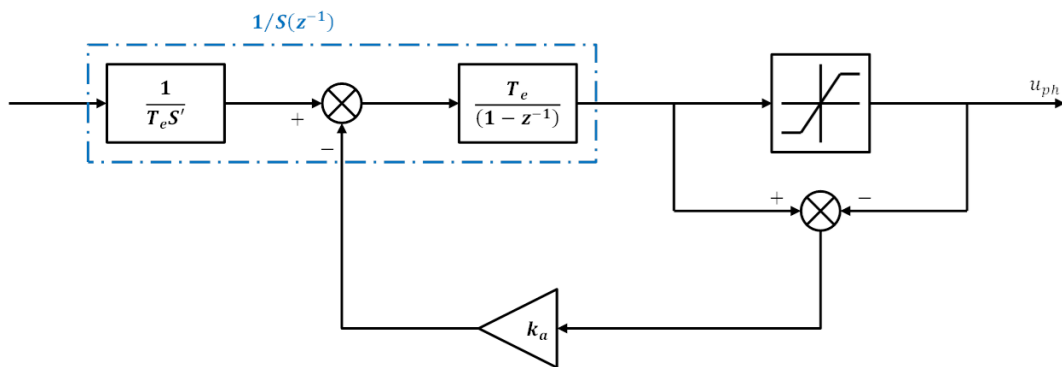


Figure III.61 : Implantation de l'action anti-emballement dans le cas du régulateur RST.

où le coefficient k_a contrôle le taux de correction du terme d'action intégrale. Il a été déterminé qu'une valeur de $10 T_e$ conduit à des bonnes performances dans le cadre de cette application. La figure III.62 présente la structure finale de la boucle de courant avec le régulateur RST.

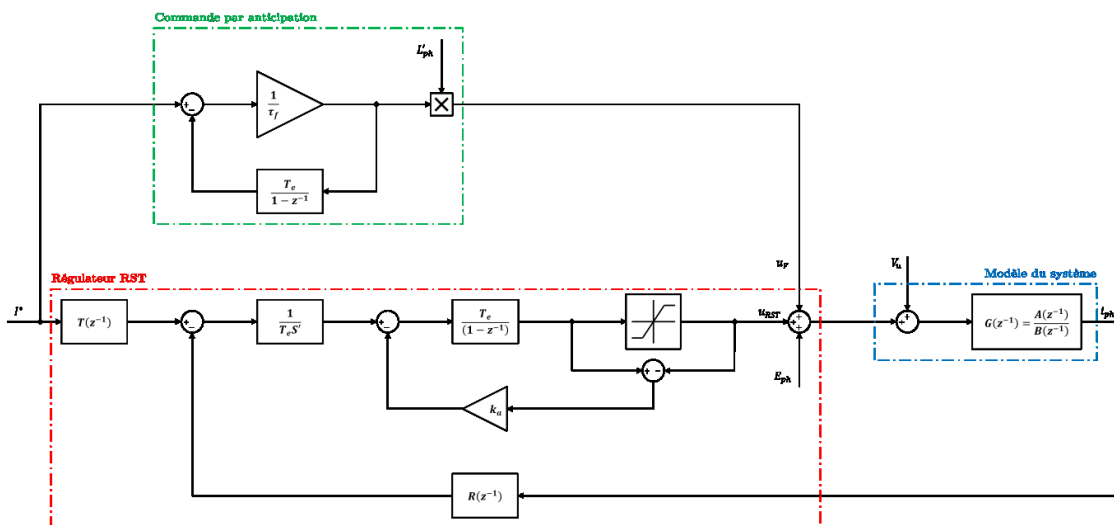


Figure III.62 : Structure finale de la boucle de courant avec le régulateur RST.

III.5.5 Réglage du régulateur RST par optimisation

La configuration du régulateur RST nécessite le choix de 3 paramètres, notamment le temps de réponse en asservissement t_a , le temps de réponse en régulation t_r et le constant du temps de la commande par anticipation τ_f . Afin de tester différentes combinaisons de ces paramètres et d'en trouver celle qui présente le meilleur compromis entre la dynamique du régulateur et sa robustesse vis-à-vis les erreurs de modélisation, une procédure d'optimisation a été employée. Les différentes étapes de cette procédure sont détaillées dans la figure suivante.

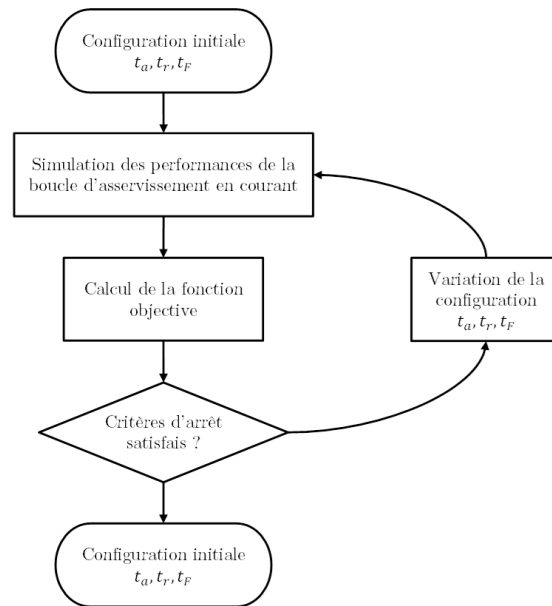


Figure III.63 : Procédure d'optimisation du régulateur RST.

En ce qui concerne la configuration initiale, chaque paramètre a été borné par une plage de variation afin d'éviter des valeurs irréalisables où celles qui conduisaient à l'instabilité de la boucle de régulation en courant. Les simulations nous ont permis de déterminer les plages de stabilité sur t_a et t_r . Pour τ_f , la valeur minimale est imposé par rapport au pas d'échantillonnage.

$$\begin{aligned}
 0,4 \text{ ms} < t_a < 1 \text{ ms} \\
 0,2 \text{ ms} < t_r < 1 \text{ ms} \\
 3T_e < \tau_f < 10 \text{ ms}
 \end{aligned}
 \tag{III.40}$$

La mise en œuvre de la procédure d'optimisation nécessite la définition d'une fonction objectif ou autrement appelée fonction de coût. Cette fonction donne, selon la configuration du régulateur RST, une évaluation des performances du régulateur RST souhaitées. Dans notre application, il a été choisi le carré de l'erreur entre le courant et sa référence. Plusieurs formes de cette fonction ont été testées et

finalement une forme qui intègre un vecteur de pondération a été adoptée. Cette fonction est donnée comme suit :

$$F = \sum_{k=1}^n \left(I^*(k) - i_{ph}(k) \right)^2 e^{-kT_e/t_1} \quad (\text{III.41})$$

où $t_1 = 1 \text{ ms}$ et n est le nombre de points d'échantillonnage dans un cycle électrique simulé. Le terme e^{-kT_e/t_1} sert comme vecteur de pondération afin d'accentuer l'erreur pendant le régime transitoire.

L'algorithme de Levenberg-Marquardt a été retenu pour l'optimisation des paramètres du régulateur RST avec les critères d'arrêt définis comme suit :

- 1) $F < 10^{-6}$
- 2) $\Delta F < 10^{-6}$

où ΔF représente l'évolution de la fonction objectif entre deux itérations d'optimisation.

Lors de l'optimisation des paramètres du régulateur RST, l'évaluation de la fonction objectif a été effectuée avec la commande en couple moyen et à couple maximal. La procédure d'optimisation a été faite sur 3 vitesses de fonctionnement afin de comparer les résultats à différentes conditions de fonctionnement. Les résultats obtenus aux 3 vitesses sont présentés dans le tableau suivant où t_m signifie le temps le temps nécessaire pour atteindre 90% de I^* en réponse à un échelon de référence.

	Paramètres optimaux			Caractéristiques de la réponse temporelle	
	t_a (s)	t_r (s)	τ_F (s)	t_m (s)	Dépassement
10% de Ω_{max}	0,55	0,2	0,55	0,29	11,34 %
15% de Ω_{max}	0,52	0,2	0,56	0,28	9,52 %
30% de Ω_{max}	0,4	0,2	0,5	0,29	6,72 %

Tableau III.1 : Résultats d'optimisation du régulateur RST à différentes vitesses.

L'analyse des résultats précédents montre qu'avec la montée de la vitesse de fonctionnement, l'algorithme d'optimisation converge vers les bornes inférieures de t_a , t_r et τ_F . Ceci signifie que ces paramètres seront fixés aux valeurs minimales définies par les plages de stabilité de la boucle fermée. En vue de cette analyse, les résultats obtenus à 30% de Ω_{max} ont été retenus puisqu'ils représentent le cas le plus contraignant.

III.5.6 Analyse fréquentielle

Considérant la nature non linéaire et non stationnaire du modèle électrique de la MRVDS, les méthodes classiques d'analyses fréquentielle ne sont pas suffisantes pour conclure sur la stabilité et sur la robustesse de la boucle courant. Néanmoins, ces méthodes peuvent donner une première évaluation de la stabilité et de la robustesse du régulateur RST. L'analyse fréquentielle des fonctions de transfert qui représentent l'ensemble régulateur de courant/système est effectuée pour 3 valeurs figées de L'_{ph} , i.e. l'inductance minimale $L'_{ph,min}$, l'inductance maximale $L'_{ph,max}$ et l'inductance moyenne $L'_{ph,moy}$. En se référant aux cahiers des charges (CDC) définis par le partenaire industriel sur des applications similaires, les marges de stabilités souhaitées ont été définies comme suit :

$$\begin{aligned}
 M_g &> 7 \text{ dB} \\
 M_\phi &> 40^\circ \\
 M_r &> 2T_e \\
 M_m &> -6 \text{ dB}
 \end{aligned}
 \tag{III.42}$$

où M_g est la marge de gain, M_ϕ est la marge de phase, M_r est la marge de retard et M_m est la marge de module [41].

Le système défini dans la figure III.62 est un système à deux entrées (I^* et V_u) et une sortie (i_{ph}), nous définissons alors les fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{aligned}
 F_1(z) &= \frac{i_{ph}}{I^*} \\
 F_2(z) &= \frac{i_{ph}}{V_u}
 \end{aligned}
 \tag{III.43}$$

où $F_{1,BO}, F_{1,BF}$ représentent respectivement la fonction de transfert d'asservissement du courant en boucle ouverte et en boucle fermée et $F_{2,BO}, F_{2,BF}$ représentent respectivement la fonction de transfert du rejet de perturbation en boucle ouverte et en boucle fermée.

Commençons d'abord par la fonction F_1 où son diagramme de Bode est présenté dans la figure III.64 et son diagramme de Nichols est présenté dans la figure III.65.

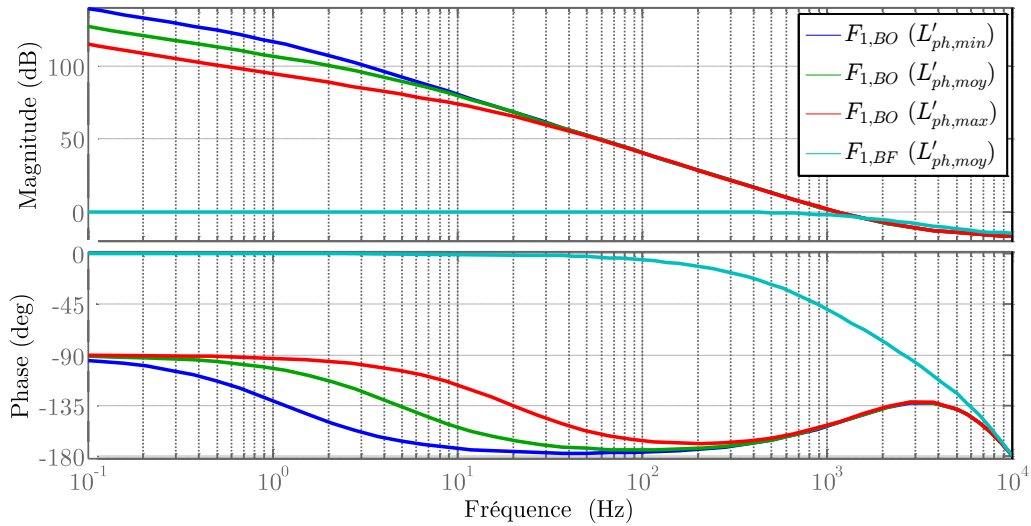


Figure III.64 : Diagramme de Bode de la fonction F_1 pour différentes valeurs de l'inductance incrémentale.

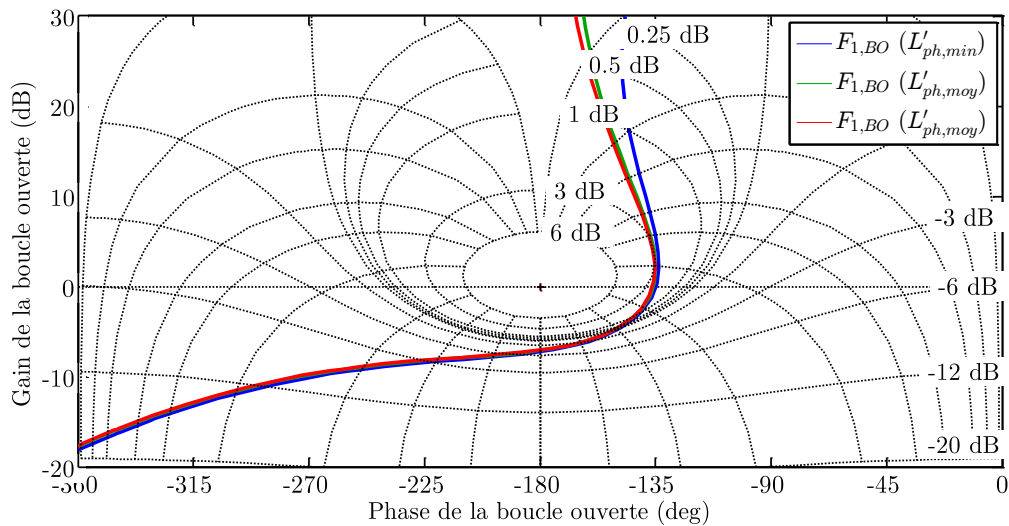


Figure III.65 : Diagramme de Nichols de la fonction F_1 pour différentes valeurs de l'inductance incrémentale.

L'analyse de la réponse permet de relever les marges de gain, de phase et de retard. Aussi, la bande passante de la fonction $F_{1,BF}$ obtenue est égale à 5600 rad/s. Ces résultats sont présentés dans le tableau III.1 et montrent que le CDC défini sur les marges de robustesse est bien respecté malgré la variation de L'_{ph} .

	M_g (dB)	M_ϕ (°)	M_r (s)
$L'_{ph,min}$	7	45	$3T_e$
$L'_{ph,moy}$	7	44	$3T_e$
$L'_{ph,max}$	7	43	$3T_e$

Tableau III.2 : Marges de gain, de phase et du retard pour différentes valeurs de L'_{ph} .

En ce qui concerne la fonction F_2 , les mêmes analyses ont été effectuées et sont présentées dans la figure III.66. L'analyse de cette fonction permet de déterminer la marge de module qui est donnée par l'équation (III.44) :

$$(M_m)_{dB} = -\max(F_{2,BO})_{dB} \quad (III.44)$$

Les valeurs de M_m obtenues selon les différentes valeurs de L'_{ph} sont données dans le tableau III.3. La marge de module ne voit pas de variation et ainsi il est possible de dire que la variation de l'inductance ne pose pas de problème pour le régulateur RST. Toutefois, ce résultat est à en raison de l'analyse à paramètres figés.

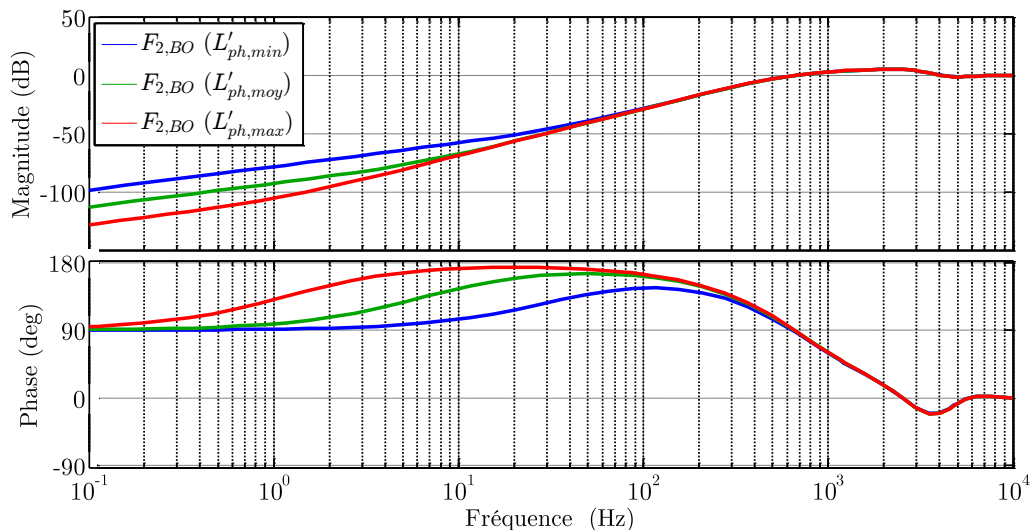


Figure III.66 : Diagramme de Bode de la fonction F_2 pour différentes valeurs de l'inductance incrémentale.

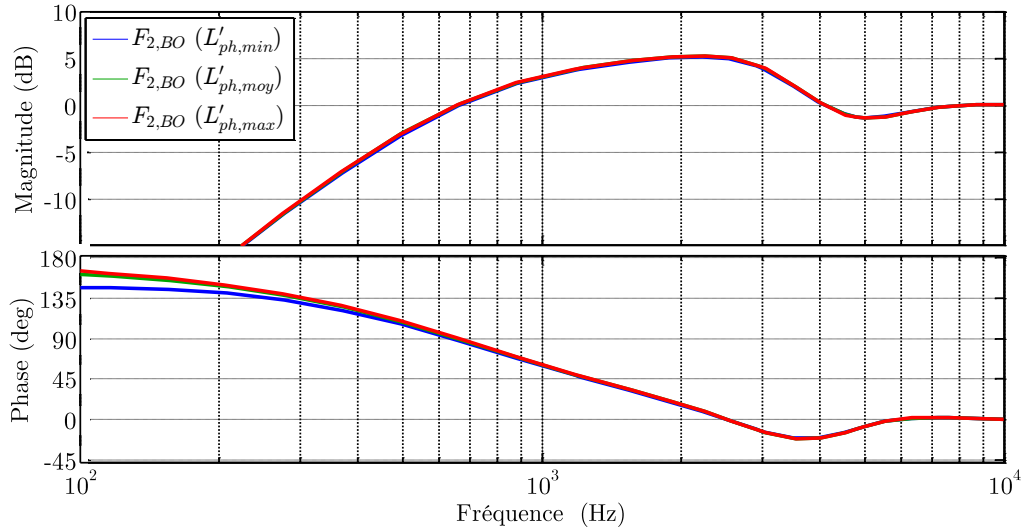


Figure III.67 : Zoom sur la figure précédente.

	M_m (dB)
$L'_{ph,min}$	-5.3
$L'_{ph,moy}$	-5.3
$L'_{ph,max}$	-5.3

Tableau III.3 : Marges de module pour différentes valeurs de L'_{ph} .

Dans les analyses précédentes, il est supposé que l'inductance de phase est correctement estimée. Néanmoins, comme il a déjà été considéré lors de l'analyse du régulateur RHP, une erreur de modélisation conduit sur ce paramètre à une incertitude de l'ordre de $\pm 15\%$. L'impact de cette erreur sur la robustesse du régulateur RST est présenté dans les figures III.68 et III.69. Dans ces deux figures, l'analyse fréquentielle des fonctions de transfert $F_{1,BO}$ et $F_{2,BO}$ où une erreur de la valeur de L'_{ph} utilisée pour la synthèse du régulateur est introduite. Les marges de robustesse obtenues pour différentes valeurs de L'_{ph} sont comparées dans le tableau III.4 avec le cas nominal. Vis-à-vis du CDC des marges souhaitées, il est possible de remarquer que ce CDC est toujours respecté même en présence d'une erreur sur l'estimation de L'_{ph} . De plus, la sur-estimation de l'inductance est un cas plus critique que la sous-estimation du fait que dans le premier, la sur-estimation signifie une sous-estimation de la dynamique du système et par conséquent, la bande passante du régulateur RST (qui est une fonction de L'_{ph}) se voit réduite.

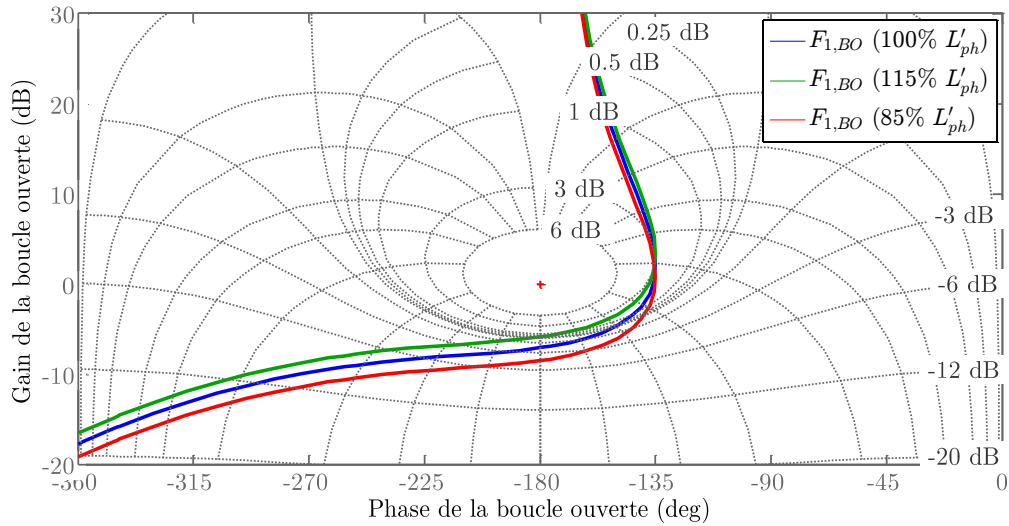


Figure III.68 : Diagramme de Nichols de la fonction F_1 pour différentes valeurs de l'inductance incrémentale.

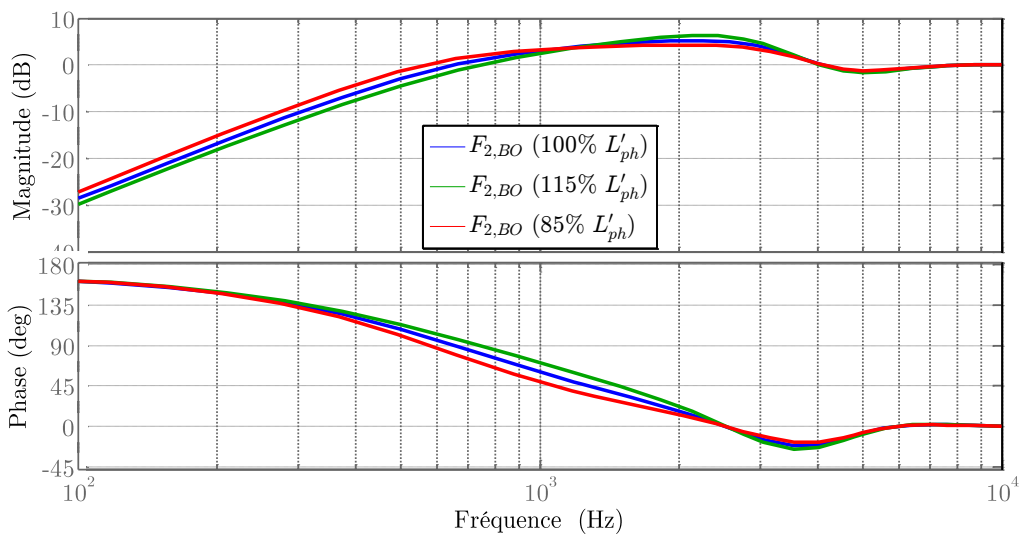


Figure III.69 : Diagramme de Bode de la fonction F_2 pour différentes valeurs de l'inductance incrémentale.

	M_g (dB)	M_ϕ (°)	M_r (s)	M_m (dB)
$L'_{ph,moy}$	7	44	$3T_e$	-5.3
$L_{RST} = 115\%$ de $L'_{ph,moy}$	6	43	$2T_e$	-6.3
$L_{RST} = 85\%$ de $L'_{ph,moy}$	9	45	$3T_e$	-4.3

Tableau III.4 : Marges de gain, de phase et du retard pour différentes valeurs de L'_{ph} .

L'analyse de la robustesse est également effectuée dans le domaine temporel. L'impact de la variation de la résistance de phase R_{ph} est montré dans les figures III.70 et III.71 pour le cas des deux types commandes. L'analyse des deux figures montre qu'une augmentation de R_{ph} de 300% n'altère en aucune façon la performance du régulateur RST.

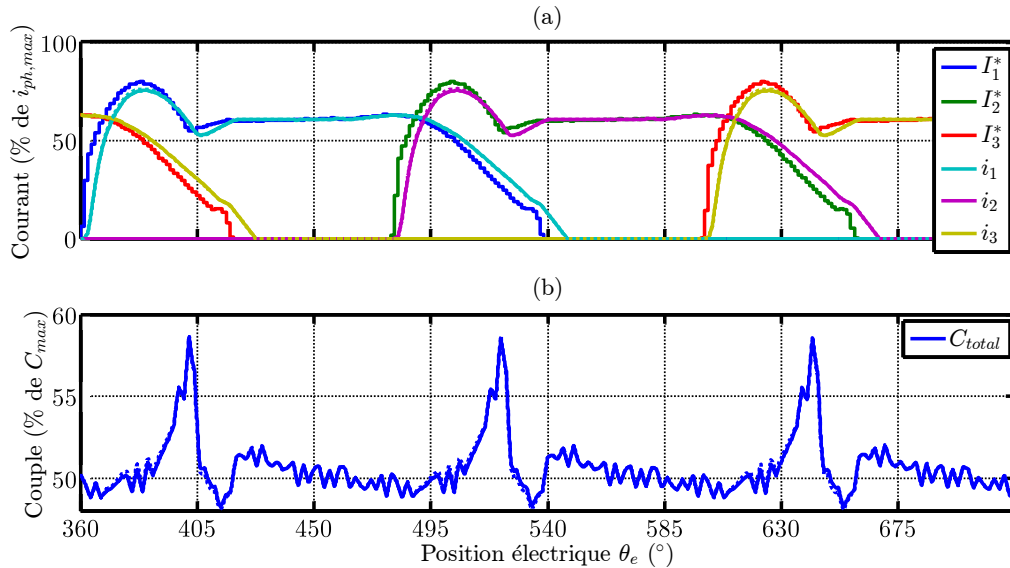


Figure III.70 : Comparaison des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec le régulateur RST sans incertitude sur R_{ph} (trait continu) et en présence d'une dispersion de 300% sur R_{ph} (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 50% de C_{max} et 5% de Ω_m .

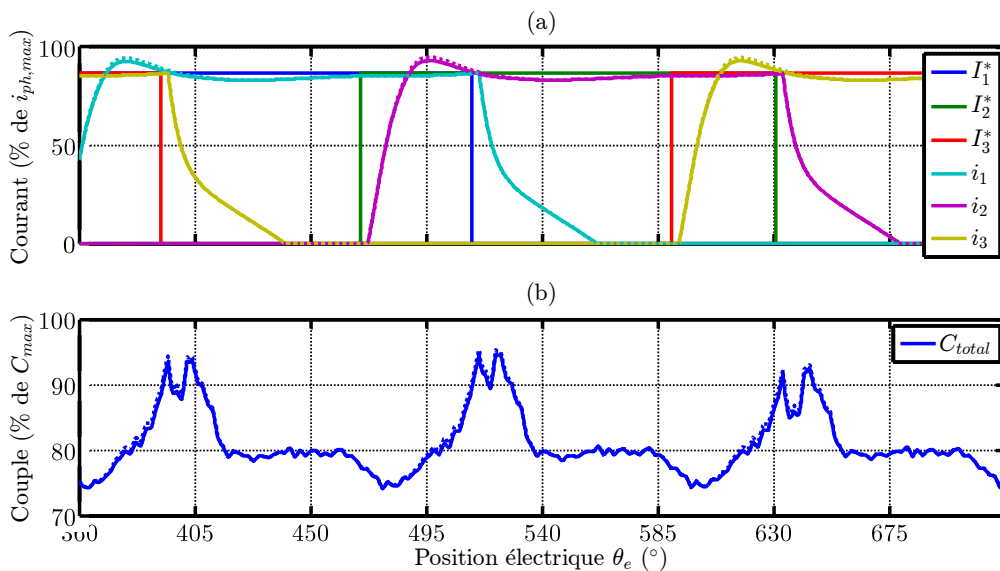


Figure III.71 : Comparaison des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec le régulateur RST sans incertitude sur R_{ph} (trait continu) et en présence d'une dispersion de 300% sur R_{ph} (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de Ω_m .

En ce qui concerne l'incertitude sur L'_{ph} et E_{ph} , l'impact est clairement remarqué sur le couple produit.

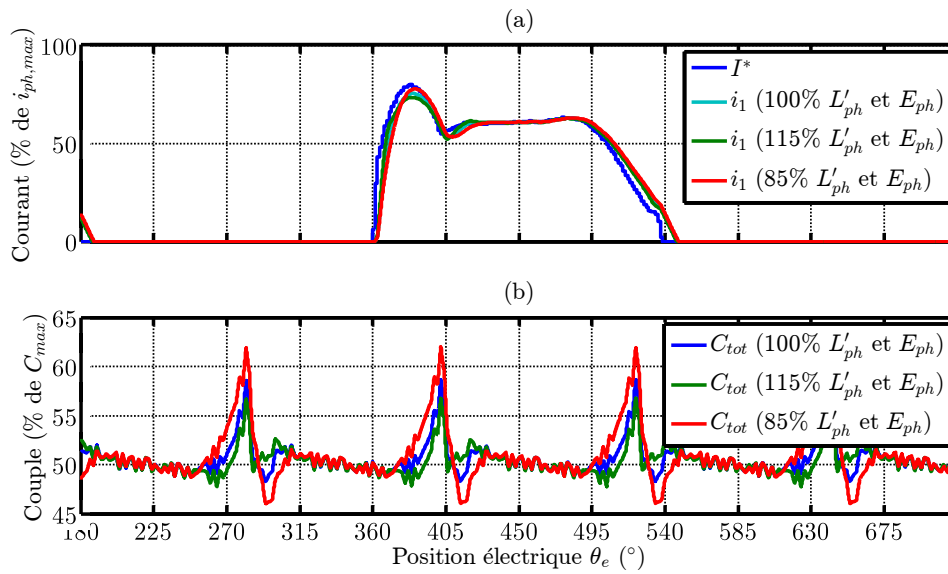


Figure III.72 : Comparaison du courant de la phase 1 et du couple total issus de la simulation avec le régulateur RST avec et sans incertitude sur L'_{ph} et E_{ph} avec la commande en couple instantané à 50% de C_{max} et 5% de Ω_m .

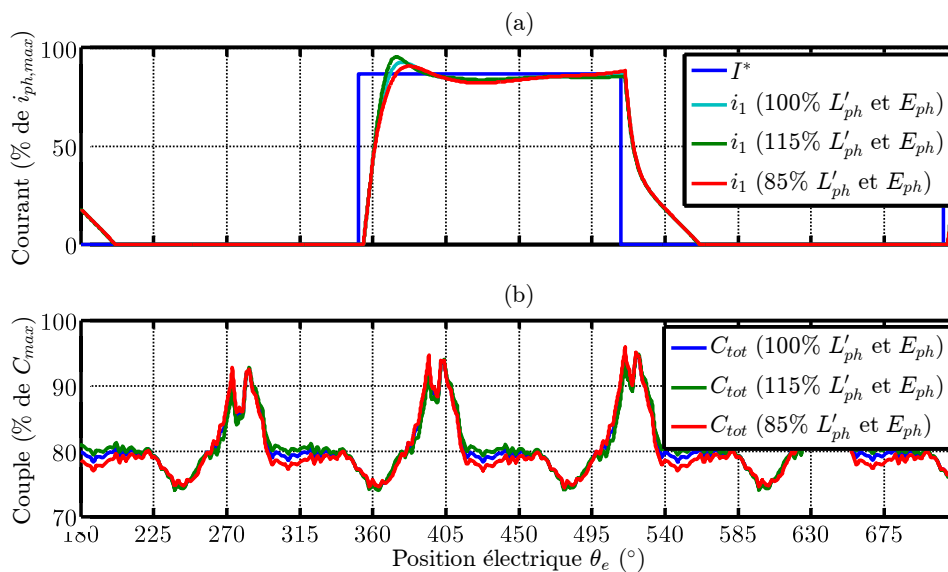


Figure III.73 : Comparaison du courant de la phase 1 et du couple total issus de la simulation avec le régulateur RST avec et sans incertitude sur L'_{ph} et E_{ph} avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 80% de C_{max} et 10% de

Ω_m .

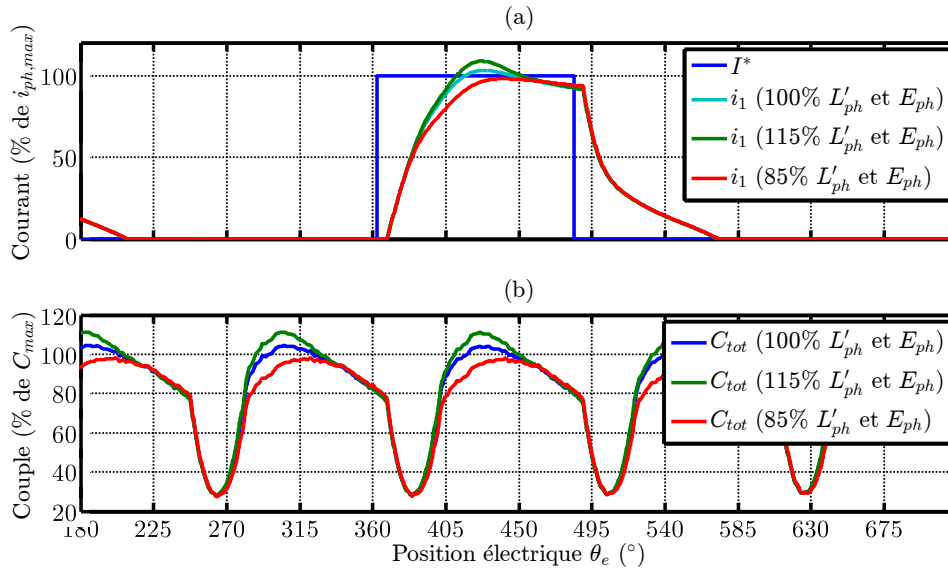


Figure III.74 : Comparaison du courant de la phase 1 et du couple total issus de la simulation avec le régulateur RST avec et sans incertitude sur L'_{ph} et E_{ph} avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 80% de C_{max} et 20% de Ω_m .

Les résultats obtenus avec le régulateur RST sont comparés à ceux obtenus avec le régulateur RHP dans l'objectif de conclure sur les avantages et inconvénients de chaque régulateur.

III.6 Comparaison des deux régulateurs développés

Dans un premier temps, les performances des deux régulateurs sont comparées avec la commande du couple instantané. La comparaison a été menée à deux vitesses (2% et 10% de Ω_{max}) et pour 3 niveaux de couple (15%, 50%, et 100% de C_{max}). Les figures III.75-III.77 présentent les résultats obtenus lors de la comparaison des deux régulateurs à basse vitesse. La table III.5 montre qu'à basse vitesse, le régulateur RST ne présente pas davantage en terme d'ondulation du couple et même dégrade la performance. Néanmoins, à 10% de Ω_{max} néanmoins, le régulateur RHP dégrade la performance et donne lieu à une ondulation de couple plus importante du fait qu'il engendre des dépassements importants du courant.

	2% Ω_{max}			10% Ω_{max}		
	15% C_{max}	50% C_{max}	100% C_{max}	15% C_{max}	50% C_{max}	100% C_{max}
RHP	3%	8%	8.3%	16%	37%	32%
RST	3%	9%	14%	9%	26%	30%

Tableau III.5 : Comparaison de l'ondulation de couple relevée avec le régulateur RHP et le régulateur RST avec la commande en couple instantané (en % de C_{max}).

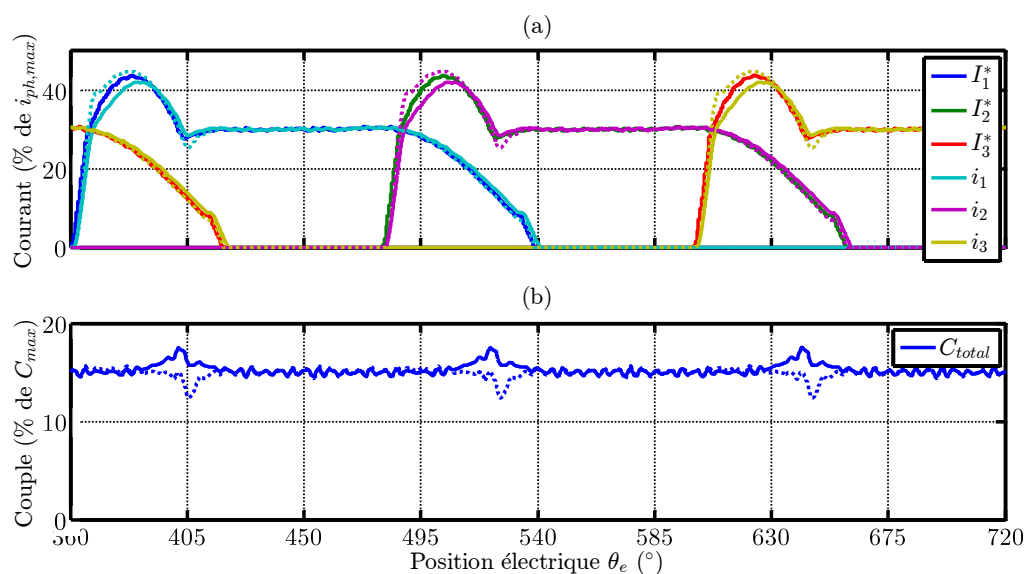


Figure III.75 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 15% de C_{max} et 2% de Ω_m .

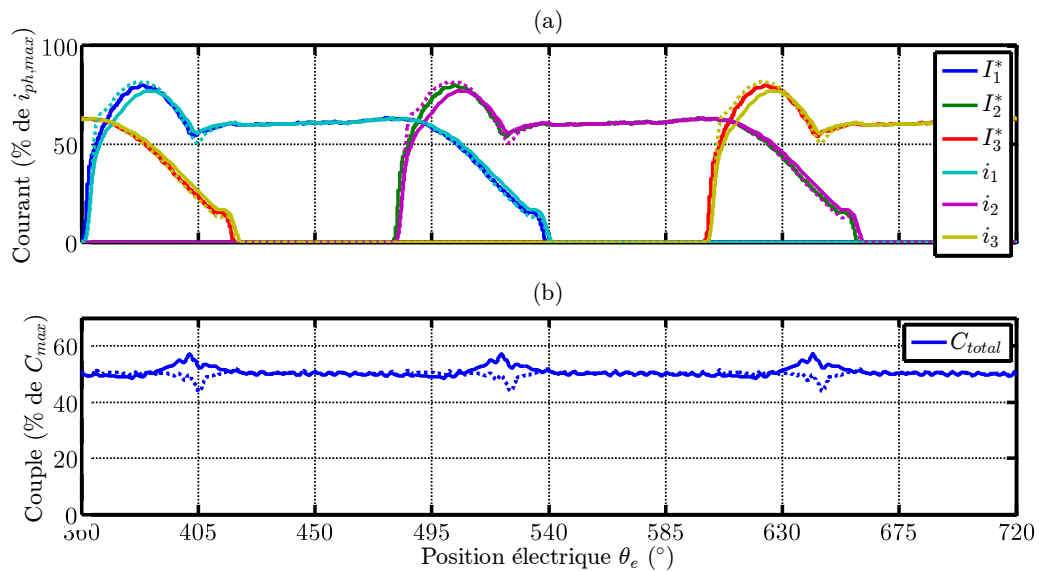


Figure III.76 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 50% de C_{max} et 2% de Ω_m .

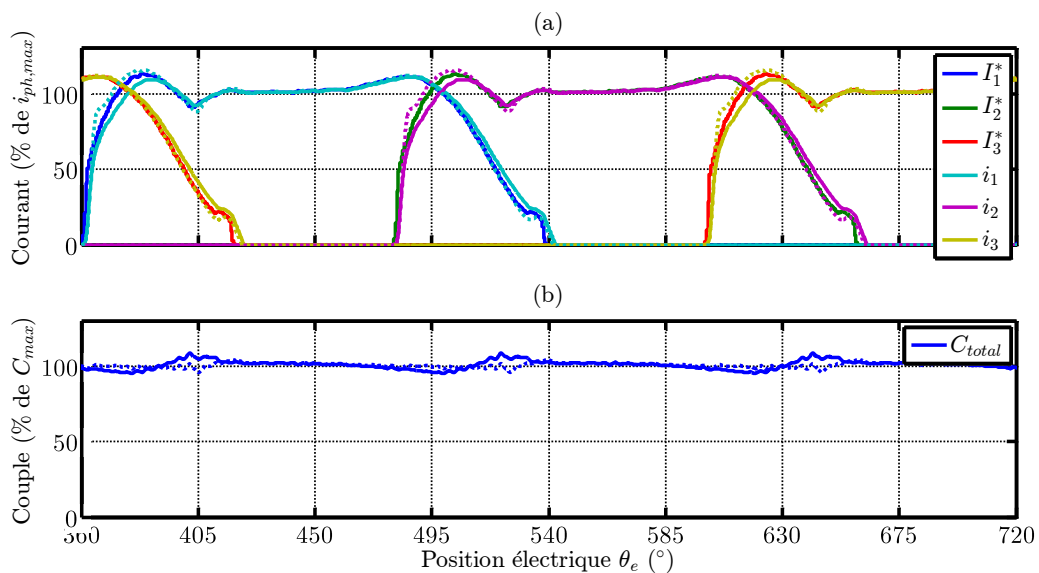


Figure III.77 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 100% de C_{max} et 2% de Ω_m .

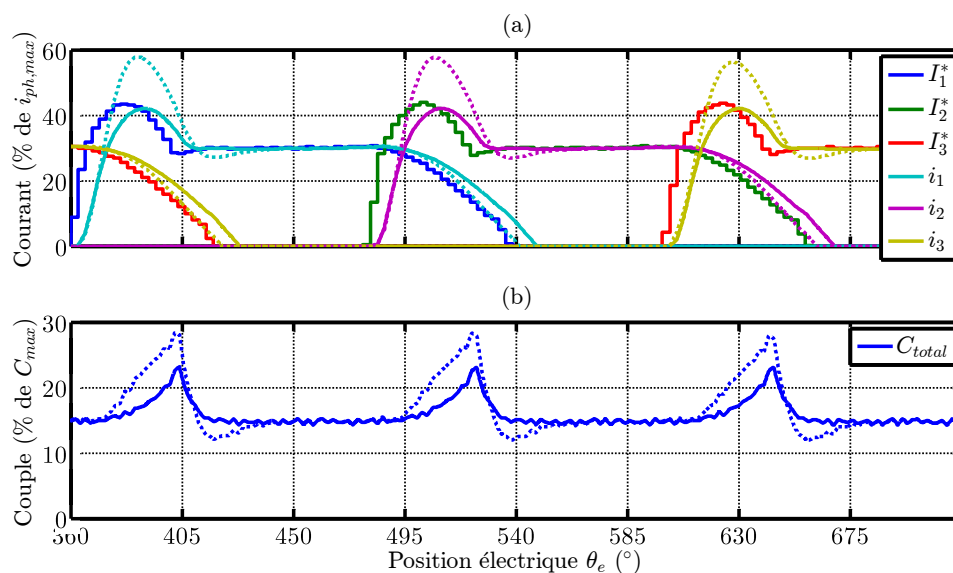


Figure III.78 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 15% de C_{max} et 10% de Ω_m .

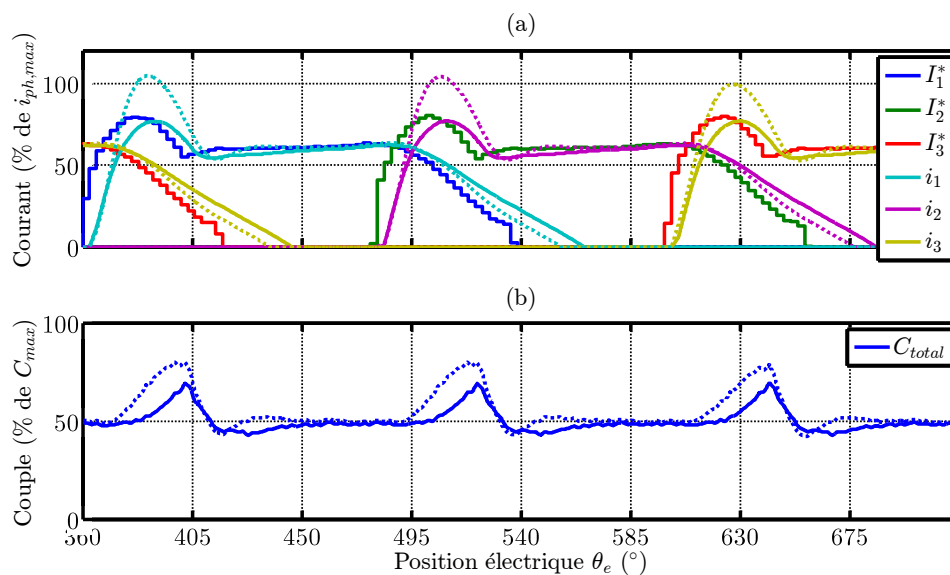


Figure III.79 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation du régulateur RST (trait continu) et du régulateur RHP (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 50% de C_{max} et 10% de Ω_m .

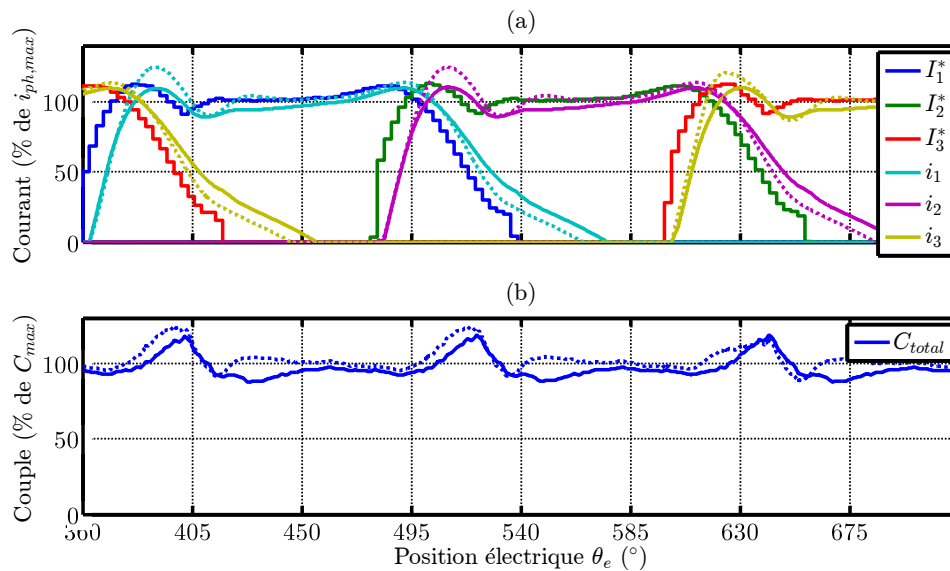


Figure III.80 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation du régulateur RST (trait continu) et du régulateur RHP (trait pointillé) avec la commande en couple instantané à 100% de C_{max} et 10% de Ω_m .

Dans la suite, la performance des deux régulateurs est comparée avec la commande du couple moyen. D'abord, les performances dans la zone de fonctionnement avec la cartographie Σ_{ond} sont analysées. Le régulateur RHP présente des dépassements du courant de référence aux 3 niveaux de couples testés ainsi qu'une ondulation de couple plus élevée que celle engendrée par le régulateur RST comme le montre les figures III.81, III.82 et III.83 ainsi que le tableau III.6. Il faut noter aussi que la dégradation de l'ondulation de couple augmente inversement par rapport à la consigne de couple demandée.

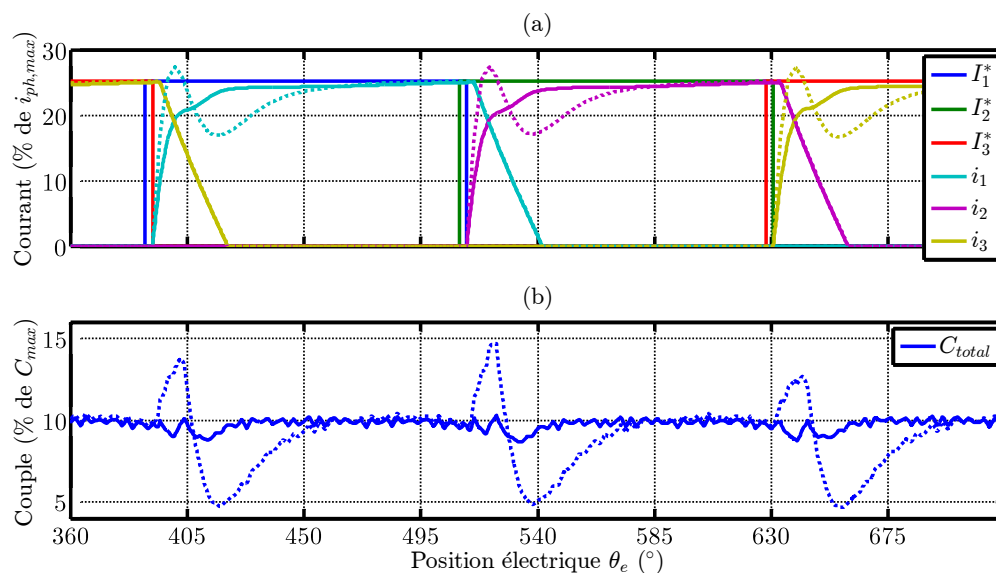


Figure III.81 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 10% de C_{max} et 10% de Ω_m .

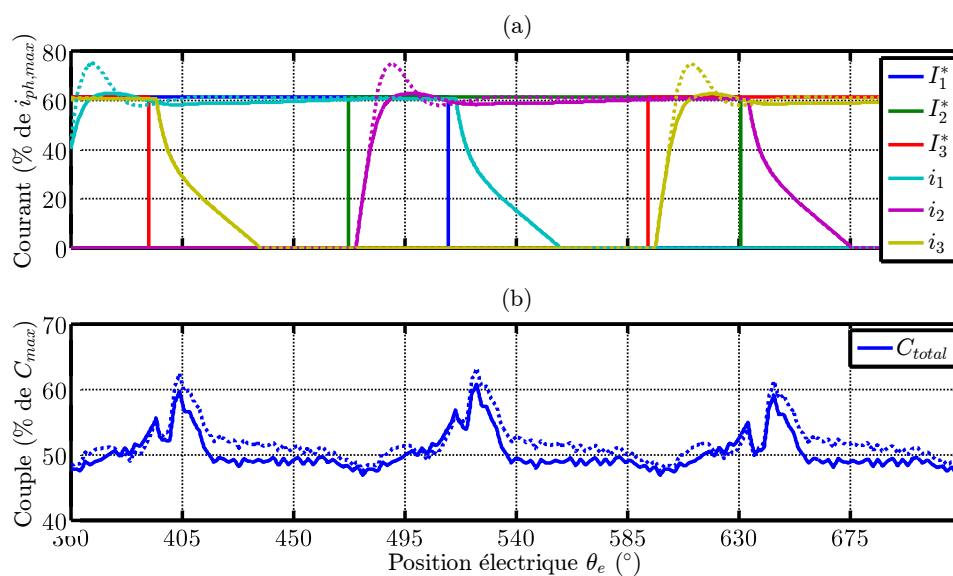


Figure III.82 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 50% de C_{max} et 10% de Ω_m .

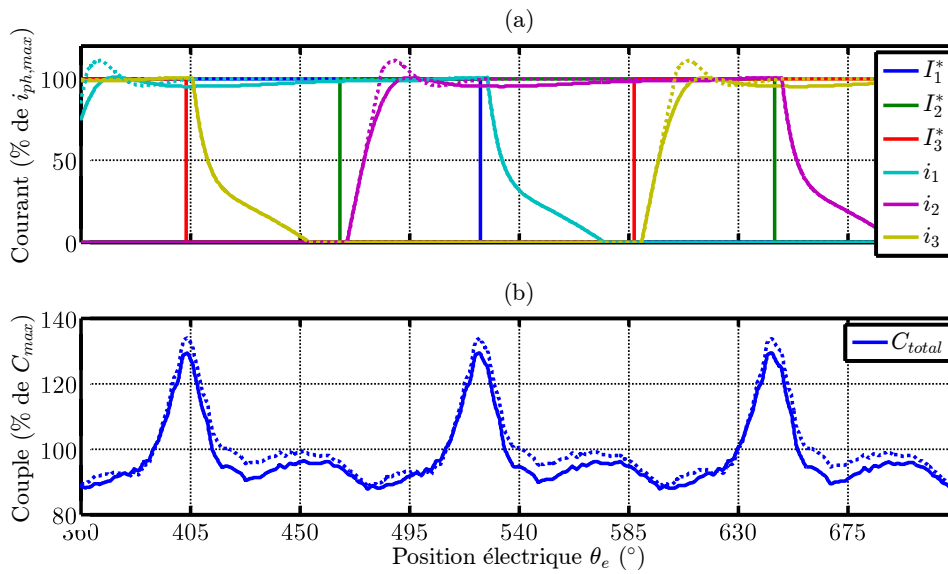


Figure III.83 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{ond}) à 100% de C_{max} et 10% de Ω_m .

	10% C_{max}		50% C_{max}		100% C_{max}	
	C_{moy}	ΔC	C_{moy}	ΔC	C_{moy}	ΔC
RHP	9,1%	10%	52%	15,7%	100,2%	45,6%
RST	9,7%	1,6%	50,2%	14%	97,4%	42%

Tableau III.6 : Comparaison du couple moyen et de l'ondulation de couple (en % de C_{max}) relevée avec les régulateurs RHP et le RST en utilisant la commande en couple moyen et la cartographie Σ_{ond} à 10% de Ω_{max} .

À une vitesse plus élevée (15% de Ω_{max}), la cartographie Σ_{rend} s'active. Sur cette vitesse, la comparaison des performances obtenues avec les régulateurs RHP et le RST montre aussi un avantage au régulateur RST en termes de respect du couple demandé et de l'ondulation de couple engendrée, bien que cette dernière soit un critère secondaire vu que la cartographie Σ_{rend} met l'accent sur le rendement global du GMP. Le résultat de cette comparaison est présenté dans les figures III.84, III.85 et III.86 ainsi que le tableau III.7.

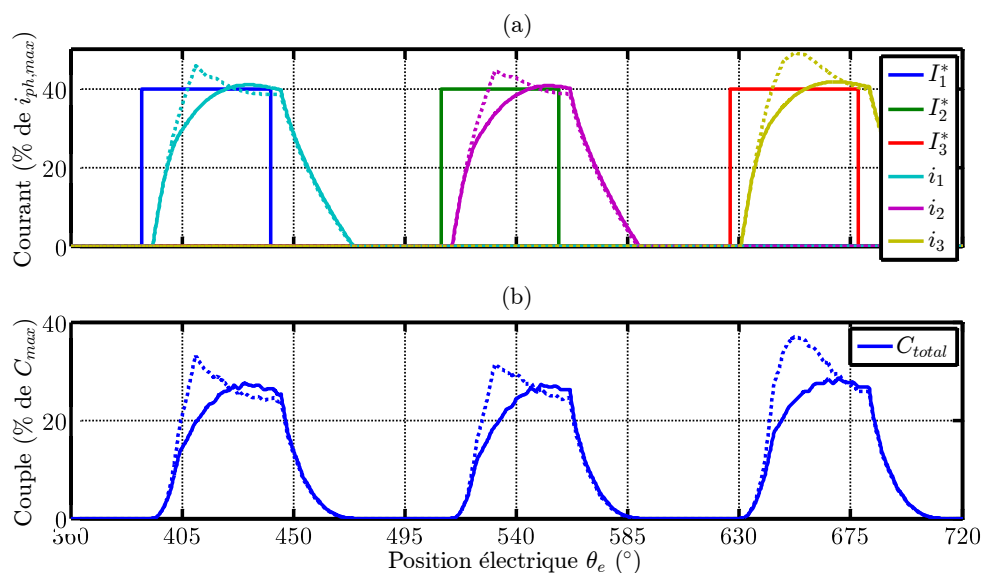


Figure III.84 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 10% de C_{max} et 15% de Ω_m .

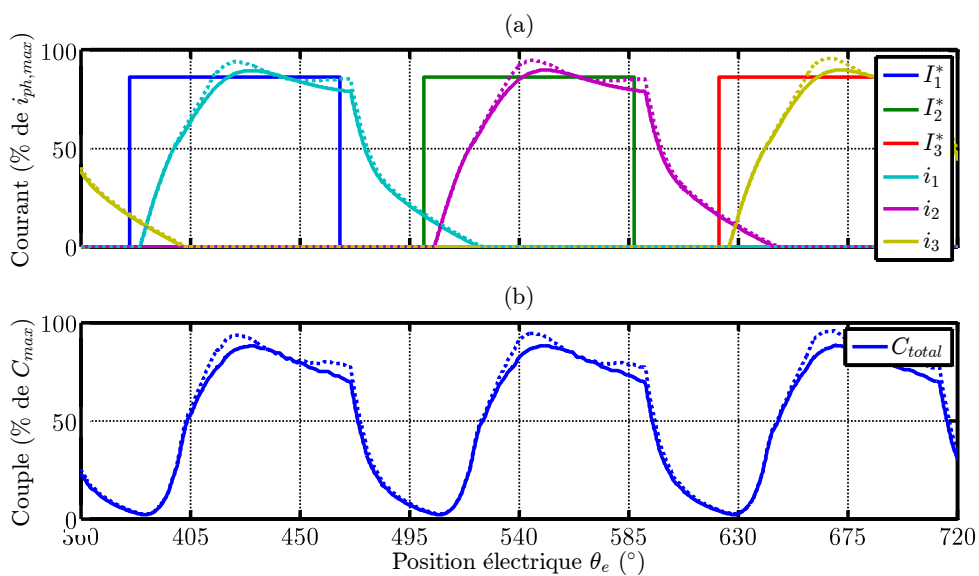


Figure III.85 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 50% de C_{max} et 15% de Ω_m .

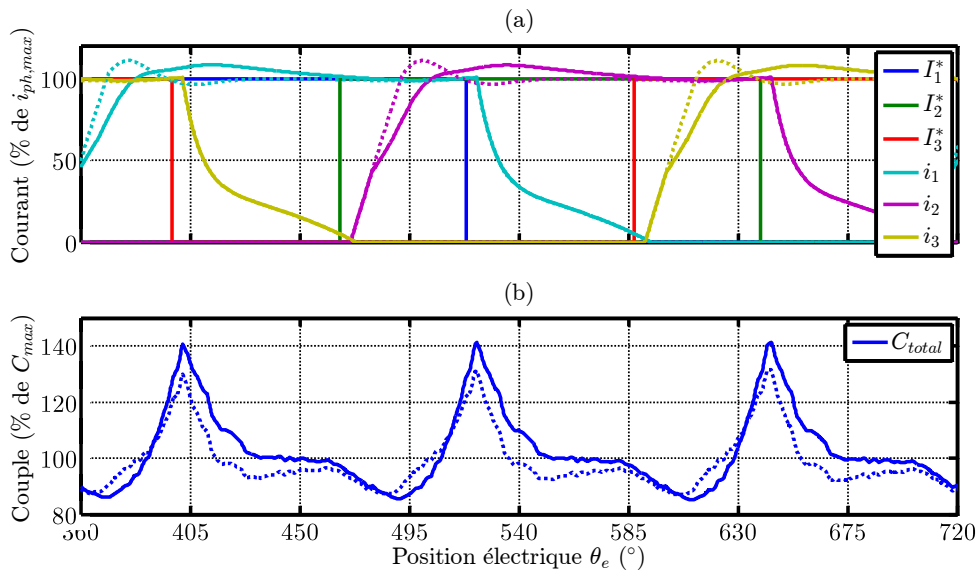


Figure III.86 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 100% de C_{max} et 15% de Ω_m .

	10% C_{max}		50% C_{max}		100% C_{max}	
	C_{moy}	ΔC	C_{moy}	ΔC	C_{moy}	ΔC
RHP	11.4%	37,3%	52%	92.7%	98.7%	43%
RST	10%	28%	50%	87%	103%	58%

Tableau III.7 : Comparaison du couple moyen et de l'ondulation de couple relevée avec le régulateur RHP et le régulateur RST en utilisant la commande en couple moyen et la cartographie Σ_{ond} à 15% de Ω_{max} (en % de C_{max}).

En augmentant la vitesse (25% de Ω_{max}), l'écart de performance entre les deux régulateurs diminue considérablement. À partir de cette vitesse, les performances des régulateurs diminuent en raison de la valeur importante de la force contre électromotrice et d'une diminution en conséquence des variations en amplitude de la commande limitées par la valeur de saturation en tension. De ce fait, il n'y a pas d'avantage clair pour un régulateur sur l'autre. Le résultat de cette comparaison est présenté dans les figures III.87, III.88 et III.89 ainsi que le tableau III.8.

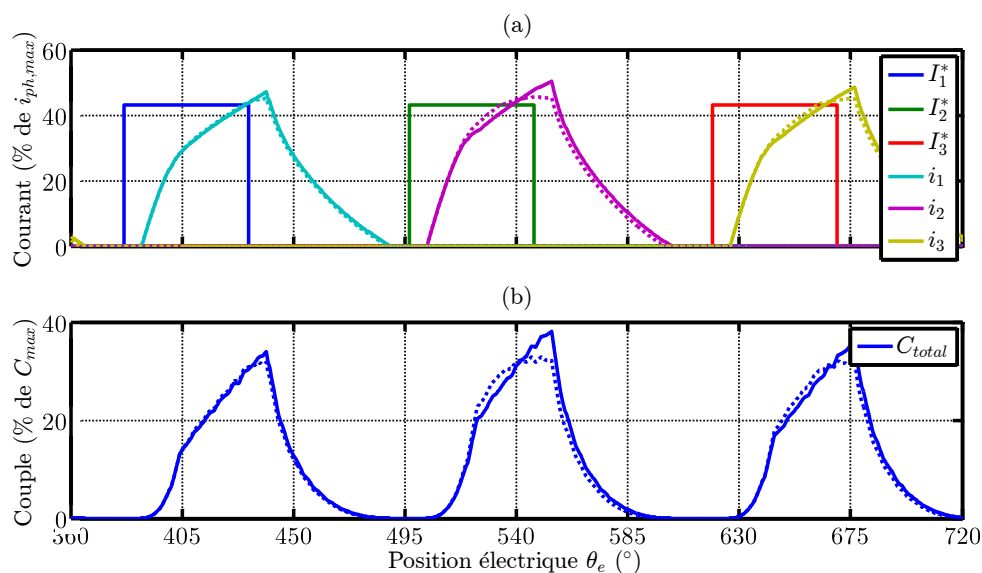


Figure III.87 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 10% de C_{max} et 25% de Ω_m .

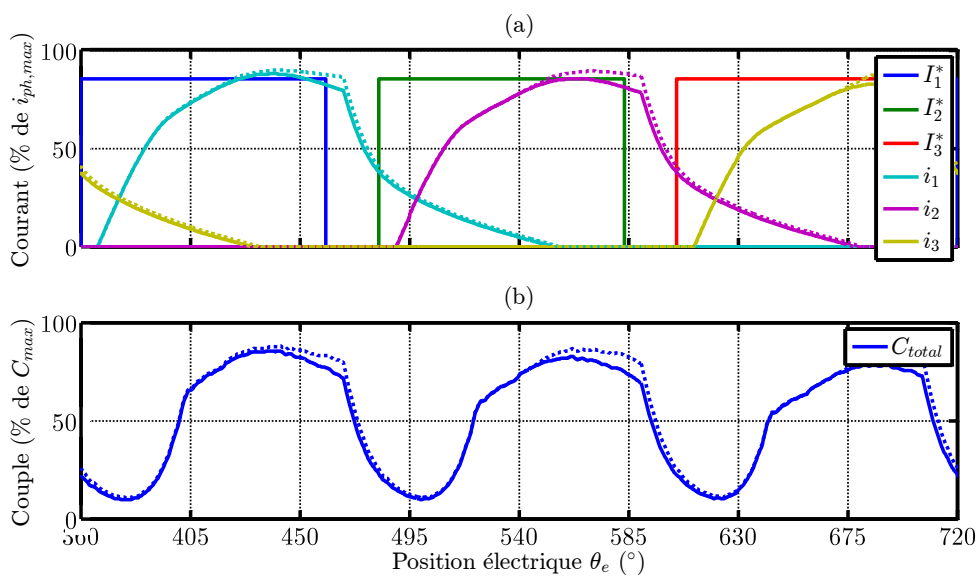


Figure III.88 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 50% de C_{max} et 25% de Ω_m .

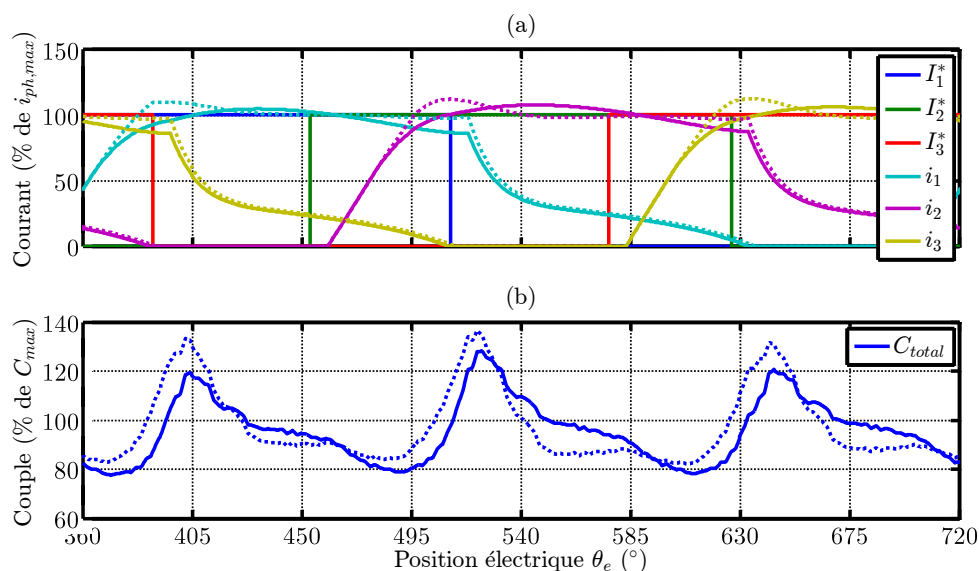


Figure III.89 : Comparaison des courants de référence, des courants de phase et du couple total issus de la simulation avec les régulateurs RST (trait continu) et le RHP (trait pointillé) avec la commande en couple moyen (Σ_{rend}) à 100% de C_{max} et 25% de Ω_m .

	10% C_{max}		50% C_{max}		100% C_{max}	
	C_{moy}	ΔC	C_{moy}	ΔC	C_{moy}	ΔC
RHP	10,6%	33%	55%	77%	97,5%	54%
RST	11%	38%	52%	76%	96%	50%

Tableau III.8 : Comparaison du couple moyen et de l'ondulation de couple relevée avec les régulateurs RHP et le RST en utilisant la commande en couple moyen et la cartographie Σ_{ond} à 25% de Ω_{max} (en % de C_{max}).

III.7 Conclusions partielles

Dans ce chapitre, l'amélioration de l'asservissement du courant pour une MRVDS disposant d'une forte dynamique de courant a été étudiée. Dans cette étude, les contraintes imposées par les conditions d'implantation pratique ont été considérées afin de s'approcher des conditions réelles. Au cours de cette étude, deux approches ont été développées afin de répondre aux exigences souhaitées.

La première approche consiste à combiner deux méthodes de régulation afin de profiter de leurs avantages et pallier à leurs inconvénients. Cette approche, dénommée le régulateur hybride prédictif, s'est montrée très adaptée au contexte de notre application. Des bonnes performances ont été obtenues avec ce régulateur lors de son analyse en simulation. Néanmoins, la prédiction des grandeurs qui consiste une

étape indispensable pour conclure aux performances de ce régulateur s'est avérée sensible aux retards qui peuvent se présenter dans la boucle de courant. En conséquence, la performance du régulateur RHP se dégrade en présence du retard ce qui mène à l'augmentation des ondulations de couple et à une déviation de la performance imposée par les cartographies employées. Il est à noter que le régulateur RHP pourrait être une solution intéressante dans le cas d'implantation dans des cibles plus rapides de type FPGA.

Afin de présenter une solution plus adaptée aux moyens d'implantation du prototype en étude, l'approche de synthèse par placement de pôles a été effectuée en utilisant une structure RST. Cette approche présente l'avantage d'une synthèse plus adaptée à l'environnement numérique ainsi que la possibilité de prendre en compte plus facilement les différents retards qui peuvent se présenter. Couplé à une commande par anticipation et une action anti-emballement, le régulateur RST développé s'est montré robuste et non impacté par le retard lors des simulations. Néanmoins, ce régulateur peut être amélioré davantage en améliorant la structure de la commande par anticipation. Le tableau III présente un résumé comparatif des avantages/inconvénients de chaque régulateur.

	Avantages	Limitations
RHP	<ul style="list-style-type: none"> • Très bon asservissement en courant dans le cas de la commande du couple moyen. • Dans le cas idéal, assure un temps de réponse minimal. • Nombre limité de paramètres de réglages. 	<ul style="list-style-type: none"> • Sensibilité aux erreurs de modélisation et à la présence du retard dans la boucle du courant. • Besoin d'une fréquence d'échantillonnage élevée.
RST	<ul style="list-style-type: none"> • Plus adapté à l'implantation numérique. • Possibilité de prendre en compte les retards lors de la synthèse. • Possibilité de découpler la dynamique d'asservissement de celle de la régulation. 	<ul style="list-style-type: none"> • Synthèse moins simple (3 polynômes d'ordres différents). • Calcul en ligne plus coûteux en temps de calcul.

Tableau III.9 : Comparaison des avantages et inconvénients des deux régulateurs RHP et RST.

Chapitre IV : Réduction de la vibration de la chaîne cinématique du véhicule

IV.1 Introduction

Le fonctionnement d'un véhicule, qu'il s'agit d'une motorisation thermique, électrique ou hybride, impose le transfert du couple produit par le Groupe Motopropulseur (GMP) vers les roues à travers la chaîne cinématique du véhicule, appelée aussi la chaîne de transmission. Ce terme signifie, par convention, l'ensemble des éléments composant la liaison mécanique entre le moteur et les roues. S'il existe en différentes topologies, la chaîne de transmission se compose de manière générale des mêmes types d'éléments : des arbres ou des essieux, des joints mécaniques et des différentes formes d'engrenage. Ces éléments disposent, évidemment, d'un certain niveau d'élasticité ou donnent lieu à des jeux mécaniques. Par conséquent, cette structure mécanique possèdera un ou plusieurs modes de résonance en fonction des propriétés de ces éléments.

Les modes de résonances de la transmission, autrement appelés les modes propres, provoquent plusieurs phénomènes dans le véhicule selon leurs fréquences et amplitudes. À titre d'exemple nous pouvons citer le sirènement de la boîte de vitesses causé par la vibration des pignons. Cependant, nous nous concentrerons dans ce chapitre sur un problème particulièrement gênant pour les passagers. En fait, l'excitation des modes propres de basse fréquence engendre des à-coups d'accélération longitudinale du véhicule. Ces à-coups, dégradent considérablement l'expérience de conduite et produisent des sensations d'inconfort. Les à-coups d'accélération peuvent même parfois coïncider avec les fréquences propres de certains organes internes du corps humain, provoquant par conséquent, beaucoup de forts désagréments aux passagers [42].

Le problème des à-coups d'accélération longitudinale n'est pas un nouveau problème dans l'industrie automobile et son traitement fait partie des bases de la conception des véhicules. Néanmoins, l'apparition du concept des véhicules électriques a ajouté de nouveaux aspects à ce problème. En effet, contrairement aux véhicules à

motorisation thermiques, les véhicules électriques ne disposent pas d'une vitesse minimale du fait que les moteurs électriques sont contrôlables dès la vitesse nulle. Étant liée à la vitesse de rotation, le contenu harmonique du couple peut alors contenir des fréquences plus basses en comparaison à celui des moteurs thermiques. De plus, l'absence de boîte de vitesses multi-rapports mène naturellement à la suppression de l'embrayage. Le glissement entre les surfaces de l'embrayage introduit un effet d'amortissement qui, malheureusement, ne profitera pas aux véhicules électriques. Il est donc nécessaire de revoir les stratégies classiques de suppression des à-coups d'accélération en vue de ces nouvelles données.

Afin d'être encore plus précis dans notre analyse, il faut évaluer également l'impact de l'emploi de la MRVDS sur l'agrément de conduite. Ayant un couple fortement ondulé, il est logique de supposer que cette ondulation aura des répercussions négatives sur cet aspect. Comme précisé précédemment, un couple possédant un spectre riche augmente le risque d'excitation des modes propres de la chaîne de transmission. Dans ces conditions, l'emploi de la MRVDS dans les véhicules électriques ajoutera une dimension supplémentaire sur le problème de l'agrément de conduite.

La littérature présente de nombreuses publications sur le traitement des à-coups d'accélération longitudinales dans les véhicules électriques. Par exemple, [43] propose une stratégie pour les véhicules à base de moteurs asynchrones. Dans cette stratégie, un ensemble observateur/correcteur par retour d'état est utilisé pour modifier la dynamique de la chaîne de transmission en boucle fermée. Cette approche est employée dans de nombreuses publications comme [44]-[45]. L'inconvénient de cette approche est la dépendance à l'observation de l'état qui peut subir parfois des perturbations ou des incertitudes. Un autre point souvent problématique est l'absence d'une démarche claire pour la configuration de la commande, comme pour le cas présenté dans [46]. L'estimation du couple du moteur à l'aide d'un filtre de Kalman est exploitée par un correcteur linéaire de troisième ordre. Néanmoins, le choix des paramètres du correcteur se fait intuitivement dans l'objectif de réaliser un compromis entre la réactivité du véhicule et l'amortissement des à-coups d'accélération. Une approche intéressante est proposée dans [47] où les auteurs proposent une structure composée d'un profilage de la référence de couple associé à une commande en boucle fermée appelée « action stabilisante ». Pourtant développée à la base pour le cas des machines synchrones, nous l'adaptions dans la suite à notre application.

Dans ce chapitre, l'agrément de conduite d'un véhicule motorisé par une MRVDS est discuté dans l'objectif d'élaborer une loi de commande visant l'amélioration de cet aspect du véhicule tout en satisfaisant les préconisations de l'application industrielle. Pour ce faire, la modélisation de la chaîne de transmission du véhicule est effectuée afin de mettre en évidence, dans un premier temps, les modes propres problématiques. Une loi de commande amortissant le mode de basse fréquence est ensuite développée et validée en simulation afin de démontrer son efficacité.

Finale­ment, la robustesse de la loi de commande proposée est étudiée vis-à-vis des incertitudes de modélisation.

IV.2 Définition du cahier des charges industriel

Dans le domaine de l'industrie automobile, l'agrément de conduite d'un véhicule est défini à travers des spécifications bien détaillées. Chaque constructeur impose des exigences sur différents scénarios de conduite qui sont ensuite regroupées pour construire un Cahier Des Charges (CDC) de l'agrément. Nous présentons dans la suite le CDC [48] sur lequel se fonde cette étude.

IV.2.1 Accélération ou décélération sur une route plate

Nous regardons les exigences industrielles lors d'une accélération du véhicule à couple maximal. La figure IV.1.a présente trois préconisations à assurer. Supposons α_{max} l'accélération maximale du véhicule, nous pouvons les résumer comme suit :

$$\begin{aligned} t_{\alpha_1} &< 0,3 \text{ s} \\ t_{\alpha_2} &< 0,7 \text{ s} \\ \max(\Delta\alpha) &< 23\% \alpha_{max} \end{aligned} \tag{IV.1}$$

Les temps de réponse t_{α_1} et t_{α_2} détermine la réactivité du véhicule. Cette propriété, lors qu'elle faible, nuit à l'expérience de conduite du véhicule. L'ondulation de l'accélération longitudinale $\Delta\alpha$, quant à elle, est une indication du confort du véhicule pour les passagers et doit être bornée.

Les préconisations à chercher lors du lâcher de pédale sont montrées dans la figure IV.1.b. Également, les relations (IV.2) présentent les recommandations typiques dans ce cas. Similairement au cas de l'accélération, nous cherchons par ces recommandations à assurer une réactivité suffisante du véhicule et borner les ondulations d'accélération ressenties par le conducteur.

$$\begin{aligned} \alpha_{0,5} &< 8,5\% \alpha_{max} \\ t_{\alpha_{min}} &< 1 \text{ s} \\ \max(\Delta\alpha) &< 23\% \alpha_{max} \end{aligned} \tag{IV.2}$$

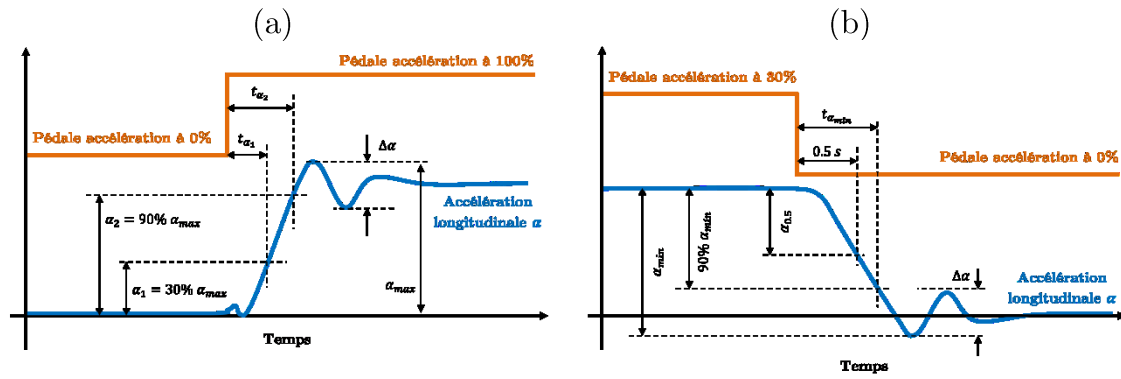


Figure IV.1 : Évolution des différents variables lors de l'accélération (a) et la déclaration (b) du véhicule [48].

IV.2.2 Glissement vers l'arrêt ou vers la marche

Dans certaines situations comme le stationnement, il est souhaitable de conduire le véhicule à une vitesse très faible. Prenons l'exemple présenté par la figure IV.2.a. Le véhicule avance à la vitesse minimale V_1 assurée sans que le conducteur appui sur la pédale d'accélération. Si celui-ci engage les freins, la vitesse du véhicule diminuera sans pour autant désactiver le moteur. En gardant les freins engagés jusqu'à ce que la vitesse atteigne la valeur prédéfinie V_0 , le moteur sera désactivé. Cette désactivation engendrera un certain niveau oscillation de l'accélération du véhicule. Néanmoins, cette oscillation ne doit pas être ressentie par les passagers. Pour réaliser cet objectif, la contrainte définie dans l'équation (IV.3) doit être respectée.

$$\max(\Delta\alpha) < 8,5\% \alpha_{max} \quad (\text{IV.3})$$

La figure IV.2.b présente le scénario inverse du cas précédent. Le véhicule reste à la vitesse nulle tant que les freins sont engagés. Dès que le conducteur désengage les freins, le moteur s'active et la voiture accélère jusqu'à ce qu'elle reprend la vitesse minimale V_1 . L'oscillation résultante de cette transition, comme le cas précédent, ne doit pas être ressentie par les passagers. Pour ceci, la même contrainte déjà définie dans la relation (IV.3) doit être respecté.

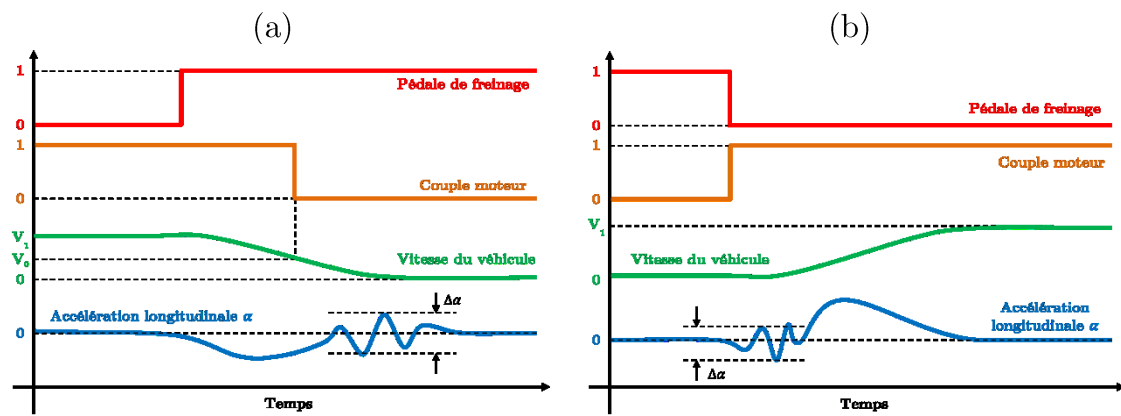


Figure IV.2 : Évolution des différents variables lors du glissement du véhicule. (a) : glissement vers l'arrêt. (b) : glissement vers la marche [48].

IV.3 Modélisation et analyse de la chaîne cinématique

Dans cette section, nous nous intéressons à la modélisation et l'analyse de la chaîne cinématique. Ce modèle nous servira aussi au calcul de ses modes propres, à la conception de la commande et à la simulation des différents scénarios de conduite du véhicule. Afin de développer ce modèle, nous commençons par l'identification des principaux composants de la chaîne cinématique.

IV.3.1 Structure de la chaîne cinématique

En ce qui concerne l'architecture de la chaîne cinématique, trois structures sont les plus répandues dans l'industrie automobile. La première est la transmission par traction pour laquelle seules les roues avant sont motorisées. Dans le de la transmission par propulsion, les roues arrières fournissent la totalité de la force motrice au véhicule. Une topologie relativement récente consiste à partager le couple du moteur sur les quatre roues à l'aide de trois différentiels au lieu d'un seul. Ce principe est connu sous le nom de la transmission à quatre roues ou également la transmission intégrale. Bien entendu, chaque architecture présente des avantages et des inconvénients.

Dans ce travail, nous nous intéressons à la transmission de type traction motorisée par la MRVDS. Néanmoins, l'étude que nous effectuons est tout à fait valide pour les autres types d'architectures. Cette structure est souvent préférée dans le cas des véhicules à faible puissance pour plusieurs raisons dont l'encombrement inférieur et le coût faible. La figure IV.3 montre la composition de la chaîne cinématique de notre application où nous trouvons les composants suivants :

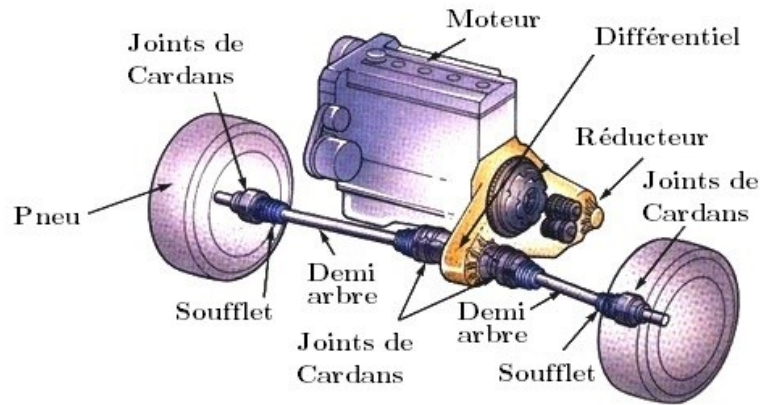


Figure IV.3 : Chaîne de transmission de type traction [58].

- **Essieu du moteur**

Dans cette application, il s'agit du rotor de la MRVDS. Cet essieu transmet le couple mécanique produite par la MRVDS au réducteur de la vitesse du véhicule.

- **Le réducteur**

Comparés aux moteurs thermiques, la MRVDS dispose d'une plage de vitesse plus importante. Le couple maximal est également atteignable dès la vitesse nulle. Ceci annule le besoin d'utiliser une boîte de vitesse multi-rapports. De ce fait, la boîte de vitesse est remplacée dans les véhicules électriques par un réducteur à rapport fixe.

- **Le différentiel**

Cet élément joue le rôle d'un distributeur de couple aux roues selon leurs vitesses. Sans présence du différentiel, il n'est pas possible de réaliser le découplage des vitesses des roues, notamment lors de la prise des virages.

- **Les demi-arbres**

Les demi-arbres transfèrent le couple issu du différentiel aux roues avant. Ils doivent assurer cette fonction malgré les mouvements verticaux des roues dues à la suspension. Cette liaison est possible grâce aux joints de Cardans.

- **Les roues**

IV.3.2 Modélisation de la chaîne cinématique

Afin de réaliser cette modélisation, chaque un des composants de la chaîne cinématique est représenté par un élément de type masse-ressort-amortisseur. Trois caractéristiques sont à identifier pour chaque composant, à savoir : l'inertie équivalente J , la raideur k et le coefficient de frottements visqueux f . La figure IV.4 détaille la représentation équivalente de la chaîne cinématique de notre application. Dans cette représentation, quelques hypothèses ont été faites :

- Puisque le réducteur est d'un seul rapport, nous pouvons simplifier la synthèse du modèle mathématique en ramenant le modèle à la vitesse du moteur.
- Les deux demi-arbres sont considérés identiques ce qui permet de les représenter par un essieu équivalent.
- L'inertie J_{roue} représente en pratique l'inertie équivalente de l'ensemble demi-arbre/roue/pneu.
- Nous représentons par $J_{véhicule}$ l'inertie équivalente de la masse du véhicule incluant les passagers et ramenée dans le repère tournant.

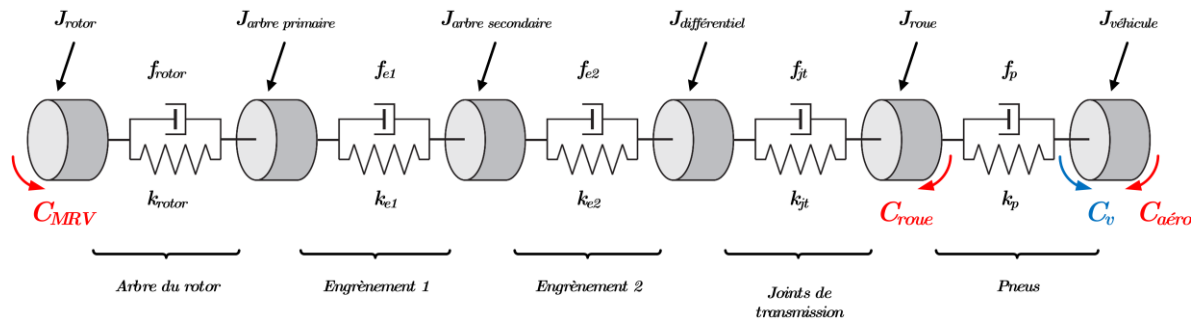


Figure IV.4 : Modèle équivalent de la chaîne cinématique complète.

À partir de la figure IV.4, le modèle mathématique peut être développé à l'aide des lois de mouvement de Newton. Appliquons la deuxième loi de Newton à toutes les inerties de la chaîne cinématique donne :

$$\begin{aligned}
 J_{rot} \cdot \ddot{\theta}_{rot} &= \mathbf{C}_{MRV} - k_{rot}(\theta_{rot} - \theta_{ap}) - f_{rot}(\dot{\theta}_{rot} - \dot{\theta}_{ap}) \\
 J_{ap} \cdot \ddot{\theta}_{ap} &= k_{rot}(\theta_{rot} - \theta_{ap}) + f_{rot}(\dot{\theta}_{rot} - \dot{\theta}_{ap}) - k_{e1}(\theta_{as} - \theta_{ap}) - f_{e1}(\dot{\theta}_{as} - \dot{\theta}_{ap}) \\
 J_{as} \cdot \ddot{\theta}_{as} &= k_{e1}(\theta_{ap} - \theta_{as}) + f_{e1}(\dot{\theta}_{ap} - \dot{\theta}_{as}) - k_{e2}(\theta_{dif} - \theta_{as}) - f_{e2}(\dot{\theta}_{dif} - \dot{\theta}_{as}) \\
 J_{dif} \cdot \ddot{\theta}_{dif} &= k_{e2}(\theta_{as} - \theta_{dif}) + f_{e2}(\dot{\theta}_{as} - \dot{\theta}_{dif}) - k_{jt}(\theta_r - \theta_{dif}) - f_{jt}(\dot{\theta}_r - \dot{\theta}_{dif}) \\
 J_r \cdot \ddot{\theta}_r &= k_{jt}(\theta_{dif} - \theta_r) + f_{jt}(\dot{\theta}_{dif} - \dot{\theta}_r) - k_p(\theta_v - \theta_r) - f_p(\dot{\theta}_v - \dot{\theta}_r) - \mathbf{C}_{roue} \\
 J_v \cdot \ddot{\theta}_v &= k_p(\theta_r - \theta_v) + f_p(\dot{\theta}_r - \dot{\theta}_v) - \mathbf{C}_{aéro}
 \end{aligned} \tag{IV.4}$$

où \mathbf{C}_{MRV} est le couple électromagnétique produit par la MRVDS, \mathbf{C}_{roue} est le couple résistant au niveau la roue et $\mathbf{C}_{aéro}$ est le couple résistant aérodynamique.

L'ensemble des équations données dans (IV.4) est ensuite exprimée selon une représentation d'état :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX + DU \end{aligned} \quad (\text{IV.5})$$

Le vecteur d'état X regroupe respectivement les vitesses et les positions angulaires des inerties du modèle, à savoir :

$$X = [\dot{\theta}_{rot} \quad \dot{\theta}_{ap} \quad \dot{\theta}_{as} \quad \dot{\theta}_{dif} \quad \dot{\theta}_r \quad \dot{\theta}_v \quad \theta_{rot} \quad \theta_{ap} \quad \theta_{as} \quad \theta_{dif} \quad \theta_r \quad \theta_v]^T \quad (\text{IV.6})$$

Concernant le vecteur d'entrées en comporte trois, à savoir :

$$U = [C_{MRV} \quad C_{roue} \quad C_{aéro}]^T \quad (\text{IV.7})$$

Comme sorties, nous avons choisi l'accélération longitudinale du véhicule, α , ainsi que la vitesse angulaire du rotor $\dot{\theta}_{rot}$ et celle de la roue $\dot{\theta}_r$:

$$Y = [\alpha \quad \dot{\theta}_{rot} \quad \dot{\theta}_r]^T \quad (\text{IV.8})$$

α est calculée comme suit :

$$\alpha = \ddot{\theta}_v \frac{R_p}{n_{red}} = C_v \frac{R_p}{J_v \cdot n_{red}} \quad (\text{IV.9})$$

où R_p est le rayon du pneu, n_{red} est le rapport du réducteur, J_v est l'inertie équivalente du véhicule ramenée à la vitesse du rotor et C_v est le couple que voit l'inertie J_v ramené à la vitesse du rotor.

À partir des équations (IV.4), nous pouvons déduire :

$$A = \begin{bmatrix} A_{1,1} & A_{1,2} \\ A_{2,1} & A_{2,2} \end{bmatrix}$$

$$B' = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_{rot}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{J_{roue}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{J_v} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{f_p}{J_v} & \frac{-f_p}{J_v} & 0 & 0 & 0 & \frac{k_p}{J_v} & \frac{-k_p}{J_v} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$A_{1,1} = \begin{bmatrix} \frac{-f_{rot}}{J_{rot}} & \frac{f_{rot}}{J_{rot}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{f_{rot}}{J_{ap}} & \frac{-f_{ap} - f_{rot}}{J_{ap}} & \frac{f_{ap}}{J_{ap}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{f_{ap}}{J_{as}} & \frac{-f_{as} - f_{as}}{J_{as}} & \frac{f_{as}}{J_{as}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{f_{as}}{J_{dif}} & \frac{-f_{jt} - f_{as}}{J_{dif}} & \frac{f_{jt}}{J_{dif}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{f_{jt}}{J_r} & \frac{-f_p - f_{jt}}{J_r} & \frac{f_p}{J_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{f_p}{J_v} & \frac{-f_p}{J_v} \end{bmatrix}$$

$$A_{1,2} = \begin{bmatrix} \frac{-k_{rot}}{J_{rot}} & \frac{k_{rot}}{J_{rot}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{k_{rot}}{J_{ap}} & \frac{-k_{ap} - k_{rot}}{J_{ap}} & \frac{k_{ap}}{J_{ap}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_{ap}}{J_{as}} & \frac{-k_{as} - k_{ap}}{J_{as}} & \frac{k_{as}}{J_{as}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_{as}}{J_{dif}} & \frac{-k_{jt} - k_{as}}{J_{dif}} & \frac{k_{jt}}{J_{dif}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{k_{jt}}{J_r} & \frac{-k_p - k_{jt}}{J_r} & \frac{k_p}{J_r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_p}{J_v} & \frac{-k_p}{J_v} \end{bmatrix}$$

$$A_{2,1} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}, \quad A_{2,2} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

Finalement, et dans l'objectif de rapprocher au mieux le modèle des conditions réelles, le retard de communication d'information entre les capteurs et le contrôle du véhicule a été pris en compte. Ce retard provient de l'emploi du bus CAN (Controller Area Network) dans la communication des informations. Ce protocole vise à minimiser le câblage dans les véhicules à travers le partage d'un seul bus par plusieurs appareils. En contrepartie, un retard impacte les signaux échangés. Dans cette application, ce retard a été estimé à 10 ms [49].

IV.3.3 Analyse de la chaîne cinématique

IV.3.3.1 Analyse dans le domaine fréquentiel

Cette analyse vise principalement à identifier les modes propres de la chaîne cinématique afin d'en estimer l'impact éventuel sur le confort des passagers. Il va de soi que l'excitation d'un mode propre de la chaîne cinématique engendrera des oscillations mécaniques à la fréquence du mode. Dans un premier temps, nous procédons à l'analyse de la fonction de transfert entre l'accélération longitudinale du véhicule et le couple produit par la MRVDS α/C_{MRV} . Le diagramme de Bode de cette fonction est présenté dans la figure IV.5 où nous pouvons constater la présence de plusieurs modes propres, dont le premier se trouve aux environs de 9 Hz et le deuxième autour de 22 Hz. Les oscillations longitudinales à cette fréquence peuvent présenter des effets négatifs comme par exemple la perturbation de certains organes internes du corps humain [42], ce qui explique en grande partie l'effet désagréable associé à ces oscillations.

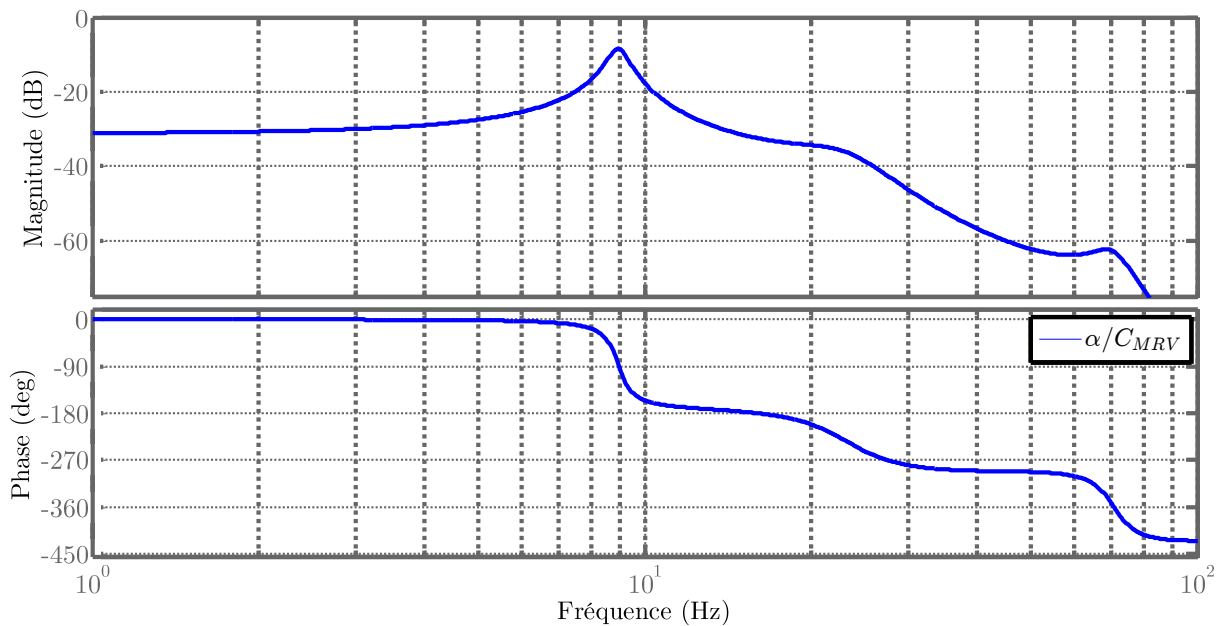


Figure IV.5 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert entre le couple produit par la MRV (C_{MRV}) et l'accélération longitudinale du véhicule (α).

Aux basses fréquences (en dessous de 1 Hz), la fonction de transfert α/C_{MRV} se comporte comme un gain. Cette fonction de transfert présente à hautes fréquences (au-delà de 20 Hz) une pente de -40 décibels par décade, similaire au comportement d'un double intégrateur.

L'effet du couple résistant sur le comportement de la chaîne de transmission a été également analysé. La figure IV.6 présente le diagramme de Bode de la fonction de transfert entre l'accélération longitudinale du véhicule et le couple résistant à la roue, α/C_{roue} . Comme dans le cas précédent, le premier et le deuxième mode propre sont localisés autour de 9 et 22 Hz respectivement. Il est dès lors possible de présager d'une possible excitation des à-coups d'accélération longitudinale lors des variations brusques du couple résistant. Ceci sera confirmé davantage dans la suite de ce chapitre.

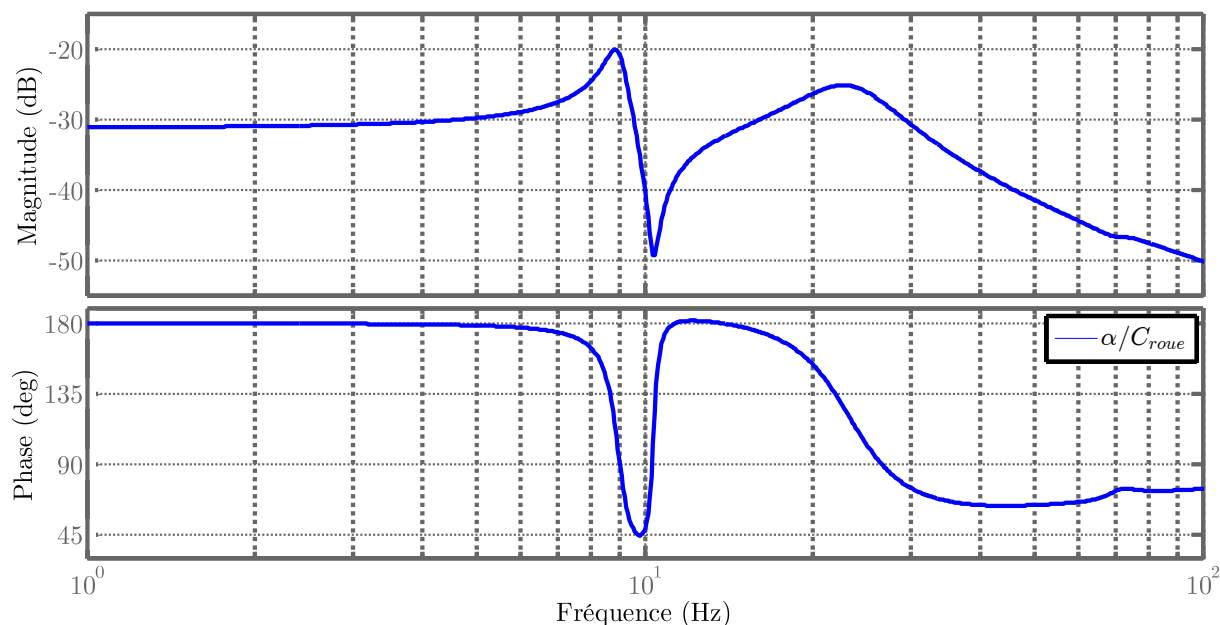


Figure IV.6 : Diagramme de Bode de la fonction transfert entre le couple résistant à la roue (C_{roue}) et l'accélération longitudinale du véhicule (α).

L'effet de la résistance aérodynamique n'a pas été pris en compte vu qu'il est négligeable aux basses vitesses. En plus, il est peu probable d'affronter des variations importantes de la résistance aérodynamique au cours de la conduite. En conséquence, la probabilité de déclenchement des à-coups d'accélération par la résistance aérodynamique est pratiquement inexistante. C'est pourquoi nous ne tenons pas compte de l'effet de cette force dans la suite de cette étude.

Afin de localiser l'impact de des deux premiers modes propres sur les différents éléments de la chaîne cinématique, une étude torsionnelle en vibrations libres a été effectuée dont les résultats sont montrés dans la figure IV.7. Pour le premier mode propre, les déformations torsionnelles se produisent en majorité aux joints de transmissions. En ce qui concerne le deuxième mode, nous constatons qu'il impacte le rotor de la MRVDS, les joints de transmission ainsi que les pneus avec la majorité des déformations localisées aux deux derniers éléments. Nous pouvons conclure de cette analyse qu'en plus de son effet indésirable sur l'agrément du véhicule, la résonance de la chaîne de transmission impacte majoritairement les joints de transmission. Par conséquent, ceux-ci possèdent une probabilité forte de défaillance mécanique.

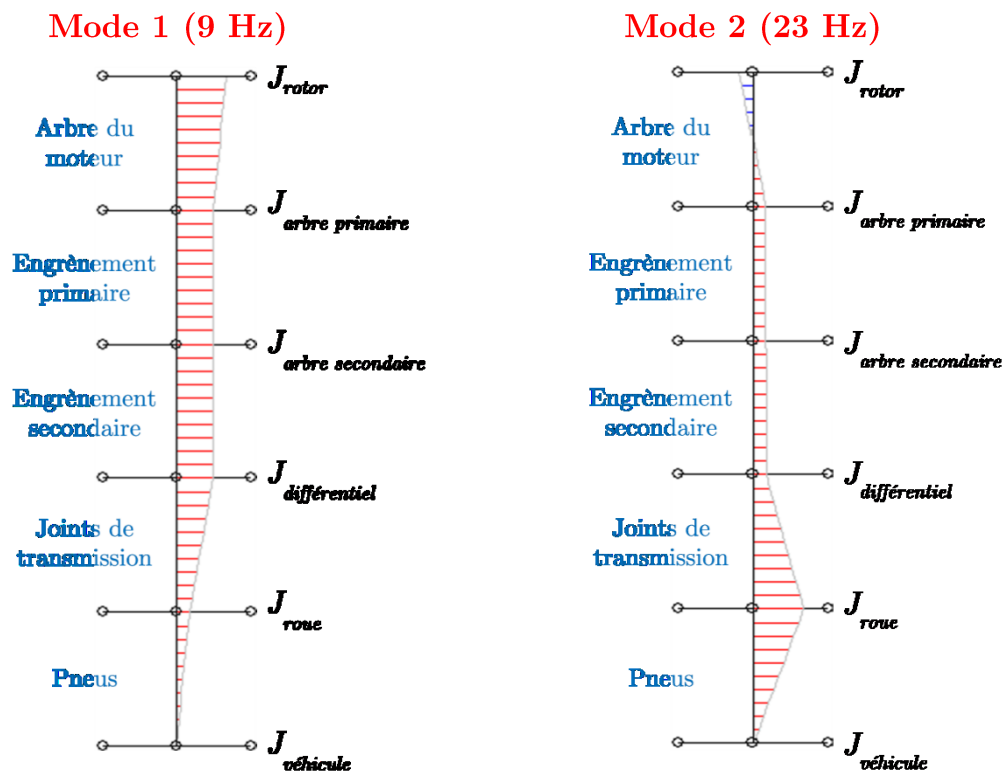


Figure IV.7 : La réponse torsionnelle en vibrations libres de la chaîne cinématique lors d'une excitation aux fréquences du premier et deuxième mode propre.

La conception d'une commande efficace nécessite d'avoir un retour d'information sur la variable à contrôler, c'est-à-dire l'accélération longitudinale. Cependant, cette variable n'est pas typiquement mesurée dans les véhicules. La conception d'un observateur de l'accélération longitudinale est une approche possible [45] mais elle peut se trouver défavorable pour une application automobile vu son complexité de mise en œuvre. Pour le choix du signal de retour de la commande, deux possibilités existent typiquement dans ce type de véhicules. La première est la mesure de la vitesse du moteur nécessaire pour son contrôle et la seconde source est la mesure de la vitesse de la roue indispensable pour l'implémentation du freinage de type antiblocage des roues (en anglais : Anti-lock braking système, ABS). Pour limiter le coût des véhicules, la mesure de la vitesse de la roue est souvent effectuée à l'aide de capteurs à basse résolution, ce qui peut s'avérer insuffisant pour notre application.

Pour notre cas d'étude, le choix du signal de retour a été fondé sur l'analyse présentée ci-après. Les diagrammes de Bode de la fonction transfert $\dot{\theta}_{rotor}/C_{MRV}$ ainsi que $\dot{\theta}_{roue}/C_{MRV}$ sont présentés dans la figure IV.8 en supposant une résolution de mesure élevée. L'objectif de cette comparaison est de déterminer le signal de retour le plus adéquat à nos besoins parmi les choix disponibles. Nous pouvons apercevoir dans cette figure une amplification plus importante du premier mode propre dans le cas d'un retour basé sur la vitesse du rotor. Ceci s'interprète par une meilleure détection de l'excitation du premier mode propre avec cette mesure. Encore, nous voyons que les modes propres d'ordre supérieurs sont moins amplifiés dans le cas de la fonction

$\dot{\theta}_{rotor}/C_{MRV}$. Cette analyse nous indique que la mesure de la vitesse du moteur fera mieux ressortir les oscillations longitudinales du véhicule.

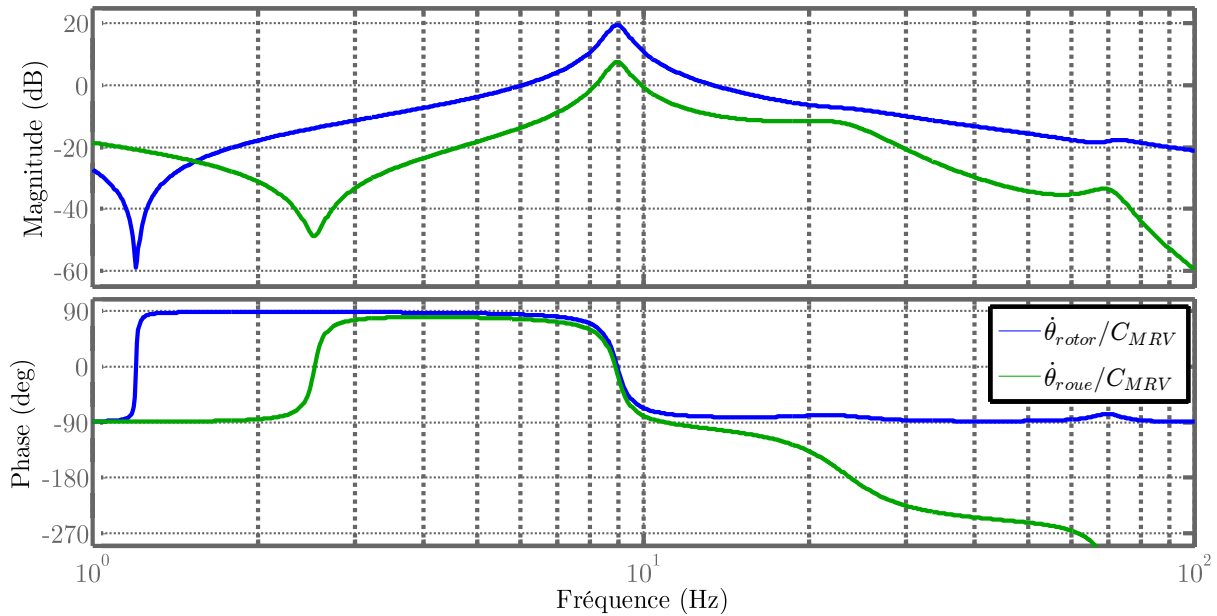


Figure IV.8 : Diagramme de Bode du transfert entre le couple produit par la MRV (C_{MRV}) et la vitesse angulaire du rotor ($\dot{\theta}_{rotor}$) et celle mesurée sur la roue ($\dot{\theta}_{roue}$).

IV.3.3.2 Analyse dans le domaine temporel

Dans la figure IV.9 nous présentons la réponse indicielle de la fonction de transfert C_v/C_{MRV} . Cette analyse confirme les constatations effectuées dans la section précédente. Une réponse oscillante du couple (et donc de l'accélération longitudinale α) du véhicule à la fréquence du premier mode propre est nettement visible. De plus, les autres modes d'oscillation n'ont pas de présence remarquable. Enfin, un dépassement du couple du véhicule de l'ordre de 100% est présent. Ce dépassement se traduit en pratique par une fatigue supplémentaire sur les composants de la chaîne transmission et peut mener à un affaiblissement plus rapide ou, dans le pire cas, à la défaillance de la transmission du véhicule.

Le temps de réponse est défini comme le temps nécessaire pour stabiliser la réponse dans une bande de 5% autour de l'état stable. Ce temps s'élève, dans la figure IV.9, à 1,23 secondes ce qui représente une valeur trop importante par rapport aux recommandations recherchées (cf. section IV.2.1).

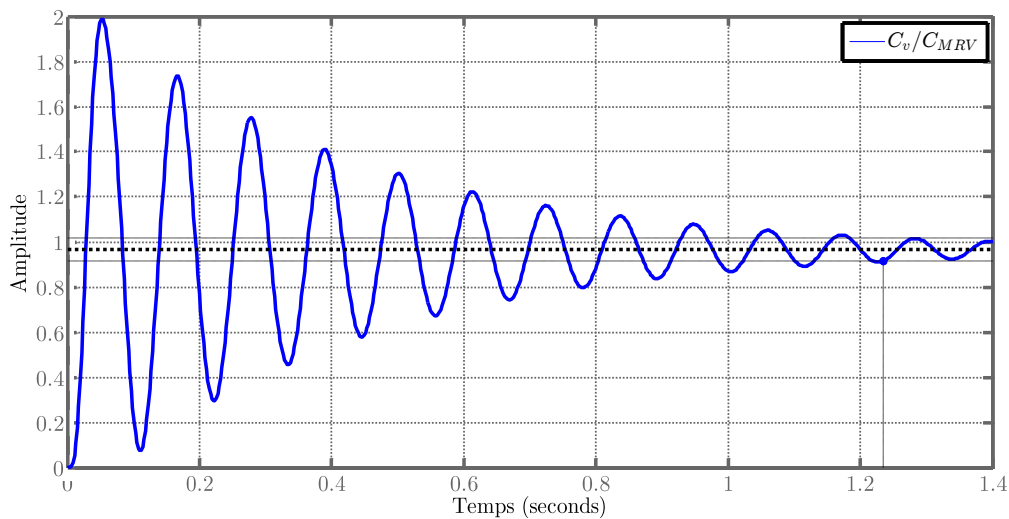


Figure IV.9 : Réponse indicielle de la fonction de transfert entre le couple produit par la MRV (C_{MRV}) et le couple livré à la route (C_v).

De la même manière, la réponse indicielle de la fonction de transfert C_v/C_{roue} est analysée. Cette réponse, montrée dans la figure IV.10, présente la même caractéristique oscillante que dans la figure précédente.

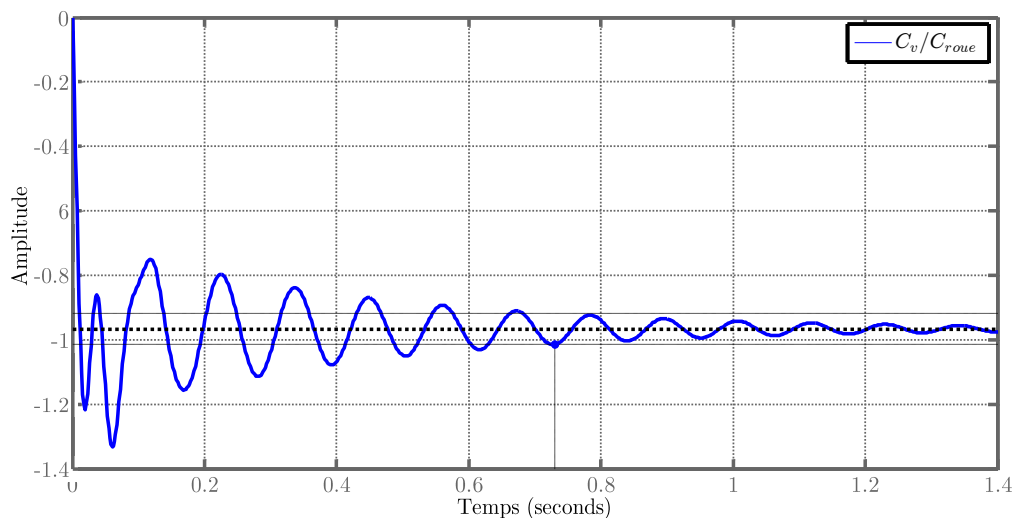


Figure IV.10 : Réponse indicielle de la fonction de transfert entre le couple résistant à la roue (C_{roue}) et le couple livré à la route (C_v).

Dans la figure IV.11, les réponses indicielles des fonctions de transferts $\dot{\theta}_{rotor}/C_{MRV}$ et $\dot{\theta}_{roue}/C_{MRV}$ sont comparées dans l'objectif de confirmer les résultats obtenus dans la section précédente. Comme attendu, les oscillations sont présentes dans la vitesse du rotor avec une amplitude plus importante. Y ajoutant la meilleure résolution de la mesure de la vitesse du rotor, nous pouvons déduire que cette mesure présente un meilleur signal de retour pour une commande anti-oscillatoire.

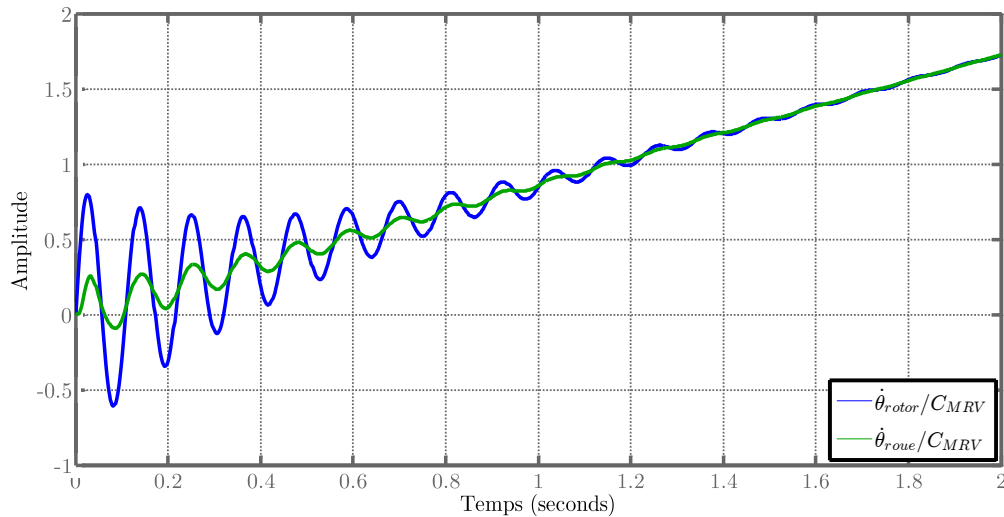


Figure IV.11 : Réponses indicielles des fonctions de transfert entre le couple produit par la MRV (C_{MRV}) et la vitesse angulaire du rotor ($\dot{\theta}_{rotor}$) et celle mesurée sur la roue ($\dot{\theta}_{roue}$).

IV.3.4 Sources d'excitation de la chaîne de transmission

Plusieurs phénomènes pourraient provoquer l'excitation des modes propres de la chaîne de transmission. En dessous, nous en citons les sources principales.

IV.3.4.1 Variations de la consigne de couple demandée à la MRVDS

Les variations brusques de la consigne de couple se traduisent par un spectre harmonique riche du couple produit par la MRVDS. Ces variations pourraient être observées lors du démarrage du véhicule à partir d'une vitesse nulle, lors du freinage récupératif, mais aussi en cas d'accélération ou la décélération soudaine à n'importe quelle vitesse. La conséquence de cette richesse harmonique est une excitation de l'ensemble des modes propres de la chaîne de transmission. Pour cette raison, la dynamique de variation de cette consigne doit être obligatoirement limitée.

Afin d'illustrer ce phénomène, la figure IV.12 présente le résultat de la simulation⁶ d'un scénario de conduite du véhicule dans lequel des transitions importantes la consigne de couple se produisent. A l'instant $t = 0,1 \text{ s}$, le véhicule accélère d'une vitesse nulle à plein couple. Le couple est remis à zéro à $t = 1,5 \text{ s}$ pour un fonctionnement en roue libre. Une période de freinage récupératif est appliquée entre $t = 2,5 \text{ s}$ et $t = 3,5 \text{ s}$ correspondant à un couple négatif de la MRVDS. L'effet de

⁶ Le modèle de simulation employé (sous l'environnement MATLAB/Simulink) compromettrait modélisation de la MRVDS par éléments fins ainsi que sa commande, le modèle développé de la chaîne de transmission ainsi que la simulation des conditions de la route. Ceci dans l'intérêt de rapprocher les simulations des conditions réelles.

ces transitions se traduit par des oscillations donnant lieu à un dépassement de 200% du couple du véhicule C_v ramené à la vitesse du rotor lors des commutations.

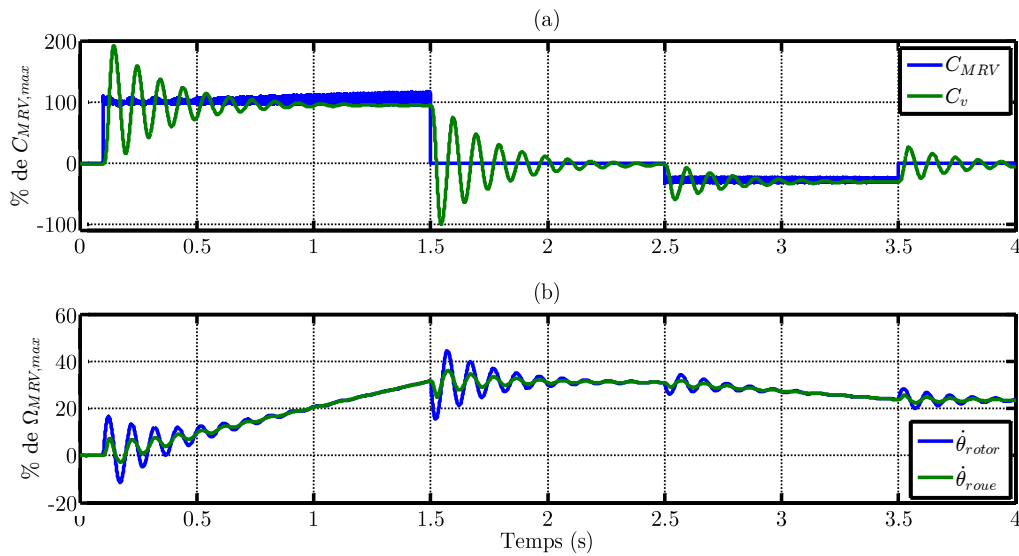


Figure IV.12 : Simulation du véhicule lors d'accélération, roue libre et freinage récupératif.

IV.3.4.2 Contenu harmonique du couple de la MRVDS

Le couple généré par la MRVDS est caractérisé par des fortes ondulations, ce qui se traduit sur le plan fréquentiel par des harmoniques situées aux multiples de la fréquence de rotation mécanique. Même en régime établi, ces composantes peuvent engendrer des à-coups d'accélération d'amplitude non négligeable. En-dessous, les principales harmoniques du couple de la MRVDS sont citées ainsi que leurs sources où H_N signifie le composant à la Nième harmonique de la fréquence de rotation :

- $H_{N_{dr}}$:

Il s'agit de la composante harmonique liée à l'excentricité du rotor par rapport au stator. Cet harmonique peut engendrer des variations du couple de l'arbre du rotor répétées N_{dr} fois par tour mécanique où N_{dr} signifie le nombre des dents du rotor (dans notre cas $N_{dr} = 8$).

- $H_{2N_{dr}}$:

Le déséquilibre électrique d'une paire de pôles en raison d'une réalisation imparfaite (défauts de bobinage par exemple) conduit à des forces électromagnétiques inégales. Sur le couple produit, ce problème se traduit par des perturbations de couple se produisant $2N_{dr}$ fois par tour mécanique.

- $H_{qN_{dr}}$:

Cette composante a l'amplitude la plus importante. Elle est due à des perturbations du couple total. Ces perturbations sont causées principalement par les périodes de chevauchement entre les phases qui se produisent à qN_{dr}

fois la fréquence mécanique, où q est le nombre de phases (cf. le couple C_{MRV} présenté dans la figure IV.13).

Ces différents harmoniques sont présentés sur la figure IV.13, la décomposition de Fourier du couple électromagnétique étant effectuée à une vitesse de 22,5 tr/mn et à 100% du couple maximal (équilibre mécanique et électrique supposé). Pour cette vitesse, la fréquence de rotation $f_{méc}$ est égale à 0,375 Hz ce qui donne des harmoniques à la fréquence $f_{qN_{dr}} = 24f_{méc} = 9$ Hz et à ses multiples. La présence d'un harmonique à la fréquence du premier mode propre aura comme conséquence une excitation importante de la résonance de la chaîne de transmission.

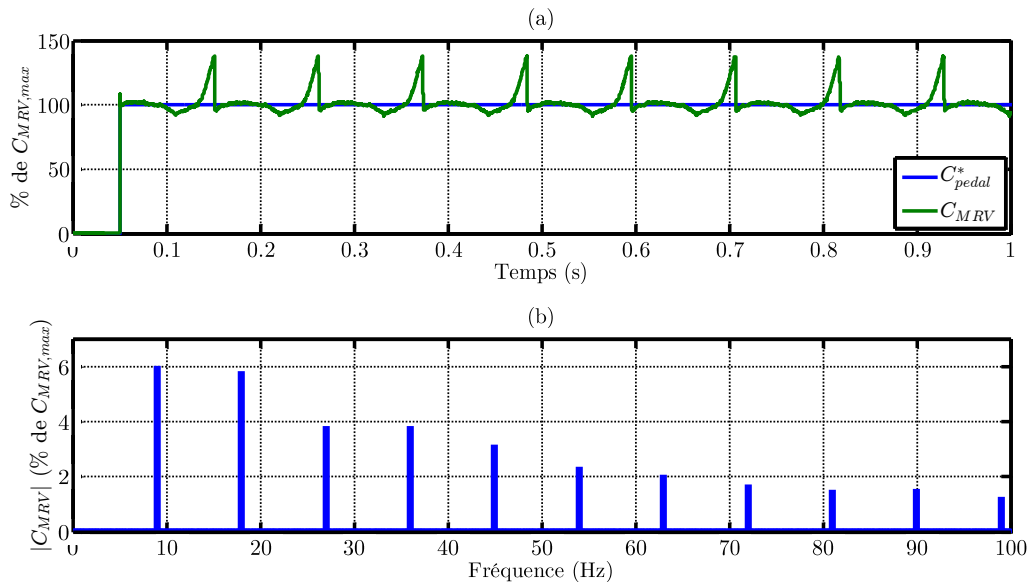


Figure IV.13 : (a) : Simulation du couple produit par la MRVDS (C_{MRV}) lors de l'accélération du véhicule.
(b) : décomposition de Fourier de C_{MRV} .

Le tableau IV.1 montre les fréquences des principales harmoniques du couple calculés en fonction de la vitesse du véhicule. Les harmoniques dont la fréquence tombe proche de celle du premier mode propre sont soulignés. Par des calculs simples, nous pouvons conclure qu'au-delà d'une vitesse de 1,2 Km/h, il n'y a plus de risque que les ondulations de couple excitent le premier mode propre.

Vitesse moteur (tr/min)	Vitesse véhicule (Km/h)	H8 (Hz)	H16 (Hz)	H24 (Hz)	H48 (Hz)
10	0,12	1,33	2,67	4,00	8,00
20	0,24	2,67	5,33	8,00	16,00
30	0,36	4,00	8,00	12,00	24,00
40	0,48	5,33	10,67	16,00	32,00
50	0,60	6,67	13,33	20,00	40,00
60	0,72	8,00	16,00	24,00	48,00
70	0,84	9,33	18,67	28,00	56,00
80	0,96	10,67	21,33	32,00	64,00
90	1,08	12,00	24,00	36,00	72,00
100	1,20	13,33	26,67	40,00	80,00

Tableau IV.1 : Fréquence des principaux harmoniques de couple pour différentes vitesses du véhicule.

IV.3.4.3 Variations du couple résistant aux roues

Plusieurs scénarios peuvent amener à une variation brusque du couple résistant impactant les roues. La montée d'un trottoir ou le changement de pente de la route sont deux exemples. Dans la figure IV.14, un scénario correspondant à un échelon de couple résistant égale à 50% du couple maximal est simulé permettant ainsi de quantifier son impact sur l'accélération longitudinale de la chaîne mécanique.

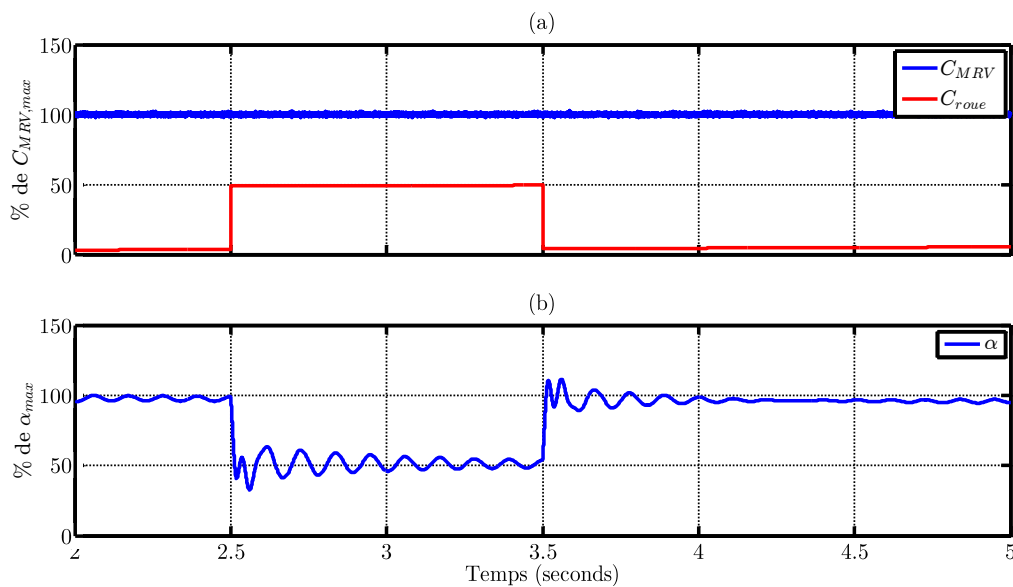


Figure IV.14 : (a) : Simulation de la réponse de la chaîne cinématique à un échelon du couple résistant (C_{roue}).
(b) : Accélération longitudinale du véhicule (α_{vx}).

Au finale, les analyses présentées précédemment ont montré que le premier mode propre de la chaîne cinématique à 9 Hz se montre plus dominant. L'excitation de ce mode provoque des oscillations au niveau de l'accélération longitudinale et par conséquent, engendre des gênes non négligeables aux passagers. Au-delà d'une vitesse de 1,2 Km/h, les oscillations de couple ne présentent plus un risque sur l'agrément de conduite.

Pour pallier au problème des à-coups d'accélération, nous proposons une commande en boucle fermée permettant la réduction oscillations de la chaîne cinématique. Ceci devra être effectué en respectant le cahier des charges industriel en main et en prenant en compte les incertitudes dans la modélisation de la chaîne due à la mauvaise identification des paramètres ou à la dispersion paramétrique lors de la production en série.

IV.4 Structure de la commande anti à-coups

La commande anti à-coups a comme objectif l'amélioration de l'expérience de conduite du véhicule. Cet objectif nécessite une neutralisation des à-coups d'accélération longitudinale ressentis par le conducteur par la mise en place d'une commande efficace et robuste. Dans cette optique, une structure d'une loi de commande est proposée. Composée de deux actions complémentaires, elle doit réaliser un compromis correct entre le temps de réponse en accélération du véhicule et l'excitation du premier mode propre car ces deux objectifs, comme nous montrerons par la suite, sont contradictoires. La figure IV.15 présente le schéma bloc de l'ensemble chaîne de transmission/commande anti à-coups.

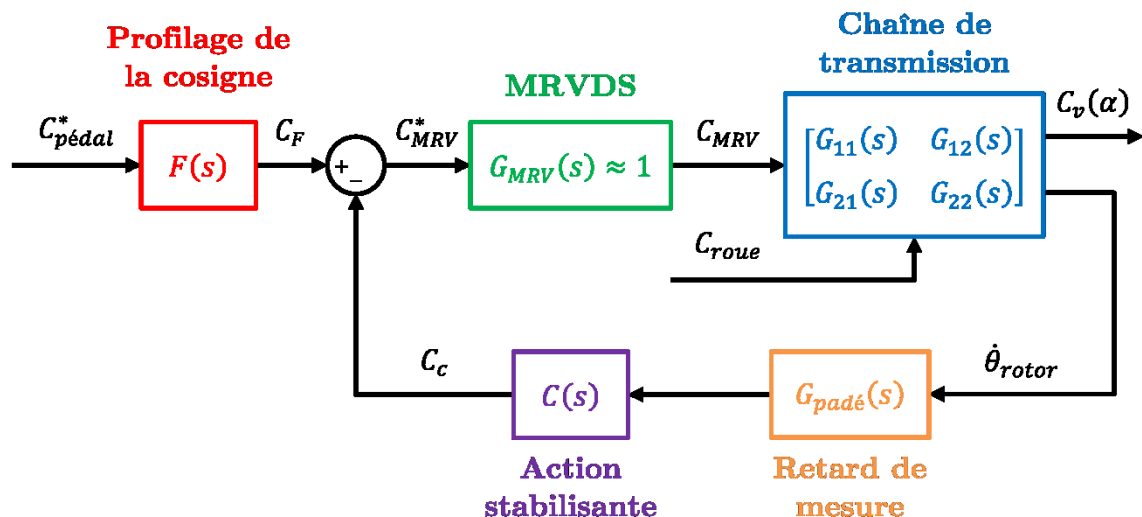


Figure IV.15 : Schéma bloc de l'ensemble chaîne de transmission/commande anti à-coups.

Dans ce schéma, nous avons modélisé la MRVDS par un gain unitaire. Ce choix est justifié par le fait que la dynamique d'asservissement en couple de la MRVDS (C_{MRV}/C_{MRV}^*) est considérablement plus rapide que celle de la partie mécanique. Cette

hypothèse n'affectera pas la précision des résultats obtenus par la suite et permettra une conception plus simple de la commande.

Nous commençons par définir les fonctions de transfert en boucle ouverte et de celle en boucle fermée que nous analysons. Définitions :

$$G_{12}(s) = \frac{\dot{\theta}_{rotor}}{C_{MRV}} \quad (IV.10)$$

À l'aide de la figure IV.15, nous pouvons déduire la fonction de transfert de la boucle ouverte $FT_{BO}(s)$:

$$\begin{aligned} FT_{BO}(s) &= G_{MRV}(s) \cdot G_{12}(s) \cdot G_{padé}(s) \cdot C(s) \\ &\approx G_{12}(s) \cdot G_{padé}(s) \cdot C(s) \end{aligned} \quad (IV.11)$$

où $G_{padé}$ est l'approximation de padé du retard pur présent sur la mesure de $\dot{\theta}_{rotor}$.

En boucle fermée, nous définissons :

$$FT_{BF,1}(s) = \frac{C_v}{C_{pédale}^*} = F(s) \cdot \frac{G_{12}(s) \cdot G_{padé}(s)}{1 + G_{12}(s) \cdot G_{padé}(s) \cdot C(s)} \quad (IV.12)$$

où $FT_{BF}(s)$ est la fonction de transfert en boucle fermée entre la référence relevée sur la pédale d'accélération $C_{pédale}^*$ et le couple livré à l'inertie équivalent du véhicule C_v .

Dans ce qui suit, nous précisons les éléments constituant la loi de commande anti à-coups. La synthèse des paramétrés de la loi de commande par optimisation ainsi que l'analyse de sa robustesse seront également présentées.

IV.4.1 Profilage de la consigne de couple

La première action de la commande consiste au profilage de la consigne de couple demandée par le conducteur. Son objectif est de profiler la référence de couple fournie par le conducteur, $C_{pédale}^*$, dans le but de limiter son contenu harmonique. Néanmoins, il ne peut pas influencer les harmoniques de couple générés par la MRVDS (ceux-ci seront prises en compte par la seconde element de la commande). Ce composant a la forme d'un filtre passe bas de premier ordre dont la fonction de transfert est donnée dans l'équation (IV.13).

Le choix de τ_F se base sur un compromis entre le temps de réponse en accélération du véhicule et la réduction des vibrations de la chaîne cinématique. Une valeur trop importante augmentera le temps de réponse. D'un autre côté, diminuer ce paramètre

mène à un niveau de vibration plus élevé. La figure IV.16 montre l'impact de ce filtre pour plusieurs valeurs de τ_F . Cependant, bien que l'amplitude des oscillations diminue avec une valeur plus importante de τ_F , la nature oscillante ne se voit pas amoindrie. C'est la raison pour laquelle un bouclage stabilisant est intégré à la structure de la commande et détaillé dans la section suivante.

$$F(s) = \frac{1}{1 + \tau_F s} \quad (\text{IV.13})$$

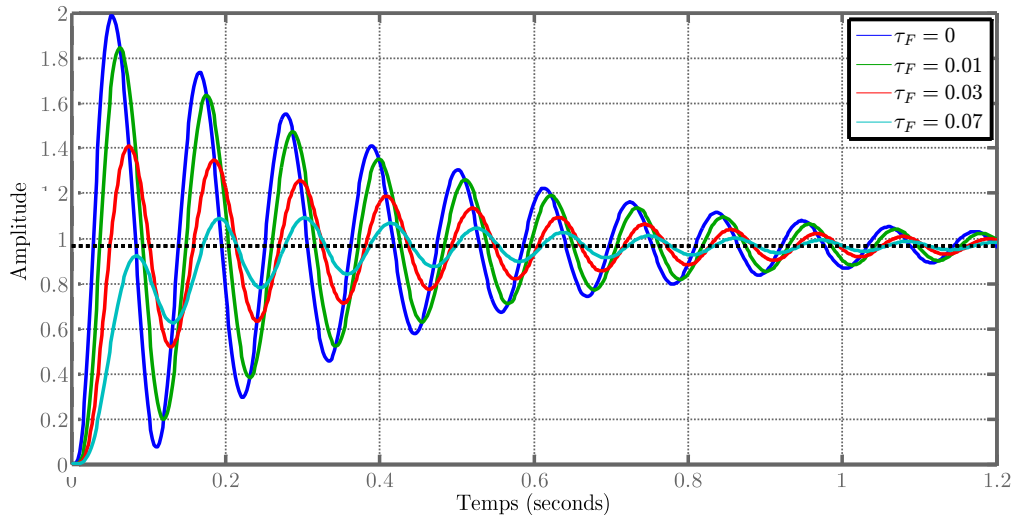


Figure IV.16 : Réponse indicielle de la fonction de transfert de la boucle fermée $FT_{BF}(s)$ pour différentes valeurs de τ_F .

IV.4.2 Correction stabilisante

Le choix de la forme de l'action stabilisante, $C(s)$, peut être abordé de différentes façons. Ceci vient principalement de l'ordre élevé du système mais aussi des compromis que l'on doit faire. Également, l'implémentation sur des cibles de coût faible impose le besoin d'un algorithme moins complexe. Plusieurs méthodes de synthèse existent dans la littérature. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande par retour d'état [50] ou la méthode de synthèse H_∞ [51]. Néanmoins, dans le premier exemple, il est indispensable d'avoir un retour d'état par observation, ce qui pourrait s'avérer complexe pour un système d'ordre supérieur. Dans le cas de la synthèse H_∞ , le correcteur obtenu sera de l'ordre du système à contrôler et donc, également d'ordre élevé.

Dans le cadre de cette thèse, nous avons opté pour un correcteur de la forme d'une dérivée double filtré. Le principe de cet élément est de déduire les ondulations de l'accélération à partir de la mesure de vitesse du rotor. Ensuite, une action corrective

est générée à base des ondulations déduites. Cette action adapte la référence du couple de la MRVDS, C_{MRV}^* , afin d'amortir la composante oscillatoire du couple livré au véhicule C_v et donc de l'accélération longitudinale α .

La figure IV.17 présente le principe du correcteur stabilisant, $C(s)$. Il se résume comme suit :

- La mesure de la vitesse du rotor $\dot{\theta}_{rot}$ est dérivée une première fois pour obtenir l'accélération, $\ddot{\theta}_{rot}$.
- Afin d'annuler la composante continue de l'accélération, une deuxième dérivée est appliquée.
- Le signal obtenu suite à cette double dérivée est une image des oscillations du couple vu par le véhicule, C_v .
- Pour amortir ces oscillations, elles sont soustraites du couple demandé à la MRVDS, C_{MRV}^* , à travers le gain k .

Évidemment, cette double dérivée doit être couplée d'un filtre passe-bas afin de limiter son gain aux hautes fréquences. La fonction de transfert du correcteur est donnée par l'équation (IV.14). Dans cette expression, deux paramètres déterminent les caractéristiques du correcteur, i.e. le gain k et le constant du temps du filtre τ_c .

$$C(s) = \frac{k \cdot s^2}{(1 + \tau_c s)^2} \quad (IV.14)$$

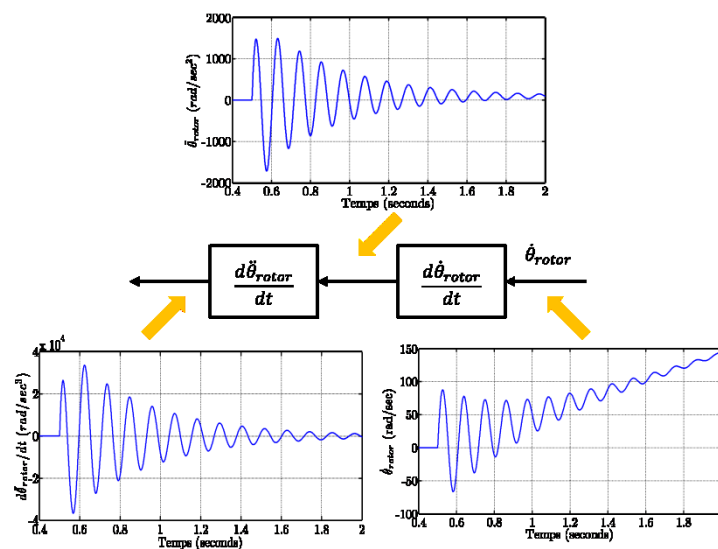


Figure IV.17 : Principe de fonctionnement du correcteur stabilisant.

Dans la suite, nous allons analyser l'influence des deux paramètres de l'action stabilisante, k et τ_c , sur la performance de la commande. Dans la figure IV.18, nous

présentons le diagramme de Nichols de la boucle ouverte pour différentes valeurs de k et τ_c . Nous y remarquons la variation des marges de stabilité, notamment la marge de gain et la marge de phase, en fonction de ces deux paramètres. La bande passante et la robustesse sont deux qualités contradictoires et nous devons ainsi trouver un équilibre satisfaisant et conforme au CDC industriel à travers le réglage de $C(s)$.

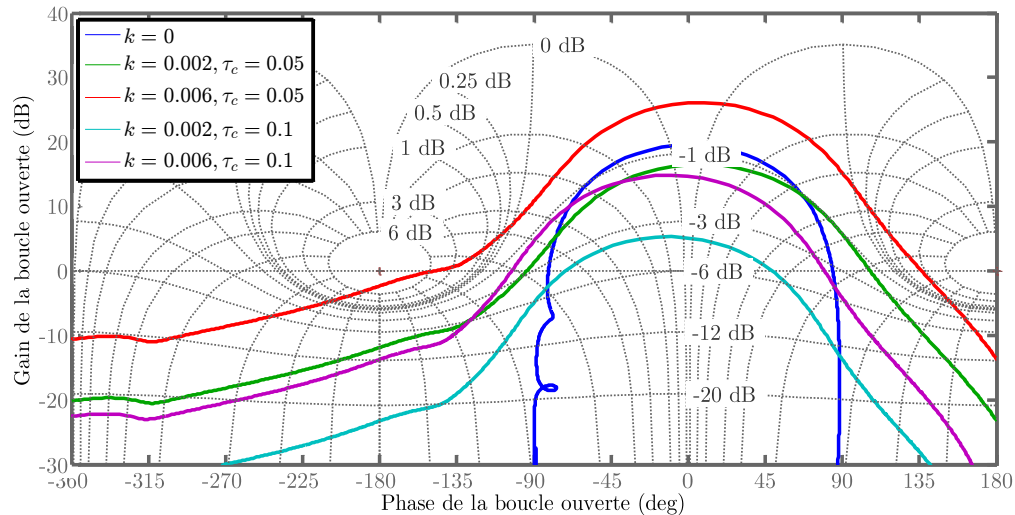


Figure IV.18 : Diagramme de Nichols du transfert de la boucle ouverte $FT_{BO}(s)$ pour différents paramétrages du correcteur stabilisant.

Dans les figures IV.19 et II.20, nous traçons consécutivement le diagramme de Bode et la réponse indicielle de la boucle fermée pour les mêmes combinaisons de k et τ_c que la figure précédente. Nous remarquons que l'amortissement du premier mode se fait au prix d'un sous amortissement du deuxième mode. Nous remarquons également qu'à partir de certaines valeurs, des oscillations à la fréquence du deuxième mode commencent à se manifester dans la réponse temporelle.

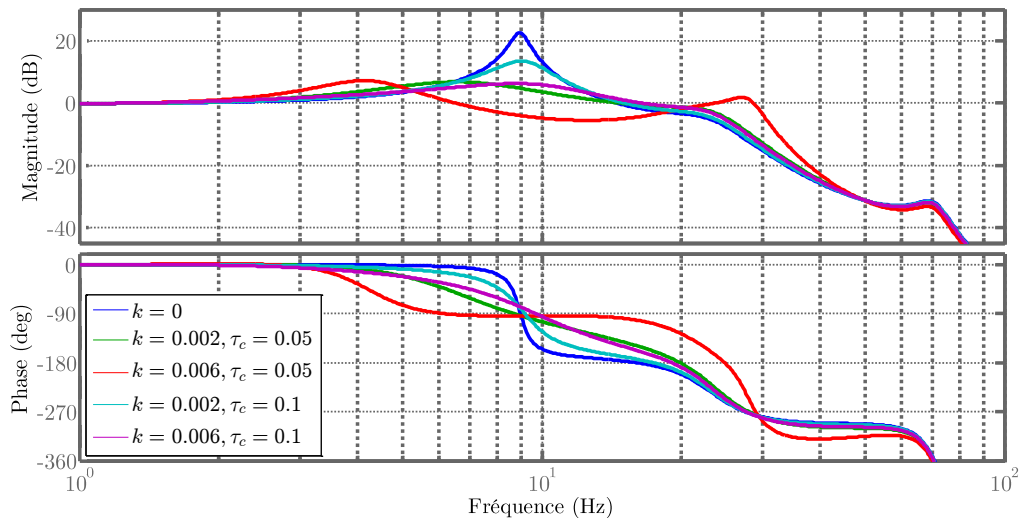


Figure IV.19 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle fermée $FT_{BF}(s)$ pour différents paramétrages du correcteur stabilisant.

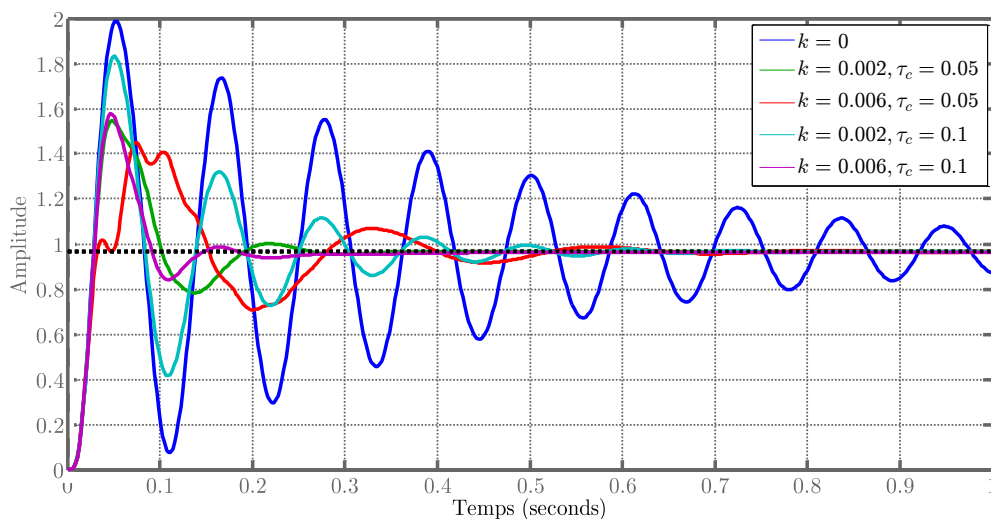


Figure IV.20 : Réponse indicielle de la fonction de transfert de la boucle fermée $FT_{BF}(s)$ pour différents jeux de paramètres du correcteur stabilisant.

En conclusion, lors du réglage de $C(s)$, deux compromis seront à considérer. Le premier est celui entre la robustesse et la performance de l'ensemble système/commande. Le second se résume en assurant un bon amortissement du premier mode sans pour autant exciter le deuxième mode propre de la chaîne mécanique.

IV.5 Choix des paramètres de la commande par optimisation

Nous souhaitons présenter dans cette section une méthode de configuration de la commande anti à-coups à l'aide d'une procédure d'optimisation. Cette procédure permettra la prise en compte de plusieurs critères de performance. Aussi, elle présente l'avantage de l'automatisation de la procédure de configuration de la commande lors de son implantation sur d'autres types de véhicules.

IV.5.1 Définition du problème d'optimisation

Dans la suite, nous formulons le problème du choix des paramètres de la commande anti à-coups sous la forme d'un problème d'optimisation. Nous commençons par établir la fonction objectif. Par définition, ce terme dénote une fonction ayant comme entrée les variables du problème d'optimisation et comme sortie une ou plusieurs indicateurs par lesquels la qualité de la solution est évaluée. Elle doit donc englober les différents critères d'évaluation de la commande anti à-coups. Ci-après, nous présentons ces critères ainsi que la fonction objectif.

Parmi les différents critères de qualification de la commande, nous avons retenus les suivants :

- **Marges de stabilité :**

Ces marges présentent des indicateurs de la robustesse de la solution vis-à-vis des erreurs de modélisation. Elles comprennent la marge de gain M_g , la marge de phase M_ϕ , et la marge de module M_m , toutes calculées à partir de la fonction de transfert de la boucle ouverte corrigée $FT_{BO}(s)$. Des valeurs importantes de ces marges signifient plus de robustesse vis-à-vis des incertitudes du modèle.

- **Temps de réponse en accélération, t_r :**

Ce critère est défini comme le temps nécessaire pour stabiliser le couple fourni à la route C_v (ramené à la vitesse du rotor) dans une bande de $\pm 5\%$ de la valeur demandée par le conducteur $C_{pédale}^*$. A travers ce critère, nous ciblons le premier mode de résonance du fait qu'une réponse résonnante correspond à un temps de réponse plus important.

- **Dépassement en couple, D :**

C'est la valeur positive maximale du terme $C_v - C_{pédale}^*$. Comme le cas du temps de réponse, cette valeur est un indicateur de la présence d'une réponse oscillatoire.

Au final, nous définissons la fonction objectif à minimiser comme suit :

$$FO(k, \tau_c, \tau_F) = \frac{\rho_1}{M_g} + \frac{\rho_2}{M_\phi} + \frac{\rho_3}{M_m} + \frac{t_r}{\rho_4} + \frac{D}{\rho_5} \quad (\text{IV.15})$$

Où $\rho_{1...5}$ sont des facteurs de normalisation choisis par une approche d'essais et d'erreurs. Leur rôle est de normaliser au mieux possible les différents critères de la fonction objectif.

Les arguments de la fonction objectif sont les trois paramètres de la loi de commande anti à-coups. Afin de réduire le temps de l'exécution de la procédure d'optimisation, nous avons borné la variation de ces paramètres comme indiqué en (IV.16). Ces bornes ont été déterminées afin d'exclure les solutions susceptibles de rendre la boucle fermée instable. Également, dans l'objectif d'écartier les solutions peu intéressantes, des contraintes ont été imposées sur les critères d'optimisation. Au final, nous nous trouvons avec le problème d'optimisation donné dans l'équation (IV.16) où les contraintes sur M_g , M_ϕ et M_m étant choisies pour assurer une bonne robustesse. Celles concernant t_r et D , elles ont été déduites à partir de notre CDC (cf. section IV.2).

Minimiser $FO(k, \tau_c, \tau_F)$

Soumis aux contraintes :

$$\begin{aligned} 0,001 < k < 0,1 \\ 0,015 < \tau_c < 1 \\ 0,0015 < \tau_F < 0,1 \\ M_g > 8 \text{ dB} \\ M_\phi > 50^\circ \\ M_m > -3 \text{ dB} \\ t_r < 0,7s \\ D < 10\% \end{aligned} \quad (\text{IV.16})$$

IV.5.2 Choix de l'algorithme d'optimisation

La fonction objectif définie dans l'équation (IV.15) ne possède pas une expression analytique et son évaluation ne peut se faire que numériquement. De ce fait, il est possible qu'elle possède de minimums locaux ainsi que de discontinuités dans l'espace d'évaluation de FO . En ajoutant sa nature non linéaire et il devient clair que les algorithmes d'optimisation itératifs, dépendant du calcul du gradient ou de la hessienne, de la fonction objectif ne sont pas capables de traiter un tel problème. Par conséquent, nous orientons notre étude vers l'utilisation des algorithmes métaheuristiques. Ce terme regroupe les algorithmes ou les méthodes d'optimisation

stochastiques qui explorent l'espace du problème « intelligemment » et évoluent itérativement avec une meilleure possibilité de converger vers le minimum global. Dans ce sens, les métaheuristiques sont capables de résoudre des problèmes dont l'espace est perturbé par des minimums locaux ou par des discontinuités. Parmi ces algorithmes métaheuristiques, nous citons comme par exemples la recherche taboue, la recherche à voisinage variable, l'algorithme génétique ou l'optimisation par essais particuliers. La figure IV.21 montre rassemble les algorithmes des métaheuristiques les plus courants.

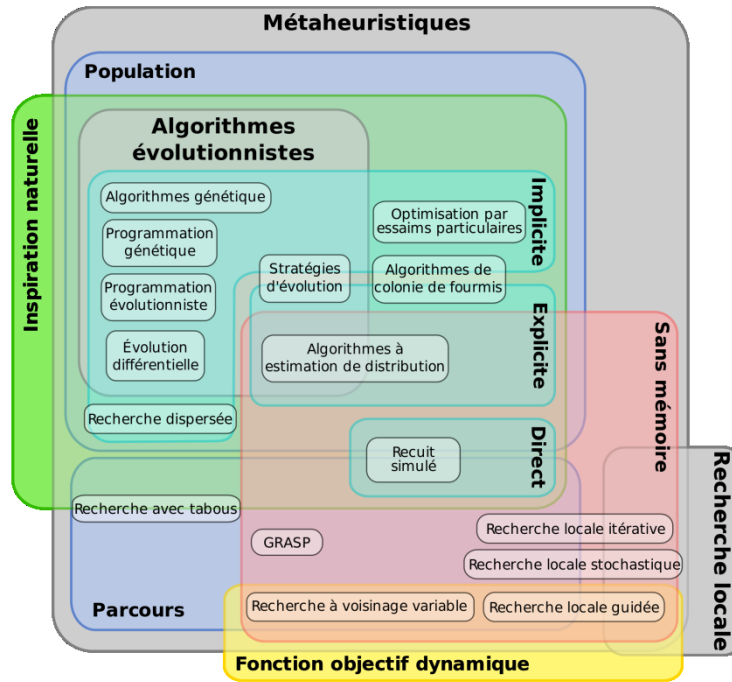


Figure IV.21 : Classification des méthodes métaheuristiques les plus répandues [59].

Dans le cadre de ce travail, nous avons choisi d'utiliser l'algorithme génétique. Cet algorithme est le plus répandu dans le domaine des méthodes évolutionnaires [52], [53]. Son principe de fonctionnement se fonde sur le processus d'évolution des espèces dans la nature. Rendu populaire à travers le travail de John Holland dans les années 1970 [54], cet algorithme possède une grande capacité à traiter les problèmes complexes et propose des nombreuses pistes de personnalisation et de paramétrage.

Dans le tableau IV.2, nous présentons la configuration de l'algorithme génétique que nous avons retenue pour notre application. Il comprend les fonctions utilisées pour chaque étape de l'algorithme ainsi que le choix de ses paramètres.

Paramètre	Configuration
Population initiale	1000 individus
Distribution de la population initiale	Uniforme sur l'espace du problème
Nombre des meilleurs individus passés directement à la génération suivante	2
Pourcentage de la génération suivante généré par croisement	80%

Tableau IV.2 : Configuration de l'algorithme génétique.

IV.5.3 Résultats obtenus par optimisation

Ayant défini le problème d'optimisation, choisi l'algorithme et son paramétrage, nous pouvons ensuite procéder à l'analyse des résultats obtenus. Les figures IV.22 et IV.23 montrent l'évolution des générations de l'AG vers la solution finale. L'algorithme a convergé vers la solution finale au bout de 118 générations. Aussi, la figure IV.24 montre la distance moyenne entre les individus en fonction de la génération. L'effet de la mutation se voit sur cette figure sous forme d'une hausse de la dispersion des individus aux alentours des 50^{ème} et 70^{ème} générations ce qui montre un meilleur balayage de l'espace du problème.

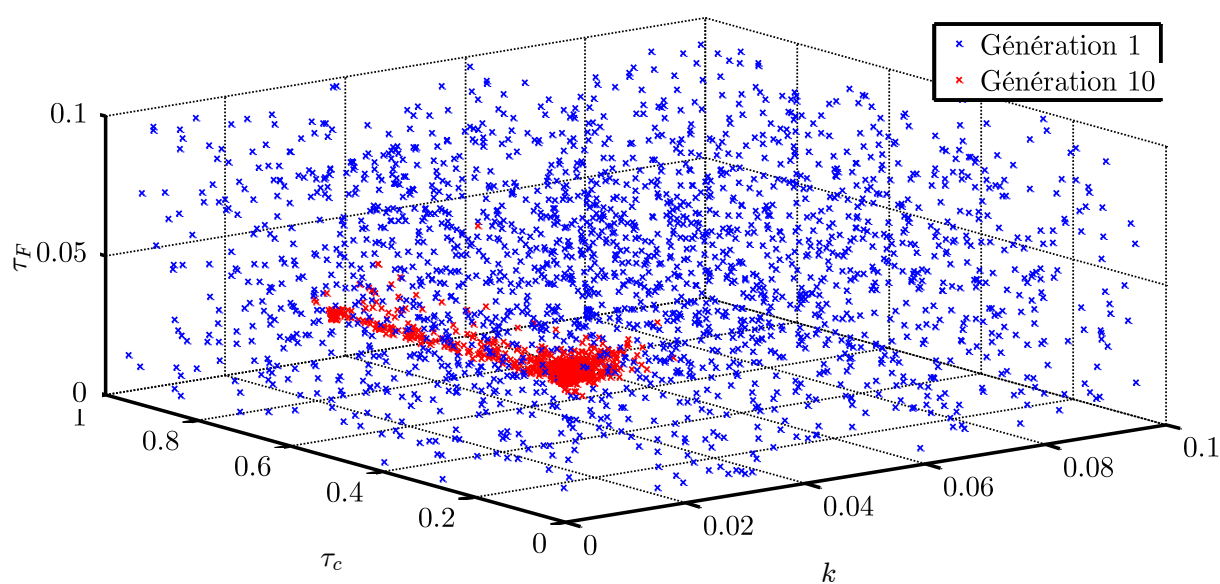


Figure IV.22 : Évolution des générations lors de l'optimisation de la commande anti-à-coups.

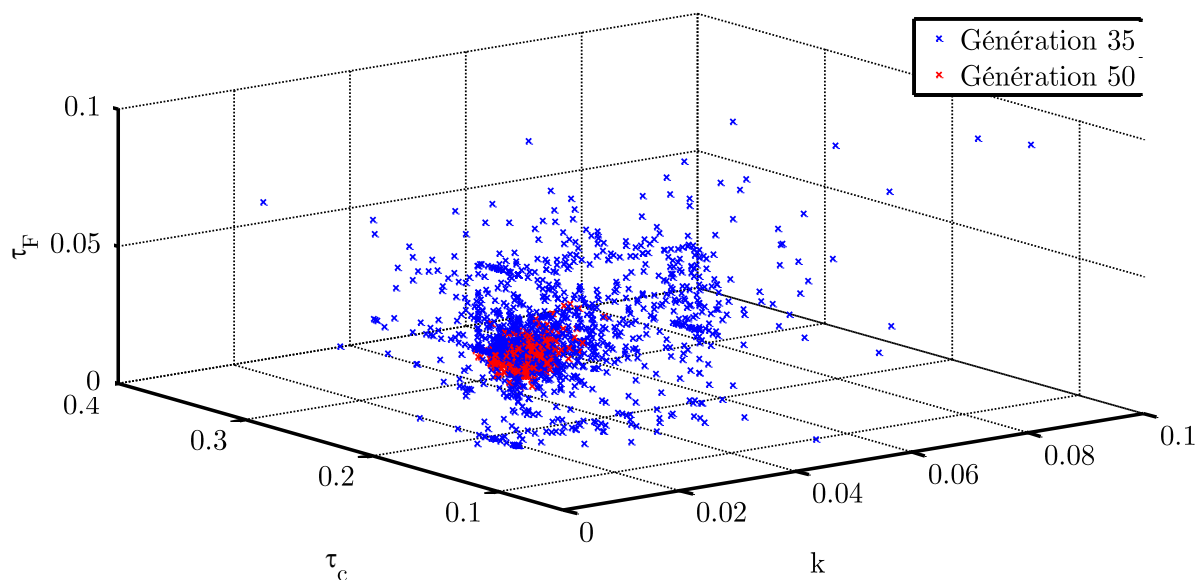


Figure IV.23 : Évolution des générations lors de l'optimisation de la commande anti à-coups.

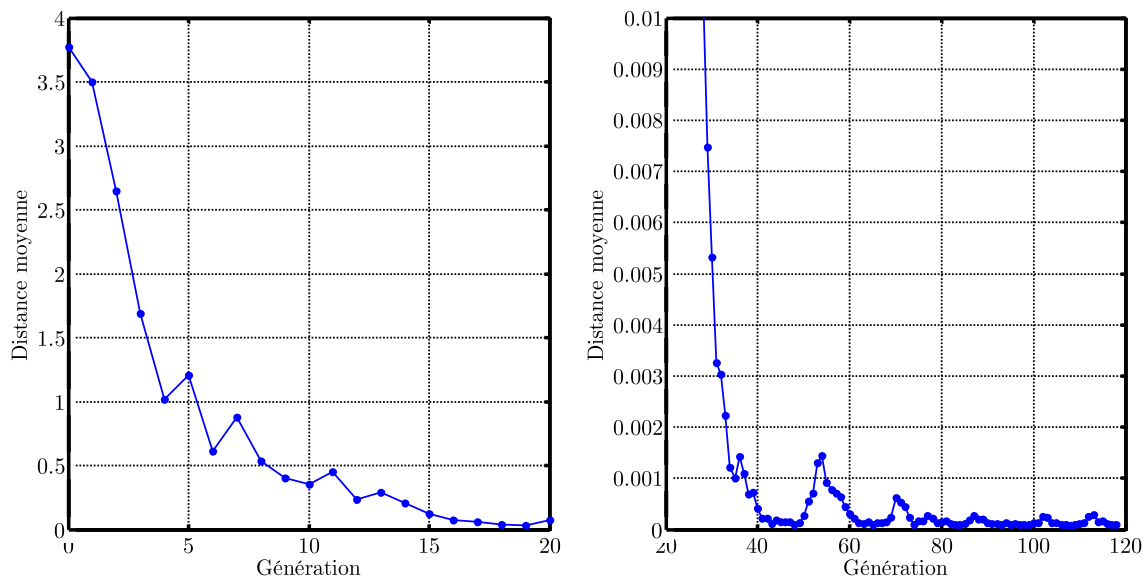


Figure IV.24 : Évolution de la distance moyenne entre individus en fonction des générations.

Le tableau IV.3 présente la configuration de la commande anti à-coups obtenue par optimisation. Aussi, le tableau IV.4 présente l'apport de la commande optimisée sur les différents critères de performance. Nous remarquons une perte sur les marges de stabilité. Néanmoins, cette perte est insignifiante car les marges restent largement au-delà du CDC. En revanche, une baisse importante d'environ 95% est réalisée sur le temps de réponse et le dépassement. En conséquence, ces deux critères de performance deviennent conformes au CDC.

k	τ_c (s/rad)	τ_F (s/rad)
$8,9 \cdot 10^{-3}$	0,12	0,041

Tableau IV.3 : Paramètres obtenus par l'algorithme d'optimisation de la commande anti à-coups.

	Sans commande anti à-coups	Avec commande anti à-coups optimisée	CDC
Marge de gain M_g (dB)	∞	14,2	> 8
Marge de phase M_ϕ (°)	90	75	> 50
Marge de module M_m (dB)	0	-2,1	> -3
Temps de réponse en couple t_r (s)	1,24	0,065	< 0,7
Dépassement en couple D	105%	5%	< 10%

Tableau IV.4 : Amélioration des critères d'optimisation apportée par la commande anti à-coups optimisée.

Finalement, les figures IV.25 IV.26 présentent les réponses fréquentielle et temporelle du système sans et avec la commande anti à-coups. Dans la réponse fréquentielle, nous pouvons constater une atténuation du premier mode propre d'environ 24 dB sans pour autant amplifier les modes aux fréquences plus élevées. Pour la réponse temporelle, la constatation précédente se confirme, notamment avec un temps de réponse diminué d'un facteur de 20 tout en ayant un faible dépassement.

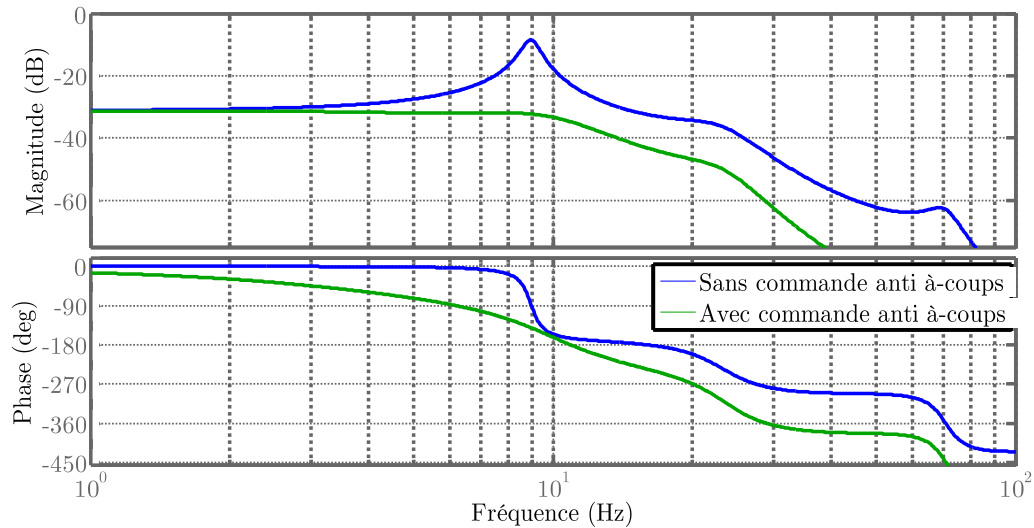


Figure IV.25 : Diagramme de Bode du transfert de la boucle fermée $FT_{BF,1}(s)$ sans et avec la commande anti à-coups.

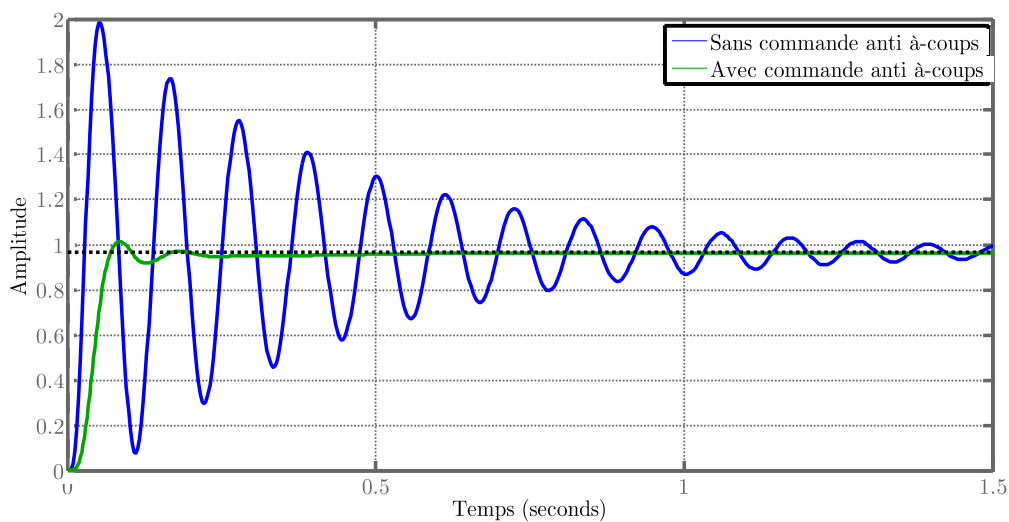


Figure IV.26 : Réponse indicielle du transfert de la boucle fermée $FT_{BF,1}(s)$ sans et avec la commande anti à-coups.

IV.6 Validation de la commande anti à-coups

Dans cette section, la commande anti à-coups est testée vis-à-vis du CDC d'agrément de conduite définie dans la section IV.2 ainsi que pour différents scénarios de fonctionnement du véhicule. Dans l'objectif de rapprocher les résultats de simulations au mieux des conditions réelles, le modèle de simulation employé comportait les éléments suivants :

- Une modélisation de la MRVDS issus des calculs par éléments finis (cf. section II.3).

- La loi d'asservissement en couple de la MRVDS. Les deux types de commandes, instantanée et moyenne, ont été intégrés pour permettre de comparer leurs performances.
- La boucle d'asservissement du courant avec le correcteur RST développé.
- Une modélisation du couple résistant aux roues en fonction des conditions de conduite basée sur des données expérimentales.

IV.6.1 Validation de la commande anti à-coups vis-à-vis du CDC de l'agrément

IV.6.1.1 Accélération sur une route plate

La figure IV.27 montre la simulation du véhicule lors d'un démarrage à couple maximal sans et avec la commande anti à-coups. Dans le tableau IV.5, les préconisations du CDC défini dans la section IV.2.1 sont vérifiées pour les deux cas de fonctionnement. Depuis le tableau IV.5, nous constatons une réduction des critères du CDC d'environ 90% (t_{α_1} , t_{α_2} et $\max(\Delta\alpha)$). La figure IV.27 montre clairement que la commande anti à-coups réduit considérablement les oscillations de l'accélération longitudinale du véhicule.

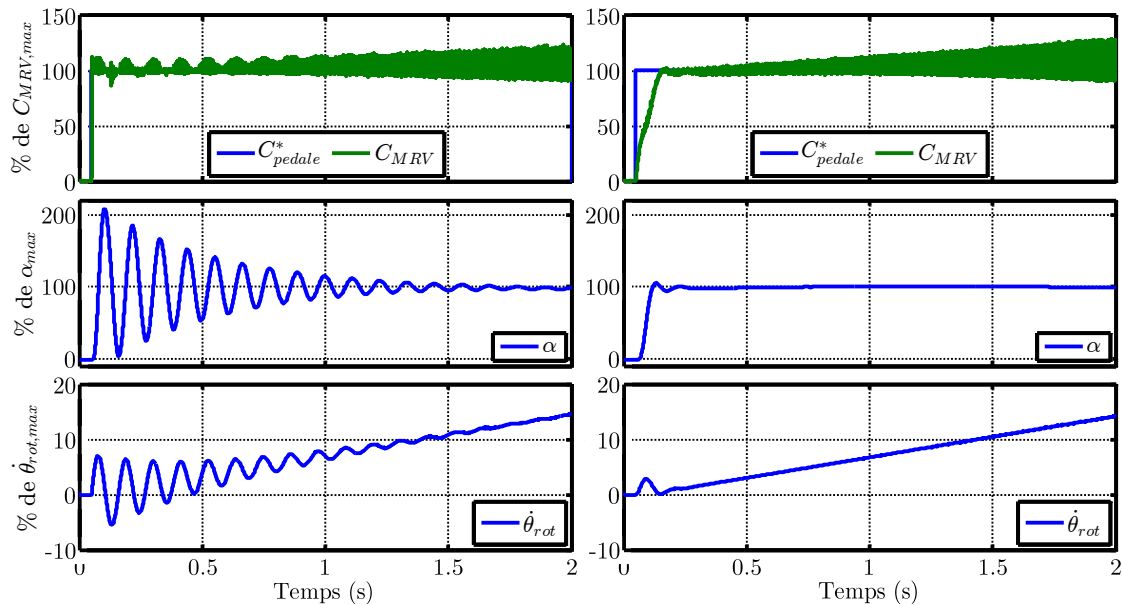


Figure IV.27 : Comparaison du comportement de la chaîne de transmission lors d'une accélération à partir d'une vitesse nulle. À gauche : sans commande anti à-coups. À droite : avec la commande anti à-coups.

	Préconisations du CDC	Sans commande anti à-coups	Avec commande anti à-coups
t_{α_1}	$< 0.3 \text{ s}$	0.28 s	0.08 s
t_{α_2}	$< 0.7 \text{ s}$	1.17 s	0.11 s
$\max(\Delta\alpha)$	$< 23\% \alpha_{max}$	210%	5.1%

Tableau IV.5 : Validation du CDC sur l'agrément de conduite lors d'une accélération à couple maximal du véhicule.

IV.6.1.2 Décélération sur une route plate

La simulation du comportement du véhicule lors de la décélération est présentée dans la figure IV.28. Dans ce scénario de conduite, le véhicule est accéléré pendant 2 secondes à 30% du couple maximal. Ensuite, le couple de la MRVDS est remis à zéro pour simuler un lâché soudain de la pédale par le conducteur. La comparaison montre un très bon amortissement des à-coups de d'accélération du véhicule. L'oscillation maximale de l'accélération longitudinale diminue d'environ 95%. Similairement au cas précédent, des améliorations sur les critères du CDC de l'ordre de 90% sont constatées.

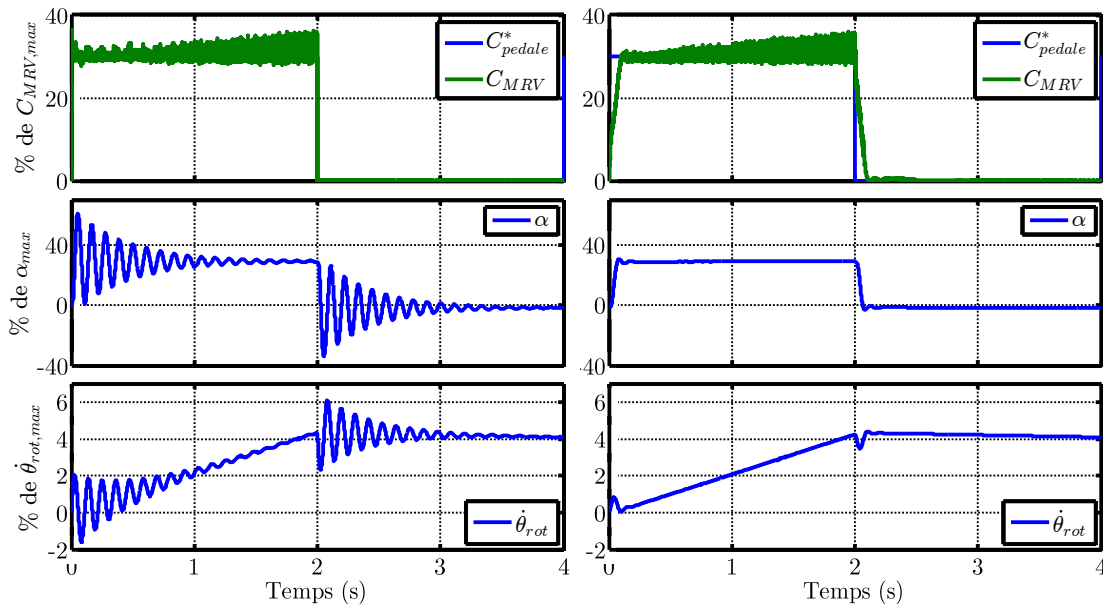


Figure IV.28 : Comparaison du comportement de la chaîne de transmission lors du lâché de la pédale. À gauche : sans commande anti à-coups. À droite : avec la commande anti à-coups.

	Préconisations du CDC	Sans commande anti à-coups	Avec commande anti à-coups
$\alpha_{0.5}$	$< 8.5\% \alpha_{max}$	-12.2 %	0 %
$t_{\alpha_{min}}$	$< 1 s$	0.5 s	0.05 s
$\max(\Delta\alpha)$	$< 23\% \alpha_{max}$	60%	2.8%

Tableau IV.6 : Validation du CDC sur l'agrément de conduite lors du lâché de la pédale.

IV.6.1.3 Effet du couple résistant

Le franchissement des obstacles sur la route se traduit par une variation du couple résistant impactant les roues. Dans la figure IV.29, nous simulons la réponse du véhicule à un échelon de couple résistant, C_{roue} . Nous remarquons l'amortissement des oscillations en présence de la commande anti à-coups. Ceci est confirmé par le tableau IV.7 montrant que l'ondulation maximale de l'accélération diminue de 9%. Cependant, elle dépasse légèrement le CDC.

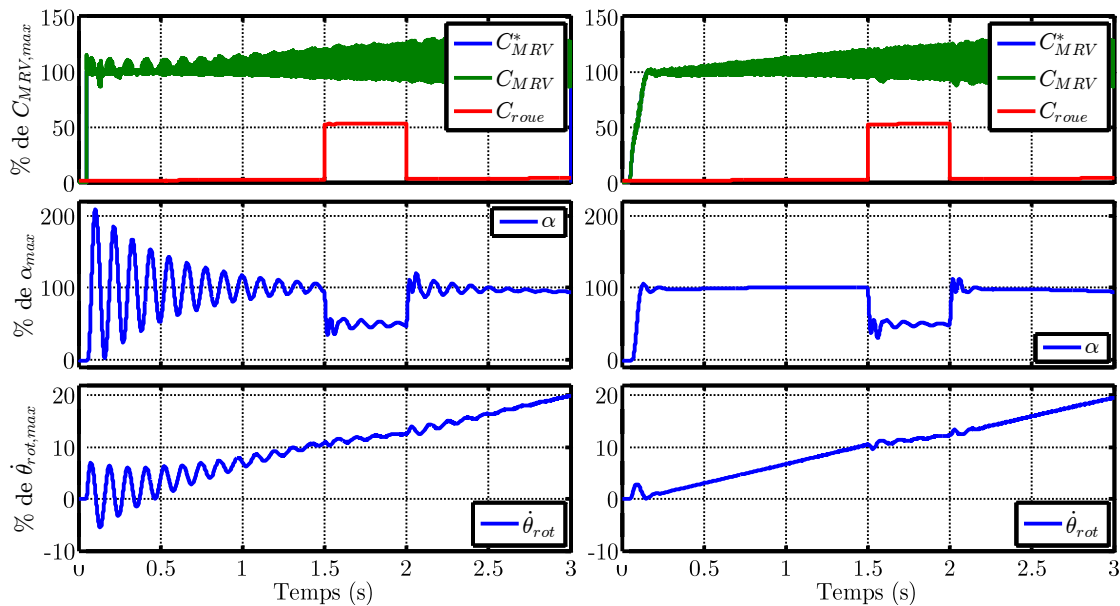


Figure IV.29 : Comparaison du comportement de la chaîne de transmission lors de la prise d'un échelon de couple résistant aux roues. À gauche : sans commande anti à-coups. À droite : avec la commande anti à-coups.

	CDC	Sans commande anti à-coups	Avec commande anti à-coups
$\max(\Delta\alpha)$	$< 23\% \alpha_{max}$	33%	24.3%

Tableau IV.7 : Validation du CDC dans le cas d'un échelon de couple résistant aux roues.

IV.6.2 Validation de la commande anti à-coups vis-à-vis des ondulations de couple

Les performances de la commande anti à-coups pendant le régime transitoire ont été analysées pour différents scénarios dans les sections précédentes. Dans cette partie, elles sont évaluées pendant un fonctionnement en régime permanent. À vitesse constante, les à-coups d'accélération résultent principalement du contenu harmonique du couple de la MRVDS. Ces harmoniques dépendent, entre autres, du type de commande utilisée (instantanée ou moyenne). Il s'avère alors important de trouver la contrainte à imposer sur les ondulations du couple afin d'assurer un confort de conduite conforme au CDC de l'agrément recherché.

Comme le présenté la figure IV.30, nous considérons ici une entrée supplémentaire afin de modéliser les harmoniques du couple comme une perturbation. Ainsi, il faut analyser le transfert liant cette entrée avec l'accélération longitudinale α/H_N où H_N correspond à Nième l'harmonique du couple de la MRVDS. En boucle fermée, cette fonction de transfert est définie comme suit :

$$FT_{BF,2}(s) = \frac{\alpha}{H_N} \quad (\text{IV.17})$$

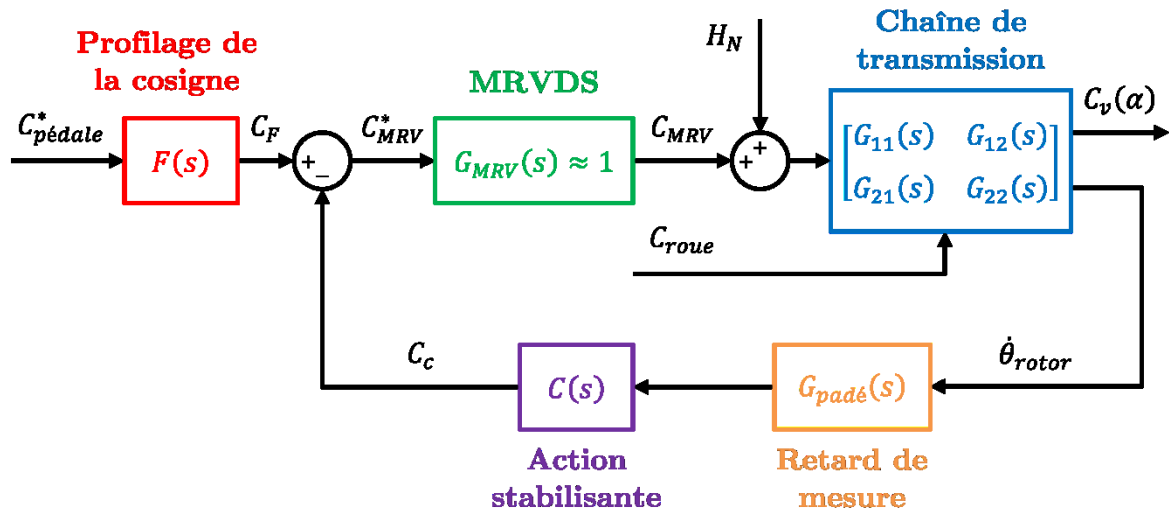


Figure IV.30 : Schéma bloc de l'ensemble chaîne de transmission/commande anti à-coups.

Le digramme de Bode de la fonction de transfert $FT_{BF,2}(s)$ est présenté dans la figure IV.31 sans et avec de la commande anti à-coups. Pour un fonctionnement à régime permanent, les harmoniques du couple sont la source d'excitation des à-coups d'accélération longitudinale. Nous cherchons alors à définir une limite sur l'amplitude des harmoniques du couple de la MRVDS $|H_N|$ dans l'objectif de garantir la préconisation du CDC sur l'oscillation de cette accélération, $\Delta\alpha$. À partir de la magnitude de la fonction de transfert $FT_{BF,2}(s)$ et sachant que le CDC impose : $\max(\Delta\alpha) < 8,5\% \alpha_{max}$, nous pouvons calculer $\max(|H_N|)$ comme suit :

$$\max|H_N| < \frac{\max(\Delta\alpha)}{|FT_{BF,2}(s)|} \quad (IV.18)$$

Nous traçons dans la figure IV.32 la contrainte $\max|H_N|$ entre 0 et 100 Hz. Les résultats montrés dans cette figure attirent l'attention aux observations suivantes :

- Il est difficile d'imposer une contrainte directement sur les ondulations de couple vu que c'est plutôt les harmoniques de celui-là qui excitent les modes propres.
- Il s'avère que les harmoniques dont la fréquence est supérieure à 20 Hz ne posent pas un risque de non-conformité avec le CDC en ce qui concerne l'oscillation de l'accélération longitudinale.
- De 5 à 12 Hz, la commande anti à-coups allège la contrainte sur H_N . Au point critique (9 Hz), cette contrainte se voit multipliée d'un facteur de 6. Par contre, au-delà de 12 Hz la commande anti à-coups perd son avantage.

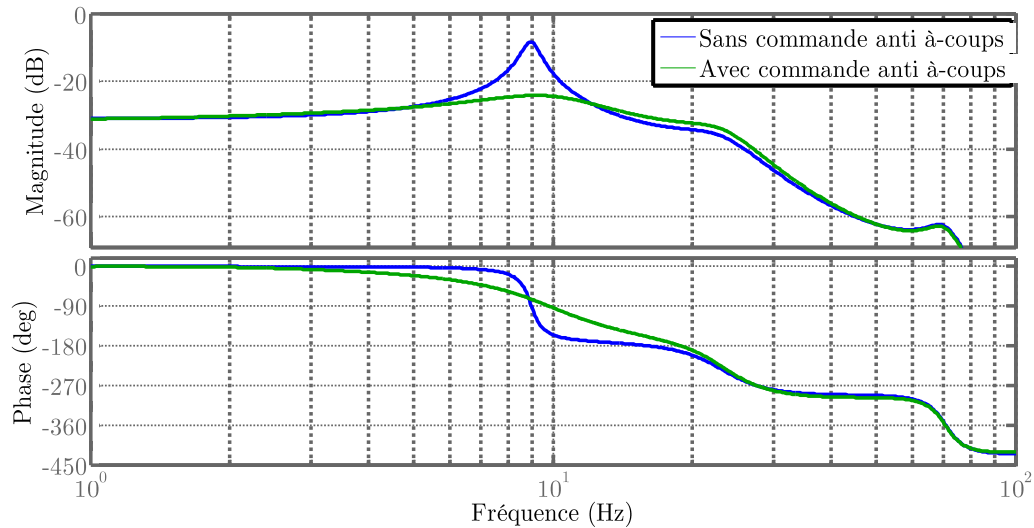


Figure IV.31 : Diagramme de Bode du transfert $FT_{BF,2}$ sans et avec la présence de la commande anti à-coups.

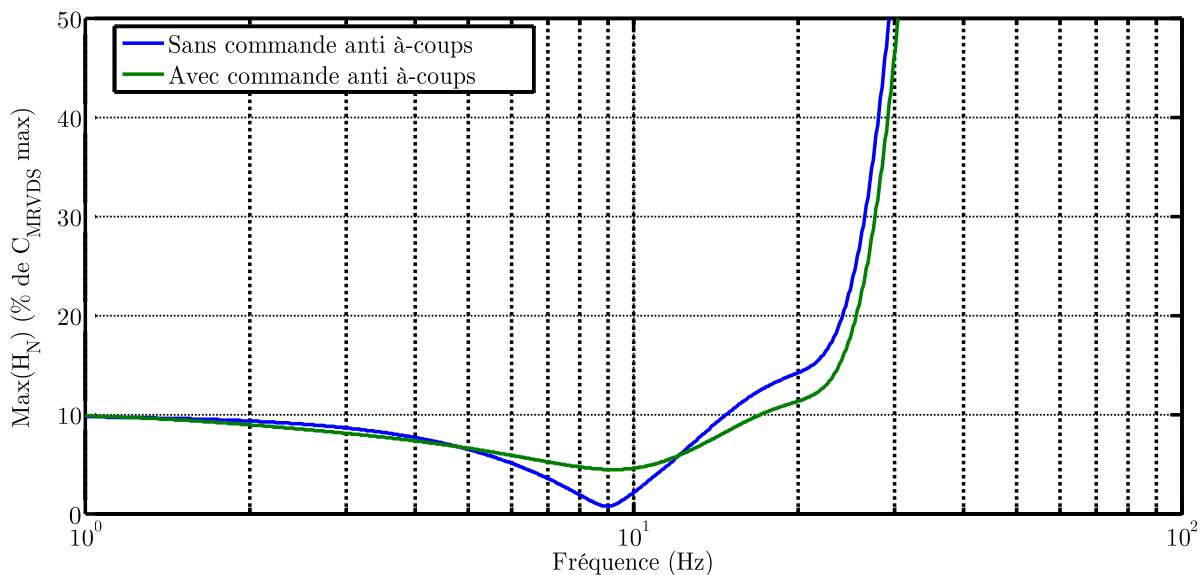


Figure IV.32 : Calcul de la limite du contenu harmonique du couple en fonction du CDC agrément ($\max(\Delta\alpha) < 8.5\% \alpha_{max}$)

Dans la suite, nous prenons l'exemple d'un point de fonctionnement à vitesse constante afin de valider l'analyse précédente. La vitesse de 22,5 tr/mn a été choisie afin de situer le problème dans une zone critique pour laquelle l'harmonique H_{24} du couple se situe à 9 Hz (cf. section IV.3.4.2). La figure IV.33 montre le couple de la MRVDS à cette vitesse avec deux commandes : la commande instantanée et la commande moyenne minimisant les ondulations de couple. Dans la même figure, l'accélération résultante de deux commandes est affichée. Pour compléter cette analyse, la décomposition de Fourier est effectuée d'une part sur le couple de la MRVDS avec les deux commandes puis d'autre part sur l'accélération obtenue dans les deux cas. Effectivement, dans le cas de la commande moyenne, plusieurs harmoniques dépassent la limite définie précédemment et engendrent une ondulation

d'accélération longitudinale dépassant le CDC. En revanche, la commande en couple instantanée ne pose pas ce problème car avec cette commande, l'harmonique du couple à 9 Hz diminue de 98% et par conséquent l'ondulation de l'accélération diminue pareillement.

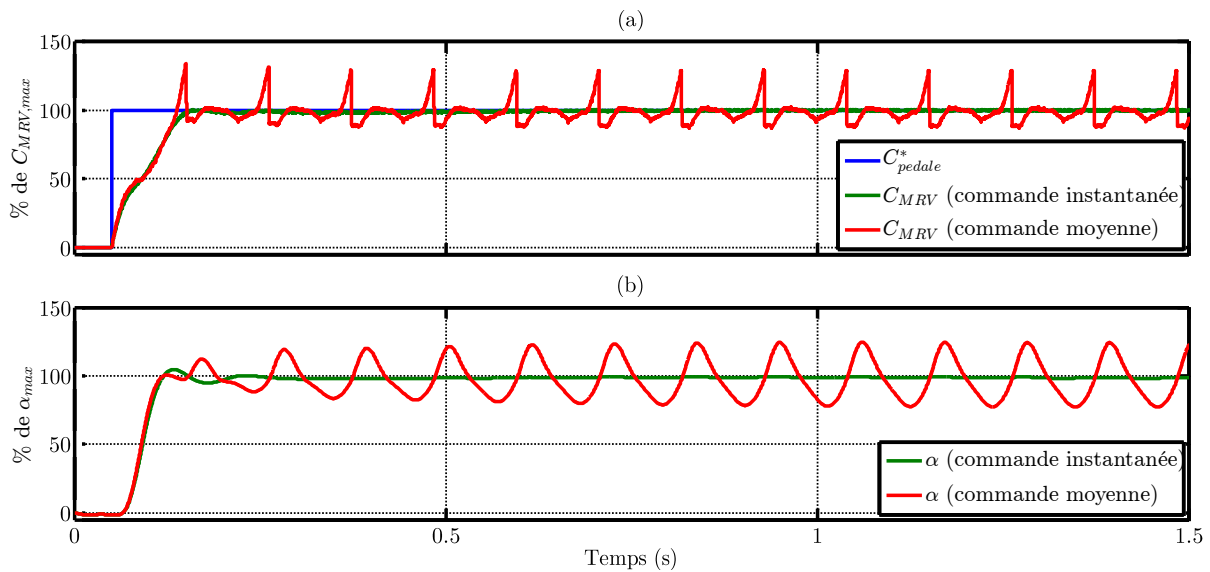


Figure IV.33 : (a) : Couple généré par la MRVDS pour deux types de commande à 22.5 tr/mn.
(b) : Accélération longitudinale résultante avec les deux commandes.

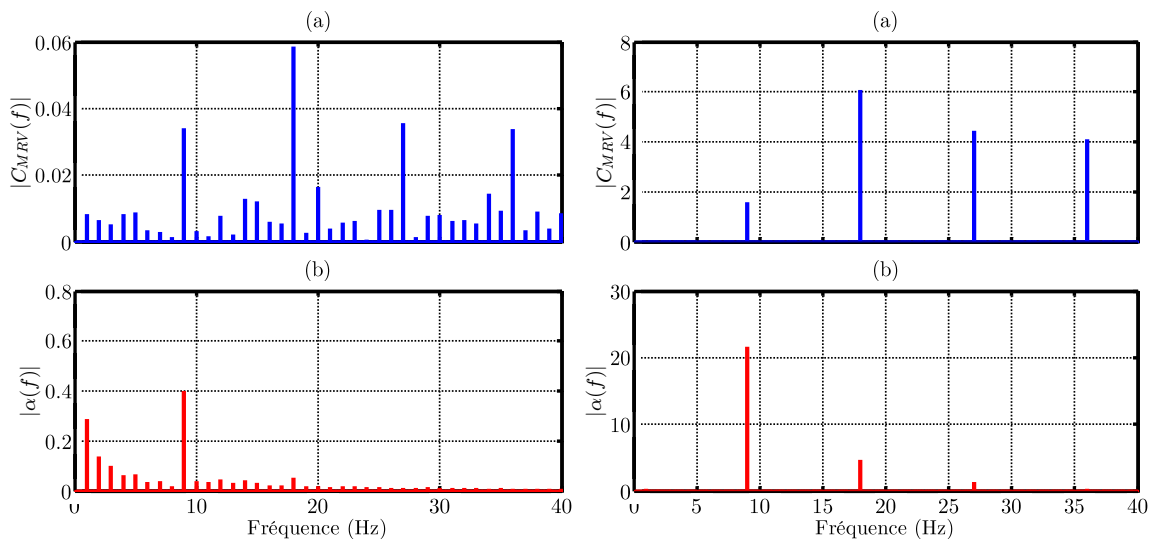


Figure IV.34 : Décomposition de Fourier (normalisée par rapport au couple et à l'accélération maximale respectivement) du couple et de l'accélération du véhicule pour deux types de commande. À gauche : commande en couple instantanée. À droite : commande en couple moyen.

En s'appuyant sur cette analyse, nous en déduisons l'importance de la mise en place d'une stratégie de commande à très basse vitesse minimisant la richesse harmonique du couple de la MRVDS. La comparaison précédente a mis en évidence l'avantage de la commande en couple instantané sur cet aspect ce qui renforce l'intérêt de cette commande aux basses vitesses.

IV.7 Analyse de la robustesse de la commande anti à-coups

Il n'est pas possible dans la pratique d'établir des modèles mathématiques représentant parfaitement un système physique. Par conséquent, il est nécessaire d'estimer le degré de représentativité du modèle mathématique. Vu que l'élaboration de la loi de commande se fonde sur la modélisation de la chaîne cinématique, il est important d'évaluer l'influence des erreurs de modélisation sur les performances de la commande développée. Dans notre application, des incertitudes dans l'identification des paramètres de la chaîne de transmission peuvent se présenter. En plus, ces paramètres peuvent subir des variations dues aux tolérances de fabrication en séries ou encore dues au vieillissement du véhicule. Par conséquent, l'analyse de la robustesse de la commande s'avère indispensable.

L'objectif de la commande anti à-coups est l'amortissement du premier mode propre de la transmission dont les propriétés (fréquence et facteur d'amortissement) ont été déterminé en analysant le modèle de la chaîne cinématique. Nous nous intéressons alors à estimer l'impact des variations paramétriques sur les propriétés de ce mode et les conséquences de ces variations sur la performance de la commande anti à-coups.

IV.7.1 Mise en forme du problème

Le modèle de la chaîne de transmission (figure IV.4) dispose de 16 paramètres, à savoir : 6 inerties, 5 raideurs et 5 coefficients de frottements visqueux. D'après l'expérience industrielle, les inerties, à l'exclusion de celle du véhicule (dépendante du nombre de passagers et de la charge) sont des paramètres bien connues. Cependant, les inerties et les coefficients de frottements fiscaux sont identifiés à travers des essais expérimentaux et sont plus susceptibles aux incertitudes. Pour ces raisons, nous allons considérer seulement les variations des raideurs et des coefficients de frottements visqueux, ainsi que l'inertie équivalente du véhicule.

Nous définissons deux fonctions, \mathcal{S}_1 et \mathcal{S}_2 , liant les propriétés du premier mode propre (i.e. sa fréquence f_1 et son facteur d'amortissement ξ_1) aux paramètres du modèle comme donnée dans (IV.19). \mathcal{S}_1 et \mathcal{S}_2 sont des fonctions complexes évaluées numériquement et leurs entrées sont considérées indépendantes.

$$\begin{aligned} f_1 &= \mathcal{S}_1(k_{rot}, \dots, k_p, f_{rot}, \dots, f_p, J_v) \\ \xi_1 &= \mathcal{S}_2(k_{rot}, \dots, k_p, f_{rot}, \dots, f_p, J_v) \end{aligned} \tag{IV.19}$$

IV.7.2 Analyse de sensibilité par Sobol

L'identification des paramètres les plus impactant sur f_1 et ξ_1 est effectuée à l'aide de l'analyse de sensibilité des fonctions S_1 et S_2 . En général, les méthodes d'analyse de sensibilité peuvent être regroupées en trois catégories [55].

- **Méthodes dites de « screening »** qui estiment qualitativement, pour une fonction, la sensibilité de ses sorties à la variation de ses entrées.
- **Méthodes d'analyse locale** qui évaluent quantitativement l'impact aux sorties d'une petite variation autour d'une valeur donnée des entrées.
- **Méthodes d'analyse globale.** elles étudient la variance des sorties sur toutes leurs valeurs possibles et lient cette variance à la variance d'une ou de plusieurs sorties.

L'analyse de Sobol, à laquelle nous nous intéressons par la suite, fait partie de cette dernière catégorie.

Afin d'expliquer le principe de cette méthode, nous prenons l'exemple d'une fonction à une sortie, Y , et à plusieurs entrées indépendantes $X_1 \dots X_n$. La variation des entrées engendrera la variation de la sortie à la variance $V(Y)$. Nous cherchons alors à connaître la chute que subira $V(Y)$ lors de la mise d'une des entrées à une valeur constante toute en faisant varier les autres. Ceci conduit à la définition de l'indice de Sobol S_i de premier ordre comme suit :

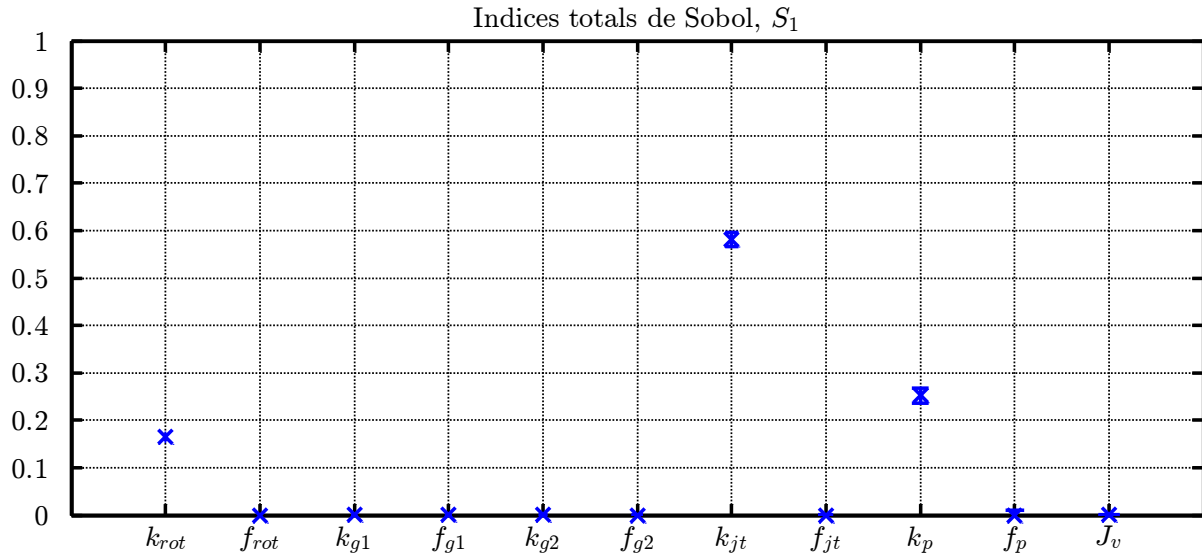
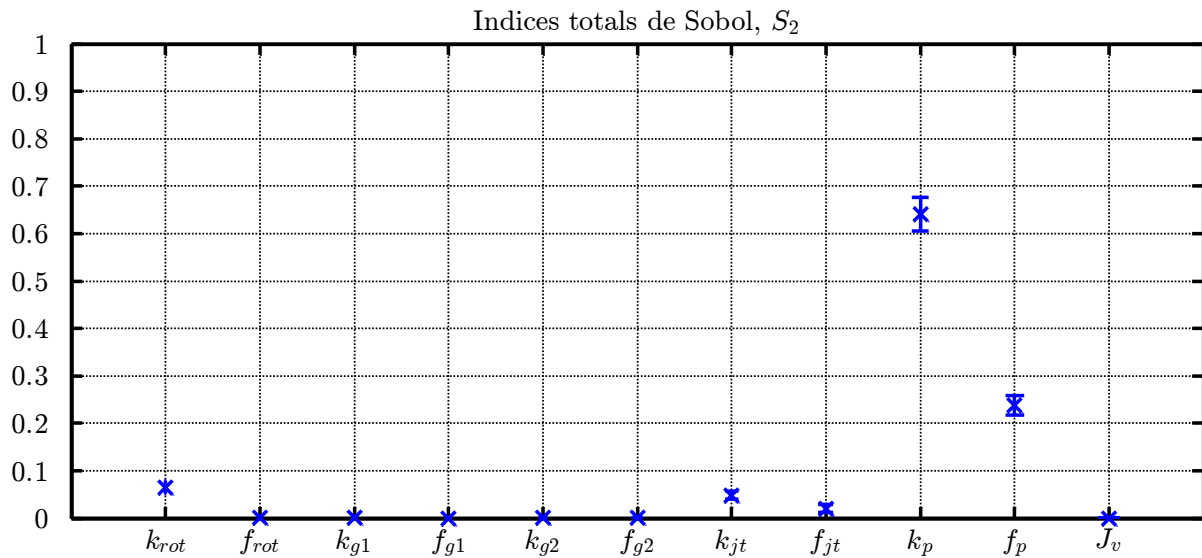
$$S_i = \frac{V(E[Y|X_i])}{V(Y)} \quad (\text{IV.20})$$

Avec $E[Y|X_i]$ l'espérance de Y sur toutes les valeurs possibles de X_i . S_i sont compris entre 0 et 1 et d'autant grandes que l'impact de X_i sur Y est significative.

De la même façon, nous pouvons définir des indices de Sobol d'ordre supérieur comme S_{ij} qui indique, par exemple, l'impact sur Y d'imposer X_i, X_j à une valeur constante.

IV.7.3 Résultats de l'analyse de sensibilité

Dans l'industrie automobile, les incertitudes de l'identification des paramètres de la chaîne mécanique sont typiquement de l'ordre de $\pm 15\%$. Dans cette analyse, nous avons considéré un intervalle d'incertitude paramétrique de $\pm 20\%$. Les figures IV.35 et IV.36 présentent les résultats de l'analyse de Sobol de S_1 et de S_2 respectivement lors des variations des paramètres de la chaîne cinématique. Nous pouvons repérer trois paramètres critiques, à savoir la raideur des joints de transmission k_{jt} , la raideur des pneus k_p et le coefficient de frottements visqueux du pneu f_p .

Figure IV.35 : Analyse de Sobol de la fonction S_1 .Figure IV.36 : Analyse de Sobol de la fonction S_2 .

Après avoir identifié les paramètres critiques, nous cherchons à évaluer les performances de la commande anti à-coups lors des variations de l'ordre de $\pm 20\%$ sur ces paramètres. Les résultats sont présentés dans le tableau IV.8 où les critères de performance sont évalués pour différents cas d'incertitude de modalisation. À partir de ce tableau, il nous est possible de conclure que la commande anti à-coups est suffisamment robuste vis-à-vis des variations paramétriques. En effet, peu de dégradation se remarque sur les marges de robustesse. À titre d'exemple, une variation de l'ordre de $\pm 2\%$ est constatée sur la marge de gain. Pour la marge de phase, la variation est de l'ordre de $\pm 5\%$ par rapport du cas nominal mais les deux marges restent parfaitement conformes au CDC. Par contre, le temps de réponse se voit doublé pour certains cas de variation. Pour analyser cette augmentation, nous présentons dans la figure IV.37 la réponse indicielle de la boucle fermée, $FT_{BF,1}(s)$,

pour les cas de variations paramétriques donnés dans le tableau IV.8. Cette figure montre que l'augmentation du temps de réponse est en fait due à des variations marginales de la réponse indicielle qui ne sont pas susceptibles d'influencer la performance de la commande.

Erreur de modélisation	M_g (dB)	M_ϕ (°)	M_m (dB)	t_r (s)	D
Cas nominal	14.2	75	-2.1	0.065	5%
+20% k_{jt}	13.9	75.5	-2.1	0.13	3.2%
-20% k_{jt}	14.4	75.2	-2	0.1	7.3%
+20% k_p	14.3	71.9	-2.1	0.13	3.9%
-20% k_p	14	80	-2.2	0.1	6.5%
+20% f_p	14.2	76.8	-2.1	0.065	4.5%
-20% f_p	14.1	73.3	-2.1	0.13	5.4%

Tableau IV.8 : Évaluation des critères de performance de la commande anti à-coups pour différents cas de mauvaise modélisation.

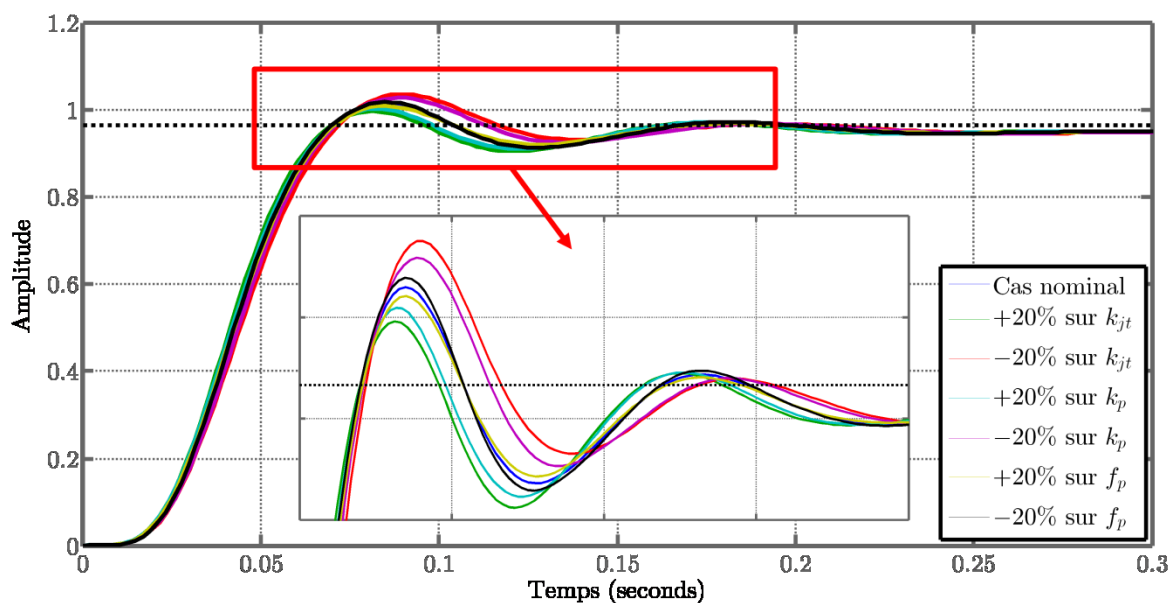


Figure IV.37 : Influence des variations paramétriques sur la réponse indicielle de la boucle fermée.

IV.8 Conclusions partielles

Dans ce chapitre, nous avons présenté les travaux menés en vue d'améliorer l'agrément de conduite d'un véhicule électrique motorisé par une MRVDS. La modélisation et l'analyse de la chaîne de transmission a permis de mieux identifier les sources d'oscillations susceptibles de gêner les passagers. Cette analyse a conduit à

l'élaboration d'une loi de commande à deux actions ciblant le premier mode propre de la chaîne de transmission. Afin de satisfaire les compromis entre les différents critères de performance tout en respectant les contraintes du cahier des charges, nous avons opté pour paramétrer la loi de commande à travers un algorithme d'optimisation. Pour réaliser ce dernier point, l'algorithme génétique a été employé et s'est montré bien adapté à notre problème. L'évaluation des performances de la commande anti à-coups a été faite par simulation. L'analyse des simulations a montré que la loi de commande proposée respecte tout à fait le cahier des charges industriel. Néanmoins, la richesse harmonique du couple de la MRVDS fait que le fonctionnement à régime permanent nécessite une commande en en couple qui réduise les ondulations en dessous d'une certaine limite pour garantir le respect du cahier des charges. Ce point pourrait faire l'objet des perspectives de ces travaux. Au final, une étude de la robustesse de la commande vis-à-vis des incertitudes de modélisation a été également effectuée. Les résultats de cette étude ont confirmé une bonne robustesse même en prenant des cas d'incertitudes exagérées. En conclusion, la loi de commande proposée permet de respecter du CDC recherché, dispose d'une structure relativement simple facilitant son industrialisation et capable de performer en présence des incertitudes de modélisation. Toutes ces raisons permettent de conclure la bonne conformité de cette commande à l'application étudiée.

Chapitre V : Conclusions et perspectives

Ce mémoire a présenté l'ensemble des travaux effectués sur la commande de la MRVDS au sein du laboratoire GeePs qui s'inscrivent dans le cadre d'une collaboration avec le constructeur Renault. L'objectif global de cette collaboration était d'évaluer la convenance de la MRVDS pour la traction des véhicules électriques. Dans cette thèse, les aspects liés à la commande de la MRVDS ont été abordés sachant que les aspects liés à la conception de la MRVDS ont fait l'objet d'une deuxième thèse effectuée en parallèle dans le cadre du même projet de collaboration.

La première étape effectuée était la modélisation de la MRVDS en étude à l'aide du logiciel MRVSIM. Cette modélisation, qui est à la base des travaux qui ont suivi, a été validée expérimentalement à travers différentes approches d'analyse des mesures relevées. Ces différentes approches ont toutes confirmé la validité de notre modélisation avec une erreur de modélisation relative inférieure à 15%.

À partir de cette modélisation, il a été possible de procéder au développement de la stratégie de commande en couple de la MRVDS. Parmi les deux catégories principales des méthodes de commande de la MRVDS, nous avons opté pour la commande indirecte de couple à travers l'optimisation des profils de courants. Une analyse des exigences imposées par l'application en étude a permis de définir les prestations souhaitées en fonction du point de fonctionnement du véhicule. Pour réaliser une commande permettant la réalisation des performances souhaitées, il a été proposé d'employer trois approches de commande réparties dans le plan de fonctionnement de la machine. À basse vitesse, nous avons opté pour le profilage des courants afin de prioriser la diminution des ondulations de couple. À moyenne et à haute vitesses, l'alimentation de la machine sera effectuée par créneaux de courant. Cependant, le choix des paramètres d'alimentation (instants d'amorçage et de désamorçage ainsi que la période d'alimentation) est soumis à deux critères, à savoir la diminution des ondulations de couple à vitesse moyenne et l'amélioration du rendement aux vitesses élevées. Au final, la transition entre les trois stratégies lors du fonctionnement de la machine a été optimisée de sorte à éviter les transitions répétitives.

L'obtention des performances envisagées par la stratégie de commande développée s'appuie entièrement sur la capacité à asservir les profils de courant souhaités. Pour

cette raison, le chapitre III a été dédié à l'asservissement en courant dans la MRVDS. Nous avons dû aborder différentes problématiques liées à ce sujet comme la non linéarité du modèle électrique de la MRVDS, les retards présents dans la chaîne de mesure de courant ainsi que les limites des moyens d'implantation. Un premier régulateur, nommé régulateur hybride prédictif (RHP), a été développé en continuité des travaux effectués au sein du laboratoire GeePs. Bien qu'il donnait des performances conformes au cahier des charges cible, ce régulateur s'est montré sensible aux retards de mesure et aux erreurs de modélisation et plus adapté à une implantation sur des cibles rapides de type FPGA. Pour cette raison, une deuxième approche a été investiguée. Cette approche, s'appuyant sur la méthode de synthèse par placement de pôles, permettait la prise en compte des retards et était plus adaptée aux cibles de type DSP. De plus, une analyse de la robustesse a confirmé que le régulateur RST est moins sensible aux erreurs éventuelles de modélisation.

La dernière partie de ces travaux, présentée dans le chapitre IV traite de l'agrément de conduite à basse vitesse d'un véhicule électrique motorisé par une MRVDS. Plus spécifiquement, il s'agit des à-coups d'accélération longitudinale qui peuvent se produire et qui impactent considérablement le confort des utilisateurs du véhicule. Bien que ce problème soit bien connu dans le cas des groupes motopropulseurs à combustion, la motorisation par la MRVDS apporte de nouveaux aspects à ce problème. L'absence du régime minimal (régime du moteur au ralenti) et du couplage souple entre le moteur et la chaîne de transmission sont des éléments qui modifient les paramètres du problème et imposent le besoin d'une nouvelle structure de la commande anti-à-coups.

La modélisation d'une chaîne de transmission prototype a été menée. Les paramètres de cette chaîne, identifiés expérimentalement, nous ont été fournis par notre partenaire industriel. L'analyse de ce modèle été effectuée dans l'objectif de repérer les modes propres de la chaîne susceptibles d'être excités à basse vitesse. À partir de cette analyse, il a été possible d'élaborer la structure de la commande anti-à-coups. Afin de cibler le mode d'oscillation de la chaîne de transmission sans trop impacter la réactivité du véhicule, nous avons employé l'algorithme génétique pour l'optimisation des paramètres de la commande anti-à-coups. Les résultats de l'analyse par simulation de cette commande ont montré le respect du cahier des charges souhaité tout en étant robuste vis-à-vis des erreurs de modélisation qui peuvent être causées par la dispersion de fabrication ou le vieillissement du véhicule.

L'ensemble des travaux menés soulèvent plusieurs perspectives sur les différents aspects traités dans cette thèse. Concernant la commande en couple de la MRVDS, la commande du couple instantané mérite une analyse plus profonde de l'algorithme de répartition de couple entre les phases. Nous suggérons l'examen de la possibilité d'avoir des profils des couples des phases asymétriques dans l'objectif de générer des profils de courant dont la dynamique temporelle est réduite. Aussi, le bruit acoustique de la MRVDS doit être inclus en tant que critère impactant pour

l'élaboration des cartographies des paramètres de commande vu son importance dans une application de traction électrique.

L'asservissement du courant dans la MRVDS reste un sujet ouvert à l'étude. La validation expérimentale du régulateur RST n'a malheureusement pas été possible au cours de cette thèse. Cette validation permettra d'avoir une évaluation plus réaliste de la performance de ce régulateur et donnera lieu à des propositions d'amélioration si besoin est. De plus, nous estimons nécessaire d'investiguer l'implantation de la boucle d'asservissement du courant sur un cible de type FPGA. Ceci permettra d'atteindre des vitesses de fonctionnement plus élevées sans compromettre la performance de cette boucle. Cependant, la structure du régulateur de courant sera à revoir et la possibilité de l'implantation du régulateur RHP sur ce type de cible doit être évaluée.

En ce qui concerne le traitement des à-coups d'accélération longitudinale, la modélisation de la chaîne de transmission est à retravailler afin de s'approcher davantage du comportement réel de cette chaîne. Plus précisément, l'impact de certains éléments comme les triangles de suspension doit être pris en compte. Aussi, il existe des approches de synthèse de la commande qui permettent une meilleure maîtrise de la forme de correcteur. Nous citons à titre d'exemple la synthèse H_∞ . À l'aide de cette méthode, il serait possible de développer une commande anti-à-coups moins sensible aux ondulations de couple que produit la MRVDS. Également, la validation expérimentale, n'étant pas réalisée dans notre étude, amènera à une meilleure compréhension de l'impact de la motorisation par la MRVDS sur l'agrément de conduite du véhicule.

Bibliographie

- [1] J. Pyrhonen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, *Design of Rotating Electrical Machines*. Wiley, 2009.
- [2] B. Multon, “Principe et éléments de dimensionnement des machines à réluctance variable à double saillance autopilotées,” *Journées de la section électrotechnique du club EEA 1993*. p. 19p., 25-Mar-1993.
- [3] R. Montacer, “Commande et dimensionnement de machines à réluctance variable à double saillance fonctionnant en régime de conduction continue,” Thèse de doctorat, Université Paris Sud 11, Orsay, France, 2007.
- [4] Z. Q. Zhu and D. Howe, “Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles,” *Proc. IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 746–765, Apr. 2007.
- [5] H. Hannoun, “Étude et mise en œuvre de lois de commande de la machine à réluctance variable à double saillance,” Thèse de doctorat, Université Paris Sud 11, Orsay, France, 2008.
- [6] X. Mininger, “Réduction des vibrations des machines à réluctance variable à l’aide d’actionneurs piézoélectriques,” Thèse de doctorat, Ecole normale supérieure de Cachan, Cachan, France, 2005.
- [7] A. Hofmann, A. Al-Dajani, M. Bosing, and R. W. De Doncker, “Direct instantaneous force control: A method to eliminate mode-0-borne noise in switched reluctance machines,” in *2013 International Electric Machines & Drives Conference*, 2013, pp. 1009–1016.
- [8] S. A. Long, Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Effectiveness of Active Noise and Vibration Cancellation for Switched Reluctance Machines Operating Under Alternative Control Strategies,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 792–801, Dec. 2005.

-
- [9] W. Cai and P. Pillay, "Design and Control of Switched Reluctance Motors with Low Vibration and Noise," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, 2007, vol. 2, pp. 1324–1331.
- [10] J. O. Fiedler, N. H. Fuengwarodsakul, and R. W. De Doncker, "Calculation of switching frequency in current hysteresis controlled switched reluctance drives," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, vol. 3, pp. 2270–2276.
- [11] P. Pellerey, "Etude et optimisation du comportement vibro-acoustique des machines électriques, application au domaine automobile," Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, Compiègne, France, 2012.
- [12] J.-P. Lecointe, "Etude et réduction active du bruit d'origine magnétique des machines à réluctance variable à double saillance," Artois, 2003.
- [13] X. Mininger, M. Gabsi, M. Lécrivain, E. Lefeuvre, C. Richard, D. Guyomar, and F. Bouillault, "Vibration damping with piezoelectric actuators for electrical motors," *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 26, no. 1, pp. 98–113, Jan. 2007.
- [14] N. S. Drives, "Nidec SR Drives motors power new Land Rover," 2013. [Online]. Available: <http://www.srdrives.com/land-rover.shtml>. [Accessed: 08-Jul-2015].
- [15] S. Faid, P. Debal, and S. Bervoets, "Development of a Switched Reluctance Motor for Automotive Traction Applications," in *The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exhibition*, 2010, pp. 5–9.
- [16] "European Commission : CORDIS : Projects and Results : Advanced Reluctance Motors for Electric Vehicle Applications." [Online]. Available: http://cordis.europa.eu/project/rcn/110867_en.html. [Accessed: 08-Jul-2015].
- [17] T. Economist, "Reluctant heroes," 2012. [Online]. Available: <http://www.economist.com/news/science-and-technology/21566613-electric-motor-does-not-need-expensive-rare-earth-magnets-reluctant-heroes>. [Accessed: 08-Jul-2015].
- [18] A. Kolli, G. Krebs, X. Mininger, and C. Marchand, "Impact of command parameters on efficiency, torque ripple and vibrations for Switched Reluctance motor," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, 2012, pp. 2975–2980.
- [19] M. Ilic'-Spong, R. Marino, S. Peresada, and D. Taylor, "Feedback linearizing control of switched reluctance motors," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 32, no. 5, pp. 371–379, May 1987.

-
- [20] G. S. Buja and M. I. Valla, "Control characteristics of the SRM drives. II. Operation in the saturated region," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, no. 3, pp. 316–325, Jun. 1994.
- [21] H. Hannoun, M. Hilaret, and C. Marchand, "Analytical modeling of switched reluctance machines including saturation," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, 2007, vol. 1, pp. 564–568.
- [22] M. Besbes and B. Multon, "MRVSIM : Logiciel de simulation et d'aide à la conception de Machines à réductance variable à double saillance à alimentation électronique." Centre national de la recherche scientifique (CNRS), Cachan, 2004.
- [23] R. B. Inderka and R. W. De Doncker, "High-dynamic direct average torque control for switched reluctance drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1040–1045, Jul. 2003.
- [24] R. B. Inderka and R. W. De Doncker, "DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1046–1051, Jul. 2003.
- [25] N. H. Fuengwarodsakul, "Predictive PWM-based Direct Instantaneous Torque Control for Switched Reluctance Machines," Thèse de doctorat, Université d'Aachen, Aachen, Allemagne, 2007.
- [26] C. R. Neuhaus, N. H. Fuengwarodsakul, and R. W. De Doncker, "Predictive PWM-based Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Drives," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1–7.
- [27] L. O. A. P. Henriques, P. J. Costa Branco, L. G. B. Rolim, and W. I. Suemitsu, "Proposition of an offline learning current modulation for torque-ripple reduction in switched reluctance motors: design and experimental evaluation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 3, pp. 665–676, Jun. 2002.
- [28] I. Husain and M. Ehsani, "Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 1, pp. 83–88, 1996.
- [29] A. V. Rajarathnam, K. M. Rahman, and M. Ehsani, "Improvement of hysteresis control in switched reluctance motor drives," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'99. Proceedings (Cat. No.99EX272)*, 1999, pp. 537–539.

-
- [30] X. Rain, M. Hilairet, and R. Talj, "Second order sliding mode current controller for the switched reluctance machine," in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 3301–3306.
- [31] Yuefeng Yang and Yihuang Zhang, "Sliding mode-PI control of switched reluctance motor drives for EV," in *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2005, vol. 1, pp. 603–607 Vol. 1.
- [32] H. Hannoun, M. Hilairet, and C. Marchand, "High performance current control of a switched reluctance machine based on a gain-scheduling PI controller," *Control Eng. Pract.*, vol. 19, no. 11, pp. 1377–1386, Nov. 2011.
- [33] M. T. Alrifai, J. H. Chow, and D. A. Torrey, "Practical application of backstepping nonlinear current control to a switched-reluctance motor," in *Proceedings of the 2000 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No.00CH36334)*, 2000, vol. 1, no. 6, pp. 594–599.
- [34] H. Yang, S. K. Panda, and Y.-C. Liang, "Experimental investigation of feedback linearization controller for switched reluctance motor," in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1996, vol. 2, pp. 1804–1810.
- [35] G. Espinosa-Perez, P. Maya-Ortiz, M. Velasco-Villa, and H. Sira-Ramirez, "Passivity-Based Control of Switched Reluctance Motors With Nonlinear Magnetic Circuits," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 12, no. 3, pp. 439–448, May 2004.
- [36] H. Hannoun, M. Hilairet, and C. Marchand, "Gain-scheduling PI current controller for a Switched Reluctance Motor," in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2007, pp. 1177–1182.
- [37] X. Rain, M. Hilairet, and O. Bethoux, "Comparative study of various current controllers for the switched reluctance machine," in *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2010, pp. 1–6.
- [38] J. LÉVINE and P. ROUCHON, "Systèmes dynamiques et commande," *Tech. l'ingénieur Régulation Command. des systèmes asservis*, vol. base docum, no. ref. article : s7430, 2014.
- [39] A. Visioli, "Modified anti-windup scheme for PID controllers," *Control Theory and Applications, IEE Proceedings -*, vol. 150, no. 1. pp. 49–54, 2003.
- [40] X. Rain, "Contributions à la commande et à la conception des machines à réluctance variable à double saillance," Thèse de doctorat, Université Paris Sud 11, Orsay, France, 2013.

-
- [41] G. BINET, “Stabilité et robustesse d’un correcteur RST : validation d’un correcteur,” *Commande “numérique” par placement de pôles*. Université de Caen, Caen, pp. 3–5, 2009.
- [42] H. Dupuis and G. Zerlett, *The effects of whole-body vibration*. Springer-Verlag Heidelberg,, Germany, 1986.
- [43] F. Profumo, M. Madlena, and G. Griva, “State variables controller design for vibrations suppression in electric vehicles,” in *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1996, vol. 2, pp. 1940–1947.
- [44] N. Amann, J. Bocker, and F. Prenner, “Active Damping of Drive Train Oscillations for an Electrically Driven Vehicle,” *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 9, no. 4, pp. 697–700, Dec. 2004.
- [45] G. Gotting and R. W. De Doncker, “Active drive control of electric vehicles using a modal state observer,” in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, vol. 6, pp. 4585–4590.
- [46] M. Grotjahn, L. Quernheim, and S. Zemke, “Modelling and identification of car driveline dynamics for anti-jerk controller design,” in *2006 IEEE International Conference on Mechatronics*, 2006, pp. 131–136.
- [47] G. Pita Gil, E. Godoy, D. Dumur, M. Marsilia, and S. Crégut, “Stratégie de récupération d’énergie au freinage sur véhicules électriques et hybrides,” in *Actes de la 10ème Conférence Internationale Francophone d’Automatique (CIFA)*, 2010.
- [48] Renault s.a.s, “Documentation interne.”
- [49] R. B. Inderka, M. Menne, and R. W. A. A. De Doncker, “Control of switched reluctance drives for electric vehicle applications,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 1, pp. 48–53, 2002.
- [50] E. Godoy and É. Ostertag, *Commande numérique des systèmes: Approches fréquentielle et polynomiale*. Ellipses Marketing, 2003.
- [51] G. Duc and S. Font, *Commande H-infini et μ -analyse: des outils pour la robustesse*. Hermes Science Publications, 1999.
- [52] S. N. Sivanandam and S. N. Deepa, *Introduction to Genetic Algorithms*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2008.

-
- [53] M. Gen and R. Cheng, *Genetic algorithms and engineering optimization*, vol. 7. John Wiley & Sons, 2000.
- [54] J. H. Holland, *Adaptation in natural and artificial systems: an introductory analysis with applications to biology, control, and artificial intelligence*. University of Michigan Press, 1975.
- [55] J. Jacques, “Pratique de l’analyse de sensibilité : comment évaluer l’impact des entrées aléatoires sur la sortie d’un modèle mathématique,” Lille, 2011.
- [56] C. Visa, “Commande non linéaire et observateurs : application à la MRV en grande vitesse,” Thèse de doctorat, Université de Metz, Metz, France, 2004.
- [57] D. MEIZEL, “L’automatique pour tous,” *Cour de 3ème année en mécatronique*. École nationale supérieure d’ingénieurs de Limoges, pp. 35–54, 2013.
- [58] “HOW DOES YOUR ENGINE & DRIVELINE WORK?” [Online]. Available: <http://tyrehouse.net.au/tech-torque-2/engine-driveline/>.
- [59] G. PITA GIL, “Application de techniques de commande avancées dans le domaine automobile,” Thèse de doctorat, École supérieure d’électricité (Supélec), Gif-sur-Yvette, France, 2011.