

THÈSE

Présentée à

L'UNIVERSITÉ DE VALENCIENNES ET DU HAINAUT-CAMBRÉSIS



En vue de l'obtention du

DOCTORAT

Spécialité :
– **Automatique** –

Par

Rémi LOSERO

Ecole doctorale Sciences Pour l'Ingénieur Université Lille Nord-de-France

CONTROLE EN COUPLE ET EN VITESSE

DU GLISSEMENT D'UN EMBRAYAGE SIMPLE OU DOUBLE

DANS UNE TRANSMISSION AUTOMOBILE

Soutenue le 21 Janvier 2016, à Valenciennes, devant le jury composé de :

Michel BASSET MIPS, Université de Haute Alsace	Rapporteur
Saïd MAMMAR IBISC, Université d'Evry Val-d'Essonne	Rapporteur
Mondher FARZA GREYC, Université de Caen	Examineur
Alain OUSTALOUP IMS, Université de Bordeaux	Président
Thierry-Marie GUERRA LAMIH, Université de Valenciennes	Directeur
Jimmy LAUBER LAMIH, Université de Valenciennes	Directeur
Pascal MAUREL Valeo Amien	Invité

Remerciements

Trois ans et huit mois ont été nécessaires pour finaliser cette thèse de doctorat. Au cours de cette période, nombreux ont été les obstacles, les difficultés et les doutes... Mais aussi les rires, les rencontres et les voyages (Merci à la conférence IEEE ICIEA de m'avoir permis d'aller en Nouvelle Zélande, où j'ai appris la signification du mot *flooding*...).

Cette thèse s'est déroulée dans le cadre d'une convention CIFRE entre le LAMIH UMR CNRS 8201 et Valeo transmission Amiens, et nombreuses sont les personnes qui ont contribué à la réussite de ce projet. Mais avant d'adresser mes remerciements à toutes ces merveilleuses personnes voici un résumé de la thèse en quelques chiffres :

- 366 heures de voiture soit 33280 km dont 20800 km lors des 4 premiers mois. (Moyen de locomotion pratique pour arriver à l'heure !!!)
- 1080 heures de train soit 93600 km. (Moyen de locomotion pratique pour travailler !!)
- 6 déménagements. (À la recherche du point de chute idéal...)
- 120 réunions du mardi. (Salut Pascal !)
- 30 réunions thèse LAMIH. (Les dents c'est la vie !! mais sans dent on ne peut pas faire grand-chose...)
- 30 réunions thèse Valeo. (On ne peut pas intégrer le modèle de frottement dans la loi de commande PDC car les prémisses ne sont pas mesurables !... une carto-quoi ?)
- Près de 200 présentations Powerpoint. (Une compétence à ajouter sur linkedin !)
- Plus de 45000 lignes de code. (Faut bien bosser un peu !)
- 120 heures d'essais véhicule. (Bien-sûr que l'observateur fonctionne ! par contre $(z-1)^2 x(k) = 0 \neq \frac{d^2 x(t)}{d^2 t} = 0$!!... Et si on parlait de l'actionneur?)
- 1 conf en 2014, 3 conf en 2015 et 2 conf en 2016 (voyage voyage !!) et un brevet international !

Les premières personnes à m'avoir soutenu, aiguillé et encouragé sont mes deux super directeurs de thèse ; Thierry-Marie Guerra alias « the big-boss » (L'ours pour les intimes) et Jimmy Lauber ou l'homme le moins stressé du monde. Je les remercie pour toute la patience dont ils ont fait preuve à mon égard, pour toutes les connaissances qu'ils m'ont distillées et pour tous ces moments passés dans la joie et la bonne humeur ! Des phrases comme « dépêche-toi !! », « Faut travailler en angle, ça va tout déchirer ! », « T'as la polio ? », « Tu veux mes moufles ? », « Elle avance la publi ? » resteront à jamais gravées en moi. Sans oublier les innombrables souvenirs tels que les présentations blanches aux accents exotiques, les barbecues chez le chef avec tous les collègues et amis (et les magrets de canard !), le périple Néo-Zélandais, le GTAA à quatre dans une C1... On entend souvent dire que l'encadrement compte pour beaucoup dans la réussite d'une thèse, et bien dans mon cas, il m'était impossible d'échouer.

Je remercie également le partenaire industriel Valeo, de m'avoir permis de réaliser cette thèse de doctorat. Je me souviens avoir dit à Thierry-Marie en fin de Master : « Je voudrais faire une thèse en Automatique appliquée aux transmissions automobile »... Je ne pouvais pas mieux tomber !... Je remercie donc les membres de l'équipe Mécatronique dans laquelle j'ai été affecté, à savoir Zakaria Mahi, Philippe Kraemer et Vévé Randrianamparany pour leur accueil et leur amicalité, ainsi que Pascal Maurel le « papa » de l'équipe pour m'avoir soutenu jusqu'à la dernière minute. Je tiens également à remercier Jean-François Bougard pour sa sympathie et pour son support plein de bonne humeur lors des essais sur banc. Je remercie également mes compagnons de pause-café pour les innombrables fous rires autour de discussions des plus cocasses à savoir Benjamin Brequigny, Yannick Lefebvre, et Ajouan Waeterloos. Je remercie Jerome Jeanclos pour avoir partagé avec lui ce magnifique problème qu'est la modélisation du frottement de l'embrayage. Une discussion souvent partagée avec le manager du département System Engineering, Didier Taccoen (tadam tam tadam). Quoi que l'on en dise, modéliser un système non linéaire et non répétable avec une cartographie équivaut à attraper le ciel avec un filet... Plus largement je remercie les collègues avec lesquelles j'ai travaillé de près ou de loin sur ma thèse à savoir Eric Rumeau, Sylvain Maitte, Xavier Hauvette, Herve Mahe, Franck Macewko, Matlab et bien d'autre... Ainsi que mes deux compères de thèse CIFRE chez Valeo Anthony et Yasser (l'homme qui valait 6500 euros). J'adresse également une pensée pleine de tendresse à la Peugeot 208 sur laquelle j'ai travaillé, en espérant que sa greffe d'actionneur d'embrayage sain soit faite dans les plus brefs délais.

Côté labo, je tiens à remercier tous mes copains thésards avec lesquels nous nous sommes soutenus, encouragés, et bien poilés ! Nombreuses sont ces personnes hautes en couleurs à savoir Victor et sa magnifique thèse en bio-LMI, Raymundo ($\sum\sum\sum\cdots\sum\sum\sum$), Amir le bluesman, Molly l'aventurière, Ben et son sourire en toutes circonstances, Anh-Tu, le samouraï de l'Automatique, meilleur ami du professeur Sugeno ! Le football-fighter Raphaël (docteur Ratón !), Mathias le gentil vampire de 700 ans, Thomas le zombie végétarien (bio-man !!), Tariq le géant rappeur maladroit, ainsi que ceux partis pour de nouveaux horizons ; Sami avec sa start-up Autonomad, Raymond, Boussaad et l'adorable Milka. Je remercie également Isabelle et Mélanie de s'être occupées de moi comme des mamans pour tous les tracassés administratifs de la vie d'un thésard, Seb et son fameux « ça va billy-boy ? » et Bako pour sa délicieuse bonne humeur (hum, thé ! chocolat !).

Dans le cercle privé, nombreuses ont été les personnes à m'avoir soutenues et aussi, il faut bien le dire, à m'avoir supportés. Tout d'abord je tiens à remercier ma maman, sans qui je ne serais (bien évidemment) pas là. Merci pour ton amour et ton humour, comme tu le vois, je n'ai pas tellement changé en 28 ans, je continue à jouer aux petites voitures ! Je remercie également mon papa pour avoir su m'accompagner et me conseiller dans les plus durs moments, notamment pour faire face aux relations humaines les plus pesantes avec calme et diplomatie plutôt qu'avec mae-geri et juji-gatame. Je remercie également Margaux (mon beau Moumoute !) pour son soutien et son amour. Merci à toi d'avoir pris le temps de m'écouter et de m'aimer, c'est grâce à toi si j'ai su surmonter ce périlleux défi.

Sommaire

Introduction générale	7
Références personnelles.....	9
Chapitre 1 : Etat de l'art technologies transmissions	10
I. Présentation de la chaîne de traction d'un véhicule.....	10
I. 1. Le groupe motopropulseur	11
I. 2. La transmission	13
I. 2. 1. L'embrayage.....	13
I. 2. 2. La boîte de vitesse	15
II. Etat de l'art des différentes technologies de transmissions.....	16
II. 1. Technologies existantes	16
II. 1. 1. La boîte de vitesse automatisée	16
II. 1. 2. La boîte de vitesse automatique	17
II. 1. 3. La transmission continument variable (CVT).....	18
II. 1. 4. La transmission à double embrayage (DCT).....	19
II. 2. Etude comparative des transmissions automatisées	21
III. La place de Valeo Embrayage	23
IV. Problématiques de la thèse	23
IV. 1. Estimation du couple transmis par le double embrayage à la transmission	23
IV. 2. Asservissement de la vitesse de glissement de l'embrayage	27
Chapitre 2 : Modélisation de la chaîne de traction et de l'embrayage	29
I. Modélisation de la chaîne de traction	29
I. 1. Modélisation de la transmission à double embrayage.....	29
I. 2. Modélisation de la transmission du véhicule d'essais.....	30
II. Modélisation des forces de frottement de l'embrayage	31
II. 1. Le frottement au sein de l'embrayage	31
II. 2. Les modèles de frottements existants.....	33
II. 2. 1. Les modèles statiques	33
II. 2. 2. Les modèles dynamiques	36
III. Modèle de frottement de Valeo embrayage	40
III. 1. Présentation du modèle de frottement Valeo	40

III. 2. Validation du modèle de frottement Valeo.....	41
III. 2. 1. Protocole de validation	41
III. 2. 2. Validation comportementale	42
IV. Système embrayage piloté.....	47
IV. 1. Présentation des capteurs incrémentaux présents sur véhicule.....	47
IV. 1. 1. Principe de fonctionnement.....	47
IV. 1. 2. Modélisation des capteurs incrémentaux	48
IV. 1. 3. Résultats de simulation	50
IV. 1. 4. Implantation des capteurs sur véhicule	53
IV. 2. Le système d'actionnement	54
V. Conclusion.....	58
Chapitre 3 : Estimation de couple dans une transmission automobile	60
I. Généralités sur les observateurs	61
I. 1. Introduction.....	61
I. 2. Représentation sous forme Takagi-Sugeno des systèmes non linéaires.....	61
I. 3. Observateurs pour modèles sous forme Takagi-Sugeno	62
I. 3. 1. Observateur classique pour modèle Takagi-Sugeno.....	63
I. 3. 2. Observateur TS non linéaire commuté	64
I. 3. 3. Observateur non linéaire H infini (Duc & Font., 1999).....	65
II. Observateur pour la transmission à double embrayage	69
II. 1. Modèle pour l'observateur.....	69
II. 2. Calcul de la torsion des arbres par ajout de dents virtuelles.....	70
II. 3. Reconstruction de la torsion angulaire	71
II. 4. Du domaine temporel vers le domaine angulaire.....	73
II. 5. Observateur discret dans le domaine angulaire.....	74
II. 6. Résultats de l'observateur de couple sur la plateforme de simulation	76
III. Comparaison entre l'observateur TS discret angulaire et un observateur à grand gain continu-discret : application au double volant amortisseur.	79
III. 1. Modélisation du double volant amortisseur.....	79
III. 2. Observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire.....	81
III. 2. 1. Synthèse de l'observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire	81
III. 2. 1. Résultats de simulation	83
III. 2. 3. Résultats sur données réelles.....	84

III. 3. Comparaison avec un observateur à grand gain continu-discret.....	86
III. 3. 1. Synthèse de l'observateur à grand gain continu-discret	87
III. 3. 2. Comparaison avec l'observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire	89
IV. Conclusion.....	97
Chapitre 4 : Contrôle du glissement de l'embrayage	99
I. Cahier des charges du glissement contrôlé	99
II. Modèle pour la commande.....	100
III. Loi de commande proposée.....	102
III. 1. Système d'état augmenté	102
III. 2. Structure du correcteur	103
III. 3. Atténuation de la perturbation résiduelle.....	103
III. 4. Obtention des gains du correcteur.....	104
IV. Application de la commande de glissement.....	107
IV. 1. Résultats de simulation.....	107
IV. 1. 1. Validation du correcteur sur le modèle complet.....	107
IV. 2. Résultats expérimentaux.....	117
IV. 2. 1. Résultats d'essais sur banc à rouleau.....	117
IV. 2. 2. Résultats d'essais sur piste.....	121
V. Conclusion.....	123
Conclusion générale	126
Bibliographie.....	129
Annexe	135
I. Présentation du système	135
II. Modélisation.....	136
II. 1. Equations du système physique	136
II. 2. Représentation Takagi-Sugeno	138
III. Synthèse de l'observateur de courant	138
IV. Synthèse du correcteur.....	139
V. Résultats de simulation	140

Notations

- $\omega.(\bullet)$ représente une vitesse de rotation
- $\theta.(\bullet)$ représente une position angulaire
- $C.(\bullet)$ représente un couple
- $P_a(\bullet)$ représente la position de l'actionneur d'embrayage
- $\alpha.(\bullet)$ représente une torsion
- $\Delta\omega.(\bullet)$ représente une vitesse de glissement
- $\Delta\theta.(\bullet)$ représente un déplacement angulaire relatif
- $C_{ce_i}(\bullet)$ représente la capacité de couple de l'embrayage i
- $K.$ représente une raideur
- $\lambda.$ représente un amortissement
- $f.$ représente un coefficient de frottement visqueux
- $J.$ représente une inertie
- E_i représente l'embrayage i
- q_i représente le rapport engagé de la boîte de vitesse i
- $F.(\bullet)$ représente une force :
 - o $\bullet_f$ pour la force de frottement
 - o $\bullet_N$ pour la force normale appliquée
 - o $\bullet_e$ pour la force extérieure appliquée
 - o $\bullet_c$ pour la force de frottement de Coulomb
 - o $\bullet_s$ pour la force de frottement
- μ représente le coefficient de frottement de l'embrayage

Les notations précédente peuvent être indicées par :

- $\bullet_m$ lorsqu'il s'agit du moteur
- $\bullet_{p_i}$ lorsqu'il s'agit de l'arbre primaire i
- $\bullet_s$ lorsqu'il s'agit de l'arbre secondaire
- $\bullet_v$ lorsqu'il s'agit du véhicule

- $\bullet_{ij}$ lorsqu'il s'agit de la torsion de i vers j
- $\bullet_r$ lorsqu'il s'agit du couple résistant
- $\bullet_{e_i}$ lorsqu'il s'agit de l'embrayage i

Introduction générale

Les problèmes de pollution et de ressource énergétique impactent grandement l'industrie automobile qui doit s'adapter afin de répondre aux normes antipollution de plus en plus strictes tout en satisfaisant le niveau de prestation (confort et performances) attendu par les clients. Les émissions de gaz à effet de serre des véhicules tels que les dioxydes et monoxydes de carbone sont étroitement liées à la consommation de carburant. De plus, l'énergie fossile utilisée comme carburant étant une ressource non renouvelable vouée, une fois de plus, à disparaître en fumée, la réduction de consommation de carburant est un enjeu important pour les constructeurs automobiles mais aussi et surtout pour la survie de l'humanité et de son écosystème.

Afin de satisfaire ces contraintes en termes de performance, de confort, de sobriété et de propreté, les chaînes de traction des véhicules sont en pleine mutation. Les motorisations hybrides ont vu le jour et le véhicule électrique tend à se démocratiser. La partie transmission subit également de profonds changements architecturaux et s'automatise de plus en plus dans l'optique d'optimiser la consommation en sélectionnant les meilleurs points de fonctionnements du moteur. Ainsi, de nombreuses technologies de boîtes de vitesse et de stratégie de gestion de la transmission assurant une utilisation optimisée du groupe motopropulseur et une grande souplesse de fonctionnement sont en cours de développement. Divers défis techniques et scientifiques sont associés à cette problématique générale. Cette thèse vise à répondre en partie à certains de ces défis en proposant des solutions de gestion nouvelles et performantes du système de transmission.

Les aspects technologiques sont abordés dans le premier chapitre de ce manuscrit. Tout d'abord, le contexte de l'étude menée est introduit à partir de la présentation de la chaîne de transmission complète. Ensuite, un état de l'art des différentes solutions techniques existantes de transmissions de couple est proposé. Une étude comparative de ces différentes technologies est menée, aboutissant au choix de la solution développée avec Valeo. Les problématiques de la thèse sont alors introduites en conclusion de ce chapitre.

Dans le deuxième chapitre, la modélisation des systèmes étudiés, à savoir les transmissions à simple et double embrayage, est présentée. Un état de l'art des modèles de frottement les plus communément utilisés pour représenter les phénomènes tribologiques de l'embrayage est également proposé. De cet état de l'art découle le modèle de frottement utilisé par la suite en simulation qui est recalé et validé sur des données réelles issues d'essais sur banc à rouleaux. La modélisation comportementale du système d'actionnement et des capteurs incrémentaux est également traitée dans ce chapitre.

La problématique de l'estimation de couple dans une transmission est traitée dans le troisième chapitre. Afin de répondre à cette problématique, un estimateur (ou capteur virtuel) de couple a été développé à partir d'une méthodologie d'ajout de dents virtuelles dans les capteurs incrémentaux et d'un observateur non linéaire Takagi-Sugeno discrétisé dans le

domaine angulaire. Cette stratégie d'observation a permis d'obtenir en simulation d'excellents résultats d'estimation des couples embrayages dans une transmission à double embrayage lors des phases critiques et délicates de croisement des embrayages. Cette stratégie d'observation a également été testée sur des données réelles de débrattement d'un double volant amortisseur, et a fourni l'estimation des couples du moteur et de l'embrayage instantanés. Une comparaison avec un procédé continu à savoir, un observateur à grand gain continu-discret est également proposée dans ce chapitre afin de situer les performances de l'approche proposée par rapport à une autre méthode récente et reconnue.

Le chapitre quatre est dédié à la seconde problématique de la thèse à savoir le pilotage du glissement de l'embrayage. Une stratégie de contrôle robuste du glissement est synthétisée sous contraintes LMI. Le potentiel de cette stratégie de contrôle est démontré en simulation sur un modèle complet de véhicule d'une part et d'autre part sur le véhicule d'essais lors de campagnes de tests sur banc à rouleau et sur piste.

En dernier lieu, la conclusion de ce manuscrit est présentée. Elle reprend les différentes problématiques et enjeux de la thèse et synthétise l'ensemble des travaux effectués en rappelant les points forts des méthodologies proposées. Des perspectives illustrent de futurs axes de recherche dans le domaine de l'automobile mais également les possibilités d'étendre les outils développés à d'autres domaines d'application.

Références personnelles

Conférences internationales

- Losero, R., Lauber, J., & Guerra, T. M. (2015). Discrete Angular Torque Observer, Applicated to the engine torque and clutch torque estimation via a dual-mass flywheel. *Conference on Industrial Electronics and Applications*. Auckland, New Zealand: IEEE.
- Losero, R., Lauber, J., & Guerra, T. M. (2015). Transmitted torque observer applied to real time engine and clutch torque. *Linear Parameter Varying Systems*. Grenoble, France: IFAC.
- Uzunova, M., Losero, R., Lauber, J., & Djemai, M. (2012). Traffic velocity control for evaluation the impact of gases emissions: case study of toll plaza. *Environment Friendly Energies and Applications (EFEA), 2012 2nd International Symposium on*, 19 - 24.
- Uzunova, M., Losero, R., Lauber, J., Guerra, T. M., & Nikolov, E. (2012). Non-integer real-time robust control with application to toll plaza and evaluation of CO2 gases emissions. *13th CTS IFAC Symposium on Control in Transportation Systems, Sofia, DOI, 20120912-3*.

Conférence nationale et séminaire

- Losero, R., Lauber, J., & Guerra, T. M. (2015). Estimation de couple moteur et de couple embrayage basée sur un. *Conférence sur la Logique Floue et ses Applications*. Poitiers, France.
- Losero, R., Lauber, J., & Guerra, T. M. (2014). Observateur de couple transmis dans un double volant amortisseur. *Groupe de Travail Automatique et Automobile du GDR MACS*. Orléans.

Brevet

- Losero, R., Maurel, P., Guerra, T. M., Lauber, J., & DO, A. L. (2015). *Brevet n° WO2015036718 A1*.

Chapitre 1 : Etat de l'art technologies transmissions

Face au durcissement des contraintes réglementaires en termes de pollution et de consommation liées au réchauffement climatique, à la montée du prix des carburants et à l'exigence croissante de confort de la part des conducteurs, l'automobile est en pleine mutation et les transmissions automobiles en sont un des fondamentaux. De nombreuses technologies voient le jour et l'automatisation des transmissions est de plus en plus courante. Mais dans cette forêt de solutions mécaniques, lesquelles apportent un réel avantage en termes de rendement et de confort ? Quels sont les impératifs, les contraintes et les limites de ces solutions en termes d'automatisation et d'application ? Afin de comprendre le fonctionnement et l'apport de ces technologies, une présentation du fonctionnement de la chaîne de traction est proposée autour d'un exemple concret. Un état de l'art des transmissions automatiques est également proposé et permet de faire une étude comparative des différentes technologies existantes et de définir la place de l'équipementier automobile « Valeo embrayage » sur le marché des transmissions.

I. Présentation de la chaîne de traction d'un véhicule

La chaîne de traction d'un véhicule est l'ensemble des éléments mécaniques qui assurent la traction. La chaîne de traction est composée de plusieurs éléments distincts, à savoir :

- Le groupe motopropulseur qui assure la production d'énergie nécessaire au déplacement.
- La transmission qui assure le cheminement de l'énergie produite par le groupe motopropulseur jusqu'aux roues.

Le rôle de la transmission est exposé autour d'un exemple illustré par le schéma ci-dessous composé du groupe motopropulseur, d'un embrayage, de la boîte de vitesse et de l'arbre de transmission jusqu'aux roues. Cette architecture très classique est un bon exemple pour expliquer le fonctionnement de la transmission en général et d'exposer les différentes technologies existantes.

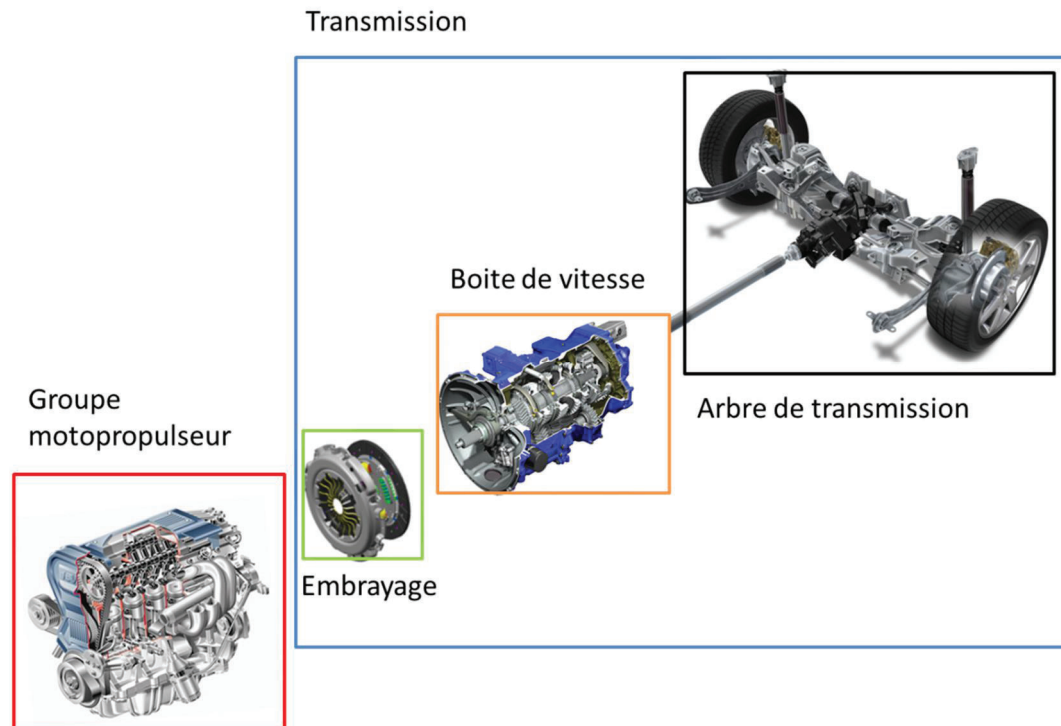


Figure 1 : Exemple de chaîne de transmission avec embrayage

Comme le montre la Figure 1, la transmission (cadre bleu) est composée de différents éléments permettant de transmettre et de démultiplier le couple fourni par le groupe motopropulseur (rouge). La boîte de vitesse permet de démultiplier le couple fourni par le groupe motopropulseur et donc d'obtenir un ratio de couple et de vitesse entre le groupe motopropulseur et les roues, afin d'exploiter la même plage de fonctionnement du moteur pour des vitesses véhicules très différentes. L'embrayage permet d'accoupler et de désaccoupler le groupe motopropulseur du reste de la transmission. Cette fonction permet de libérer la transmission afin de changer de rapport de boîte de vitesse puis de synchroniser la vitesse du moteur avec la nouvelle vitesse de sortie de boîte.

I. 1. Le groupe motopropulseur

Le moteur thermique, Figure 1, n'est pas la seule technologie utilisée pour générer le mouvement des véhicules de tourisme, en effet, différentes solutions existent telles que l'hybridation (thermique et électrique) et l'électrique. Mais de nos jours, le moteur à explosion reste la technologie la plus implantée dans nos véhicules car fiable, et peu coûteuse à fabriquer et à maîtriser. Le moteur à explosion présente pourtant deux inconvénients majeurs : le premier est son mode de fonctionnement par combustion d'énergie fossile non renouvelable et les émissions de gaz polluants qui en résultent, le second réside dans la propagation des vibrations liées aux explosions lors de la combustion dans le moteur appelés « acyclismes du moteur ».

En effet, le moteur à explosion quatre temps utilisé comme moyen de propulsion dans nos véhicules fournit du couple de manière alternée, cette alternance entre temps moteur et les autres temps génère les acyclismes du moteur.

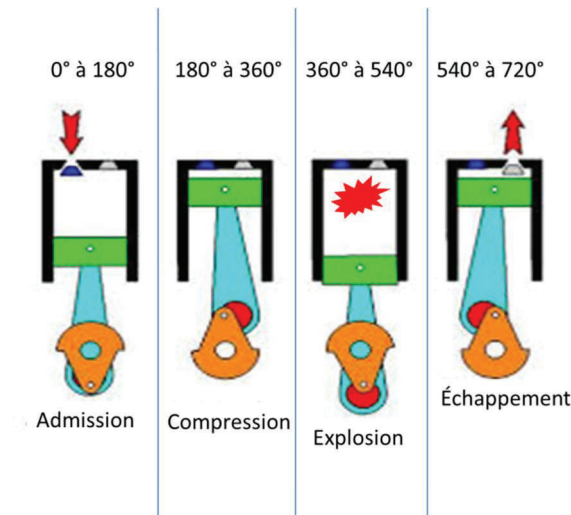
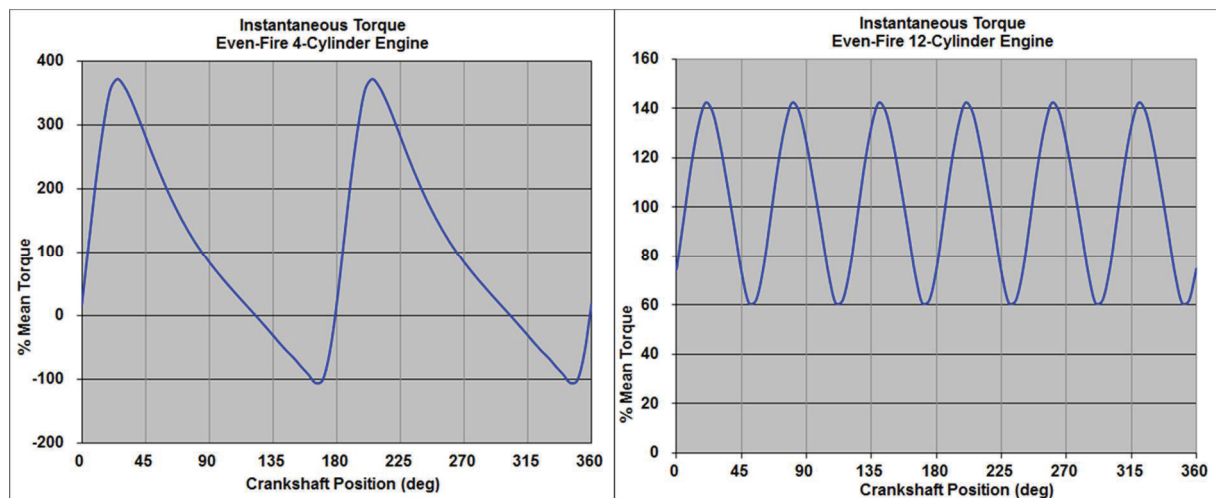


Figure 2: Cycle de fonctionnement du moteur monocylindre quatre temps

La Figure 2 expose le cycle de fonctionnement d'un moteur monocylindre quatre temps. Il n'y a qu'une seule explosion un temps sur quatre, soit tous les 720° . De manière générale, le nombre de temps moteur par cycle (720° soit deux tours du vilebrequin) est égal au nombre de cylindre du moteur, soit une explosion tous les θ_{moteur}° avec :

$$\theta_{moteur} = 720 / Nb_{Cylindre} .$$


Ref[http://www.epi-eng.com/piston_engine_technology/torsional_excitation_from_piston_engines.htm]

Figure 3: Comparaison de l'acyclisme d'un moteur à quatre cylindres et celui d'un moteur à douze cylindres

La Figure 3 illustre l'impact du nombre de cylindres sur l'amplitude de l'acyclisme moteur. Bien que le couple moyen soit de $100Nm$ sur les deux exemples, les amplitudes sont nettement différentes : le moteur douze cylindres présente trois fois plus de temps moteur que le quatre cylindres, les temps morts sont donc plus courts et le couple produit pendant les temps moteur est alors plus faible pour atteindre la même valeur de couple moyen. Les

vibrations générées par les acyclismes du moteur peuvent se montrer très gênantes, en particulier à cause du bruit qu'elles génèrent en se propageant, mais aussi via les dommages qu'elles peuvent potentiellement infliger à la transmission.

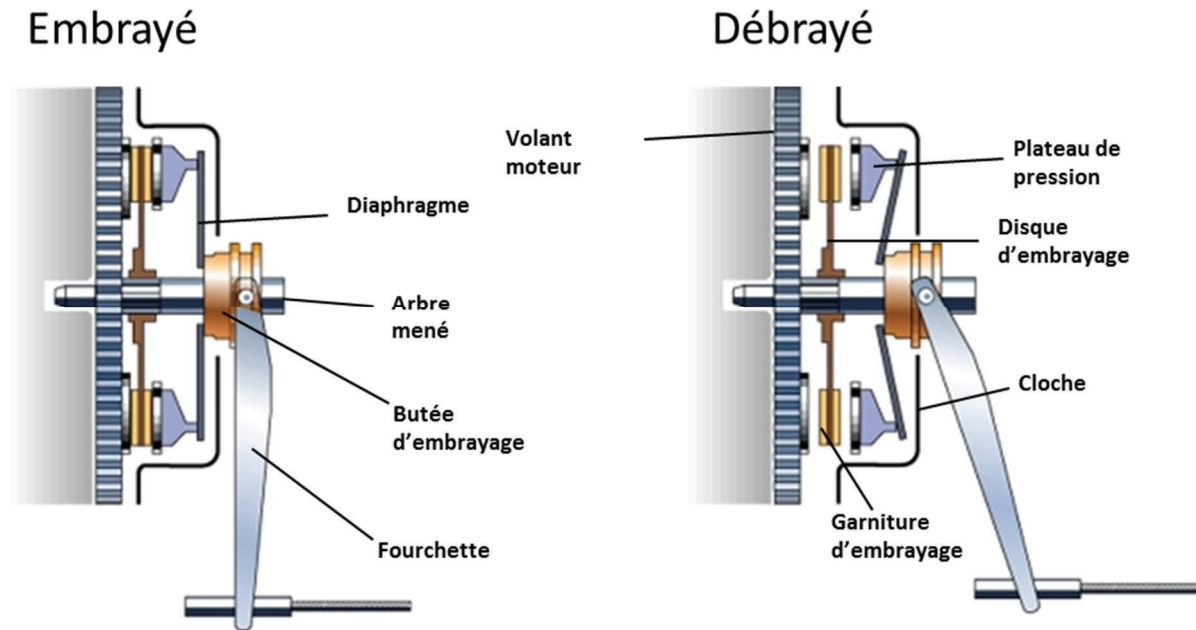
Afin de réduire la consommation des moteurs thermiques, la réduction de cylindrée est de mise chez les constructeurs automobile (downsizing). Cette diminution de la cylindrée est obtenue en réduisant la taille des cylindres où tout simplement en réduisant le nombre de cylindres. Cette réduction du nombre de cylindres et de la cylindrée augmente l'amplitude de l'acyclisme et donc provoque plus de vibrations. Le downsizing peut alors avoir des effets néfastes sur le confort, le bruit et même être destructeur sur la transmission et notamment la boîte de vitesses. Ces organes qui ont pour but de transmettre le couple aux roues doivent être protégés de ce phénomène provenant du moteur afin de les préserver et d'assurer leur bon fonctionnement, pour se faire des organes de filtration tels que le double volant amortisseur peuvent être ajoutés à la sortie du moteur pour filtrer les acyclismes directement à la source.

I. 2. La transmission

La transmission assure l'acheminement du couple jusqu'aux roues, elle est composée de trois organes : l'embrayage, la boîte de vitesses et les arbres de transmission. L'embrayage et la boîte de vitesses manuelle sont les technologies les plus répandues en France mais ce ne sont pas les seules. D'autres technologies existent et proposent une alternative à l'embrayage et à la boîte de vitesses traditionnelle. Cette partie propose un état de l'art des technologies de boîte de vitesses et d'embrayage existants et de leur mode de fonctionnement ainsi qu'une comparaison en termes de coût, de rendement, de robustesse et de confort.

I. 2. 1. L'embrayage

L'embrayage garantit la liaison entre le groupe motopropulseur et la transmission. La mise en charge de l'accouplement se fait de manière progressive via sa transmission par adhérence qui permet d'éviter les à-coups, sources d'inconfort et de la rupture des éléments de la chaîne cinématique. La Figure 4 représente les différentes parties de l'embrayage et son fonctionnement.



Ref[<http://www.larousse.fr/encyclopedie/divers/embrayage/47031>]

Figure 4: Schéma fonctionnel de l'embrayage à sec

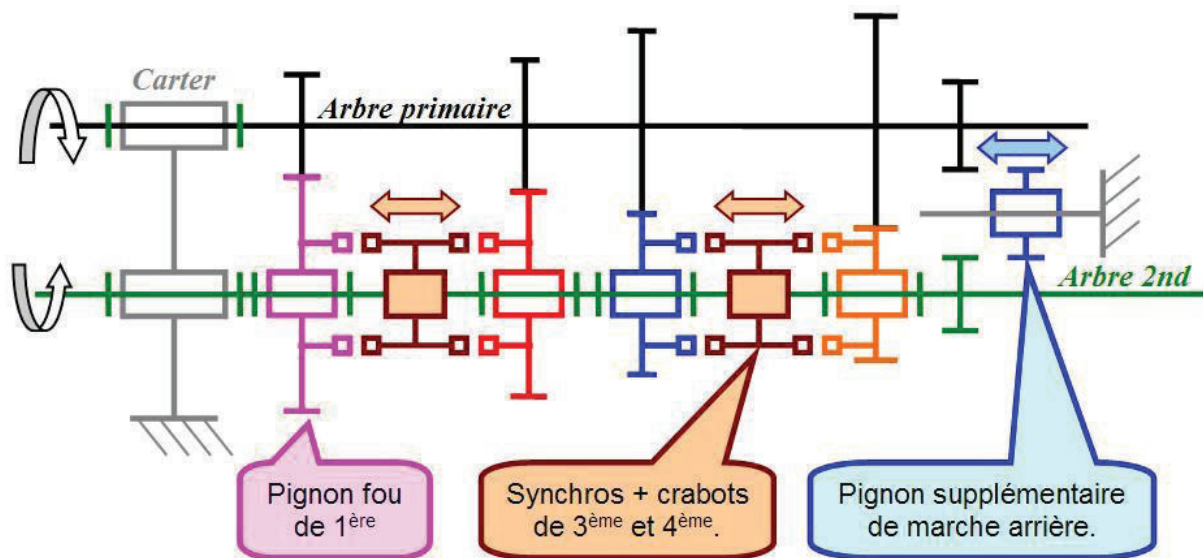
Comme le montre la Figure 4, le couple moteur est transmis à la boîte de vitesses par adhérence. Cette adhérence est issue du contact entre les garnitures d'embrayage présentes sur le disque d'embrayage, lié mécaniquement à la boîte, et le volant moteur (solidaire du moteur). Un ressort de forme circulaire appelé diaphragme fournit la force nécessaire pour plaquer les garnitures au volant moteur via le plateau de pression. La butée d'embrayage actionnée par le conducteur ou par un actionneur d'embrayage, en exerçant une pression sur le diaphragme, permet de réduire la pression entre le volant moteur et les garnitures, jusqu'à rompre totalement le contact entre les deux pièces. L'embrayage présente trois phases de fonctionnement :

- Embrayé : Cet état est la position stable de l'embrayage, dans cette position le diaphragme plaque les garnitures sur le volant via le plateau de pression et l'intégralité du couple fourni par le moteur est transmis, le moteur et la boîte sont alors accouplés.
- Débrayé : Dans cette position, le contact entre les garnitures et le volant est rompu, le moteur et la boîte de vitesse sont alors découplés. Le couple issu du moteur n'est plus du tout transmis à la boîte, le véhicule est donc en roue libre. Le changement de rapport s'opère dans cette phase.
- Phase transitoire de glissement : Cette phase se situe à mi-chemin entre l'accouplement total et le désaccouplement, le volant et les garnitures sont en contact mais la pression exercée par le diaphragme, induite par la position de la butée, n'est pas suffisante pour transmettre la totalité du couple fourni par le moteur à la boîte de vitesse, alors l'embrayage glisse. Lors de cette phase de glissement, l'accouplement des vitesses moteur et boîte peut être réalisé en douceur, l'embrayage y présente des propriétés de filtrage des acyclismes moteur.

La modélisation physique de l'embrayage et des lois tribologiques qui en découlent seront spécifiées dans la partie dédiée à la modélisation du système. Toutefois, on peut définir dès à présent le glissement de l'embrayage comme la différence la vitesse en amont de l'embrayage (coté moteur) et la vitesse en aval (coté boîte).

I. 2. 2. La boîte de vitesse

Afin d'expliquer le principe de fonctionnement de la boîte de vitesse, le cas particulier d'une boîte de vitesse synchronisée à deux arbres parallèles est choisi. Cette boîte est composée de deux arbres, le premier, appelé arbre primaire, est lié au moteur via l'embrayage et le second, appelé arbre secondaire, est l'arbre de sortie de boîte lié aux roues au travers des arbres de transmission. Sur l'arbre primaire sont fixés des pignons dentés de diamètre différent appelé pignon de vitesse, alors que sur l'arbre secondaire se trouvent les pignons fous ainsi que les systèmes de crabotage et synchroniseurs placés sur des baladeurs actionnés via le levier de vitesse, pouvant coulisser le long de l'arbre. Chaque rapport de boîte est alors issu du couplage d'un pignon de vitesse et d'un pignon fou. Les pignons fous ne sont pas solidaires de l'arbre secondaire (liaison pivot), le rapport est engagé lorsque le pignon fou est solidarisé à l'arbre secondaire. Pour ce faire, le crabot et le synchroniseur du pignon fou correspondant, hébergé par le baladeur, se déplace sur l'arbre (liaison glissière) pour accoupler le pignon fou et le crabot au moyen de dents appelées dents de chien. Préalablement au crabotage, les synchroniseurs permettent de réduire la vitesse relative du pignon fou et de du crabot par frottement. La Figure 5 illustre le fonctionnement de ce type de boîte de vitesse en représentant les deux arbres, les pignons de vitesse et les pignons fous ainsi que les synchroniseurs et les crabots.



Ref [http://fr.wikipedia.org/wiki/Bo%C3%AEte_de_vitesses]

Figure 5 : Schéma d'une boîte de vitesse synchronisée à deux arbres.

La boîte de vitesse ne modifie pas la puissance qu'elle reçoit du moteur mais démultiplie le couple et réduit la vitesse. Elle comporte plusieurs rapports de réduction étagés du plus petit au plus grand afin de travailler sur la zone de fonctionnement du moteur offrant

le meilleur rendement, quelle que soit la vitesse du véhicule. Les équations suivantes représentent l'impact du réducteur sur les vitesses et les couples :

$$\begin{aligned}q \cdot \omega_{in} &= \omega_{out} \\ T_{in} &= q \cdot T_{out}\end{aligned}$$

Où ω_{in} et ω_{out} sont respectivement la vitesse à l'entrée et à la sortie de la boîte de vitesse, où T_{in} et .. sont respectivement le couple à l'entrée et à la sortie de la boîte de vitesse et q est le rapport de boîte.

L'embrayage à sec présenté ici accouplé à une boîte de vitesse manuelle n'est pas la seule technologie existante en termes de transmission. D'autres technologies plus ou moins récentes et plus ou moins automatisées existent et présentent donc une alternative à l'embrayage et à la boîte de vitesse manuelle. Un état de l'art des technologies de transmission les plus répandues est proposé dans la partie suivante, ainsi qu'une étude comparative des avantages et inconvénients de ces différentes solutions.

II. Etat de l'art des différentes technologies de transmissions

Afin de répondre à différentes contraintes telles que le confort, les coûts de fabrication, la consommation de carburant ou encore la durée de vie de la transmission, différentes technologies de boîte de vitesse automatique ont été développées présentant chacune un mode de fonctionnement propre permettant de répondre aux besoins. Les solutions les plus marquantes sont présentées ici.

II. 1. Technologies existantes

II. 1. 1. La boîte de vitesse automatisée

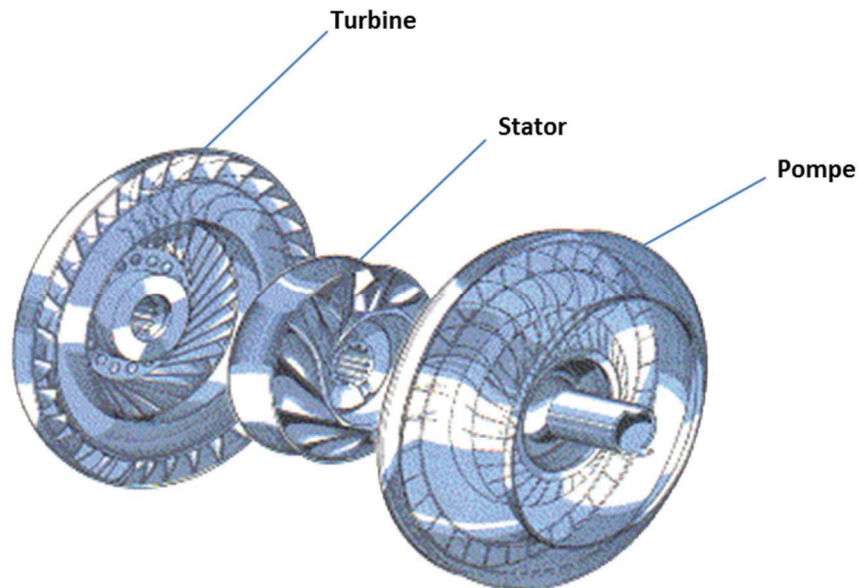
La boîte de vitesse automatisée n'est rien de plus qu'une boîte de vitesse manuelle accouplée à un embrayage à sec à la différence près que l'ensemble de la procédure de changement de rapport est assurée par un automate. Des actionneurs pilotent donc la boîte et l'embrayage en lieu et place du conducteur qui peut choisir de conduire sans se soucier des changements de rapport ou en indiquant au système une volonté de changement de rapport en pressant un comodo dédié.

La boîte de vitesse apporte un lot d'avantages indéniables en termes de fiabilité et de coût étant donné que la technologie employée est identique aux boîtes de vitesse manuelles. L'automatisation d'une boîte manuelle est donc un bon moyen de faire une boîte de vitesse automatique robuste à moindre coût, mais cette solution présente également des inconvénients en termes de confort et de réactivité. Bien que l'automatisation de la boîte confère au système un niveau de confort intéressant de par la suppression de la tâche « changement de rapport » pour le conducteur, il est difficile de concilier vitesse d'exécution et confort d'utilisation lorsque le changement de rapport implique un désaccouplement complet du moteur et de la transmission. Le changement de rapport au niveau de la boîte de vitesse ne pose pas vraiment de problème, par contre l'ouverture de l'embrayage génère une

rupture de couple, le véhicule se trouve alors en roue libre, ce qui présente un désagrément de conduite important, enfin, la fermeture de l'embrayage nécessite une synchronisation de la vitesse du moteur et de la vitesse de la boîte. La vitesse de synchronisation est un compromis entre un ré-embrayage trop rapide qui génère un à-coup et un ré-embrayage trop lent qui limite la réactivité du système. Cette vitesse de synchronisation peut donc être un paramètre de réglage pour le système entre sportivité (synchronisation rapide) et confort (synchronisation lente), mais dans des proportions relativement restreintes.

II. 1. 2. La boîte de vitesse automatique

La boîte de vitesse automatique s'appuie sur un système mécanique tout à fait différent de la boîte de vitesse à pignons. Ici, les rapports de réduction sont assurés par un train épicycloïdal et l'accouplement du groupe motopropulseur à la transmission est assuré par un convertisseur de couple. Ce dernier remplace l'embrayage dans le rôle de connecteur entre le moteur et la transmission, à la différence près que le couple moteur est transmis à la boîte de vitesse par hydro-cinétique plutôt que par frottement. Le convertisseur de couple est composé de trois éléments ; la pompe, le stator et la turbine.

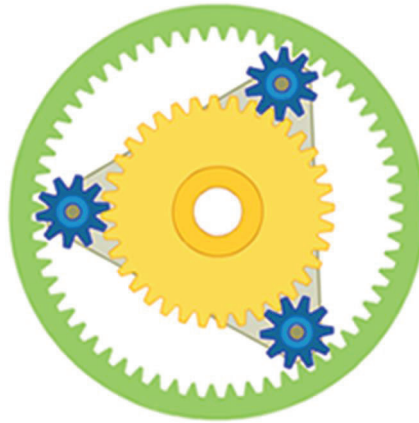


Ref=[<http://philippe.boursin.perso.sfr.fr/pdgbva2.htm>]

Figure 6 : Schéma d'un convertisseur de couple

Le convertisseur de couple fournit une puissance égale (aux forces de frottement près) à la puissance qu'il reçoit par le moteur. En somme, lorsque la vitesse de la pompe est supérieure à la vitesse de la turbine, le couple fourni par le convertisseur de couple est supérieur au couple fourni par le moteur.

Les rapports de réduction sont assurés par un train épicycloïdal qui remplace la boîte de vitesse à pignons présentée précédemment. Comme le montre la Figure 7, le train épicycloïdal est composé de plusieurs pignons ; en vert la couronne, en bleu les satellites et en jaune le planétaire et la partie grise représente le porte-satellites.



Ref[<http://edumeca.free.fr/dotclear/index.php?2007/10/10/30-train-epicycloidal>]

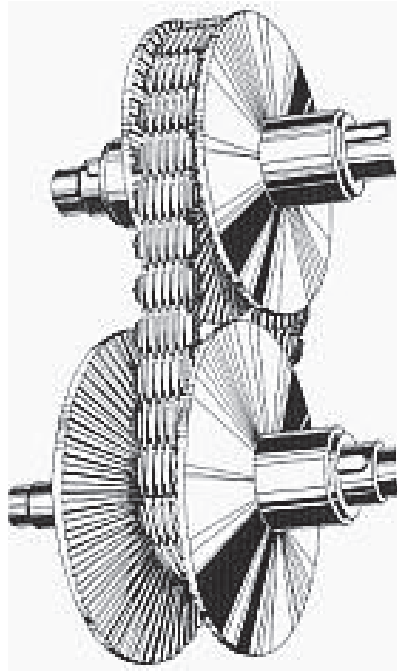
Figure 7 : Schéma d'un train épicycloïdal

Il y a donc trois arbres différents, à savoir l'arbre du planétaire, l'arbre du porte-satellites et enfin l'arbre de la couronne. Afin de transmettre le couple, il faut que l'un des trois arbres soit récepteur, un autre fixe et le troisième moteur. Le train épicycloïdal permet donc d'obtenir plusieurs rapports de réduction dans un encombrement relativement restreint et avec un petit nombre de pignons. Les arbres sont fixés à l'aide de freins ou laissés libres selon le rapport de réduction visé.

Ce système de frein du train épicycloïdal permettant de bloquer un arbre et d'en débloquent un autre, accouplé à la liaison fluide du convertisseur de couple, présente le grand avantage de pouvoir changer de rapport engagé sans rompre la transmission de couple du moteur vers les roues. Les caractéristiques mécaniques des boîtes de vitesse automatiques confèrent un grand confort d'utilisation, de plus, la gestion des changements de rapport est assez simple car il n'y a pas de problème de synchronisation au niveau du convertisseur de couple et les stratégies de changement de rapport peuvent être assurées par un dispositif mécatronique ou mécanique uniquement. En revanche, l'entraînement de la pompe à huile ajouté au glissement important et permanent (sauf en présence de lock up sur les dispositifs récents) du convertisseur de couple a tendance à faire augmenter la consommation de carburant du véhicule.

II. 1. 3. La transmission continument variable (CVT)

Les rapports de réduction de la transmission ont pour but de balayer la zone optimale et atteignable de fonctionnement du moteur en termes de rendement et de performance, quelle que soit la vitesse du véhicule. Les rapports de réduction étant discrets, il n'est pas possible de dissocier la vitesse du véhicule et le point de fonctionnement moteur avec les technologies de transmission présentées précédemment. La transmission continument variable propose comme son nom l'indique, une variation continue du rapport de réduction et permet donc de stabiliser le moteur sur un point de fonctionnement donné et de faire évoluer la vitesse du véhicule sans faire évoluer le point de fonctionnement moteur. Autrement dit, il est possible de fixer le moteur sur un point de fonctionnement régime/couple donné et de faire accélérer le véhicule en adaptant continument le rapport de réduction entre le moteur et les roues.



Ref[http://fr.wikipedia.org/wiki/Variateur_de_vitesse_m%C3%A9canique]

Figure 8 : Schéma d'un variateur à gorges variables.

La transmission CVT est basée sur le principe du variateur à gorges variables représenté Figure 8. Ce variateur est composé de deux poulies à gorges variables et d'une courroie entre les deux poulies. Les parois des poulies sont extensibles ce qui permet de faire varier la profondeur des gorges et donc le diamètre des poulies. Cette variation de diamètre des poulies implique une variation du rapport de réduction, le système permet donc de générer une infinité de rapport de réduction. C'est là tout l'avantage de cette technologie puisqu'elle permet d'exploiter au mieux les performances du groupe motopropulseur, qu'il soit composé d'un moteur thermique uniquement ou d'une motorisation hybride thermique/électrique. Un autre avantage, partagé avec le train épicycloïdal est l'absence d'à-coups et de rupture de couple lors des changements de rapport. La CVT règle aussi le problème du glissement du convertisseur de couple car, dans le cas de la CVT, le convertisseur de couple est utilisé uniquement lors du décollage du véhicule et reste verrouillé le reste du temps. En contrepartie, cette technologie reste onéreuse et n'est pas toujours bien perçue par les utilisateurs car plus habitués aux transmissions à rapport discret.

II. 1. 4. La transmission à double embrayage (DCT)

La dernière technologie présentée dans cet état de l'art est la transmission via double embrayage. Cette technologie a fait son apparition sur le marché de l'automobile depuis une dizaine d'années maintenant, mais cette solution existe depuis bien plus longtemps. En effet, il a fallu attendre que la technique avance sur la partie stratégie de contrôle afin de rendre la DCT fonctionnelle et compétitive en termes de performances par rapport aux autres technologies. La transmission à double embrayage est mécaniquement très proche de la boîte de vitesse automatisée, à la différence près qu'elle comporte deux embrayages, chacun accouplé à une boîte de vitesse à pignons.

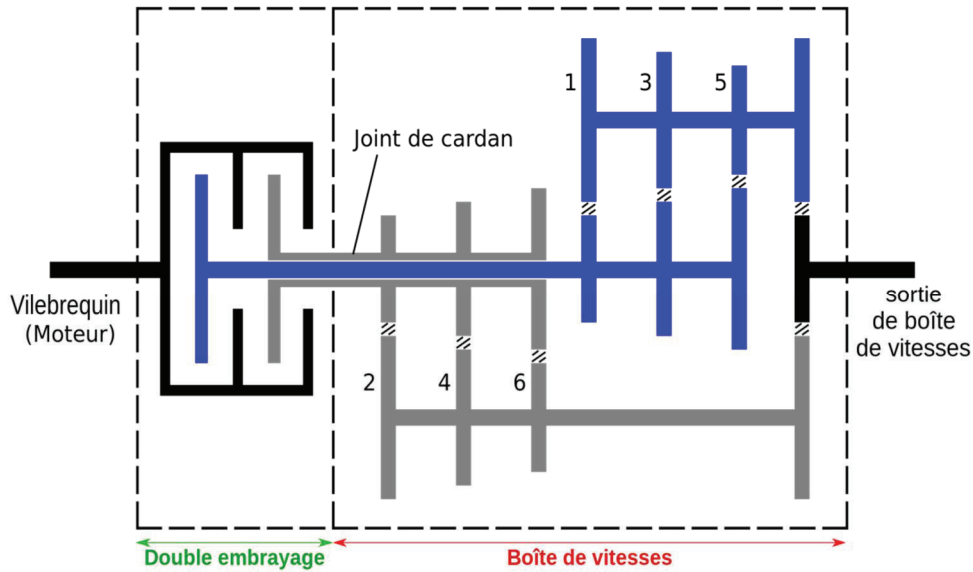


Figure 9 : Schéma d'une transmission à double embrayage

Comme le montre la Figure 9, le premier embrayage est accouplé à une boîte contenant les rapports impairs alors que le second est accouplé à une boîte contenant les rapports pairs. Le changement de rapport s'opère alors en débrayant l'embrayage lié à la boîte du rapport engagé et en embrayant l'autre embrayage afin d'engager le rapport supérieur ou inférieur.

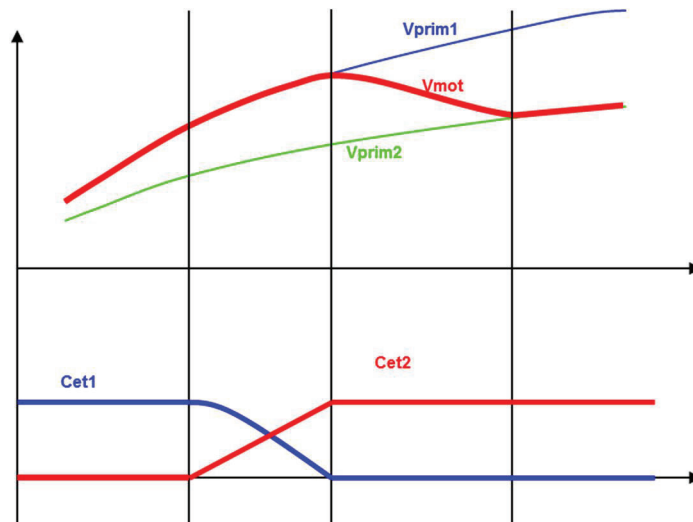


Figure 10 : Processus de changement de rapport de la transmission à double embrayage.

La Figure 10 illustre le processus de changement de rapport de la transmission à double embrayage. Le premier graphique représente l'évolution de la vitesse de l'arbre primaire de la première boîte en bleu (V_{prim1}), l'évolution de la vitesse de l'arbre primaire de la seconde boîte en vert et l'évolution de la vitesse moteur. Le second graphique représente l'évolution des couples transmis par le premier embrayage en bleu et par le second embrayage en rouge. Afin de passer le rapport suivant, ce dernier est engagé dans la seconde boîte (V_{prim2} en

vert). Il suffit à présent de débrayer progressivement le premier embrayage et de faire chuter le couple transmis par celui-ci ($Cet1$ en bleu) et d'embrayer progressivement le second embrayage afin d'augmenter le couple transmis par celui-ci ($Cet2$ en rouge). Une fois le premier embrayage totalement ouvert, la vitesse moteur (V_{mot} en rouge) peut alors se synchroniser avec la vitesse de l'arbre primaire de la seconde boîte (V_{prim2} en vert); le changement de rapport est alors terminé. On remarque que lors de ce processus de changement de rapport, il est possible de réduire très fortement les ruptures du couple transmis aux roues en actionnant les des deux embrayages simultanément. La transmission à double embrayage permet également de faire des changements de rapport très rapides et présentent la robustesse et le bon rendement d'une transmission avec boîte de vitesse traditionnelle à pignons.

Toutes les technologies présentées dans cette partie proposent chacune leurs avantages et inconvénients en termes de coût, de rendement, de robustesse et de confort. Afin de déterminer laquelle de ces technologies présente le plus d'avantages, une étude comparative fera l'objet de la partie suivante.

II. 2. Etude comparative des transmissions automatisées

Afin d'éclaircir les avantages et les inconvénients des technologies présentées précédemment et de comprendre les choix et les stratégies commerciales adoptés par les constructeurs automobiles et plus particulièrement par les équipementiers spécialisés dans la confection de transmission, une étude comparative est exposée dans cette partie. Les points de comparaison sont choisis en fonction des contraintes actuelles imposées par les attentes de la clientèle et les normes anti-pollution, à savoir :

- Le confort : caractérisé par la vitesse d'exécution, les à-coups, la présence de ruptures de couple lors des changements de rapport et l'appréciation du client.
- Le rendement : caractérisé par le caractère dissipatif de la technologie causé par des glissements importants et permanents et l'utilisation de pompe à huile.
- La robustesse : caractérisée par la fiabilité de la technologie et le nombre de sources de pannes possibles.
- Le coût : caractérisé par le prix à l'achat et le coup de fabrication

Pour plus de lisibilité, l'évaluation est faite sous forme de tableau, la technologie qui obtiendra la meilleure note sera celle qui remplit au mieux les besoins du marché automobile actuel en termes de transmission.

		Boîte de vitesse automatisée	Boîte de vitesse automatique	Transmission continument variable	Transmission à double embrayage
Confort	Vitesse d'exécution	-1	0	1	1
	A coup	-1	0	1	1
	Rupture de couple	-1	1	1	1
	Appréciation client	0	1	0	1
Rendement	Dissipation par glissement important/permanent	1	-1	0	1
	Rendement du système	1	-1	0	1
	Huile pressurisée	1	-1	-1	1
Robustesse	Fiabilité	1	0	0	1
	Nombreuses sources de pannes	1	0	0	1
Coût	Prix d'achat/fabrication	1	1	0	0
Total global		3	0	2	9

Tableau 1 : Etude comparative des transmissions du marché

Cette étude comparative attribue la dernière place à la transmission automatique. Cette technologie remplit tout à fait les critères de confort exigés par la clientèle, mais le mauvais rendement de cette transmission n'est pas en adéquation avec la politique d'économie de carburant des constructeurs automobile. Cette technologie éprouvée a encore de beaux jours devant elle car elle est très souvent accouplée à un groupe motopropulseur puissant monté sur des véhicules haut de gamme ou encore sur des véhicules utilitaires du type poids lourd. Mais cette technologie, inventée par l'ingénieur Français Gaston Fleischel en 1903, tend à être remplacée par des solutions moins énergivores. La transmission continument variable est depuis peu utilisée sur des applications hybrides afin d'exploiter les meilleurs zones de fonctionnement du moteur thermique. Des progrès ont été faits en termes de fiabilité et de rendement et, d'un point de vue technique, la CVT cumule beaucoup d'avantages ce qui en fait une solution de choix. Malheureusement, son utilisation peu conventionnelle n'est pas très appréciée par le client et cette technologie n'est pas spécialement bon marché. La transmission par boîte de vitesse automatisée ne remplit pas tous les critères en termes de confort, néanmoins elle présente une très bonne fiabilité et un très bon rendement. De plus, cette transmission est plutôt bon marché car il « suffit » au constructeur d'automatiser une boîte de vitesse manuelle traditionnelle. La transmission à double embrayage cumule tous les avantages des autres solutions proposées sur le marché à savoir le confort, la fiabilité et le rendement. Elle est donc une solution de choix pour les constructeurs et les clients.

III. La place de Valeo Embrayage

Cette étude comparative montre clairement la suprématie de la transmission à double embrayage sur les autres technologies. Les équipementiers spécialisés dans la conception et la production d'éléments de transmission se tournent donc vers l'élaboration de transmission à double embrayage. C'est notamment le cas de l'équipementier Valeo, une multinationale cotée au CAC 40 possédant divers pôles techniques tels que :

- Le pôle **Système Thermique** en charge du développement et de la fabrication des systèmes assurant la gestion de l'énergie thermique du groupe motopropulseur ainsi que le confort des passagers.
- Le pôle **Système de Confort et d'Aide à la Conduite** en charge du développement des systèmes d'interface entre le conducteur, le véhicule et son environnement, contribuant à l'amélioration du confort et de la sécurité.
- Le pôle **Système de Visibilité** en charge de la conception et de la production des systèmes innovants qui assurent au conducteur une parfaite visibilité, contribuant ainsi à sa sécurité et à celle de ses passagers.
- Le pôle **Système de Propulsion** en charge du développement des solutions de propulsion innovantes visant à réduire la consommation de carburant et les émissions de CO₂.

C'est au sein de ce dernier pôle que se trouve le groupe *Système de transmissions* en charge du développement et de la production d'organe de filtration des acyclismes moteur (volant d'inertie mono-masse, bi-masse, etc...) et d'embrayages. Le centre R&D de Valeo embrayage situé à Amiens, en charge du développement des embrayages commercialisés par la société, a développé un double embrayage ainsi que les stratégies de pilotage de celui-ci. C'est donc en appui sur des problématiques d'estimation de couple transmis et d'asservissement de vitesse de glissement en vue d'améliorer le pilotage du double embrayage et de développer une fonction de filtrage des acyclismes moteur par glissement de l'embrayage, que cette thèse CIFRE a été établie entre le LAMIH UMR CNRS 8201 et Valeo.

IV. Problématiques de la thèse

Les problématiques de la thèse s'inscrivent donc dans un contexte industriel fort avec pour objectif une application sur véhicule des stratégies développées. La première problématique concerne l'estimation du couple transmis par le double embrayage Valeo en vue d'améliorer son pilotage, notamment lors des changements de rapport. La seconde problématique concerne le pilotage de la vitesse de glissement de l'embrayage dans le but de mettre à jour en temps réel les cartographies embarquées de couple embrayage, mais aussi pour évaluer le pouvoir de filtration du glissement de l'embrayage.

IV. 1. Estimation du couple transmis par le double embrayage à la transmission

Dans le cas de la boîte à double embrayage, les rapports impairs sont placés sur un premier arbre d'entrée tandis que les rapports pairs sont placés sur le second arbre d'entrée. Le changement de rapport s'effectue en deux temps : la présélection du rapport et le croisement

des embrayages. Pendant le roulage, seul l'embrayage correspondant au rapport actif est fermé, le second embrayage reste maintenu ouvert, ce qui permet d'engager le rapport suivant (présélection) sur le second arbre sans ouvrir le premier embrayage et ainsi maintenir le transfert du couple moteur aux roues.

Le changement de rapport consiste alors à engager l'embrayage sur le rapport prêt sélectionné et d'ouvrir simultanément l'autre embrayage.

Bien entendu, la commande des deux embrayages est complexe et ne peut pas être réalisée directement par le conducteur. Un système automatisé, à commande par ordinateur, est chargé au moyen d'actionneurs de piloter les deux embrayages. Pour obtenir un bon niveau de confort lors de la commutation des deux embrayages pendant le changement de rapport, il est nécessaire de contrôler le couple transmis par chaque embrayage.

L'embrayage transmet le couple par frottement et pincement de la friction, disque métallique équipé d'une garniture de matériau de friction, lié en rotation à l'arbre d'entrée de boîte entre deux plateaux liés en rotation avec le moteur thermique. Quand l'embrayage glisse, il existe une différence de vitesses entre la friction et les plateaux, le couple transmis est alors proportionnel à l'effort de pincement, et dépend du coefficient de frottement du matériau. Quand l'embrayage ne glisse pas, les vitesses de la friction et des plateaux sont identiques et le couple transmis ne dépend que du couple moteur et du couple de charge du véhicule. La relation entre le couple transmis et l'actionneur est non linéaire à cause des élasticités du diaphragme de l'embrayage et de la friction. Cette relation est aussi très variable dans le temps. Ceci est dû notamment : aux dispersions de fabrication, aux dispersions de montage, aux variations causées par l'usure des garnitures, aux variations du coefficient de frottement. Des cartographies de couple transmissible dépendantes de la position de l'actionneur d'embrayage existent, elles sont calibrées par essais et renseignent sur la capacité de couple transmissible par l'embrayage à une position donnée. Cette capacité de couple transmissible peut être bien supérieure au couple moteur et dans ce cas, l'embrayage est totalement fermé. Lorsque l'embrayage glisse, la capacité de couple est théoriquement égale au couple transmis par l'embrayage. Mais à cause des dispersions du système, ces cartographies ne peuvent pas être utilisées directement.

Valeo a développé des stratégies qui ont pour but de s'affranchir des variations dues à l'embrayage et de donner une grande reproductibilité des opérations d'embrayages, comme par exemple le décollage du véhicule ou les changements de rapport. La structure de contrôle de l'embrayage développée par Valeo est présentée Figure 11. Cette structure de commande en couple fait l'objet de différents brevets (FR2854848, FR2863327, FR2863326) ainsi que l'observateur de couple embrayage (EP2297476). La figure 11 comporte trois parties :

- La Transmission
- Les actionneurs d'embrayages
- La TCU

Côté transmission, des capteurs incrémentaux mesurent le régime moteur, la vitesse du véhicule et la vitesse de glissement des embrayages. Les embrayages sont mis en mouvement par les actionneurs d'embrayage dont les consignes de position sont issues de la TCU elle-même composée de trois parties :

- Le contrôle de la transmission

- Le contrôle du double embrayage
- Le contrôle des actionneurs

La partie contrôle de la transmission comporte un correcteur qui est en charge du glissement contrôlé de l'embrayage. Cette fonction permet d'asservir la vitesse de glissement des embrayages afin de profiter des propriétés de filtration du glissement. Le développement de cette fonction fait l'objet de la seconde problématique de la thèse et sera exposée dans la partie suivante.

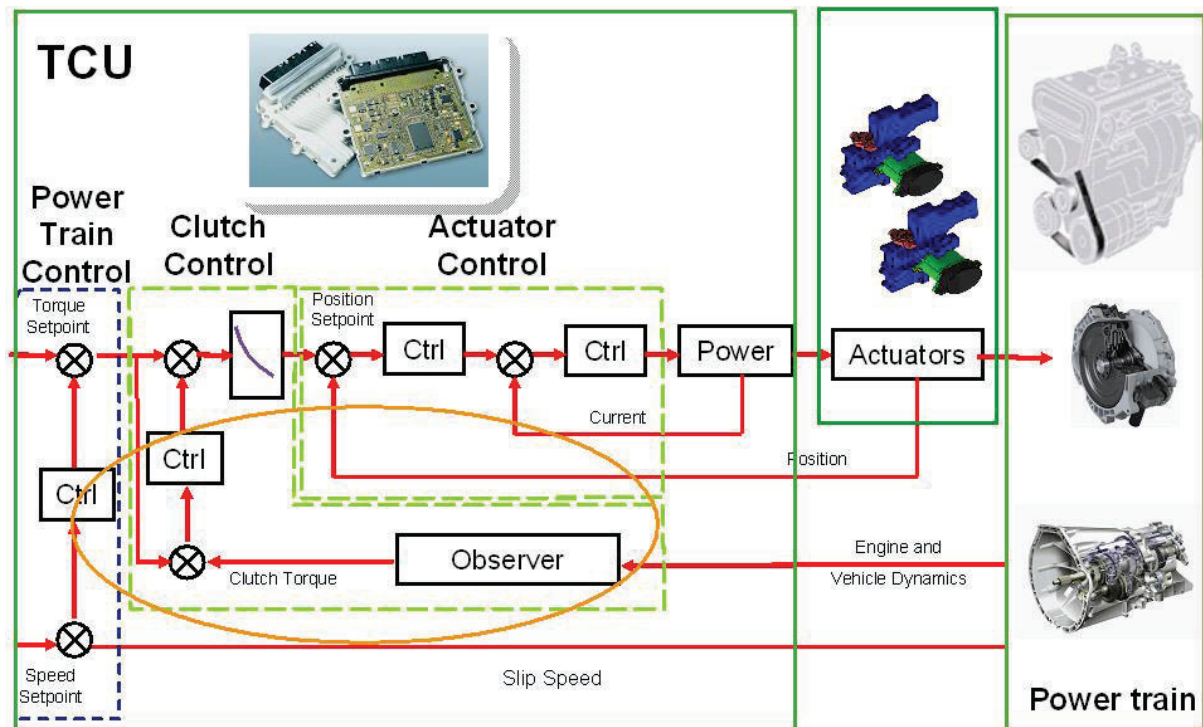


Figure 11 Structure de contrôle du double embrayage Valeo

La partie en charge du contrôle de l'embrayage reçoit la consigne de couple à suivre par l'embrayage. Pour asservir le couple embrayage, ce couple n'étant pas mesurable, un observateur est utilisé pour reconstruire le couple transmis par les embrayages à partir des mesures de vitesse moteur, de vitesse boîte et de vitesse véhicule. Le correcteur génère donc une commande en couple qui est convertie en consigne de position via une cartographie de capacité de couple embrayage/position actionneur. La partie contrôle des actionneurs est en charge du suivi de consigne de position issue du bloc contrôle de l'embrayage. Le contrôle des actionneurs comporte deux boucles imbriquées, une boucle en courant pour les moteurs électriques des actionneurs et la seconde en position.

Le point délicat à la fois pour réaliser l'observation et la commande d'un tel système est la présence de nombreuses incertitudes paramétriques dans les modèles utilisés. Par exemple, la caractéristique statique non linéaire du couple transmis par rapport à la position du disque d'embrayage présente différents profils dus à plusieurs phénomènes (usure, hystérésis, matelassage...) représentés sur la Figure 12.

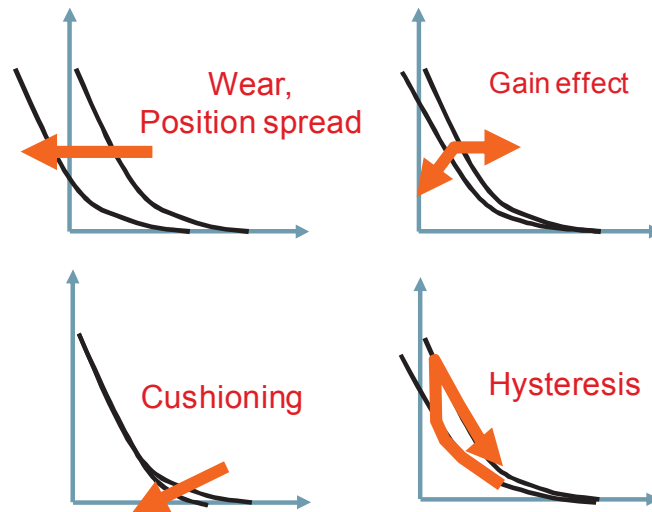


Figure 12 : Courbe de couple embrayage en fonction de la position de l'actionneur

Un autre paramètre important qui a une influence sur le couple transmis par l'embrayage, Figure 13, est la température de surface des disques d'embrayage qui n'est pas mesurable sur un véhicule de série.

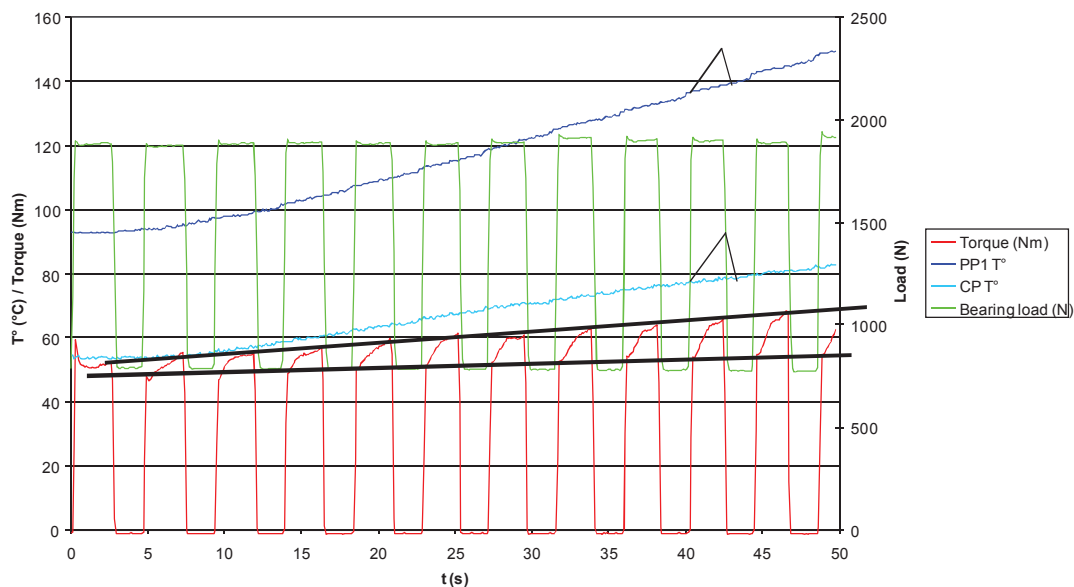


Figure 13 : Evolution du couple transmis en fonction de la température à iso position actionneur

Figure 13, les courbes bleu clair et bleu foncé représentent respectivement la température du plateau de pression et la température présumée de la surface de contact. Les courbes vert et rouge représentent respectivement la pression appliquée sur le plateau et le couple transmis par l'embrayage en phase de glissement. On remarque une augmentation du couple transmis par l'embrayage en rapport à l'augmentation de la température; cette relation est mal connue, difficile à modéliser et rend donc la prédiction de la variation du couple embrayage sur véhicule très peu fiable.

L'observateur développé par Valeo permet de recalculer la caractéristique de couple embrayage transmissible en fonction de la position de l'actionneur mais il présente un défaut majeur d'observabilité dans les phases de croisement des deux embrayages. En d'autres termes, cet observateur ne permet pas d'estimer les couples des deux embrayages indépendamment l'un de l'autre lors des changements de rapport. Or, pour assurer un collage en douceur la valeur du couple embrayage est nécessaire pour la boucle de contrôle. L'observateur utilisé actuellement ne remplissant pas ce besoin, les performances de la régulation sont insuffisantes pour garantir le niveau de confort et la réactivité requis. La problématique est donc posée ; il s'agit d'estimer en ligne le couple transmis par les embrayages indépendamment l'un de l'autre à partir des signaux mesurés sur véhicule et d'un modèle de transmission à double embrayage. Cette problématique constituera le premier axe de recherche de la thèse, la seconde problématique concernant le glissement contrôlé de l'embrayage est présentée dans la partie suivante.

IV. 2. Asservissement de la vitesse de glissement de l'embrayage

Le glissement de l'embrayage est défini comme la différence de vitesse entre le volant moteur et la friction d'embrayage. Le glissement total de l'embrayage présente deux intérêts majeurs à savoir la filtration des acyclismes et la possibilité de mettre à jour la cartographie de capacité de couple en fonction de la position d'embrayage. Pour ce faire, deux points de fonctionnement sont à assurer :

- Les faibles vitesses de glissement pour la mise à jour des cartographies
- Les hautes vitesses de glissement pour profiter du pouvoir de filtration du glissement

Lors des faibles vitesses de glissement, le couple moyen transmis par l'embrayage est quasiment égal au couple moyen fourni par le moteur. De plus, lors des phases de glissement, le couple transmis par l'embrayage est égal à la capacité de couple aux frottements visqueux près. L'information de couple moteur moyen étant fournie par le CAN, il est alors possible de mettre à jour le point de fonctionnement (position embrayage, capacité de couple embrayage) de la cartographie. Lors des phases de vitesse de glissement élevée, la capacité de couple embrayage est suffisamment importante pour transmettre le couple à la transmission mais suffisamment faible pour écrêter l'acyclisme moteur et donc diminuer l'amplitude des oscillations du couple transmis par l'embrayage.

Le véhicule étant soumis à de nombreuses perturbations extérieures, la stratégie de contrôle du glissement de l'embrayage doit présenter de bonnes propriétés de robustesse face aux variations plus ou moins rapides de couple moteur induites par le conducteur, par la pente de la route et par la variation de l'inertie du véhicule impactée par la charge embarquée. Ces propriétés de performance et de robustesse sont à concilier avec le temps de réponse du système d'actionnement et avec la résolution des capteurs de vitesse. Afin de répondre à cette problématique, Valeo embrayage a mis à disposition un véhicule équipé d'un actionneur d'embrayage piloté dans l'optique de tester et de valider en conditions réelles de fonctionnement, les stratégies de glissement contrôlé proposées.

Chapitre 2 : Modélisation de la chaîne de traction et de l'embrayage

Ce chapitre présente l'ensemble des modèles utilisés par la suite à savoir, les modèles dynamiques des chaînes cinématiques, la modélisation du frottement au sein de l'embrayage ainsi que la modélisation des capteurs de vitesse et du système d'actionnement de l'embrayage. Les modèles développés dans ce chapitre seront utilisés pour synthétiser et valider les stratégies de pilotage du glissement ainsi que les observateurs de couple embrayage. En particulier, la prise en compte des capteurs et du système d'actionnement doit permettre d'approcher au mieux le comportement réel du système complet et de quantifier en simulation les performances des outils mis en œuvre. Un des points clés dans la gestion de l'embrayage est la caractérisation du frottement pour lequel un état de l'art des modèles les plus couramment utilisés dans la littérature est également proposé pour aboutir au modèle de frottement choisi dans notre étude du glissement contrôlé.

I. Modélisation de la chaîne de traction

I. 1. Modélisation de la transmission à double embrayage

Afin de répondre à la problématique d'estimation de couple embrayage au sein d'une transmission à double embrayage, la modélisation d'une transmission à double embrayage est présentée dans la partie suivante.

La chaîne de traction est composée de différents éléments tels que le moteur, l'embrayage, la boîte de vitesse, les arbres de transmissions, etc... Le schéma présenté Figure 14 représente les inerties, les raideurs et les couples mis en jeu dans une transmission à double embrayage.

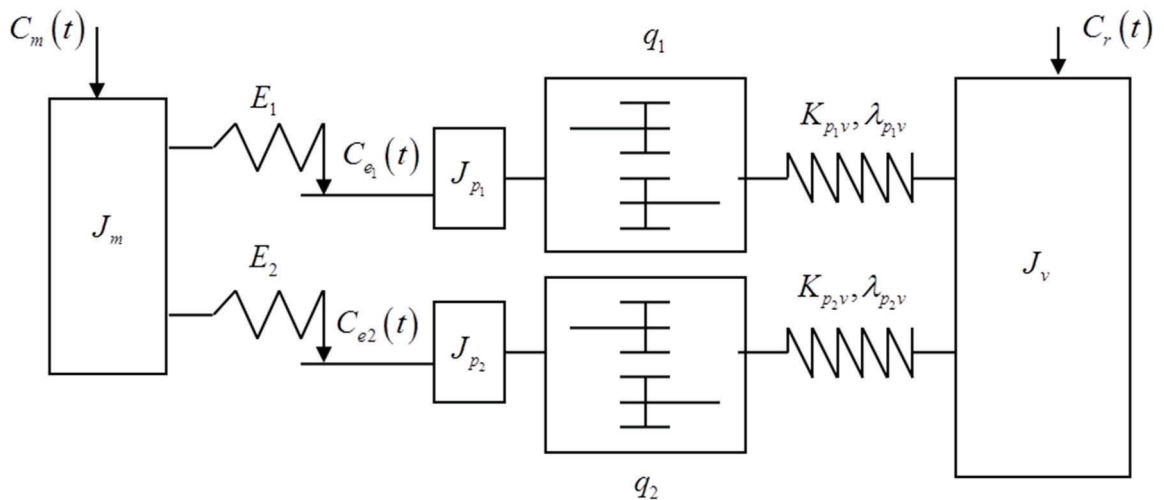


Figure 14 : Schéma de la transmission à double embrayage

Les équations dynamiques du système peuvent être déduites de ce schéma. Le modèle dynamique de l'accélération de l'inertie moteur est donné par :

$$J_m \cdot \dot{\omega}_m(t) = C_m(t) - f_m \cdot \omega_m(t) - C_{e_1}(t) - C_{e_2}(t) \quad (2.1)$$

Les équations dynamiques de l'accélération des arbres primaires sont données par :

$$\begin{cases} J_{p_1} \cdot \dot{\omega}_{p_1}(t) = C_{e_1}(t) - f_{p_1} \cdot \omega_{p_1}(t) - q_1 \cdot (\lambda_{p_1v} (q_1 \cdot \omega_{p_1}(t) - \omega_v(t)) + k_{p_1v} \cdot \alpha_{p_1v}(t)) \\ J_{p_2} \cdot \dot{\omega}_{p_2}(t) = C_{e_2}(t) - f_{p_2} \cdot \omega_{p_2}(t) - q_2 \cdot (\lambda_{p_2v} (q_2 \cdot \omega_{p_2}(t) - \omega_v(t)) + k_{p_2v} \cdot \alpha_{p_2v}(t)) \\ \dot{\alpha}_{p_1v}(t) = q_1 \cdot \omega_{p_1}(t) - \omega_v(t) \\ \dot{\alpha}_{p_2v}(t) = q_2 \cdot \omega_{p_2}(t) - \omega_v(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

L'équation dynamique de l'accélération du véhicule est donné par :

$$\begin{cases} J_v \cdot \dot{\omega}_v(t) = C_1 + C_2 - C_r(t) \cdot \text{signe}(\omega_v(t)) \\ C_i = (\lambda_{p_1v} (q_1 \cdot \omega_{p_1}(t) - \omega_v(t)) + k_{p_1v} \cdot \alpha_{p_1v}(t)) \end{cases} \quad (2.3)$$

Les valeurs des paramètres sont issues d'une application client de Valeo sur le double embrayage et sont données Tableau 2. Une plateforme de simulation de cette application comprenant la modélisation de la chaîne cinématique complète et les stratégies Valeo de contrôle du double embrayage a été mise à disposition pour la validation des observateurs de couple embrayage.

Paramètres du modèle de transmission à double embrayage					
J_m	J_{p_1}	J_{p_2}	J_v	f_m	f_{p_1}
0,3106	0,0289	0,0536	205	0,0147	0,01
f_{p_2}	K_{p_1v}	K_{p_2v}	λ_{p_1v}	λ_{p_2v}	
0,01	1500	1500	160	160	

Tableau 2 : Valeurs des paramètres du modèle de transmission à double embrayage

I. 2. Modélisation de la transmission du véhicule d'essais

Un véhicule d'essais dédié à l'étude du glissement contrôlé a été fourni par Valeo embrayage. Ce véhicule possède une transmission à simple embrayage dont les équations dynamiques sont présentées dans cette partie.

L'équation dynamique côté moteur est donnée par :

$$J_m \cdot \dot{\omega}_m(t) = C_m(t) - f_m \cdot \omega_m(t) - C_e(t) \quad (2.4)$$

Les équations dynamiques de l'accélération de l'arbre primaire sont alors données par :

$$\begin{cases} J_p \cdot \dot{\omega}_p(t) = C_e(t) - f_p \cdot \omega_p(t) - q \cdot (\lambda_{ps} (q \cdot \omega_p(t) - \omega_s(t)) + K_{ps} \cdot \alpha_{ps}(t)) \\ \dot{\alpha}_{ps}(t) = q \cdot \omega_p(t) - \omega_s(t) \end{cases} \quad (2.5)$$

L'équation dynamique de l'accélération de l'arbre secondaire de boîte est donnée par :

$$\begin{cases} J_s \cdot \dot{\omega}_s(t) = (\lambda_{ps} (Q \cdot \omega_p(t) - \omega_s(t)) + K_{ps} \cdot \alpha_{ps}(t)) - (\lambda_{sv} (\omega_s(t) - \omega_v(t)) + K_{sv} \cdot \alpha_{sv}(t)) \\ \dot{\alpha}_{ds}(t) = \omega_s(t) - \omega_v(t) \end{cases} \quad (2.6)$$

L'équation dynamique de l'accélération du véhicule est donné par :

$$J_v \cdot \dot{\omega}_v(t) = \lambda_{sv} (\omega_s(t) - \omega_v(t)) + K_{sv} \cdot \alpha_{sv}(t) - C_r(t) \cdot \text{signe}(\omega_v(t)) \quad (2.7)$$

Les valeurs des paramètres utilisées pour renseigner ce modèle sont données Tableau 3.

Paramètres du véhicule d'essai							
J_p	J_s	J_v	R	K_{ps}	λ_{ps}	K_{ds}	λ_{vs}
0,0060	0,0314	95	0,2830	15700	160	1570	160

Tableau 3 : Valeurs des paramètres utilisées pour la modélisation du véhicule d'essais

II. Modélisation des forces de frottement de l'embrayage

Le couple transmis par l'embrayage est issu du frottement de la garniture, de la friction avec d'un côté le plateau de pression et de l'autre avec le volant moteur. Afin de comprendre et de prendre en compte l'aspect tribologique du dispositif d'embrayage dans les modèles de simulation, une étude visant à sélectionner le modèle de frottement le plus représentatif des phénomènes observés a été menée. Cette étude débute par la caractérisation du frottement au sein de l'embrayage ainsi qu'un bilan des couples. Un état de l'art des principaux modèles de frottement est proposé et servira de base pour la construction du modèle de simulation de l'embrayage.

II. 1. Le frottement au sein de l'embrayage

Le schéma présenté Figure 15 représente le dispositif d'embrayage de manière simplifiée. Les pièces en bleu sont menées par le moteur et les pièces en gris sont reliées à la boîte de vitesse. La représentation élémentaire du frottement est donnée par :

$$F_f(t) = \begin{cases} \mu \cdot F_N(t) & \text{si } \Delta\omega(t) \neq 0 \\ F_e(t) & \text{si } \Delta\omega(t) = 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Deux cas sont à distinguer ; le cas où la vitesse de glissement est nulle lorsque la force extérieure $F_e(t)$ est inférieure à la force de frottement $F_f(t)$ et ne permet donc pas d'initier le mouvement et le cas où la vitesse de glissement est non nulle où la force de frottement $F_f(t)$ est inférieure à la force extérieure $F_e(t)$. En ce qui concerne l'embrayage, la force de frottement $F_f(t)$ correspond au couple transmis par l'embrayage et la force extérieure

correspond au couple moteur. La force normale $F_N(t)$ appliquée par le diaphragme de l'embrayage dépend de la position $P(t)$ de la butée d'embrayage. Le coefficient de frottement μ dépend des propriétés mécaniques de la friction en contact avec le volant moteur et le plateau de pression.

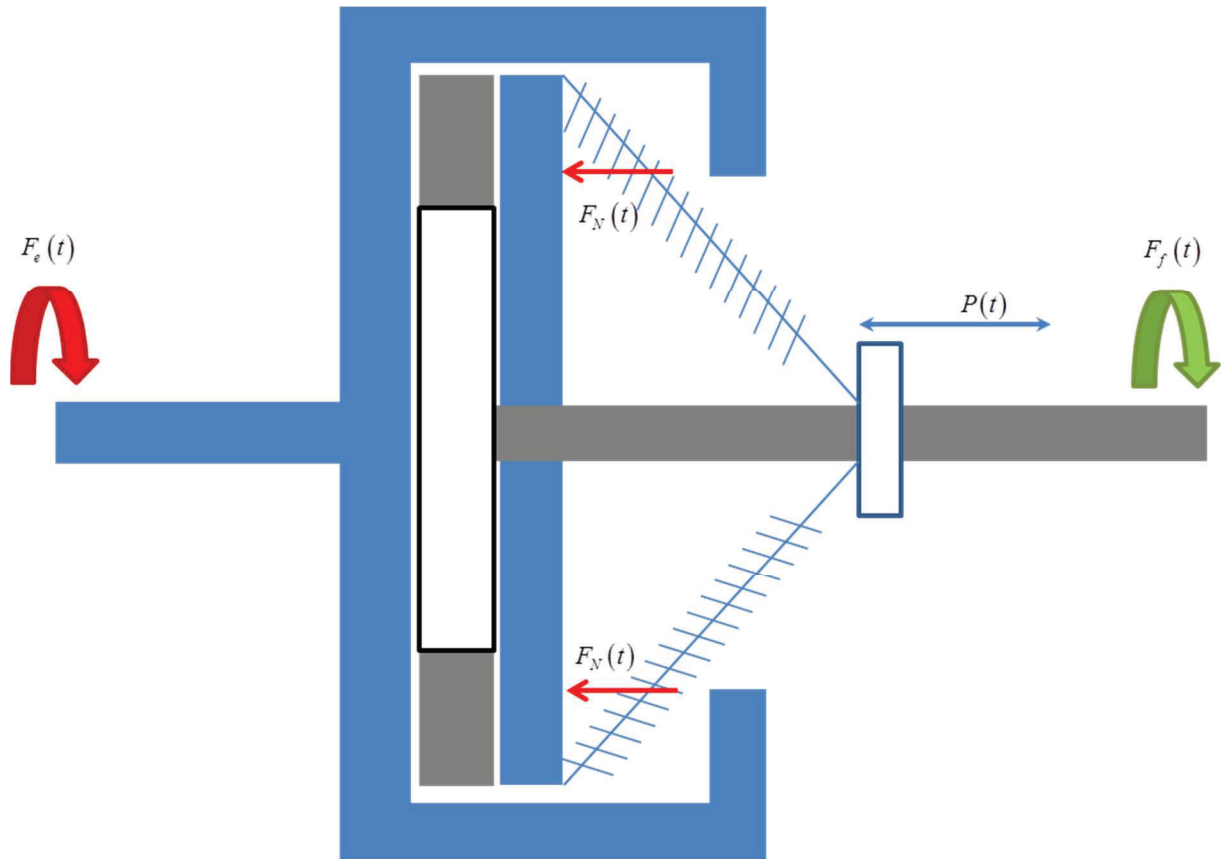


Figure 15 : Schématisation du frottement de l'embrayage

Le frottement a quatre régimes de lubrification selon la vitesse de glissement. Ces quatre régimes de lubrification sont les suivants : (Armstrong-Helouvry, Dupont, & Canudas de Wit, 1994)

- A vitesse de glissement nulle
 - Frottement statique : La force extérieure appliquée n'est pas suffisante pour initier le glissement. En revanche, un micro-déplacement réversible apparaît dû à l'élasticité de la liaison entre les deux surfaces.
- A vitesse de glissement non nulle
 - Lubrification limite : La force extérieure appliquée est juste suffisante pour initier une vitesse de glissement proche de zéro. Dans cette phase le glissement n'est pas lubrifié (frottement sec).
 - Lubrification partielle : Un film lubrifiant se forme entre les deux surfaces, mais des contacts solide-solide persistent.
 - Lubrification totale : Le glissement est total, les deux surfaces reposent sur le film lubrifiant formé par le fluide.

Ces quatre régimes sont représentés sur la courbe Figure 16, qui est appelée courbe de Stribeck (Stribeck, 1902). Cette représentation de la force de frottement permet ici d'illustrer le comportement du frottement et plus particulièrement le lien entre la force de frottement et la vitesse de glissement. En pratique, l'allure de cette courbe peut varier en fonction de la nature des matériaux en contact. Une modélisation spécifique du comportement tribologique de l'embrayage est donc à considérer afin de renseigner les modèles de simulation sur lesquelles les stratégies de contrôle du glissement et les observateurs de couple seront développés, testés puis validés avant les essais temps réels. Une multitude de modèles de frottement existent dans la littérature présentant chacun des caractéristiques propres, une complexité de simulation plus ou moins élevée et une représentation plus ou moins fidèle des phénomènes tribologiques. La partie suivante donne un aperçu des modèles les plus fréquemment utilisés dans ce contexte.

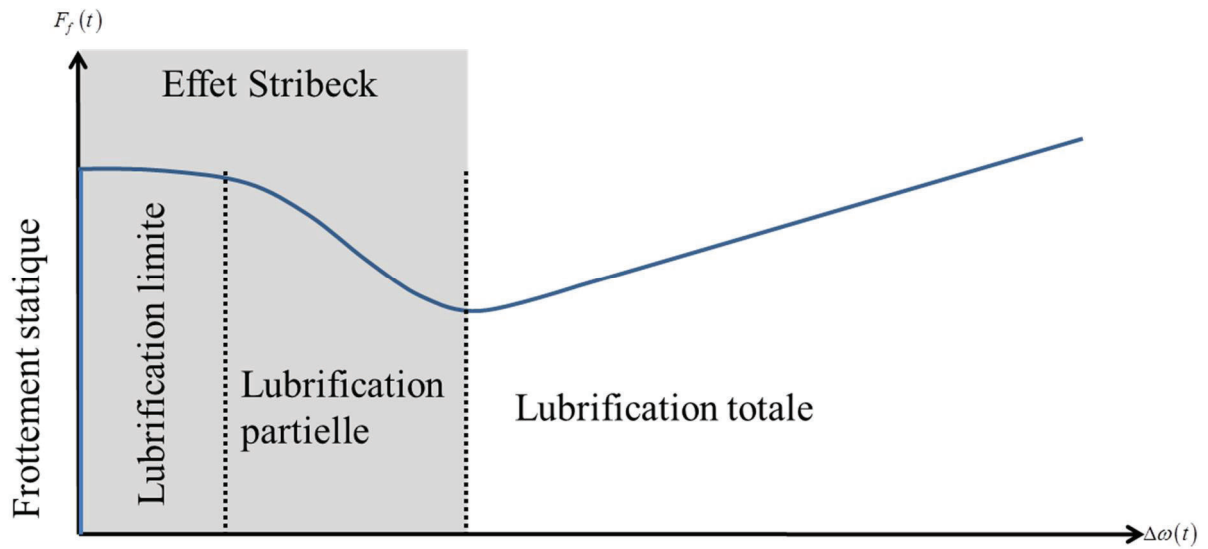


Figure 16 : Représentation graphique de la force de frottement en fonction de la vitesse de glissement

II. 2. Les modèles de frottements existants

Parmi les modèles mathématiques visant à représenter le comportement du frottement Figure 16 développés et enrichis au fil du temps, deux familles sont considérées : les modèles statiques et les modèles dynamiques.

II. 2. 1. Les modèles statiques

II.2.1.1. Le modèle de Coulomb

Le modèle de Coulomb est un modèle de frottement élémentaire pour lequel l'hypothèse de l'indépendance de la vitesse de glissement et de la force de frottement est posée (Haessig & Friedland , September 1991) (Baril, 1993). Ce modèle est donnée par :

$$F_f(t) = \begin{cases} \text{signe}(F_e(t)) \cdot \min(|F_e(t)|, F_c(t)) & \text{si } \Delta\omega(t) = 0 \\ F_c(t) \cdot \text{signe}(\Delta\omega(t)) & \text{si } \Delta\omega(t) \neq 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Le modèle de Coulomb peut se représenter par :

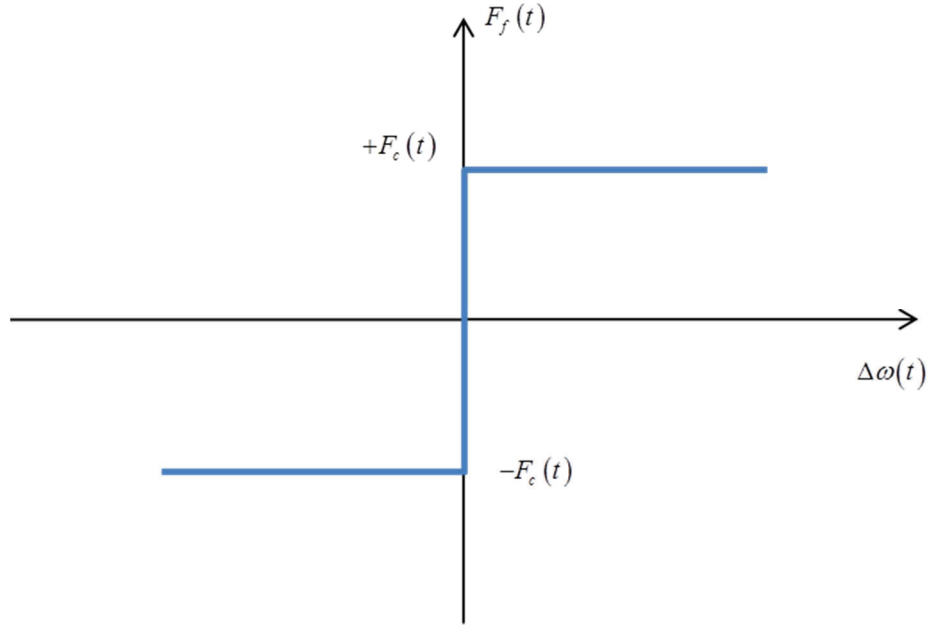


Figure 17 : Modèle de frottement de Coulomb

Ce modèle présente deux états, le collage et le glissement. Tant que la force extérieure appliquée $F_e(t)$ est inférieure à la force de Coulomb $F_c(t)$ le glissement n'est pas possible. Au-delà, le glissement apparaît et la force de frottement opposée au déplacement est proportionnelle à la force normale $F_N(t)$. La simplicité de ce modèle permet de facilement de tenir compte des forces de frottement, cependant, il n'intègre ni les phénomènes de lubrification à faible vitesse de glissement tel que l'effet Stribeck, ni la composante visqueuse du frottement à vitesse de glissement élevée.

II.2.1.2. Le modèle statique + Coulomb + visqueux

Il est possible d'enrichir le modèle de Coulomb en ajoutant une composante visqueuse dépendante de la vitesse de glissement pour modéliser la phase de lubrification totale et en ajoutant une force statique maximale à vaincre pour initier le déplacement (Reynolds, 1886) (Sargin, 1971), (Andersson, 1993), (Morin, 1831-1833). Ce modèle est donné par :

$$F_f(t) = \begin{cases} \text{signe}(F_e(t)) \cdot \min(|F_e(t)|, F_s(t)) & \text{si } \Delta\omega(t) = 0 \\ F_c(t) \cdot \text{signe}(v(t)) + f_{\Delta\omega} \cdot \Delta\omega(t) & \text{si } \Delta\omega(t) \neq 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

Ce modèle peut se représenter par :

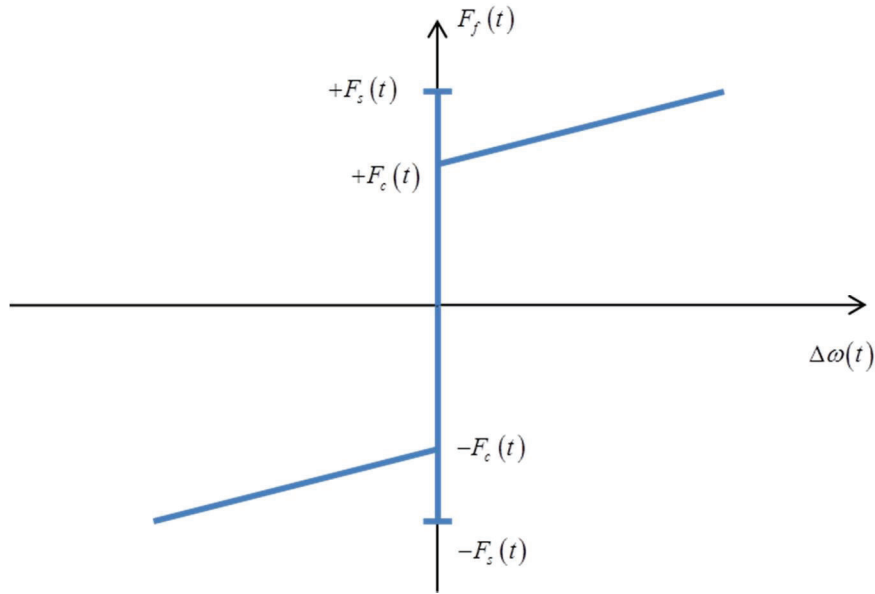


Figure 18 : Modèle de frottement de Coulomb avec une composante statique et une composante visqueuse

Ce modèle enrichi permet donc d'intégrer les phénomènes transitoires entre collage et glissement ainsi qu'une composante visqueuse sur la vitesse de glissement. En revanche, l'effet Stribeck n'est pas pris en compte par ce modèle.

II.2.1.3. Le modèle de Stribeck

Le modèle de Stribeck est un modèle de frottement qui, comme son nom l'indique, permet de modéliser l'effet Stribeck (Stribeck, 1902), (Armstrong-Hélouvry, 1991). Cet effet impactant la relation entre force de frottement et vitesse de glissement opérant à faible vitesse durant les régimes de lubrification limite et partielle est représenté par la fonction suivante :

$$G(\Delta\omega(t)) = \left[F_c(t) + (F_s(t) - F_c(t)) \cdot e^{-\left| \frac{\Delta\omega(t)}{v_s} \right|^{\delta_s}} \right] \cdot \text{signe}(\Delta\omega(t)) + f_{\Delta\omega} \cdot \Delta\omega(t) \quad (2.11)$$

Avec :

- δ_s , un paramètre de réglage de la fonction $G(\Delta\omega(t))$ pour les vitesses de glissement autour de zéro.
- v_s , un paramètre de réglage de la fonction $G(\Delta\omega(t))$ permettant d'ajuster la vitesse de décroissance exponentielle de F_s vers F_c .

Le modèle de frottement devient alors :

$$F_f(t) = \begin{cases} \text{signe}(F_e(t)) \cdot \min(|F_e(t)|, F_s(t)) & \text{si } \Delta\omega(t) = 0 \\ G(\Delta\omega(t)) & \text{si } \Delta\omega(t) \neq 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

La représentation graphique du modèle de Stribeck est donnée sur la Figure 19

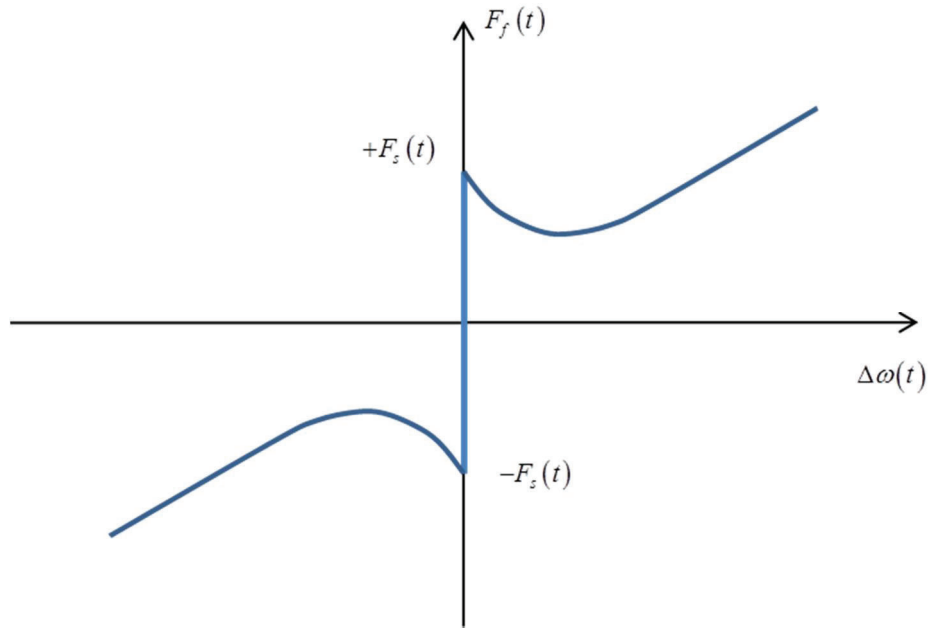


Figure 19 : Représentation graphique du modèle de Stribeck

Le modèle de Stribeck permet donc de représenter l'ensemble des régimes du frottement, mais présente le même défaut que tous les autres modèles statiques, l'élasticité de la liaison entre les deux surfaces opérantes lors du régime de frottement statique n'est pas représentée.

II. 2. 2. Les modèles dynamiques

Les modèles de frottement dynamiques ont pour but de représenter le comportement élastique de la liaison entre les deux surfaces en contact. Afin de représenter cette élasticité, les modèles de frottement dynamique introduisent une raideur K_e entre les deux surfaces. La force de frottement devient alors proportionnelle au déplacement $z(t)$ jusqu'à une valeur d'étirement maximale $z_{\max}(t)$ telle que $z_{\max}(t) = \frac{F_s(t)}{K_e}$. En associant ce principe d'élasticité de la liaison entre les deux surfaces en contact avec un modèle de frottement de Coulomb par exemple, on obtient un modèle de frottement dynamique de la forme suivante :

$$F_f(t) = \begin{cases} K_e \cdot z(t) & \text{si } K_e \cdot z(t) \leq F_s(t) \\ F_c(t) & \text{si } K_e \cdot z(t) > F_s(t) \end{cases} \quad (2.13)$$

La présence d'une discontinuité, bien que réaliste, entre la phase de glissement et la phase de collage peut être délicate à simuler. De plus la représentation de l'élasticité par une raideur non amortie génère des oscillations lorsque le glissement s'arrête.

II.2.2.1. Le modèle de Dahl

Le modèle de Dahl permet de modéliser cette liaison élastique entre les deux surfaces en contact avec une seule équation pour le glissement et le collage et donc sans discontinuité (Dahl, 1968), (Dahl, 1975), (Dahl, Solid friction damping mechanical vibrations, 1976),

(Walrath, 1984), (Friedland & Park, 1991), (Ramberg & Osgood, 1943), (SKF General Catalogue, 1970). Le modèle de Dahl se présente sous la forme suivante :

$$\frac{dF_f(t)}{d\Delta\theta(t)} = K_e \cdot \left| 1 - \frac{F_f(t)}{F_c(t)} \cdot \text{signe}(\Delta\omega(t)) \right|^i \cdot \text{signe} \left(1 - \frac{F_f(t)}{F_c(t)} \cdot \text{signe}(\Delta\omega(t)) \right) \quad (2.14)$$

Avec :

- i , un paramètre de réglage de la fonction $F_f(x)$

En prenant le réglage suivant :

- $i = 1$
- $F_f(t) = K_e \cdot z(t)$

L'équation différentielle régissant le phénomène prend la forme :

$$\begin{cases} \frac{dz(t)}{d\Delta\theta(t)} = 1 - \frac{K_e \cdot z(t)}{F_c(t)} \cdot \text{signe}(\Delta\omega(t)) \\ F_f(t) = K_e \cdot z(t) \end{cases} \quad (2.15)$$

Ce modèle permet donc de représenter le frottement sec avec l'allure suivante :

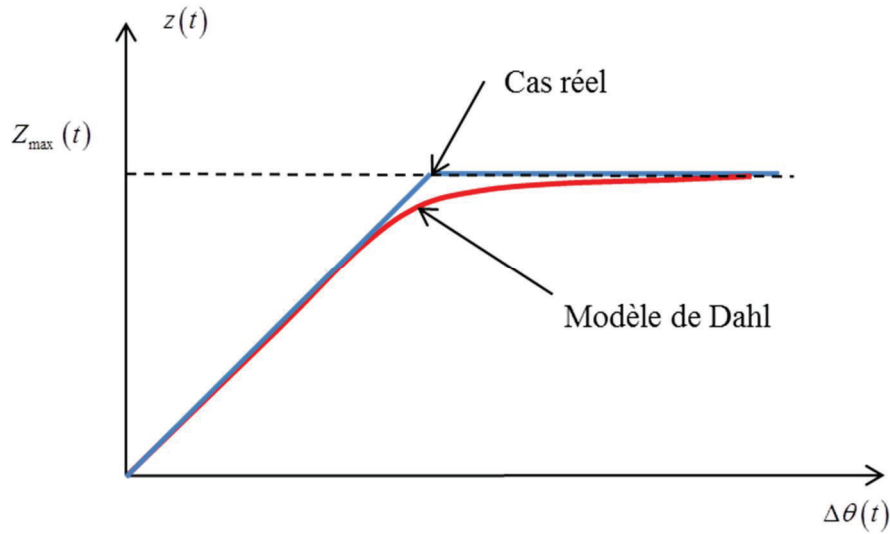


Figure 20 : Représentation graphique du frottement statique par le modèle de Dahl

Lors des phases de glissement total, la force de frottement donnée par le modèle de Dahl est équivalente au modèle de Coulomb, à savoir :

$$F_f(t) = K_e \cdot z_{\max}(t) \cdot \text{signe}(\Delta\omega(t)) \quad (2.16)$$

Avec : $z_{\max}(t)$ tel que $K_e \cdot z_{\max}(t) = F_c(t)$

Le modèle de Dahl permet donc de modéliser le frottement statique et le glissement avec une seule équation. En revanche, la force de frottement lors des phases de glissement n'est représentée que par un simple modèle de Coulomb.

II.2.2.2. Le modèle de LuGre

Le modèle de LuGre est une extension du modèle de Dahl créé par C. Canudas de Wit en 1993. Ce modèle dynamique intègre l'effet Stribeck dans la représentation du glissement en plus de l'élasticité de la liaison lors des phases de collage. Une composante visqueuse est également ajoutée afin de représenter l'ensemble des régimes de lubrification (Canudas de Wit, Olsson, Aström, & Lischinsky, March 1995), (Olsson, 1996), (Leonard & Krishnaprasad, 1992). Le modèle se présente alors sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dz(t)}{dt(t)} = \Delta\omega(t) \left(1 - \frac{K_e \cdot z(t)}{g(\Delta\omega(t))} \cdot \text{signe}(\Delta\omega(t)) \right) \\ g(\Delta\omega(t)) = F_c(t) + (F_s(t) - F_c(t)) \cdot e^{-\left(\frac{\Delta\omega(t)}{v_s}\right)^2} \\ F_f(t) = K_e \cdot z(t) + \lambda_e \cdot \dot{z}(t) + f_{\Delta\omega} \cdot \Delta\omega(t) \end{cases} \quad (2.17)$$

Où v_s est la vitesse de décroissance de Stribeck, la fonction $g(\Delta\omega(t))$ permet de représenter les régimes de lubrification limite et partielle (effet Stribeck) et le coefficient de frottement visqueux $f_{\Delta\omega}$ permet quant à lui de représenter le régime de lubrification totale. L'ajout d'un amortissement au niveau de la représentation de l'élasticité de la liaison permet d'éliminer les oscillations lorsque le glissement s'arrête lors de la simulation.

II.2.2.3. Le modèle Bristle

Les modèles présentés précédemment s'emploient à modéliser l'ensemble des quatre régimes de lubrifications en une seule équation afin de faciliter leur utilisation en simulation. Le modèle de Bristle (Haessig & Friedland, September 1991) s'emploie quant à lui à modéliser tous les contacts hasardeux entre les surfaces dues aux innombrables aspérités de ces dernières. Pour se faire, les liaisons locales entre les aspérités des deux surfaces sont chacune représentées par une raideur. La force de frottement est alors la somme des forces de rappel de toutes les raideurs. La force de frottement est alors donnée par :

$$F_f(t) = \sum_{i=1}^N K \cdot z_i(t) \quad (2.18)$$

Où N représente le nombre de liaisons élastiques modélisées.

Afin de retranscrire le comportement aléatoire du frottement, lorsque l'étirement maximum $z_{i_{\max}}$ de la liaison est atteint, la liaison se brise et une nouvelle liaison se crée aléatoirement. Un nombre de 20 à 25 liaisons permet d'obtenir de bons résultats et une bonne représentation du caractère aléatoire des contacts entre les deux surfaces. L'utilisation de ce modèle en simulation est assez compliquée à cause de la complexité de celui-ci (20 à 25 systèmes masse-ressort à simuler simultanément). De plus les raideurs mises en jeu dans ce modèle ne sont pas amorties, ce qui provoque de nombreuses oscillations. Toutefois, la modélisation de la force de frottement par la force de rappel de raideurs est un principe ingénieux sur lequel repose le modèle « reset integrator » présenté dans la partie suivante.

II.2.2.4. Le modèle « reset integrator »

Le modèle « reset integrator » est une extension du modèle de Bristle (Haessig & Friedland, September 1991) il reprend la modélisation des liaisons par une raideur mais afin de simplifier son utilisation en simulation, une seule raideur est utilisée. La force de frottement de ce modèle est donnée par :

$$F_f(t) = (1 + a(z(t))) \cdot K_e(\Delta\omega(t)) \cdot z(t) + \lambda_e \cdot \dot{z}(t) \quad (2.19)$$

Avec :

- $K_e(\Delta\theta(t))$ la raideur de la liaison fonction de la vitesse de glissement.

La variation du déplacement relatif des deux surfaces dans le temps est $\dot{z}(t)$ telle que :

$$\dot{z}(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } (\Delta\omega(t) > 0 \text{ et } z(t) \geq z_{\max}(t)) \text{ où } (\Delta\omega(t) < 0 \text{ et } z(t) \leq -z_{\max}(t)) \\ \Delta\omega(t) & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.20)$$

La force de frottement statique à vaincre pour initier le mouvement est donnée par la fonction $a(z(t))$ telle que :

$$a(z(t)) = \begin{cases} a(t) & \text{si } |z(t)| < z_{\max}(t) \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.21)$$

Lors des phases de collage, $\dot{z}(t) = \Delta\omega(t)$ et $a(z(t)) = a(t)$. La force de frottement devient alors :

$$F_f(t) = (1 + a(t)) \cdot K_e(\Delta\omega(t)) \cdot z(t) + \lambda_e \cdot \dot{z}(t) \quad (2.22)$$

La force de frottement est alors équivalente à la force de rappel d'un ressort amorti de raideur variable $K_e(\Delta\omega(t))$ et d'amortissement λ_e . Lors des phases de glissement, $\dot{z}(t) = 0$ et $a(z(t)) = 0$, la force de frottement devient alors :

$$F_f(t) = K_e(\Delta\omega(t)) \cdot z(t) \quad (2.23)$$

La force de frottement est fonction de la vitesse de glissement et du déplacement relatif des deux surfaces.

III. Modèle de frottement de Valeo embrayage

III. 1. Présentation du modèle de frottement Valeo

Le modèle de frottement de Valeo est basé sur le modèle « reset integrator » présenté précédemment. Il est composé d'un système du type masse ressort amortie afin de modéliser les phases de collage en prenant en compte l'élasticité de la liaison. Les phases de glissement sont représentées par un modèle de frottement dépendant de la vitesse de glissement et de la force normale appliquée par l'actionneur d'embrayage. Le schéma-bloc de ce modèle de frottement est présenté ci-dessous :

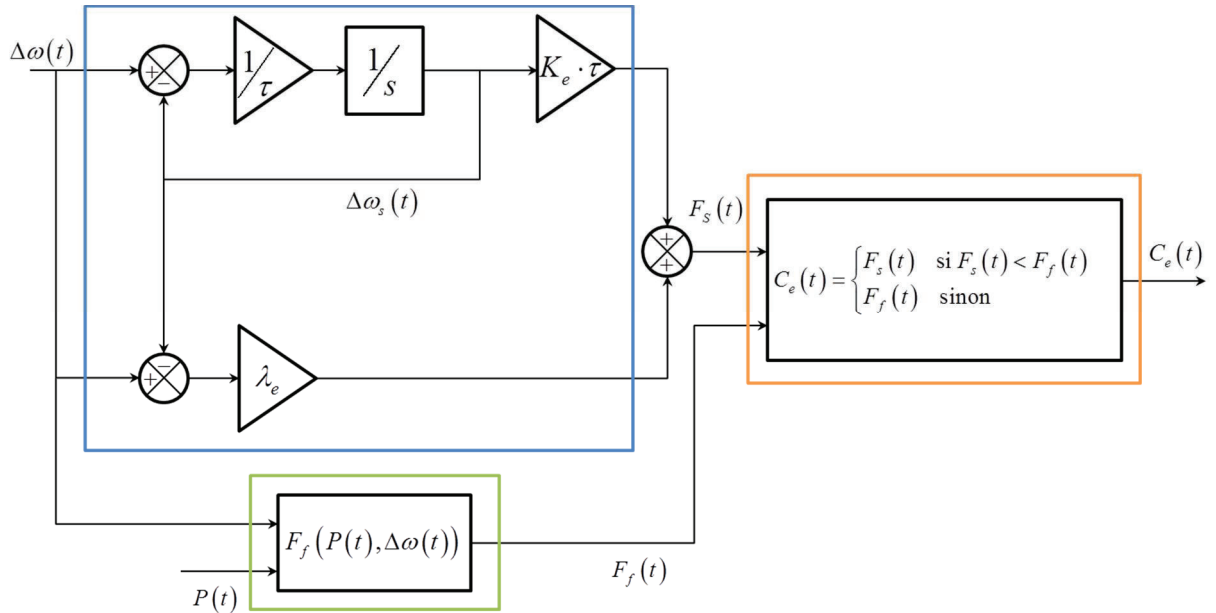


Figure 21 : Schéma-bloc du modèle de frottement Valeo

Dans le cadre bleu se trouve la modélisation de la force de frottement statique. Cette force de frottement statique est donnée par :

$$F_s(t) = K_e \cdot \int (\Delta\omega(t) - \Delta\omega_s(t)) dt + \lambda_e \cdot (\Delta\omega(t) - \Delta\omega_s(t)) \quad (2.24)$$

Avec $\Delta\omega_s(t) = (1 - e^{-t/\tau}) \Delta\omega(t)$.

Dans le cadre vert se trouve la modélisation de la force de frottement. Cette force de frottement est donnée par un modèle de frottement du type « Coulomb + visqueux » où la

force normale $F_N(t)$ dépend de la position de l'actionneur d'embrayage $P(t)$. Cette fonction est donnée par :

$$F_f(P(t), \Delta\omega(t)) = (F_c(P(t)) + \psi) \cdot \text{signe}(\Delta\omega(t)) + f_{\Delta\omega} \cdot \Delta\omega(t) \quad (2.25)$$

Où $F_c(P(t))$ est la force de Coulomb fonction de la position de l'actionneur d'embrayage. Cette fonction se présente sous la forme d'une cartographie dont l'apprentissage se fait par essais expérimentaux. Le paramètre ψ est un paramètre d'ajustement de la force de Coulomb issue de la cartographie. Ce paramètre permet de compenser les écarts éventuels dus à la variabilité du système dans le temps.

Dans le cadre orange se trouve la fonction « switch » permettant de choisir entre collage et glissement. Le couple transmis par l'embrayage est donné par :

$$C_e(t) = \begin{cases} F_s(t) & \text{si } F_s(t) < F_f(t) \\ F_f(t) & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.26)$$

Ce modèle permet, entre autre, de simuler les phénomènes de stick/slip (collage/glissement) présents à faible vitesse de glissement de l'embrayage.

III. 2. Validation du modèle de frottement Valeo

Afin de paramétrer et de valider le modèle de frottement présenté précédemment, une série de tests sur véhicule ont été menés afin de récolter les informations nécessaires au recalage du modèle. Le véhicule avec lequel les essais ont été menés est équipé d'une friction d'embrayage rigide afin de ne pas « polluer » les résultats obtenus sur le glissement avec les déplacements relatifs de la friction dus à la compression des ressorts.

III. 2. 1. Protocole de validation

III.2.1.1. Essais véhicule

Les essais véhicule sont effectués sur banc à rouleau où l'actionneur d'embrayage est piloté en position. Le couple moteur et le couple résistant à la roue sont imposés afin de stabiliser le moteur à un régime donné. Une fois le point de fonctionnement stabilisé, l'embrayage est ouvert petit à petit jusqu'à obtenir un glissement. Une fois le glissement obtenu, on recueille les informations suivantes : $\omega_m(t)$, $\omega_p(t)$, $C_r(t)$ et $P(t)$.

Ces signaux permettront de visualiser le comportement de l'embrayage lors des phases de glissement. Afin de balayer l'ensemble des points de fonctionnement du véhicule, les essais sont répétés pour différents régimes, couples et rapports de boîte.

III.2.1.2. Validation en simulation

Afin de comparer le modèle de frottement avec les mesures de glissement de l'embrayage obtenues sur le banc d'essais véhicule, l'architecture de modèle suivante est utilisée :

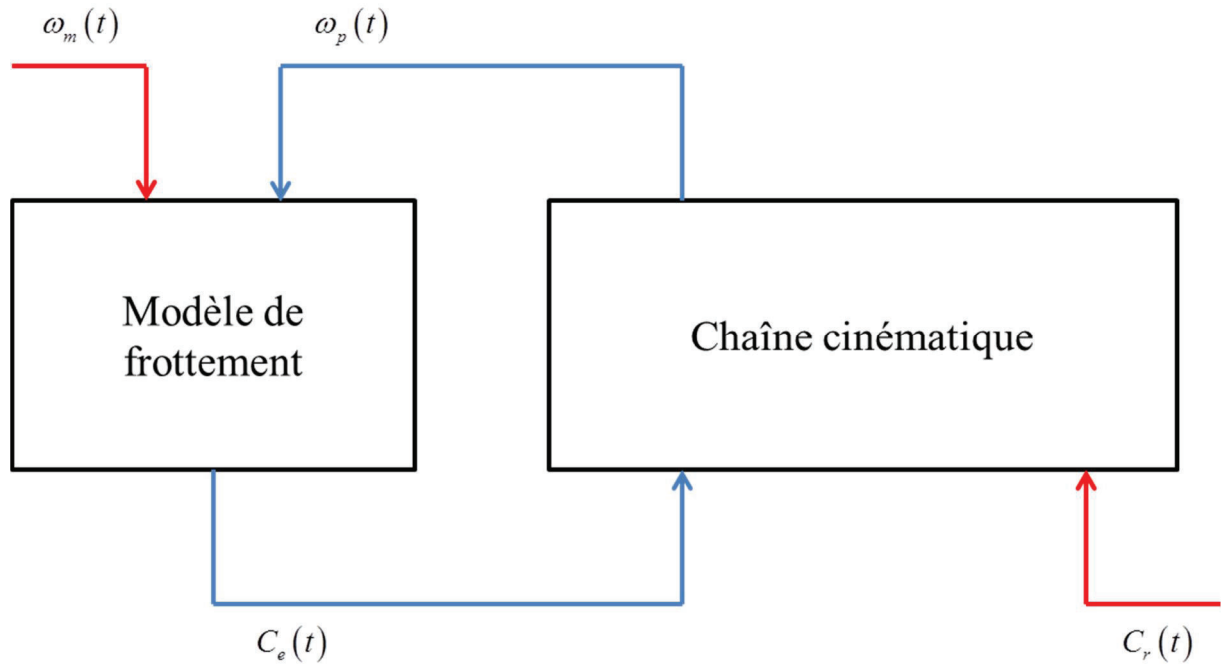


Figure 22 : Schéma-bloc pour la validation du modèle de frottement

Deux types de signaux sont à distinguer ; les signaux rouges sont les informations issues des mesures effectuées sur véhicule à savoir $\omega_m(t)$ et $C_r(t)$.

Ces signaux issus des essais véhicule sont utilisés comme signaux d'entrée pour le modèle. Les signaux bleus ω_p et C_e sont quant à eux issus du modèle.

La vitesse d'arbre primaire de boîte simulée, issue de la simulation du modèle précédemment présenté avec en entrée les signaux issues des mesures véhicule, permettra de valider le comportement du modèle de frottement en comparant cette vitesse de boîte simulée à la vitesse de la boîte mesurée sur le véhicule expérimental.

III. 2. 2. Validation comportementale

III.2.2.1. Validation en conditions standard

La validation du modèle de frottement a été faite sur la gamme de points de fonctionnement suivants :

- $\omega_m(t) \in [1500rpm, 3500rpm]$
- $C_m(t) \in [30Nm, 100Nm]$
- $q \in \{1, 3, 5\}$

Les paramètres du modèle sont obtenus à l'aide d'un moindre carré non linéaire avec un algorithme de type Levenberg-Marquardt (Moré, 1977) de la toolbox *parameters estimation* de Matlab© et sont ajustés avec des méthodes empiriques afin d'obtenir le comportement souhaité. Le comportement du modèle recalé est présenté Figure 23 sur un exemple de point de fonctionnement à savoir : $\omega_m(t) = 1500rpm$, $C_m(t) = 50Nm$ et $q = 1$.

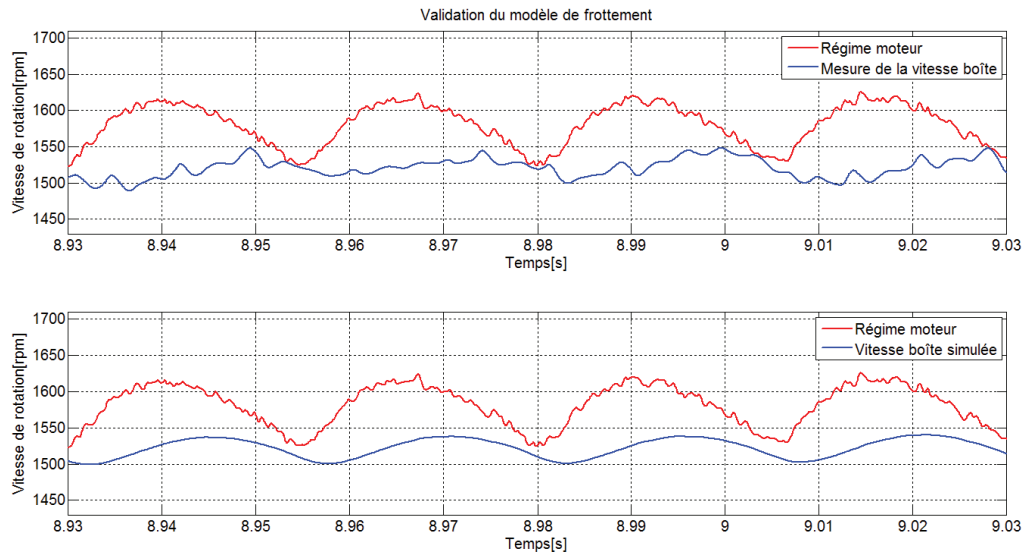


Figure 23 : Comparaison des signaux mesurés et simulés

La figure précédente est constituée de deux graphiques, le premier représente les signaux mesurés sur le banc d'essais véhicule, à savoir le régime moteur en rouge et la vitesse de l'arbre primaire de boîte en bleu. Le second montre en rouge le régime moteur mesuré et la vitesse simulée de l'arbre primaire de boîte. On remarque que la vitesse de boîte simulée à une allure similaire à celle mesurée. Ce comportement se retrouve sur l'ensemble des points de fonctionnement du domaine de validation. La Figure 24 représente les vitesses d'arbre primaire de boîte issues de la mesure et de la simulation. Les deux signaux sont très proches en termes d'amplitude et de phase. L'erreur de modélisation est donnée Figure 25, elle est de l'ordre de $\pm 2\%$.

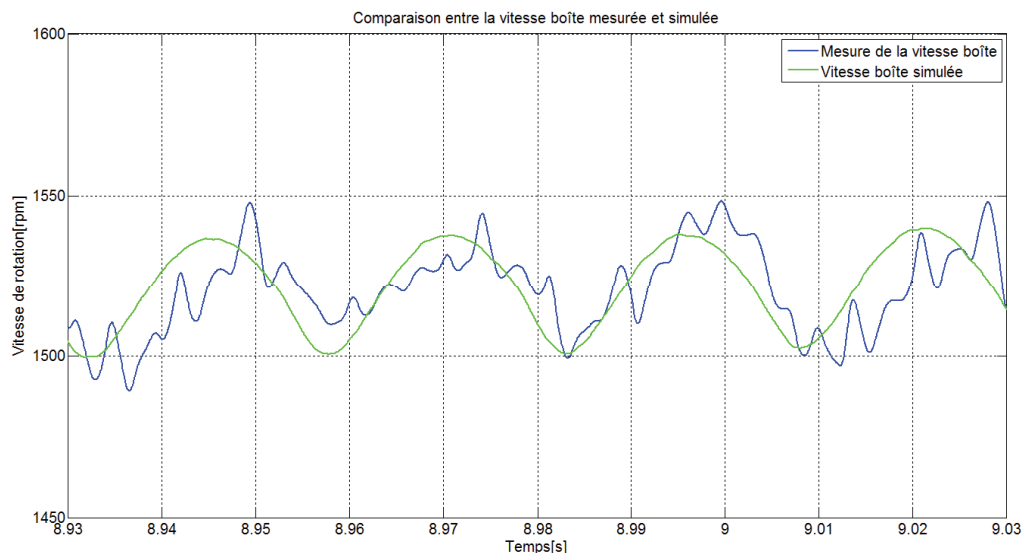


Figure 24 : Vitesse boîte mesurée et simulée

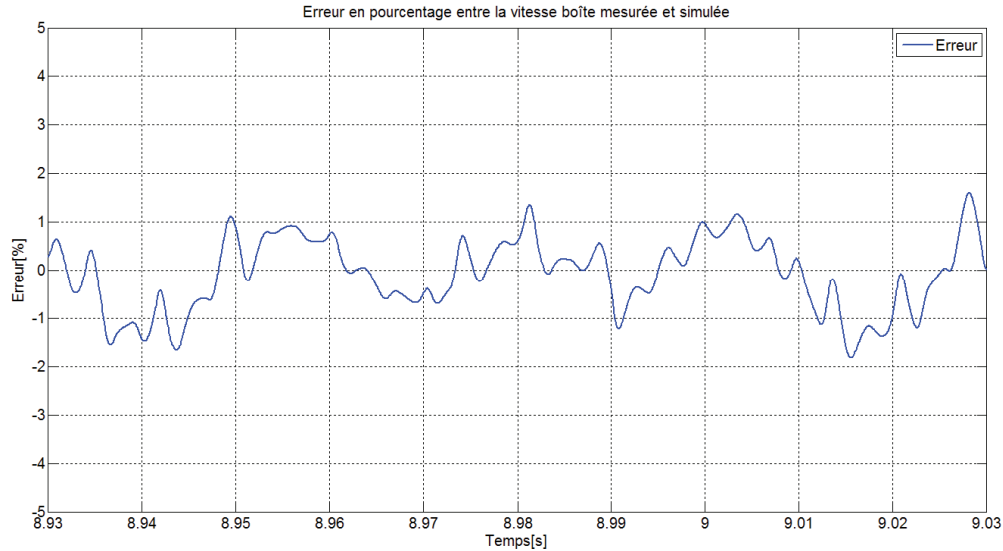


Figure 25 : Erreur en pourcentage entre la vitesse boîte mesurée et simulée

Les paramètres utilisés pour cette simulation sont fournis dans le Tableau 4.

Paramètres embrayage				
τ	K	λ	$f_{\Delta\omega}$	ψ
..	10460	50	0,8	-10

Tableau 4 : Paramètres du modèle de frottement

Les paramètres véhicule sont les paramètres physiques du véhicule test et sont considérés comme fixes. Les paramètres embrayage sont issus du recalage du modèle de frottement.

III.2.2.2. Limites du modèle vis-à-vis des dispersions

Bien que le modèle soit représentatif du comportement de l'embrayage lors des phases de glissement, il ne prend pas en compte les dispersions de système liées aux changements des propriétés mécaniques par exemple dues à la température ou à l'usure des surfaces en contact. La comparaison entre un deuxième essai sur le même point de fonctionnement que l'exemple précédent et le modèle recalé sur le premier essai donne les résultats suivants :

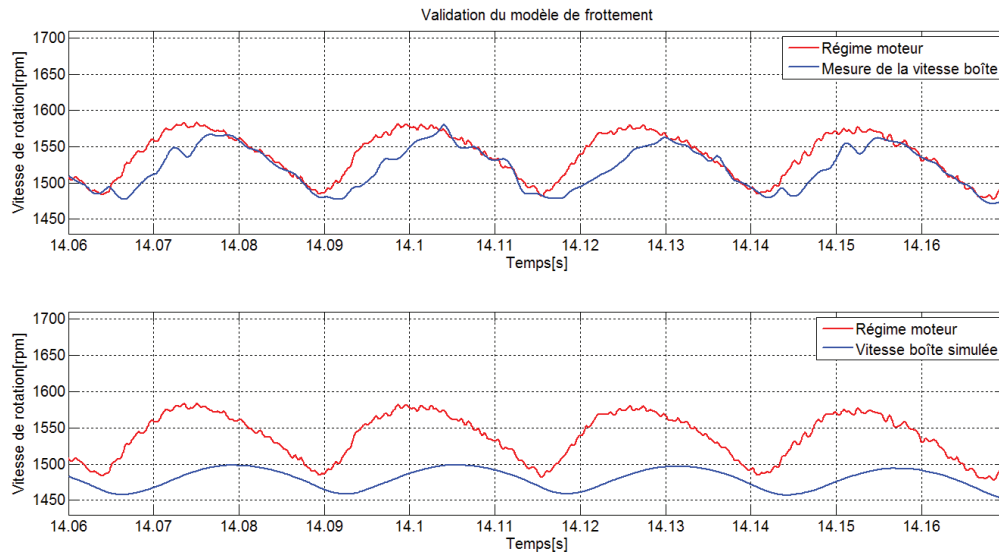


Figure 26 : Comparaison des signaux mesurés et simulés deuxième essai

Dans ce cas, le modèle n'est plus représentatif du système bien qu'il soit recalé sur ce point de fonctionnement. Ce résultat met en évidence le fait que ce modèle ne permet pas la prise en compte des dispersions du système physique.

III.2.2.3. Recalage à partir des paramètres d'ajustement

Bien que le modèle ne soit pas sensible aux dispersions du système, il est tout de même possible de le recalé à nouveau en jouant sur les paramètres d'ajustement afin d'obtenir des résultats similaires à ceux obtenus sur l'exemple précédent.

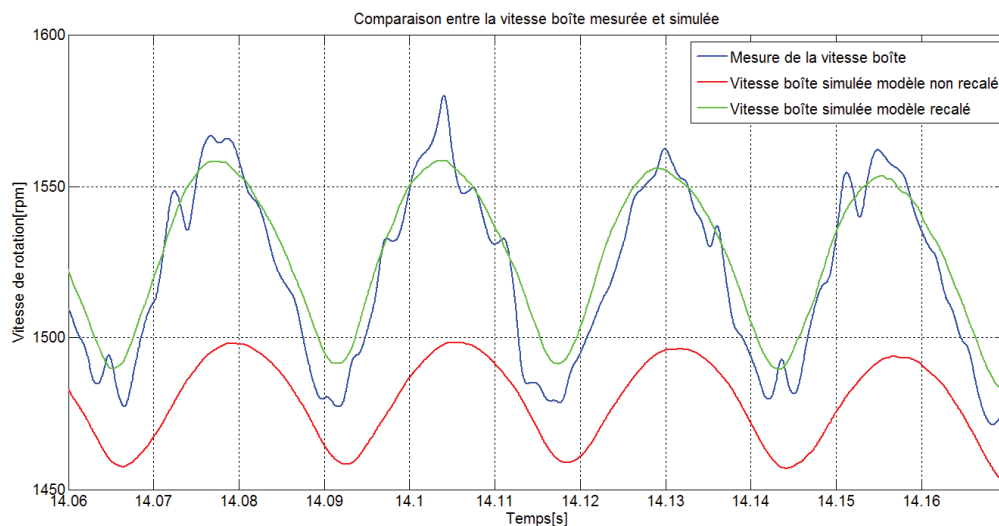


Figure 27 : Vitesse boîte mesurée et simulée sur le deuxième essai

Sur la Figure 27, on remarque que la valeur moyenne de la vitesse boîte simulée en rouge est en dessous de la valeur moyenne de la vitesse boîte mesurée. Ce défaut est causé par un déficit de capacité de couple issue de la cartographie de couple embrayage. Le paramètre de correction ψ est utilisé pour corriger ce problème. L'amplitude des oscillations du signal

issu du modèle est ajustée en utilisant le paramètre de correction $f_{\Delta\omega}$. Les valeurs des paramètres d'ajustement pour ce recalage sont données Tableau 5.

Paramètres embrayage				
τ	K	λ	$f_{\Delta\omega}$	ψ
1,0e-06	10460	50	1.9	-7

Tableau 5 : Paramètres du modèle pour le recalage sur le deuxième jeu de données.

L'erreur de modélisation entre la mesure et la simulation est tracée sur la Figure 28 : Erreur en pourcentage entre la vitesse boîte mesurée et simulée sur le deuxième essai recalé.

Paramètres embrayage				
τ	K	λ	$f_{\Delta\omega}$	ψ
1,0e-3	1e5	10	0	0

Tableau 6 : Paramètres du modèle de frottement pour la transmission à double embrayage

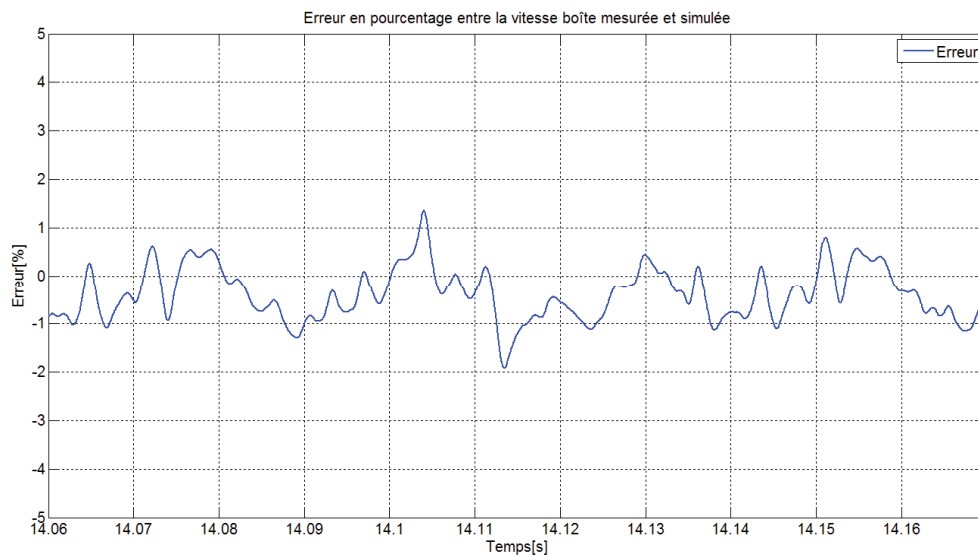


Figure 28 : Erreur en pourcentage entre la vitesse boîte mesurée et simulée sur le deuxième essai recalé

L'erreur de modélisation est ici comprise entre $\pm 2\%$ ce qui prouve qu'une fois recalé, le modèle représente avec une précision suffisante les phénomènes physiques liés au glissement de l'embrayage. La prise en compte et la modélisation des dispersions du système relatives à l'usure et à la température des matériaux pourrait faire l'objet d'une étude approfondie des phénomènes tribologiques. Le but de cette thèse n'est pas de modéliser avec précision l'ensemble de ces phénomènes, ce qui relève plus du domaine de la mécanique, mais d'obtenir un modèle comportemental suffisamment représentatif du système pour le développement et la validation de lois de commandes en simulation. Le modèle de frottement présenté précédemment répond tout à fait aux besoins en termes de représentation comportemental du frottement, de facilité de réglage et de simulation.

Concernant le modèle de transmission à double embrayage, Valeo embrayage avait préalablement construit une plateforme de simulation sous Matlab/Simulink© dont les valeurs

des paramètres sont fixées et données Tableau 6. Le travail de recalage présenté précédemment n'a pas été effectué pour le modèle de double embrayage car nous ne disposons pas de moyen d'essais équipé d'une transmission à double embrayage pour effectuer les essais. Cependant, le paramétrage proposé par Valeo est tout à fait convenable pour développer et valider les observateurs proposés pour répondre à la problématique d'estimation des couples embrayages dans une transmission à double embrayage car ils ont été développés de manière à être indépendant du modèle de frottement.

IV. Système embrayage piloté

Afin de piloter le système d'embrayage des capteurs et des actionneurs sont utilisés sur le système réel, il est donc nécessaire de les modéliser pour réaliser la commande de l'embrayage. En général, des capteurs incrémentaux sont choisis pour mesurer les vitesses de rotations des différents éléments, signaux indispensables pour le contrôle de la chaîne de traction. Des actionneurs sont également utilisés pour mettre en mouvement le dispositif d'embrayage (simple ou double). La partie suivante présente de façon successive ces différents éléments de mesure et d'actionnement présents sur le véhicule.

IV. 1. Présentation des capteurs incrémentaux présents sur véhicule

IV. 1. 1. Principe de fonctionnement

Les capteurs ont pour fonction de mesurer les signaux de vitesse sur véhicule. Ces capteurs incrémentaux sont constitués d'une cible et d'un récepteur. Comme le montre la Figure 29, la cible se présente sous forme d'une roue phonique, le récepteur quant à lui est placé face à la cible et émet un signal créneau relatif au passage de dent de la roue phonique. Un signal électrique d'amplitude inversement proportionnelle à la distance entre la cible et le récepteur est émis par le dispositif.

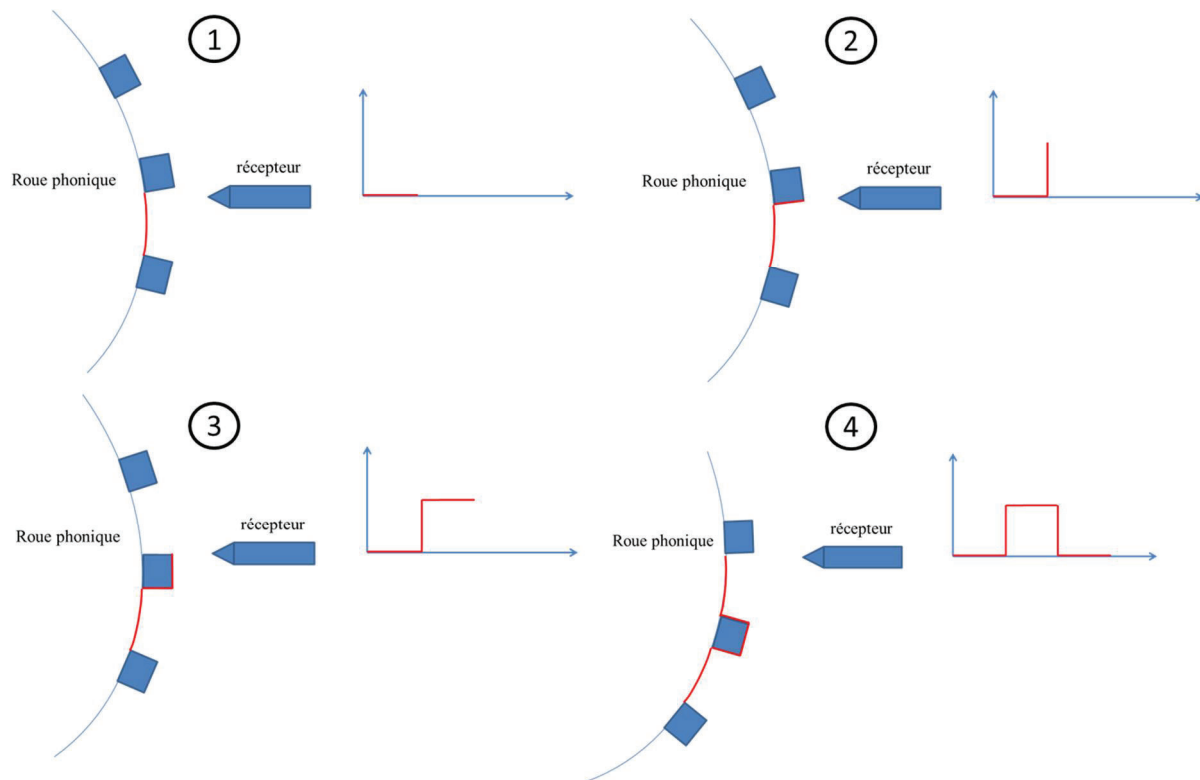


Figure 29 : Fonctionnement d'un capteur incrémental

Un signal créneau est émis par le capteur où chaque créneau correspond au passage d'une dent de la roue phonique. Une vitesse de rotation peut alors être calculée à partir du temps passé entre deux dents (deux fronts montants, deux fronts descendants ou une combinaison des deux) et de la distance angulaire entre deux dents. La résolution du capteur dépend alors du nombre de dents présent sur la roue phonique.

IV. 1. 2. Modélisation des capteurs incrémentaux

La modélisation des capteurs incrémentaux permet de prendre en compte l'effet de la résolution de ces derniers sur les stratégies de contrôle et d'observation développées. Le modèle de capteur incrémental proposé ici est composé de deux parties. La première est en charge de la génération du signal créneau à partir du nombre de dents considéré sur la roue phonique et du signal de vitesse angulaire brute. La seconde partie est en charge du calcul de la vitesse angulaire à partir du signal créneau généré par la première partie.

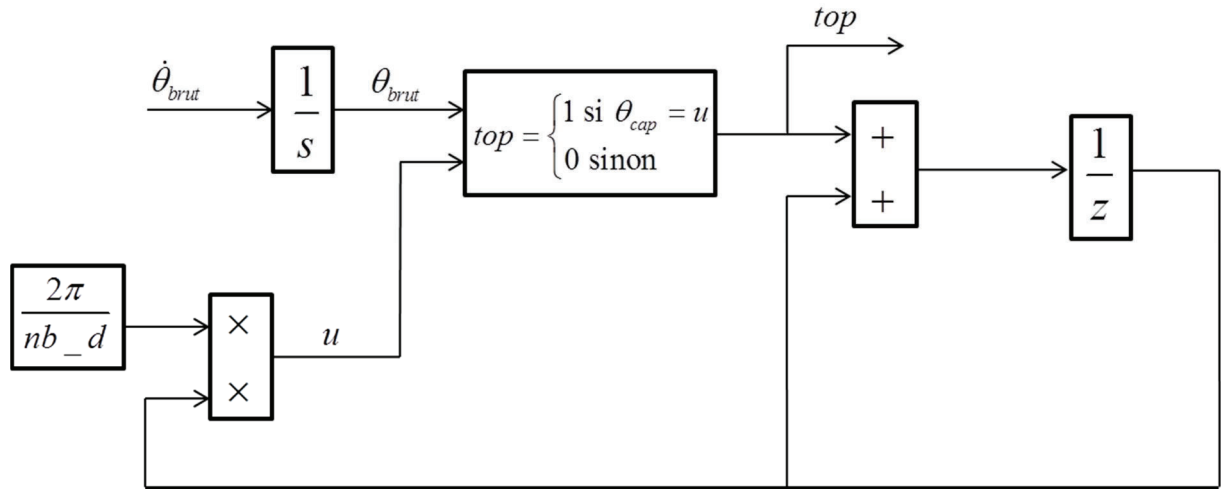


Figure 30 : Modèle de capteur incrémental première partie

Le schéma-bloc présenté Figure 30 : Modèle de capteur incrémental première partie permet de générer le signal créneau appelé top représentant le passage des dents. En intégrant le signal de vitesse brut $\dot{\theta}_{brut}$ donné en rad/s , on obtient le déplacement angulaire brut θ_{brut} , qui est ensuite comparé au signal u . La sortie du comparateur est égale à 1 si les signaux sont égaux ou zéro sinon. Le signal u est le résultat du produit entre le nombre de dents passées et la distance angulaire inter dentaire en radian $\frac{2\pi}{nb_d}$, où nb_d représente le nombre de dents présent sur la roue phonique. Le signal créneau issu de ce modèle est utilisé comme trigger afin de cadencer la deuxième partie du modèle présentée Figure 31.

La seconde partie du modèle permet de retrouver la position angulaire θ_{brut} et la vitesse angulaire $\dot{\theta}_{brut}$ vue par le capteur à savoir θ_{cap} et $\dot{\theta}_{cap}$. Ces signaux se présentent donc comme la discrétisation des signaux bruts θ_{brut} et $\dot{\theta}_{brut}$ avec une période d'échantillonnage angulaire égale à la distance inter dentaire.

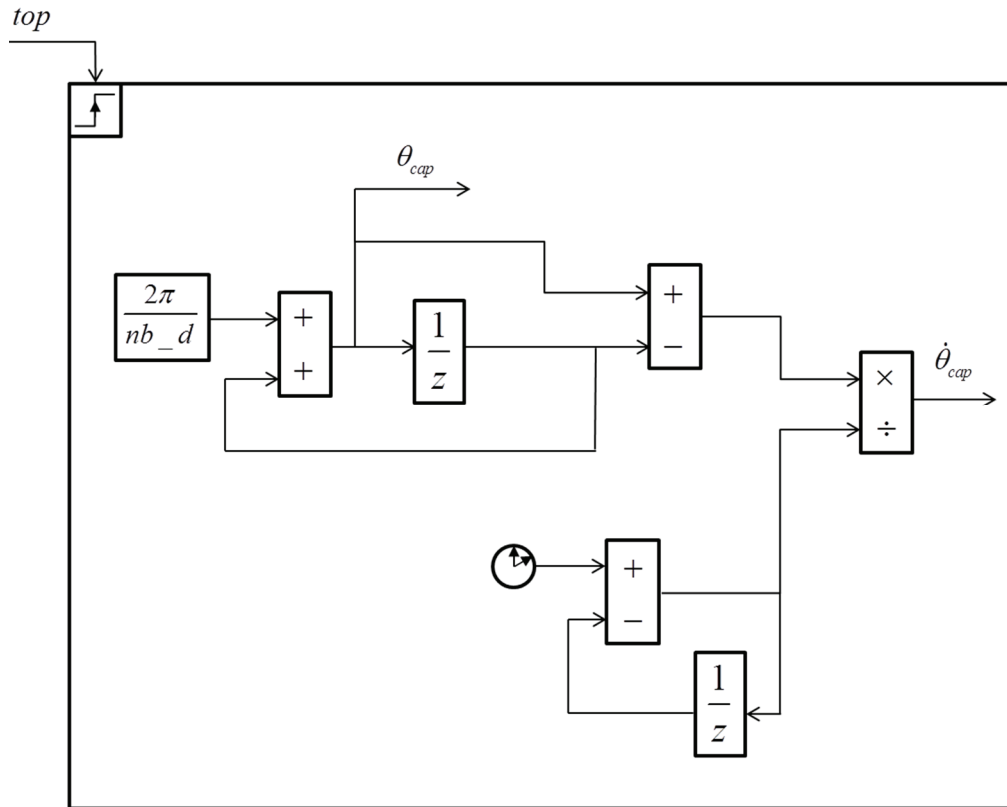


Figure 31 : Modèle de capteur incrémental seconde partie

IV. 1. 3. Résultats de simulation

Afin de présenter le comportement en simulation du modèle de capteur précédemment évoqué, nous prenons l'exemple d'un signal de vitesse de rotation $\dot{\theta}_{brut}$ sinusoïdal de fréquence 10 rad/s , d'une amplitude de 10 rad/s et de valeur moyenne 30 rad/s . La résolution du capteur est choisie à 30 top/tour .

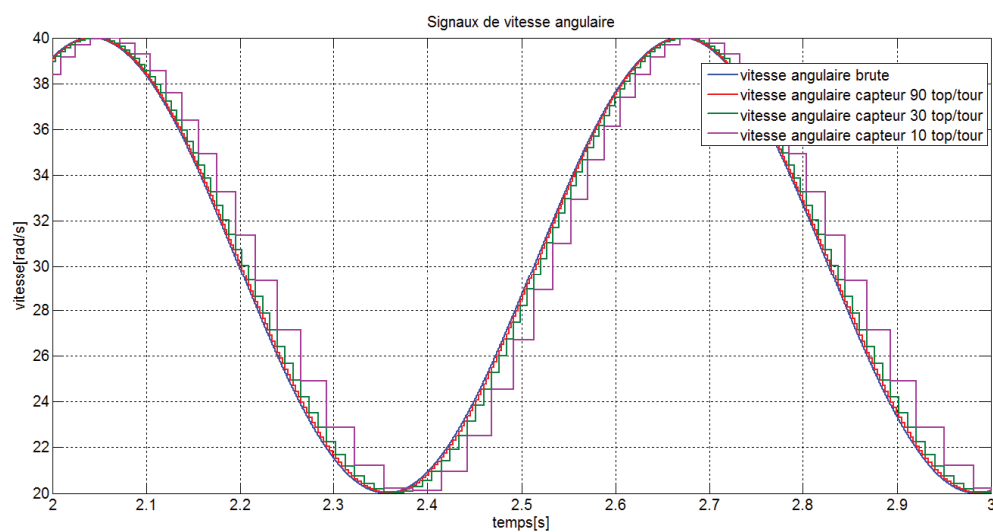


Figure 32 : Comparaison entre trois résolutions de capteur

La discrétisation angulaire opérée par le modèle de capteur incrémental est représentée sur la Figure 32. Le nombre de dents du capteur incrémental influe donc directement sur cette période d'échantillonnage angulaire et donc sur la précision de la reconstruction du signal. La période d'échantillonnage angulaire est constante en angle mais pas en temps. En effet, le temps écoulé entre le passage de deux dents diffère selon la vitesse de rotation. La résolution du capteur sera donc plus élevée à haute vitesse. La Figure 33 montre l'impact de la vitesse sur la résolution des capteurs incrémentaux, on remarque que la précision des trois capteurs a été très nettement améliorée avec l'augmentation de la vitesse de rotation. Ce phénomène peut être potentiellement source de problèmes à haute et basse vitesse.

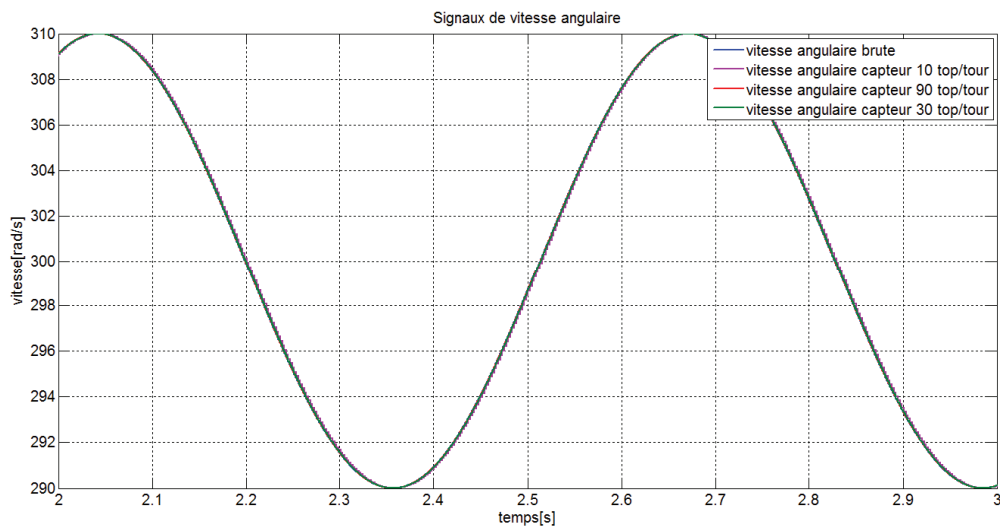


Figure 33 : Comparaison entre trois résolutions de capteur à haute vitesse

Afin de calculer la vitesse de rotation, le temps écoulé entre deux dents passées doit être mesuré. Les hautes vitesses induisent des instants très courts entre deux dents passées et, selon la résolution de l'horloge il peut apparaître un phénomène de bruit comme le montre la Figure 34.

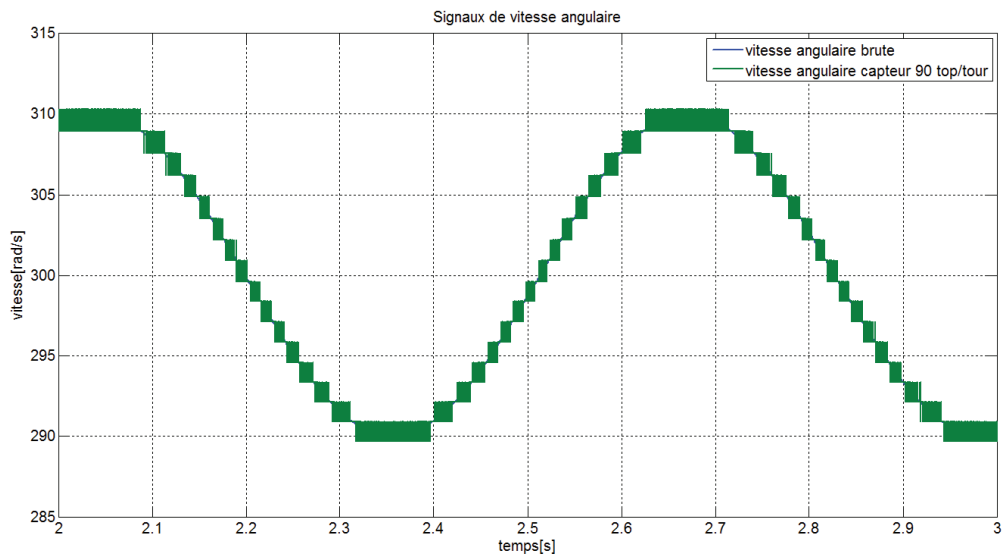


Figure 34 : Bruit de capteur à haute vitesse

Sur la Figure 34, la résolution de l'horloge est réduite à six chiffres après la virgule. Cette résolution temporelle n'est pas suffisante pour calculer précisément la vitesse de rotation. A l'inverse, à faible vitesse, un défaut de résolution apparaît et, comme le montre la Figure 35, la reconstruction de la vitesse est fortement dégradée. En effet, la faible variation de position angulaire ne peut être vue par le capteur, ce phénomène est présenté Figure 36.

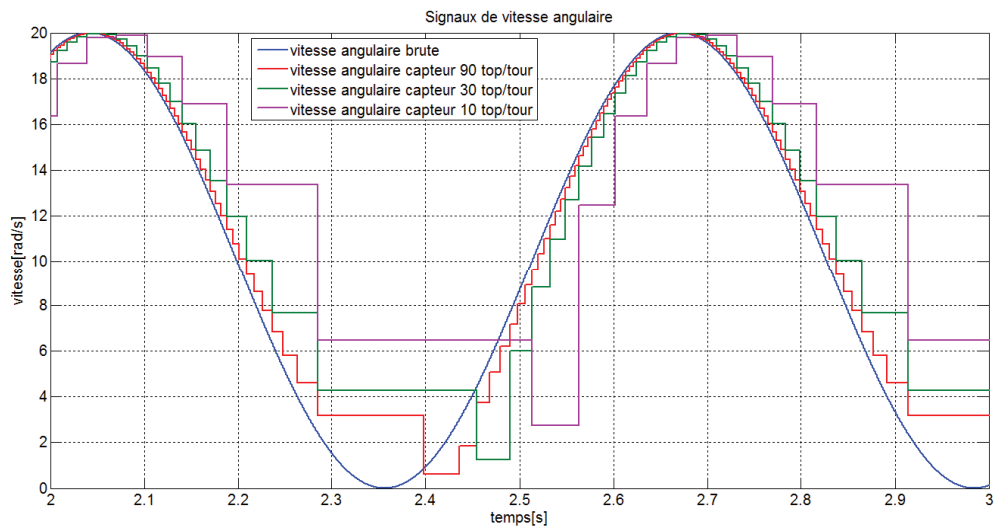


Figure 35 : Problème de résolution capteur à faible vitesse

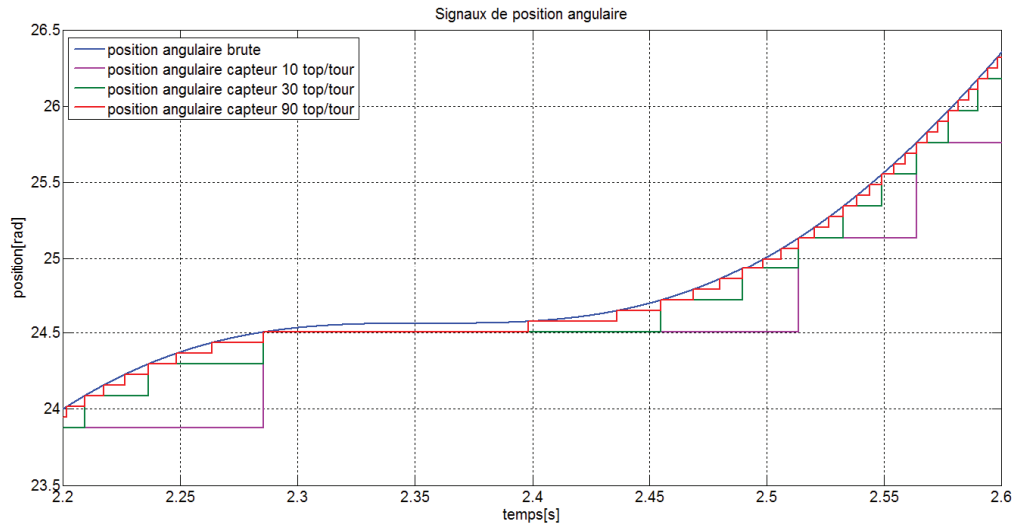


Figure 36 : Problème de résolution capteur à faible vitesse sur la reconstruction du déplacement angulaire

IV. 1. 4. Implantation des capteurs sur véhicule

Sur le véhicule d'essais, les vitesses du moteur et de la boîte sont mesurées à l'aide de capteurs incrémentaux. La couronne de démarreur est utilisée comme cible pour le capteur de vitesse moteur. Elle présente 117 dents équidistantes ce qui donne une résolution de $0,0537 \text{ rad}$. Côté boîte de vitesse, le pignon de cinquième est utilisé comme cible pour le capteur de vitesse boîte. Ce dernier présente 43 dents équidistantes ce qui donne une résolution de $0,1461 \text{ rad}$. A cette résolution capteur s'ajoute la période d'échantillonnage de 10 ms du calculateur par lequel l'acquisition des signaux est faite. L'impact de cette période d'échantillonnage est visible Figure 37.

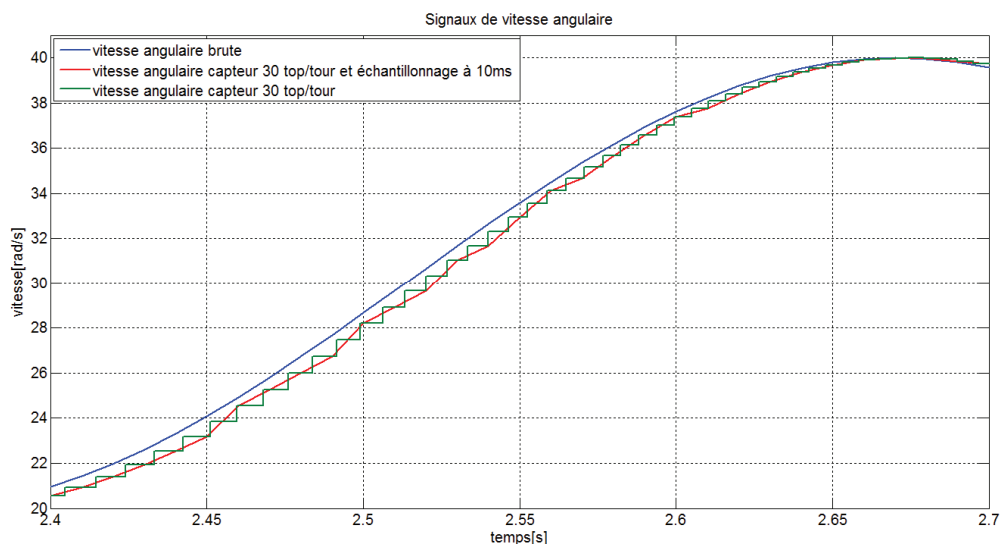


Figure 37 : Comparaison entre le signal capteur brut et le signal capteur échantillonné à 10ms

IV. 2. Le système d'actionnement

Les consignes de position embrayage sont envoyées au système d'actionnement qui est constitué de l'actionneur électromécanique et de sa stratégie de pilotage. Afin d'assurer la faisabilité des stratégies de contrôle du glissement, la prise en compte du système d'actionnement dans le modèle de simulation est indispensable. Comme le montre la Figure 38, le système d'actionnement fait l'intermédiaire entre la stratégie de contrôle de l'embrayage et l'embrayage lui-même.

Remarque 1 : La stratégie de contrôle en position de l'actionneur a été développée en interne par le département Mécatronique de Valeo embrayage et aucune modification n'a été autorisée.

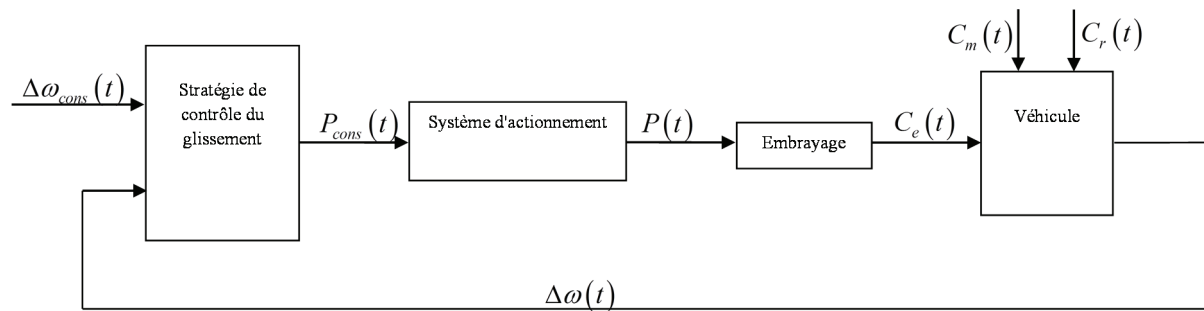


Figure 38 : Schéma bloc du système complet

Un modèle de simulation du système d'actionnement a été développé par Valeo, mais pour des raisons de confidentialités de complexités et de temps de simulation, l'implémentation de ce modèle à la plateforme de simulation du véhicule d'essais n'est pas envisageable. Un modèle comportemental du système d'actionnement a donc été mis au point. Le modèle complet présente un comportement non linéaire avec la consigne relative de position. On propose alors de modéliser le système d'actionnement avec différentes fonctions de transferts du second ordre recalées chacune pour une consigne relative de position donnée et pondérées avec des fonctions d'appartenances. L'amplitude maximale des consignes de positions utiles est de l'ordre de 10 mm, au-delà l'embrayage est totalement ouvert. Un découpage de la plage de consigne tous les 2 mm présente un bon compromis entre complexité et précision. Ce découpage induit l'utilisation de cinq fonctions de transferts pondérées avec les fonctions d'appartenances présentées Figure 39.

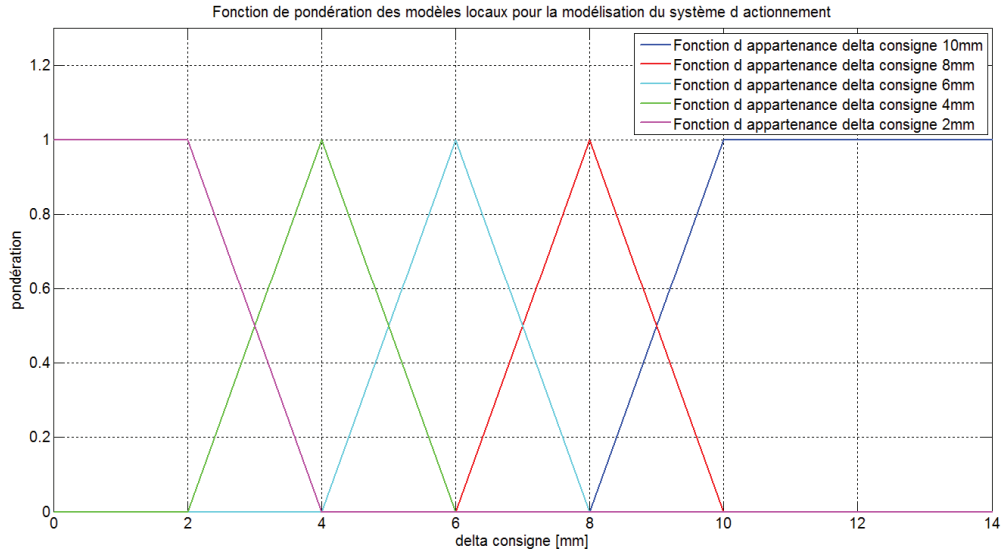


Figure 39 : Fonctions de pondérations des fonctions de transferts du modèle simplifié du système d'actionnement

L'identification des paramètres des cinq fonctions de transferts a été faite avec le même outil que pour l'identification du modèle de frottement à savoir le moindre carré non linéaire proposée dans la toolbox *parameters estimation* de Matlab®, et a permis d'obtenir les valeurs présentées Tableau 7

0,76 ω_n

Zone		ξ
Delta consigne = 10 mm	3,00 Hz	0,56
Delta consigne = 8 mm	3,65 Hz	0,67
Delta consigne = 6 mm	3,95 Hz	0,65
Delta consigne = 4 mm	4,60 Hz	0,75
Delta consigne = 2 mm	4,3 Hz	0,8

Tableau 7 : Valeur des paramètres des fonctions de transfert du modèle simplifié du système d'actionnement

La validation de ce modèle simplifié a été faite sur différents profils de consigne de position à savoir : entrée sinusoïdale (Figure 40), indicielle (Figure 41) et triangulaire (Figure 42).

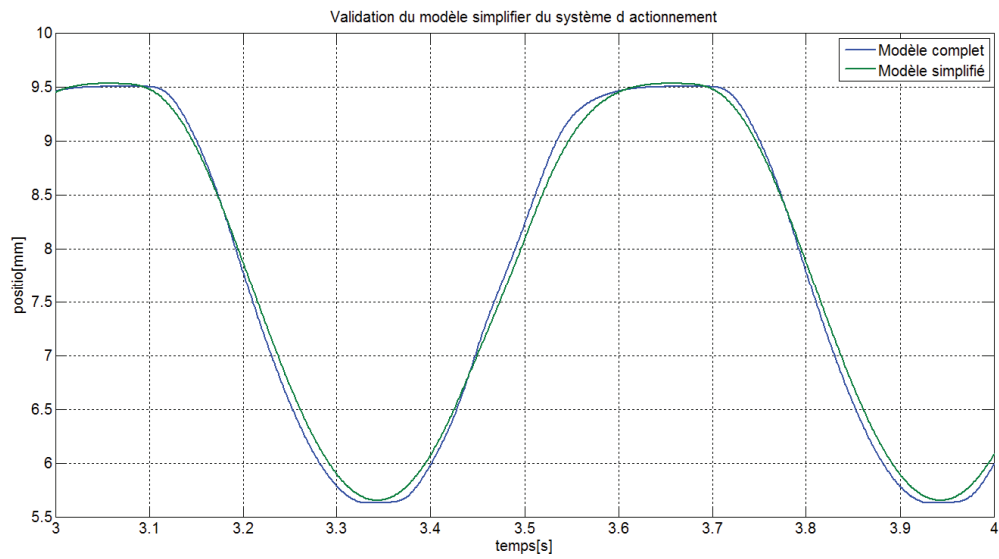


Figure 40 : Validation du modèle simplifié du système d'actionnement pour une consigne sinusoïdale

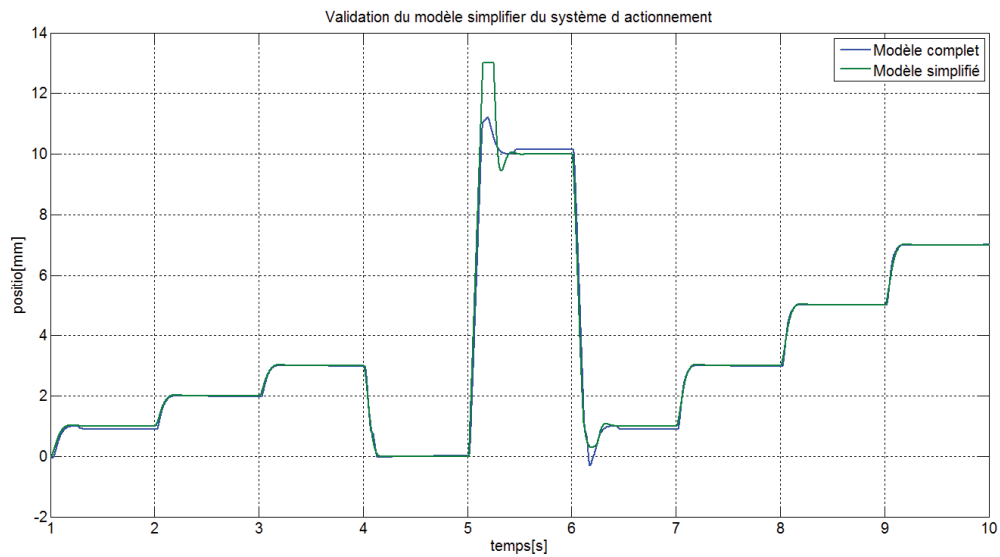


Figure 41 : Validation du modèle simplifié du système d'actionnement pour des consignes indicielles

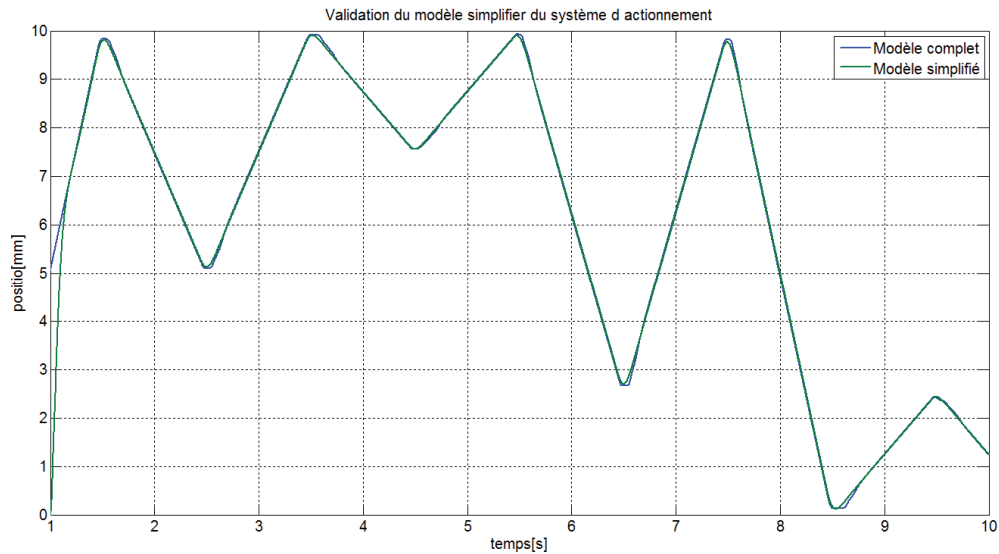


Figure 42 : Validation du modèle simplifié du système d'actionnement pour une consigne triangulaire

On constate que le modèle simplifié présente un comportement quasi identique à celui donné par la plateforme de simulation du système d'actionnement donnée par Valeo. Une comparaison entre ce modèle simplifié et le comportement réel du système d'actionnement présent dans le véhicule d'essai a pu être réalisée suite à une campagne d'essais Figure 43 et Figure 44.

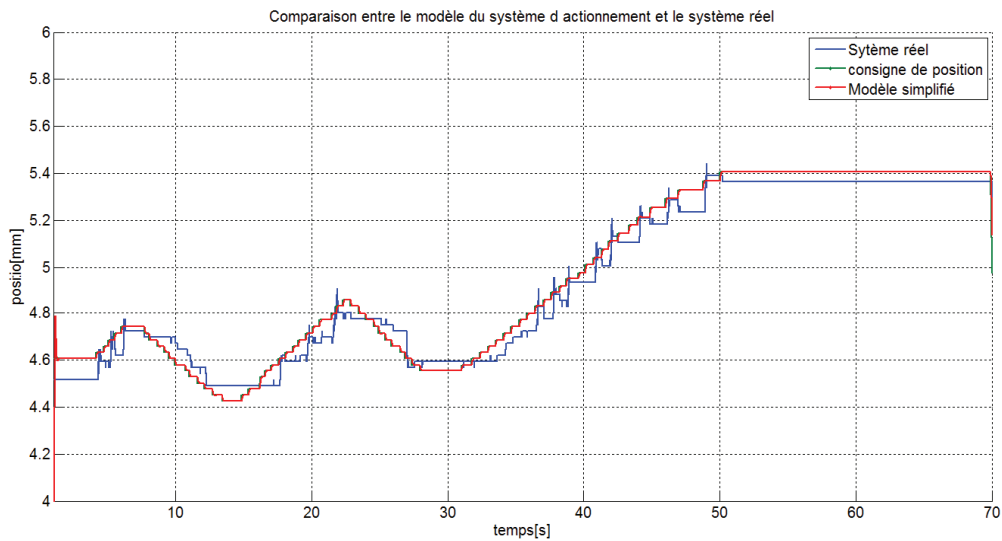


Figure 43 : Comparaison entre le modèle simplifié du système d'actionnement et le système réel présent sur véhicule

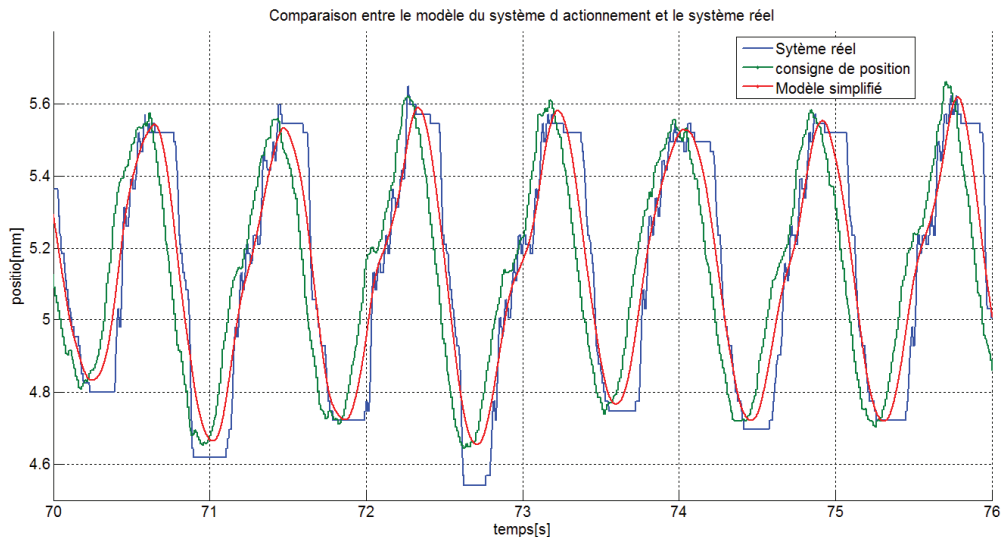


Figure 44 : Comparaison entre le modèle simplifié du système d'actionnement et le système réel présent sur véhicule

Sur ces deux dernières figures, on voit très nettement que le système d'actionnement réel ne présente pas le même comportement que celui de la plateforme de simulation. Le développement d'un modèle plus précis ainsi que d'une stratégie de pilotage associée ont été envisagés en prenant en compte les aspects non linéaires liés à ce dernier. Le département système de Valeo n'a pas souhaité que nous nous occupions de ce point particulier, d'une part, pour des raisons de confidentialité, et d'autre part, car un nouvel actionneur présentant de meilleures performances de suivi de consigne était déjà à l'étude. Par conséquent, nous avons donc dû conserver la stratégie de pilotage de l'actionneur implémentée sur le véhicule d'essais.

Le modèle simplifié sera donc utilisé pour valider en simulation les stratégies proposées dans la suite de ce mémoire en considérant un système d'actionnement présentant le comportement attendu. En ce qui concerne l'application sur le véhicule d'essais, des adaptations des lois de pilotages proposées seront réalisés par exemple en dégradant les performances temporelles de la boucle fermée.

V. Conclusion

Ce chapitre a permis de réaliser un état de l'art et une synthèse sur l'ensemble des modèles utilisés dans la suite de cette thèse. A savoir, les modèles dynamiques des chaînes cinématiques, du frottement au sein de l'embrayage, des capteurs de vitesse et du système d'actionnement. En particulier, un modèle de simulation complet dont les paramètres ont été identifiés à partir du véhicule d'essais a été proposé et mis en œuvre sous la plateforme de simulation Malab/Simulink©. Les disparités entre modèle et système réel ont été mises à jour et discutées. Le modèle ainsi obtenu servira de base pour synthétiser et valider les stratégies de pilotage du glissement (Chapitre 4) ainsi que les observateurs de couple embrayage (Chapitre 3) en fonction de leur cahier des charges respectif.

Chapitre 3 : Estimation de couple dans une transmission automobile

La connaissance en temps réel de l'évolution du couple moteur est incontournable pour la plupart des applications automobiles comme par exemple la gestion des motorisations hybrides (Nüesch, Wang, Isenegger, Onder, & Steiner, 2014) (Tzeng, Huang, & Chen, 2004) (Kermani, Delprat, Guerra, Trigui, & Jeanneret, 2012) et le contrôle moteur (Rizzoni, Guezennec, Soliman, & Lee, 2005) (Khier, Lauber, Floquet, Colin, Guerra, & Chamaillard, 2007). Le couple embrayage est aussi utilisé dans les applications de contrôle de la chaîne cinématique (Oh, B.Choi, & Kim, 2014) (Chunhao & Kumaraswamy, 2005). Généralement, le couple moteur est donné par une cartographie dépendante du régime et de la position pédale (Stotsky, 2007) (Amano, 2004) (Lack, 2003) (Livshiz, Dulzo, Matthews, Dibble, Spitz, & Chynoweth, 2004), mais ces cartographies sont obtenues à l'aide de nombreux essais sur banc, elles n'intègrent pas l'aspect dynamique du couple moteur et ne sont pas robustes à la dispersion qui existe entre deux moteurs « théoriquement » identiques. Afin d'éviter ce problème, des méthodes d'estimation du couple moteur basées sur des modèles dynamiques ont été développées (Rakotomamonjy, Le Riche, Gualandris, & Harchaoui, May 2007) (Togun, Baysec, & Kara, 2012). Néanmoins, l'identification des paramètres et l'initialisation de ces modèles reste complexe et nécessite un grand nombre de mesures. La solution la plus simple est l'implantation de capteur de couple moteur (Larsson & Andersson, 2008) (Thor, Egardt, McKelvey, & Andersson, 2014), mais cette solution est très coûteuse et va à l'encontre de la politique économique des constructeurs automobiles. L'implantation d'observateurs est donc une solution alternative intéressante (Wang & Rizzoni, 1997) (Chauvin, Corde, Petit, & Rouchon, 2007) (Bingzhao, Hong, Yan, & Kazushi, 2011) mais due à la complexité des modèles utilisés en termes de nombre de paramètres, ces méthodologies présentent les mêmes problèmes d'identification paramétrique que ceux décrit précédemment. Cette dernière piste est celle que nous nous proposons d'explorer ici en exploitant des modèles simples de torsion.

Dans ce chapitre, une méthodologie d'estimation de couple à base d'observateurs (ou « capteurs virtuels ») est présentée. Tout d'abord, la première partie rappelle succinctement des généralités sur les observateurs, en particulier pour la classe des modèles de type Takagi-Sugeno. Ensuite, les parties suivantes sont dédiées à la synthèse des observateurs et à l'application à deux systèmes de transmission afin de montrer la faisabilité de l'approche développée. La première application entre dans le cadre du pilotage des transmissions à double embrayage, dans laquelle la connaissance des couples transmis par les deux embrayages indépendamment l'un de l'autre est primordiale. En effet, lors du changement de rapport, une connaissance biaisée de chacun des couples peut engendrer une détérioration du confort. Ainsi, une sous-estimation d'un des couples entraînerait des à-coups tandis qu'un couple surestimé provoquerait des envolées de régime moteur. Une estimation des couples de chacun des deux embrayages est alors proposée. Les résultats de simulation sont exposés dans la troisième partie. Enfin, la seconde application concerne la reconstruction des couples mis

en jeu dans un double volant amortisseur (DVA) en utilisant cette fois-ci des données obtenues en temps-réel. Les résultats sont exposés dans la dernière partie de ce chapitre. La méthodologie présentée dans ce chapitre ainsi que les résultats obtenus en simulation et sur données réelles ont donné lieu à des publications dans deux conférences internationales (Losero, Lauber, & Guerra, Discrete Angular Torque Observer, Applied to the engine torque and clutch torque estimation via a dual-mass flywheel., 2015) et (Losero, Lauber, & Guerra, Transmitted torque observer applied to real time engine and clutch torque, 2015), à une publication dans une conférence nationale (Losero, Lauber, & Guerra, Estimation de couple moteur et de couple embrayage basée sur un, 2015), et au dépôt d'un brevet (Losero, Maurel, Guerra, Lauber, & DO, 2015).

I. Généralités sur les observateurs

I. 1. Introduction

Dans de nombreuses applications, il n'est pas rare qu'une partie des variables d'état du système ne soit pas mesurables. Une estimation de l'état du système est alors possible lorsque des critères d'observabilité sont vérifiés tels que celui de Kalman pour les systèmes linéaires (Kalman, On the general theory of control systems, 1960), (Kalman, Mathematical description of linear dynamical systems, 1963) ou ceux de (Krener & Isidori, 1983). En considérant le modèle du système, l'estimation l'état est donnée par l'asservissement des sorties du modèle aux sorties mesurées correspondantes du système (Kalman, A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems, 1960) (Kalman, New Results in Linear Filtering and Prediction Theory, 1961) (Luenberger D. G., 1971). L'observateur est composé de l'ensemble modèle et boucle d'asservissement des sorties du modèle aux mesures accessibles. Cet outil permet donc de reconstruire une image des états et/ou des sorties non mesurées du système via l'état du modèle de l'observateur. La qualité de l'estimation dépend de la précision du modèle et de la vitesse de convergence de l'erreur d'estimation.

Selon l'application, le système peut présenter diverses non linéarités ou encore être composé d'un ensemble de systèmes commutés. Le système peut également être soumis à des perturbations extérieures. La partie suivante présente un état de l'art d'une solution quasi-LPV permettant de traiter les non linéarités ainsi que l'atténuation des bruits et la prise en compte des incertitudes paramétriques. Les différents outils sont présentés pour les systèmes à temps discret dans l'optique d'une implémentation sur un calculateur embarqué.

I. 2. Représentation sous forme Takagi-Sugeno des systèmes non linéaires

Soit le modèle non linéaire affine en la commande suivant :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k)) + g(x(k))u(k) \\ y(k) = h(x(k)) \end{cases} \quad (3.1)$$

Où $f(x(k))$, $g(x(k))$ et $h(x(k))$ sont des fonctions non linéaires de l'état $x(k)$. Il est possible d'obtenir une représentation sous forme d'un modèle de type Takagi-Sugeno (Tanaka & Wang, Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach, 2001) du modèle précédent :

Si $z_1(k)$ est M_{i1} et ... et $z_p(k)$ est M_{ip}

$$\text{alors } \begin{cases} x(k+1) = A_i x(k) + B_i u(k) \\ y(k) = C_i x(k) \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, r. \quad (3.2)$$

Où M_{ij} est l'ensemble flou et r le nombre de règles. Le vecteur $z(k) = [z_1(k) \dots z_p(k)]^T$ est appelé vecteur des prémisses, variables qui peuvent être fonction de l'état, d'une entrée extérieure, et/ou du temps. La sortie du système flou est donnée par :

$$x(k+1) = \sum_{i=1}^r h_i(z(k)) \{A_i x(k) + B_i u(k)\} \quad (3.3)$$

$$y(k) = \sum_{i=1}^r h_i(z(k)) C_i x(k) \quad (3.4)$$

Avec :

$$h_i(z(k)) = \frac{\prod_{j=1}^p M_{ij}(z_j(k))}{\sum_{j=1}^r \prod_{j=1}^p M_{ij}(z_j(k))} \quad (3.5)$$

Tel que :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r h_i(z(k)) = 1 \\ h_i(z(k)) \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, r. \end{cases} \quad (3.6)$$

Dans la suite les fonctions $h_i(z(k))$ sont supposées de classe C^1 . Cette écriture est une représentation exacte, par exemple si elle est obtenue en utilisant une méthode de découpage par secteur non linéaire (Tanaka & Wang, Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach, 2001), du système non linéaire considéré (3.1) sous forme d'une somme de systèmes linéaires pondérés par des fonctions non linéaires.

I. 3. Observateurs pour modèles sous forme Takagi-Sugeno

Sur la base de la représentation sous forme Takagi-Sugeno (TS) des systèmes non linéaires, plusieurs types d'observateurs sont définis dans cette partie. Deux hypothèses sont formulées préalablement qui entrent dans le cas de notre application. La première est que la

matrice de sortie ne comprend pas de non linéarités ; en conséquence, les observateurs utilisés par la suite supposent :

$$y(k) = Cx(k) \quad (3.7)$$

L'extension au cas général (3.4) est « directe » et rajoute une somme supplémentaire dans les conditions obtenues.

La seconde est que le vecteur des prémisses est supposé mesuré, i.e. avec $\hat{z}(k)$ le vecteur des prémisses estimé :

$$\hat{z}(k) = z(k) \quad (3.8)$$

I. 3. 1. Observateur classique pour modèle Takagi-Sugeno

En définissant classiquement $\hat{x}(k)$ l'état estimé et $\hat{y}(k)$ la sortie estimée et en considérant le modèle Takagi-Sugeno (3.3) et (3.7), l'observateur suivant est introduit :

$$\hat{x}(k+1) = \sum_{i=1}^r h_i(z(k)) (A_i \hat{x}(k) + B_i u(k) + L_i (y(k) - \hat{y}(k))) \quad (3.9)$$

$$\hat{y}(k) = C\hat{x}(k) \quad (3.10)$$

Où les L_i , $i = 1, \dots, r$, sont les gains de l'observateur à déterminer de façon à garantir la convergence de l'erreur d'estimation $e(k) = x(k) - \hat{x}(k)$.

Remarque : sans l'hypothèse 2 (3.8), dans (3.9) apparaissent des termes $h_i(\hat{z}(k))$ et la convergence de l'erreur d'observation est beaucoup plus difficile à obtenir (Ichalal, Marx, Ragot, & Maquin, 2010) (Guerra, Kruszewski, Vermeiren, & Rago-Tirmant, 2006) car elle doit prendre en compte des propriétés sur $h_i(z(k)) - h_i(\hat{z}(k))$.

Le calcul des gains de l'observateur est basé sur la théorie de Lyapunov. Le problème se présente alors comme une résolution d'inégalités matricielle linéaires (LMI). Pour ce faire, une fonction de Lyapunov quadratique est utilisée :

$$V(k) = e(k)^T P e(k), \quad P = P^T > 0 \quad (3.11)$$

Afin de pouvoir agir sur la vitesse de convergence de l'erreur d'estimation, on utilise comme variation de la fonction de Lyapunov (Tanaka & Wang, Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach, 2001) avec $\beta \in [0, 1]$ appelé taux de décroissance ou *decay rate* :

$$\Delta V(k) \leq (\beta - 1)V(k) \Leftrightarrow e(k+1)^T P e(k+1) - \beta e(k)^T P e(k) \leq 0 \quad (3.12)$$

La convergence de l'erreur d'estimation est Globalement Asymptotiquement Stable (GAS), si les gains L_i sont solution des conditions LMI suivantes (Tanaka, Ikeda, & Wang, 1998) :

$$\begin{bmatrix} -\beta P & (*) \\ PA_i - N_i C & -P \end{bmatrix} < 0, \quad i = 1, \dots, r. \quad (3.13)$$

De plus si (3.13) admet une solution les gains sont donnés par $L_i = P^{-1}N_i$ et le *decay rate* $\beta \in [0, 1]$ est garanti.

Preuve :

En utilisant, la variation de la fonction de Lyapunov (3.12), et en insérant la dynamique de l'erreur $e(k+1) = \sum_{i=1}^r h_i(z(k))(A_i - L_i C)e(k)$ dans le problème, il vient :

$$e(k)^T \left(\sum_{i=1}^r h_i(z(k))(A_i - L_i C)^T P \sum_{i=1}^r h_i(z(k))(A_i - L_i C) - \beta P \right) e(k) < 0 \quad (3.14)$$

(3.14) est équivalent à :

$$\sum_{i=1}^r h_i(z(k))(PA_i - PL_i C)^T P^{-1} \sum_{i=1}^r h_i(z(k))(PA_i - PL_i C) - \beta P < 0 \quad (3.15)$$

En appliquant un complément de Schur à l'expression (3.15), la condition suivante est obtenue en appliquant le changement de variable $L_i = P^{-1}N_i$:

$$\begin{bmatrix} -\beta P & (*) \\ \sum_{i=1}^r h_i(z(k))(PA_i - N_i C) & -P \end{bmatrix} < 0 \quad (3.16)$$

D'après (3.6), $h_i(z(k)) \geq 0$ et directement si les conditions suffisantes (3.13) sont vérifiées alors la condition (3.16) est vraie.

I. 3. 2. Observateur TS non linéaire commuté

Sur la base du modèle Takagi-Sugeno (3.3) à (3.4), il est possible de considérer un système à commutations d'une famille de modèles TS. Pour ce faire on considère la fonction $\sigma: \mathbb{R}^+ \rightarrow I_s = \{1, 2, \dots, s\}$ constante par morceaux qui représente le signal de commutation. $\sigma(k) \in I_s$ indique donc quel sous-système TS est actif. On peut alors écrire :

$$\begin{cases} x(k+1) = \sum_{i=1}^r h_{i\sigma(k)}(z(k)) (A_{i\sigma(k)} x(k) + B_{i\sigma(k)} u(k)) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases}, \quad \sigma(k) \in I_s \quad (3.17)$$

Avec $A_{i\sigma(k)} \in \{A_{i1}, A_{i2}, \dots, A_{is}\}$, $B_{i\sigma(k)} \in \{B_{i1}, B_{i2}, \dots, B_{is}\}$ $i \in \{1, \dots, r\}$.

L'observateur est alors construit sous la même forme que le modèle TS commuté, en supposant la loi de commutation parfaitement connue $\sigma(k) \in I_s$:

$$\hat{x}(k+1) = \sum_{i=1}^r h_{i\sigma(k)}(z(k)) \left(A_{i\sigma(k)} \hat{x}(k) + B_{i\sigma(k)} u(k) + L_{i\sigma(k)} (y(k) - \hat{y}(k)) \right) \quad (3.18)$$

$$\hat{y}(k) = C \hat{x}(k) \quad (3.19)$$

Dans le cas de la stabilité quadratique, il est très facile d'étendre les conditions LMI obtenues en (3.13) à ce nouvel observateur, la synthèse est réalisée en utilisant les conditions suivantes :

$$\begin{bmatrix} -\beta P & (*) \\ PA_{ij} - N_{ij}C & -P \end{bmatrix} < 0, \quad i=1, \dots, r \text{ et } j=1, \dots, s \quad (3.20)$$

Dans ce cas, les gains de l'observateur sont $L_{ij} = P^{-1}N_{ij}$.

I. 3. 3. Observateur non linéaire H infini (Duc & Font., 1999)

I.2.3.1. Notion de norme H_2 et H_∞

a. La norme vectorielle euclidienne

En considérant un espace S^d de vecteur de dimension d à composante complexe, le produit scalaire de deux vecteurs x et y appartenant à cette espace est donné par :

$$\langle x, y \rangle = \sum_{i=1}^d x_i^* y_i = x^* y \quad (3.21)$$

À partir de ce produit scalaire, la norme $\mathcal{L}_2$ d'un vecteur est définie telle que :

$$\|x\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^d x_i^2} = \sqrt{x^* x} \quad (3.22)$$

Cette notion de norme $\mathcal{L}_2$ peut être étendue aux fonctions vectorielles à variable temporelle ou complexe. Cette extension permettant d'introduire les notions de norme H_2 et H_∞ est définie dans la partie suivante.

b. Normes d'une fonction vectorielle

Les normes de fonctions vectorielles à variable complexe (Laplace) ou réelle (temps) sont considérées dans cette section. La fonction vectorielle est alors un vecteur de signaux temporels ou sa transformée de Laplace.

En considérant un espace S_2^d des fonctions vectorielles $X(p)$ de carré intégrable sur l'axe imaginaire de dimension d et de variable complexe p , alors la norme $\mathcal{L}_2$ est définie comme :

$$\|X\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega)^* X(j\omega) d\omega} < \infty \quad (3.23)$$

On appelle s_2^d le sous espace de S_2^d comprenant uniquement les fonctions analytiques dans $\mathbb{C}^+$. Pour les fonctions de cet espace on parle alors de norme H_2 .

En supposant que la fonction vectorielle $X(p)$ soit la transformée de Laplace de la fonction vectorielle temporelle $x(t) \in \mathbb{R}^+$ de même dimension, le théorème de Parseval permet alors de définir cette norme dans l'espace $\mathbb{R}^+$ telle que :

$$\begin{aligned} \|X\|_2 &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega)^* X(j\omega) d\omega} \\ &= \sqrt{\int_0^{\infty} x(t)^* x(t) dt} \\ &= \sqrt{\int_0^{\infty} \|x(t)\|_2^2 dt} \\ &= \|x\|_2 \end{aligned} \quad (3.24)$$

La norme de l'énergie du signal temporel $x(t)$ peut alors être exprimée avec la norme H_2 de $X(p)$. En considérant l'espace S_∞^d des fonctions vectorielles de dimension d à variables complexes et bornées sur l'axe des imaginaires, la norme $\mathcal{L}_\infty$ est définie comme :

$$\|X\|_\infty = \sup_{\omega} \|X(j\omega)\|_2 < +\infty \quad (3.25)$$

On appelle s_∞^d le sous espace de S_∞^d comprenant uniquement les fonctions analytiques dans $\mathbb{C}^+$. Pour les fonctions de cet espace on parle alors de norme H_∞ .

En considérant deux signaux temporels $e(t)$ défini sur $S_2^{d_e}$ et $w(t)$ est définie sur $S_2^{d_w}$. On définit alors le gain $\mathcal{L}_2$ de Q tel que :

$$K_{\mathcal{L}_2}(Q) = \sup_w \frac{\|e\|_2}{\|w\|_2} \quad (3.26)$$

Avec Q un opérateur donnant l'image de $w(t)$ sur $S_2^{d_w}$. $K_{\mathcal{L}_2}(Q)$ est alors le plus grand gain en énergie associé à l'opérateur Q .

Afin de pouvoir appliquer ces notions de normes à une matrice de transfert la notion de norme de d'une matrice est introduite dans la partie suivante.

c. Normes d'une matrice de transfert

Avec $\underline{\sigma}$ et $\bar{\sigma}$ les valeurs singulières minimum et maximum, on peut écrire pour $G(p) \in \mathbb{C}^{n_e \times n_w}$ un transfert asymptotiquement stable de $w \in \mathbb{R}^{n_w}$ vers $e \in \mathbb{R}^{n_e}$ (Bachelier, 2008) :

$$\underline{\sigma}(G(j\omega)) \leq \frac{\|e(j\omega)\|_2}{\|w(j\omega)\|_2} = \frac{\|G(j\omega)w(j\omega)\|_2}{\|w(j\omega)\|_2} \leq \bar{\sigma}(G(j\omega)) \quad (3.27)$$

La norme H_∞ de $G(p)$ est alors donnée par :

$$\begin{aligned} \|G\|_\infty &= \sup_{\omega} \|G(j\omega)\|_2 \\ &= \sup_{\omega} \bar{\sigma}(G(j\omega)) \end{aligned} \quad (3.28)$$

La norme H_∞ correspond au gain $\mathcal{L}_2$ du système, à savoir le plus grand gain possible entre l'énergie du signal d'entrée et l'énergie du signal de sortie telle que :

$$\begin{aligned} \|G\|_\infty &= \sup_{w \in H_2(t)^{n_w}} \frac{\|e\|_2}{\|w\|_2} \\ &= K_{\mathcal{L}_2}(p) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Cette notion de norme H_∞ permet alors de contraindre l'atténuation des signaux et peut être aussi bien appliquée en commande qu'en observation. La partie suivante concerne l'intégration de cette norme pour la synthèse d'observateur quasi-LPV par approche LMI dans le but d'atténuer l'impact du bruit sur l'erreur d'estimation.

1.3.3.2. Problème H_∞

En relation avec notre application, un bruit de mesure sur la sortie est ajouté au modèle Takagi-Sugeno précédent :

$$x(k+1) = \sum_{i=1}^r h_i(z(k)) \{A_i x(k) + B_i u(k)\} \quad (3.30)$$

$$y(k) = Cx(k) + Dw(k) \quad (3.31)$$

Afin de limiter l'impact du bruit $w(k)$ sur la sortie $y(k)$, il s'agit de minimiser la norme H_∞ du transfert bruit sur sortie tel que :

$$\|G_{wy}\|_\infty < \gamma^2 \quad (3.32)$$

L'observateur associé est le même que précédemment (P^{-1} est ajouté pour éviter d'introduire une congruence dans la preuve) :

$$\hat{x}(k+1) = \sum_{i=1}^r h_i(z(k)) \{ A_i \hat{x}(k) + B_i u(k) + P^{-1} L_i (y(k) - \hat{y}(k)) \} \quad (3.33)$$

$$\hat{y}(k) = C \hat{x}(k) \quad (3.34)$$

Où L_i sont les gains de l'observateur à déterminer de façon à garantir la convergence de l'erreur d'estimation $e(k) = x(k) - \hat{x}(k)$. La dynamique de convergence de l'erreur d'estimation est donnée par :

$$e(k+1) = \sum_{i=1}^r h_i(z(k)) (A_i - P^{-1} L_i C) e(k) - \sum_{i=1}^r h_i(z(k)) P^{-1} L_i D w(k) \quad (3.35)$$

Propriété : soit le système (3.35), s'il existe des matrices $P = P^T > 0$ et L_i telles que :

$$\begin{bmatrix} -\beta P & 0 & A_i^T P - C^T L_i^T & C^T \\ 0 & -\gamma I & -D^T L_i^T & -D^T \\ P A_i - L_i C & -L_i D & -P & 0 \\ C & -D & 0 & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad i=1, \dots, r \quad (3.36)$$

Alors le système (3.35) est asymptotiquement stable avec un decay rate β et la norme H_∞ est majorée par γ .

Preuve :

A partir de (3.35), la condition (3.12) est vérifiée si :

$$\begin{bmatrix} (*) P \sum_{i=1}^r h_i(z) (A_i - P^{-1} L_i C) - \beta P & (*) \\ - \left(\sum_{i=1}^r h_i(z) D^T L_i^T \right) \sum_{i=1}^r h_i(z) (A_i - P^{-1} L_i C) & \left(\sum_{i=1}^r h_i(z) D^T L_i^T \right) P^{-1} \left(\sum_{i=1}^r h_i(z) L_i D \right) \end{bmatrix} < 0 \quad (3.37)$$

Ou :

$$\begin{bmatrix} (*)P^{-1}\sum_{i=1}^r h_i(z)(PA_i - L_i C) - \beta P & (*) \\ -\left(\sum_{i=1}^r h_i(z)D^T L_i^T\right)P^{-1}\sum_{i=1}^r h_i(z)(PA_i - L_i C) & \left(\sum_{i=1}^r h_i(z)D^T L_i^T\right)P^{-1}\left(\sum_{i=1}^r h_i(z)L_i D\right) \end{bmatrix} < 0 \quad (3.38)$$

Pour introduire la contrainte sur la norme H_∞ on utilise alors (Boyd, El Ghaoui, Feron, & Balakrishnan, 1994) :

$$\Delta V(k) + \gamma^{-1} e_y(k)^T e_y(k) - \gamma w(k)^T w(k) \leq (\beta - 1)V(k) \quad (3.39)$$

Avec $e_y(k) = y(k) - \hat{y}(k)$ l'erreur de sortie. A l'aide de (3.38), on obtient pour (3.39)

$$(*)P^{-1}\left[\sum_{i=1}^r h_i(z)(PA_i - L_i C) \quad -\sum_{i=1}^r h_i(z)L_i D\right] + \begin{bmatrix} -\beta P + \gamma^{-1}C^T C & -\gamma^{-1}C^T D \\ -\gamma^{-1}D^T C & -\gamma I + \gamma^{-1}D^T D \end{bmatrix} \leq 0 \quad (3.40)$$

Ou en définissant $\Pi(z) = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^r h_i(z)(PA_i - L_i C) & -\sum_{i=1}^r h_i(z)L_i D \\ C & -D \end{bmatrix}$, (3.40) s'écrit directement :

$$\Pi(z)^T \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 \\ 0 & \gamma^{-1}I \end{bmatrix} \Pi(z) - \begin{bmatrix} \beta P & 0 \\ 0 & \gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (3.41)$$

En appliquant un complément de Schur à l'inégalité (3.41), il est facile de retrouver les conditions (3.36).

II. Observateur pour la transmission à double embrayage

II. 1. Modèle pour l'observateur

La synthèse d'un observateur basé sur le modèle de transmission à double embrayage, comme décrit dans le chapitre II, est étudiée dans ce qui suit.

Rappel de l'équation :

$$\begin{cases} J_{p_1} \cdot \dot{\omega}_{p_1}(t) = C_{e_1}(t) - f_{p_1} \cdot \omega_{p_1}(t) - q_1 \cdot (\lambda_{p_1 v} (q_1 \cdot \omega_{p_1}(t) - \omega_v(t)) + k_{p_1 v} \cdot \alpha_{p_1 v}(t)) \\ J_{p_2} \cdot \dot{\omega}_{p_2}(t) = C_{e_2}(t) - f_{p_2} \cdot \omega_{p_2}(t) - q_2 \cdot (\lambda_{p_2 v} (q_2 \cdot \omega_{p_2}(t) - \omega_v(t)) + k_{p_2 v} \cdot \alpha_{p_2 v}(t)) \\ \dot{\alpha}_{p_1 v}(t) = q_1 \cdot \omega_{p_1}(t) - \omega_v(t) \\ \dot{\alpha}_{p_2 v}(t) = q_2 \cdot \omega_{p_2}(t) - \omega_v(t) \end{cases} \quad (3.42)$$

Afin de découpler l'estimation des deux couples de chaque embrayage, les équations de chaque arbre sont considérées de manière indépendante, à savoir :

$$J_p \cdot \dot{\omega}_p(t) = C_e(t) - f_p \cdot \omega_p(t) - q \cdot \lambda_{pv} \cdot \dot{\alpha}_{pv}(t) - q \cdot k_{pv} \cdot \alpha_{pv}(t) \quad (3.43)$$

Il est alors possible d'obtenir la représentation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B_{C_e} \cdot C_e(t) + B_\alpha \begin{bmatrix} \alpha_{pv}(t) \\ \dot{\alpha}_{pv}(t) \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$y(t) = C \cdot x(t) \quad (3.45)$$

Avec $A = -\frac{f_p}{J_p}$; $B_{C_e} = \frac{1}{J_p}$ et $B_\alpha = \begin{bmatrix} \frac{-q \cdot k_{pv}}{J_p} \\ \frac{-q \cdot \lambda_{pv}}{J_p} \end{bmatrix}$. En considérant $\begin{bmatrix} \alpha_{pv}(t) \\ \dot{\alpha}_{pv}(t) \end{bmatrix}$ comme des entrées

mesurées, le système est observable.

II. 2. Calcul de la torsion des arbres par ajout de dents virtuelles

Afin de garantir un système observable, le vecteur $\begin{bmatrix} \alpha_{pv}(t) \\ \dot{\alpha}_{pv}(t) \end{bmatrix}$ est supposé mesuré. Or,

comme le montre Figure 45, la mesure de la torsion de l'arbre n'est pas directement accessible. En effet, la résolution des capteurs de vitesse ne permet pas de reconstruire la différence de position par une simple soustraction des positions angulaires. Pour cet exemple de calcul de torsion, la résolution des capteurs de vitesse est de :

- 30 dents/tour à savoir 0,2094 rad pour $\omega_{p_1}(t)$
- 40 dents/tour à savoir 0,1571 rad pour $\omega_{p_2}(t)$
- 35 dents/tour à savoir 0,1795 rad pour $\omega_v(t)$

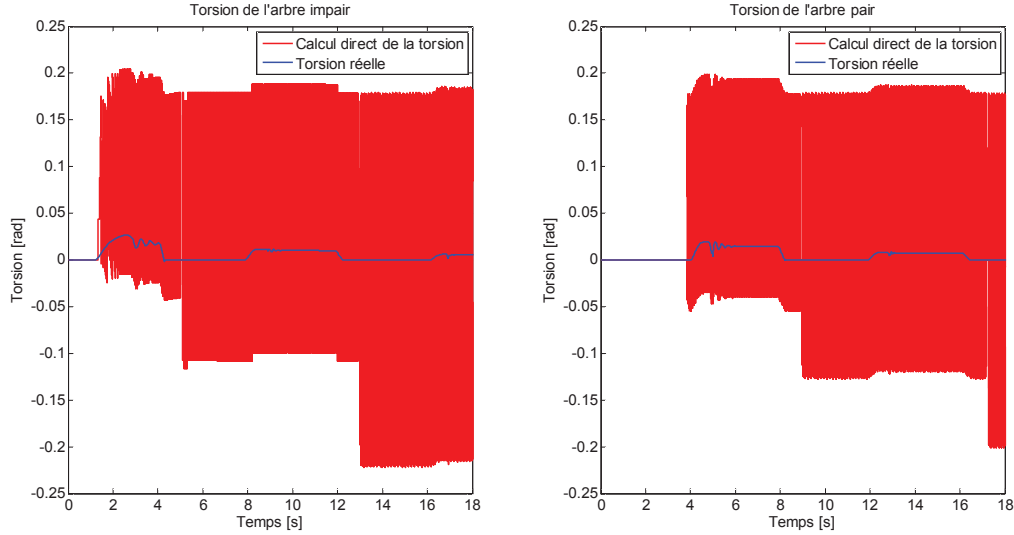


Figure 45 : Calcul direct de la torsion

Afin de résoudre ce problème, une méthode d'estimation de la torsion par ajout de dents « virtuelles » est proposée dans la partie suivante.

II. 3. Reconstruction de la torsion angulaire

Considérons les indices des dents des roues phoniques des capteurs de vitesses d'arbre primaire et d'arbre secondaire représentés sur la Figure 46.

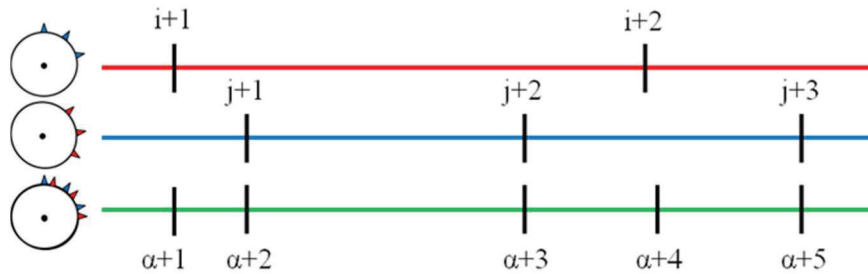


Figure 46 : Chronologie des pulses capteurs

Où :

- L'indice i représente la $i^{\text{ème}}$ dent passée du capteur de vitesse $\theta_p(i)$
- L'indice j représente la $j^{\text{ème}}$ dent passée du capteur de vitesse $\theta_v(j)$
- L'indice α représente la $\alpha^{\text{ème}}$ dent prise de façon séquentielle à partir des dents passées sur les 2 arbres ; cela revient donc à concaténer les 2 précédents indices

Le calcul direct de la torsion des arbres primaires est donné par :

$$\alpha_{pv}(\alpha+1) = \theta_p(\alpha+1) - \theta_v(\alpha+1) \quad (3.46)$$

Or, ce calcul n'est pas valide car d'une part, les capteurs ne sont jamais synchronisés et d'autre part à cause de la torsion. L'approximation suivante est alors réalisée :

$$\alpha_{pv}(\alpha+1) = \theta_p(\alpha+1) - \theta_v(\alpha) \quad (3.47)$$

Comme le montre la Figure 45, cette approximation génère une erreur plus importante que la valeur de la torsion elle-même. Pour pallier ce problème, nous avons proposé l'ajout de dents « virtuelles » dans le capteur de vitesse de l'arbre secondaire. L'idée est en même temps de synchroniser les pulses, ce qui est fait grâce à l'indice α et de considérer que si $\theta_p(\alpha+1)$ est connu au top $\alpha+1$, alors on peut facilement reconstruire une estimée de $\theta_v(\alpha+1)$, que l'on note $\tilde{\theta}_v(\alpha+1)$. Pour ce faire, à l'aide de la vitesse $\dot{\theta}_v(\alpha)$ on peut directement écrire :

$$\tilde{\theta}_v(\alpha+1) = \theta_v(\alpha) + \dot{\theta}_v(\alpha) \cdot (t(\alpha+1) - t(\alpha)) \quad (3.48)$$

A l'aide de cette estimée, une estimée de la torsion $\tilde{\alpha}_{pv}(\alpha+1)$ très fiable – puisque entre 2 dents sur l'arbre, la vitesse peut effectivement être considérée comme constante – est alors déterminée par :

$$\tilde{\alpha}_{pv}(\alpha+1) = \theta_p(\alpha+1) - \tilde{\theta}_v(\alpha+1) \quad (3.49)$$

En appliquant cette méthode d'estimation de la torsion à l'exemple précédent, le résultat Figure 47 est obtenu.

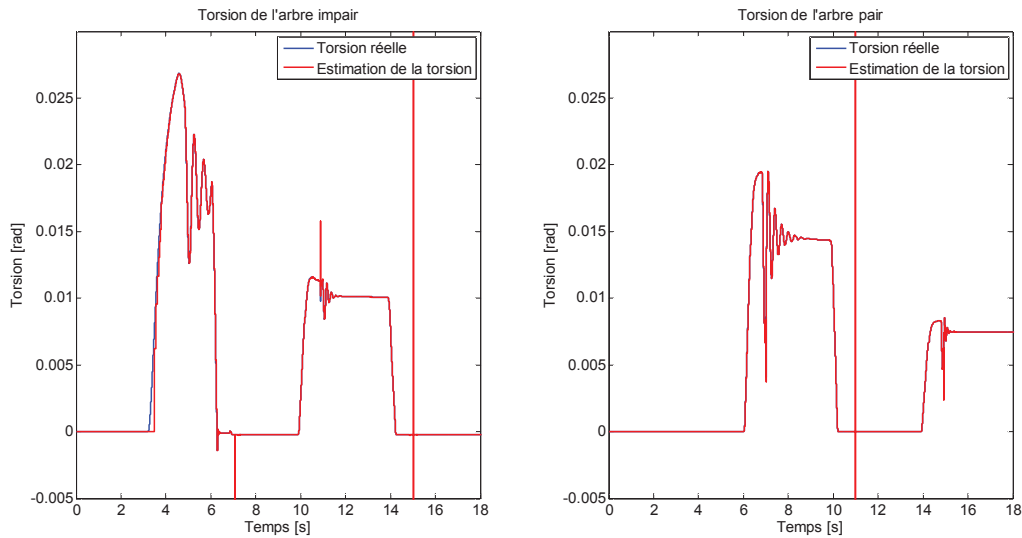


Figure 47: Calcul de la torsion des arbres avec l'ajout de dents virtuelles dans les capteurs

La méthode de calcul de torsion des arbres par ajout de dents virtuelles permet de reconstruire la torsion avec une bonne précision. Les sauts qui apparaissent aux instants 7 s, 11 s et 15 s sont dus à la plateforme de simulation Valeo mais ne représentent pas de phénomènes physiques. En effet, ils proviennent de la vitesse simulée du véhicule comme le montre la Figure 48. Ce défaut du simulateur se répercute alors sur le calcul de la torsion.

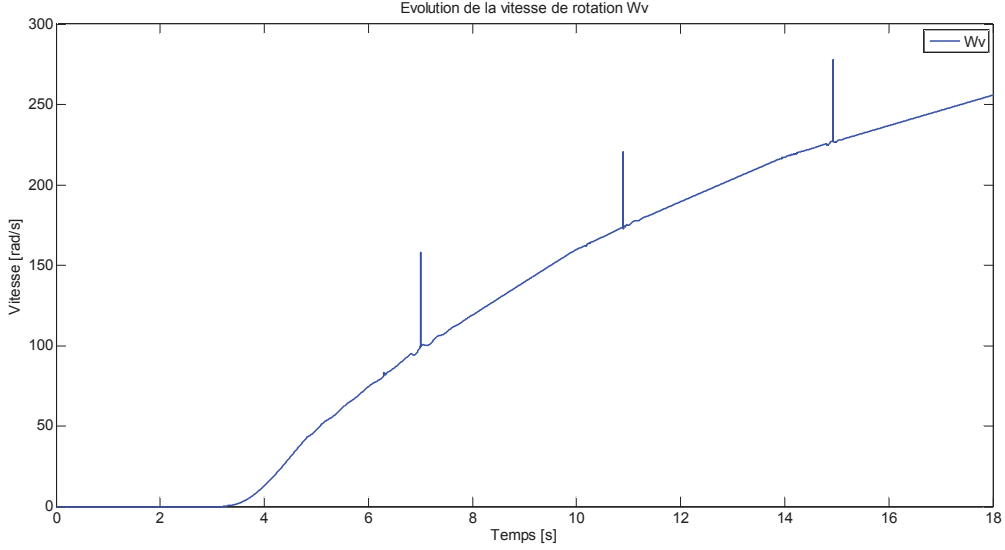


Figure 48 : Présence de sauts sur la vitesse véhicule

II. 4. Du domaine temporel vers le domaine angulaire

L'entrée de l'observateur décrite comme : $\begin{bmatrix} \tilde{\alpha}_{pv}(\alpha) \\ \dot{\tilde{\alpha}}_{pv}(\alpha) \end{bmatrix}$ est définie dans le domaine angulaire. L'idée est alors de synchroniser l'observateur et le calcul de la torsion en écrivant le modèle de l'observateur dans le domaine angulaire discret. Pour ce faire, l'équation dynamique (3.43) est réécrite en appliquant le changement de variable suivant :

$$\frac{dx}{d\theta} = \frac{dt}{d\theta} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{1}{\dot{\theta}} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (3.50)$$

Ce qui donne l'équation :

$$\frac{d\omega_p(\alpha)}{d\theta} = \frac{1}{\dot{\theta}} \cdot \frac{1}{J_p} \left(C_e(\alpha) - f_p \omega_p(\alpha) - q_{\sigma(\alpha)} \lambda_{pv} \dot{\alpha}_{pv}(\alpha) - q_{\sigma(\alpha)} k_{pv} \alpha_{pv}(\alpha) \right) \quad (3.51)$$

En utilisant une discrétisation du type Euler avec une période d'échantillonnage angulaire fixe Δ_θ , le modèle discret obtenu est de la forme :

$$\omega_p(\alpha+1) = \omega_p(\alpha) + \frac{\Delta_\theta}{J_p \dot{\theta}(\alpha)} \left(C_e(\alpha) - f_p \omega_p(\alpha) - q_{\sigma(\alpha)} \lambda_{pv} \dot{\alpha}_{pv}(\alpha) - q_{\sigma(\alpha)} k_{pv} \alpha_{pv}(\alpha) \right) \quad (3.52)$$

La période Δ_θ représente la résolution du capteur de référence. L'intérêt de cette représentation, déjà utilisée pour le moteur thermique dans (Kerkeni, 2011), est que la période d'échantillonnage est constante en angle, on peut donc traiter l'équation (3.52) avec les outils « classiques » présentés précédemment. On notera que cette équation représente un système à commutations en fonction du ratio de rapport de boîte $q_{\sigma(\alpha)}$ et $\sigma(\alpha) \in I_s$ avec s le nombre maximum de rapports.

II. 5. Observateur discret dans le domaine angulaire

Dans (3.52), on dispose de la mesure, ou de son estimée, de $\alpha_{pv}(\alpha)$ et de $\dot{\alpha}_{pv}(\alpha)$, le couple d'entrée $C_e(\alpha)$ étant inconnu. L'idée est donc de reconstruire ce couple en utilisant un observateur d'état à entrée inconnue. On suppose qu'une dynamique du 2^{ème} ordre est suffisante pour reconstruire son évolution, i.e. on écrit que sa dynamique correspond à $(z-1)^2 C_e(\alpha) \approx 0$. De cette manière le vecteur d'état du système augmenté dans le domaine angulaire est $x(\alpha) = [\omega_p(\alpha) \ C_e(\alpha) \ C_e(\alpha+1)]^T$ et (3.52) se réécrit :

$$\begin{cases} x(\alpha+1) = A_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha))x(\alpha) + B_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) \begin{bmatrix} \tilde{\alpha}_{pv}(\alpha) \\ \dot{\tilde{\alpha}}_{pv}(\alpha) \end{bmatrix}^T, & \sigma(\alpha) \in I_s \\ y(\alpha) = [1 \ 0 \ 0]x(\alpha) + Gw(\alpha) \end{cases} \quad (3.53)$$

- $w(\alpha)$ représente le bruit de mesure.
- $\sigma(\alpha) \in I_s$ représente la loi de passage de rapport (ramenée en angle) et S le nombre maximum de rapports

- La matrice d'état $A_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) = \begin{bmatrix} 1 - f_p \cdot f_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) & f_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 2 \end{bmatrix}$
- La matrice d'entrée $B_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) = \begin{bmatrix} -q_{\sigma(\alpha)} \cdot K \cdot f_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) & -q_{\sigma(\alpha)} \cdot \lambda \cdot f_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$

et :

$$f_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) = \frac{\Delta_\theta}{\dot{\theta}(\alpha) J_p} \quad (3.54)$$

Même si cette dernière expression ne dépend pas explicitement du ratio de boîte, il est intéressant de la rendre dépendante de ce dernier car les bornes de $\dot{\theta}(\alpha)$ sont différentes en fonction du rapport, on peut donc réduire le secteur non linéaire obtenu de façon particulière pour chaque rapport. Effectivement, pour chaque $\sigma(\alpha) \in I_s$, on considère que la non linéarité est bornée de façon différente $f_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) \in [\underline{f}_{\sigma(\alpha)}, \bar{f}_{\sigma(\alpha)}]$. On peut donc écrire le secteur non linéaire :

$$\begin{aligned}
f_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) &= \frac{\bar{f}_{\sigma(\alpha)} - f_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha))}{\bar{f}_{\sigma(\alpha)} - \underline{f}_{\sigma(\alpha)}} \cdot \underline{f}_{\sigma(\alpha)} + \frac{f_{\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) - \underline{f}_{\sigma(\alpha)}}{\bar{f}_{\sigma(\alpha)} - \underline{f}_{\sigma(\alpha)}} \cdot \bar{f}_{\sigma(\alpha)} \\
&= h_{1\sigma(\alpha)} \cdot \underline{f}_{\sigma(\alpha)} + h_{2\sigma(\alpha)} \cdot \bar{f}_{\sigma(\alpha)}
\end{aligned} \tag{3.55}$$

On obtient le modèle Takagi-Sugeno suivant :

$$\begin{cases} x(\alpha+1) = \sum_{i=1}^r h_{i\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}(\alpha)) (A_{i\sigma(\alpha)}x(\alpha) + B_{i\sigma(\alpha)}u(\alpha)) \\ y(\alpha) = Cx(\alpha) + Gw(\alpha) \end{cases}, \quad \sigma(\alpha) \in I_s \tag{3.56}$$

Les matrices sont données par :

$$\begin{aligned}
- \quad A_{1\sigma(\alpha)} &= \begin{bmatrix} 1 - f_p \cdot \underline{f}_{\sigma(\alpha)} & \underline{f}_{\sigma(\alpha)} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 2 \end{bmatrix} \text{ et } B_{1\sigma(\alpha)} = \begin{bmatrix} -q_{\sigma(\alpha)} \cdot K \cdot \underline{f}_{\sigma(\alpha)} & -q_{\sigma(\alpha)} \cdot \lambda \cdot \underline{f}_{\sigma(\alpha)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\
- \quad A_{2\sigma(\alpha)} &= \begin{bmatrix} 1 - f_p \cdot \bar{f}_{\sigma(\alpha)} & \bar{f}_{\sigma(\alpha)} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 2 \end{bmatrix} \text{ et } B_{2\sigma(\alpha)} = \begin{bmatrix} -q_{\sigma(\alpha)} \cdot K \cdot \bar{f}_{\sigma(\alpha)} & -q_{\sigma(\alpha)} \cdot \lambda \cdot \bar{f}_{\sigma(\alpha)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

L'observateur suivant, basé sur le modèle (3.56) est alors introduit :

$$\begin{cases} \hat{x}(\alpha+1) = \sum_{i=1}^r h_{i\sigma(\alpha)}(\dot{\theta}_v(\alpha)) (A_{i\sigma(\alpha)}\hat{x}(\alpha) + B_{i\sigma(\alpha)}u(\alpha) + L_{i\sigma(\alpha)}(y(\alpha) - \hat{y}(\alpha))) \\ \hat{y}(\alpha) = C \cdot \hat{x}(\alpha) \\ \sigma(\alpha) \in I_s \end{cases} \tag{3.57}$$

Avec les gains L_{ij} , $i = 1, \dots, r$, $j = 1, \dots, s$ de l'observateur qui garantissent la convergence de l'erreur d'estimation $e(\alpha) = x(\alpha) - \hat{x}(\alpha)$.

La synthèse de l'observateur est réalisée à partir des mêmes outils que ceux utilisés pour obtenir les conditions LMI (3.20) et (3.36). Les gains de l'observateur sont alors obtenus en résolvant les contraintes LMI :

$$\begin{bmatrix} -\beta P & 0 & A_{ij}^T P - C^T L_{ij}^T & C^T \\ 0 & -\gamma I & -D^T L_{ij}^T & -D^T \\ P A_{ij} - L_{ij} C & -L_{ij} D & -P & 0 \\ C & -D & 0 & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad i = 1, \dots, r, \quad j = 1, \dots, s \tag{3.58}$$

II. 6. Résultats de l'observateur de couple sur la plateforme de simulation

La méthodologie développée précédemment a été appliquée sur chacun des arbres primaires. Les paramètres obtenus lors de la résolution du problème LMI (3.58) sont résumés dans les tableaux qui suivent. Il est à noter que le paramètre β a été fixé et γ minimisé.

β	γ	L_{11}	L_{12}	L_{31}	L_{32}	L_{51}	L_{52}	L_{71}	L_{72}
0,97	0,81	$\begin{bmatrix} 1,20 \\ 0,26 \\ 0,26 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 2,82 \\ 0,26 \\ 0,26 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,08 \\ 0,26 \\ 0,26 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,47 \\ 0,26 \\ 0,26 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,05 \\ 0,26 \\ 0,26 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,25 \\ 0,26 \\ 0,26 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,03 \\ 0,26 \\ 0,26 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,18 \\ 0,26 \\ 0,26 \end{bmatrix}$

Tableau 8 : Paramètres de l'observateur de couple embrayage impair

β	γ	L_{21}	L_{22}	L_{41}	L_{42}	L_{61}	L_{62}
0,97	0,11	$\begin{bmatrix} 1,31 \\ 0,27 \\ 0,27 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,95 \\ 0,27 \\ 0,28 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,23 \\ 0,27 \\ 0,27 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,51 \\ 0,27 \\ 0,27 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,21 \\ 0,27 \\ 0,27 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1,39 \\ 0,27 \\ 0,27 \end{bmatrix}$

Tableau 9 : Paramètres de l'observateur de couple embrayage pair

Les gains ainsi calculés sont utilisés dans le simulateur Valeo pour réaliser l'estimation des couples de chaque embrayage dans le cas d'un double embrayage en gardant les résolutions de capteurs présentées en partie II.2. L'illustration des résultats de simulation est proposée sur la Figure 49.

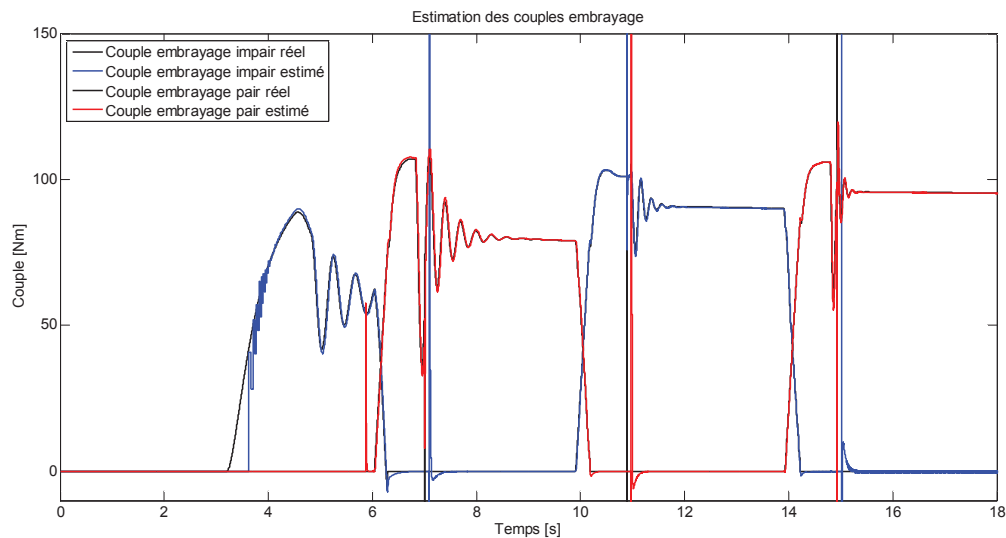


Figure 49 : Estimation des couples embrayage

Les couples de chacun des embrayages sont estimés avec une bonne précision, y compris lors des phases de croisement comme le montrent les Figure 50 à Figure 52.

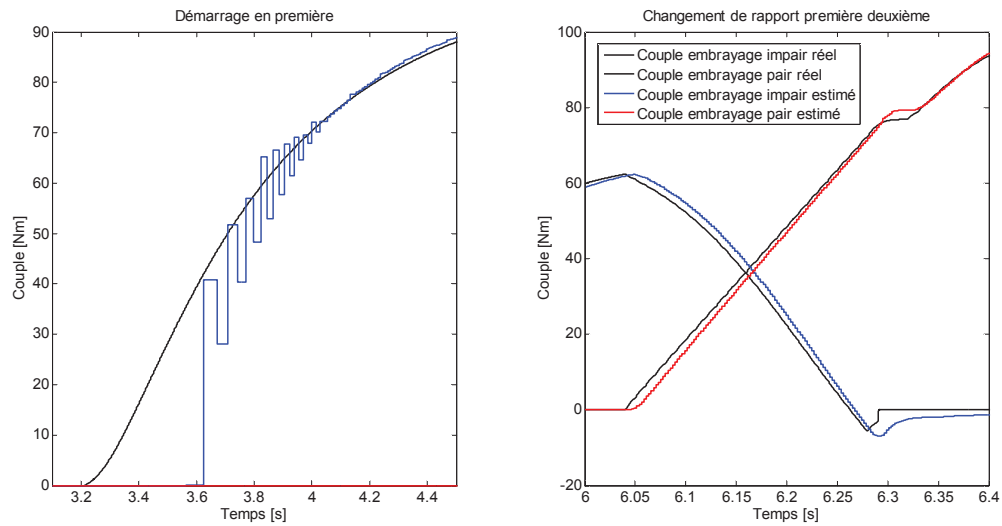


Figure 50 : Estimation des couples embrayage : démarrage en première & passage première/deuxième

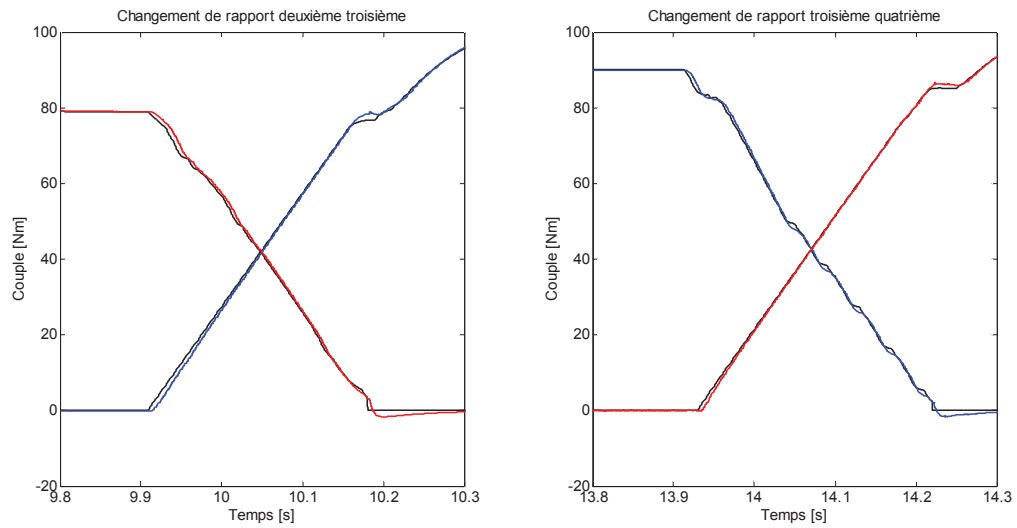


Figure 51 : Estimation des couples embrayage : passage deuxième/troisième & troisième/quatrième

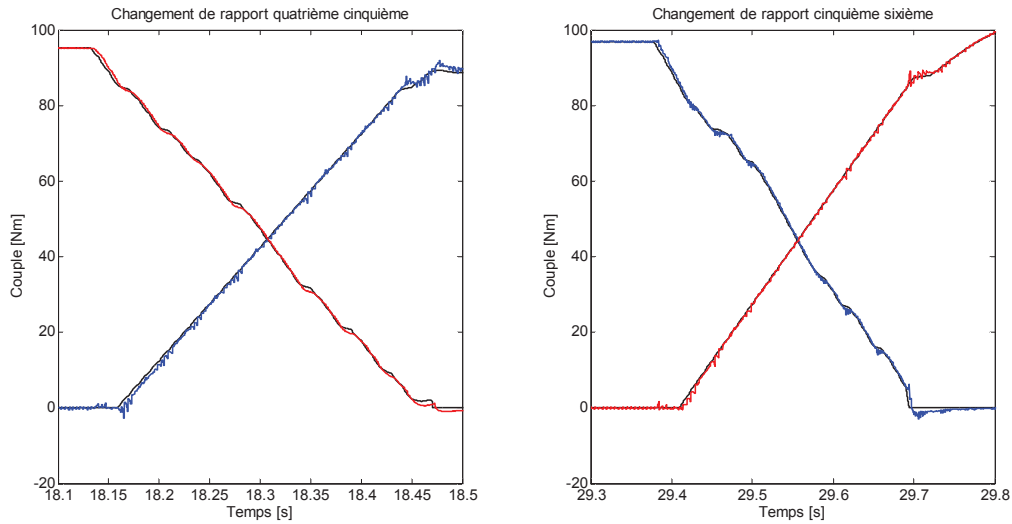


Figure 52 : Estimation des couples embrayage : passage quatrième/cinquième & cinquième/sixième

L'estimation des couples embrayages lors des changements de rapport est assurée par l'observateur. La précision de l'estimation dépend de la richesse du signal issue du capteur, c'est pourquoi la précision de l'estimation est proportionnelle à la vitesse. L'estimation du couple lors de la phase de démarrage en première Figure 50 n'est pas effective dès le démarrage. On remarque Figure 53 que le premier calcul de la torsion n'a lieu que 400 ms après le démarrage. En effet, il n'est pas possible de calculer la torsion de l'arbre plus tôt car les capteurs ne renvoient pas d'informations de position avant. De plus, la vitesse $\dot{\theta}_v(\alpha)$ de la fonction non linéaire (3.54) minimum utilisée pour le calcul des fonctions d'appartenances et des sous-systèmes (3.55) est choisie égale à 10 rad/s pour des raisons de faisabilité du problème LMI avec des performances raisonnables. Ce réglage corrélé avec la Figure 54 explique l'oscillation présente au démarrage et son atténuation progressive lorsque la vitesse véhicule franchie les 10 rad/s.

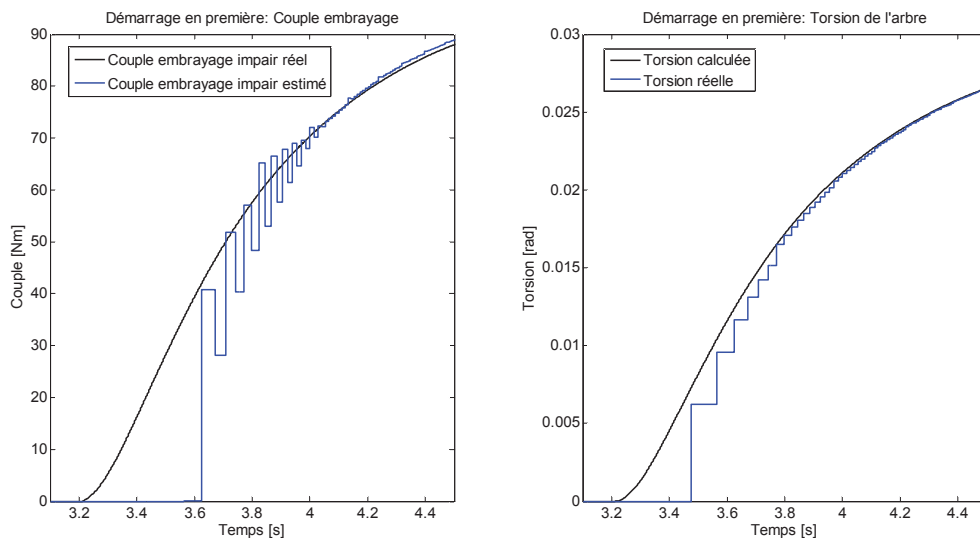


Figure 53 : Démarrage en première : Estimation du couple embrayage & Estimation de la torsion de l'arbre

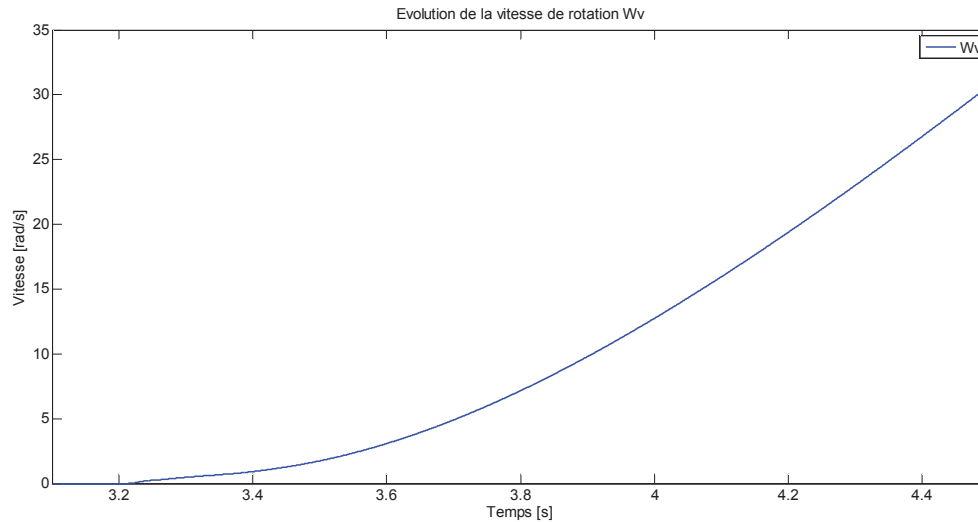


Figure 54 : Vitesse véhicule au moment du démarrage

La partie suivante s'intéresse à la comparaison entre l'observateur TS proposé et un observateur à grand gain continu-discret sur une application différente à savoir le double volant amortisseur. Des essais sont réalisés en simulation et sur des données temps-réel.

III. Comparaison entre l'observateur TS discret angulaire et un observateur à grand gain continu-discret : application au double volant amortisseur.

Cette comparaison permet de situer les performances et les propriétés de robustesse de l'observateur développé par rapport une méthodologie récente (Fall, 2015) considérant un procédé continu avec des mesures sur la sortie à période d'échantillonnage variable.

L'application considérée est un double volant amortisseur Valeo pour lequel nous disposons de toutes les informations mesurées nécessaires pour faire fonctionner la méthodologie d'observation développée dans le cas précédent. Cet organe placé entre le moteur et l'embrayage a pour but de filtrer les acyclismes du moteur thermique via la présence d'inerties et d'amortisseurs. Il présente donc une torsion angulaire à partir de laquelle le couple moteur instantané ainsi que le couple embrayage peuvent être estimés en utilisant la méthode développée dans les paragraphes précédents.

III. 1. Modélisation du double volant amortisseur

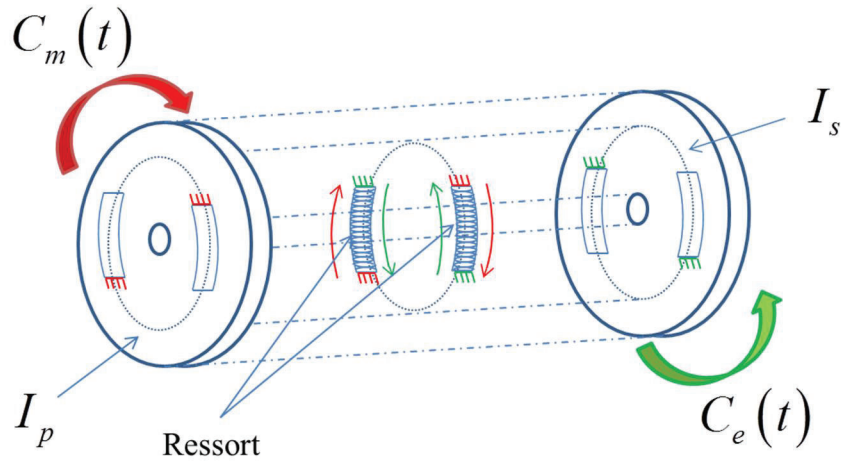


Figure 55 : Schéma mécanique du double volant amortisseur

La description du système est représentée sur le schéma de la Figure 55 où les différents éléments constituant le double volant amortisseur sont montrés en vue « éclatée ». Un jeu de ressorts, une inertie primaire I_p et une secondaire I_s y sont présents. Le couple moteur est appliqué sur l'inertie primaire et le couple embrayage est quant à lui appliqué sur l'inertie secondaire. La torsion des ressorts placés entre est donc proportionnelle à ces deux couples. Les équations mécaniques du système sont :

$$I_p \cdot \ddot{\theta}_p(t) = C_m(t) - K(\bullet) \cdot (\theta_p(t) - \theta_s(t)) \quad (3.59)$$

$$I_s \cdot \ddot{\theta}_s(t) = K(\bullet) \cdot (\theta_p(t) - \theta_s(t)) - C_e(t) \quad (3.60)$$

Où la raideur $K(\bullet)$ du jeu de ressort est variable comme le montre sa caractéristique Figure 56. La raideur présente une hystérésis de l'ordre de $\pm 15\%$ due au frottement sec des ressorts sur la paroi des volants d'inertie.

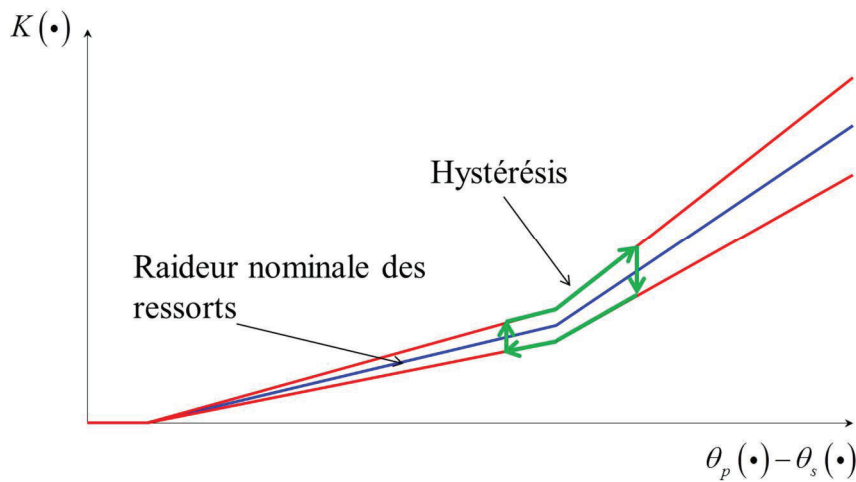


Figure 56 : Caractéristique de la raideur des ressorts du double volant amortisseur

La même méthodologie est alors appliquée à ce problème. Pour écrire l'observateur TS, qui dans ce contexte n'est plus à commutation (il n'y a plus de passage de rapports), les équations (3.59) et (3.60) sont réécrites dans le domaine angulaire suivant :

$$\dot{\theta}_p(\alpha+1) = \dot{\theta}_p(\alpha) + \frac{\Delta_\theta}{I_p \dot{\theta}(\alpha)} \left(C_m(\alpha) - K(\bullet) \cdot (\theta_p(\alpha) - \theta_s(\alpha)) \right) \quad (3.61)$$

$$\dot{\theta}_s(\alpha+1) = \dot{\theta}_s(\alpha) + \frac{\Delta_\theta}{I_s \dot{\theta}(\alpha)} \left(K(\bullet) \cdot (\theta_p(\alpha) - \theta_s(\alpha)) - C_e(\alpha) \right) \quad (3.62)$$

Pour cette application temps-réel, les capteurs incrémentaux sont placés aux niveaux des deux volants d'inerties. La résolution de ces capteurs est de :

- 119 *dents/tour* soit pour le capteur de vitesse du volant primaire
- 120 *dents/tour* soit 0.0524 *rad/s* pour le capteur de vitesse du volant secondaire

Les positions et vitesses angulaires des deux volants sont donc mesurées à la résolution des capteurs près. Les estimations de torsion et les vitesses recalculées sont comparées aux signaux obtenus hors ligne avec un logiciel de post-traitement utilisant des algorithmes acausaux. Ces signaux sont considérés comme les signaux « réels » de référence.

III. 2. Observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire

III. 2. 1. Synthèse de l'observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire

Dans cette partie, le capteur de l'arbre primaire est choisi comme capteur de référence pour réaliser le changement de variable du domaine de dérivation. On rappelle que les couples $C_m(\alpha)$ et $C_e(\alpha)$ sont inconnus et que pour permettre leur estimation on considère qu'une dynamique du 2^{ème} ordre est suffisante pour reconstruire leur évolution, i.e. $(z-1)^2 C_m(\alpha) \approx 0$ et $(z-1)^2 C_e(\alpha) \approx 0$. En appliquant la méthodologie présentée en partie II, le modèle Takagi-Sugeno équivalent obtenu est de la forme :

$$x(\alpha+1) = \sum_{i=1}^2 h_i(\dot{\theta}_p(\alpha)) (A_i x(\alpha) + B_i u(\alpha)) \quad (3.63)$$

$$y(\alpha) = Cx(\alpha) \quad (3.64)$$

Avec :

- les pondérations $h_1(\dot{\theta}_p(\alpha)) = \frac{\bar{f} - f(\dot{\theta}_p(k))}{\bar{f} - \underline{f}}$ et $h_2(\dot{\theta}_p(\alpha)) = 1 - h_1(\dot{\theta}_p(\alpha))$ où la fonction $f(\dot{\theta}_p(\alpha)) = \frac{\Delta\theta}{\dot{\theta}_p(\alpha)}$ représente la non linéarité bornée telle que $\underline{f} \leq f(\dot{\theta}_p(\alpha)) \leq \bar{f}$.

- Le vecteur d'état est $x(\alpha) = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_p(\alpha) \\ C_m(\alpha) \\ C_m(\alpha+1) \end{bmatrix}$, pour l'observateur de couple moteur et..

pour l'observateur de couple embrayage. Le signal d'entrée correspond à la torsion est tel que $u(k) = K \cdot (\theta_p(k) - \theta_s(k))$

- Les matrices d'états sont $A_1 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{f}{I_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 2 \end{bmatrix}$, $A_2 = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\bar{f}}{I_p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 2 \end{bmatrix}$ pour l'observateur de

couple moteur et $A_1 = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{f}{I_s} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 2 \end{bmatrix}$, $A_2 = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\bar{f}}{I_s} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 2 \end{bmatrix}$ pour l'observateur de couple

embrayage, les matrices d'entrée sont $B_1 = \begin{bmatrix} -\frac{f}{I_p} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ et $B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{\bar{f}}{I_p} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ pour l'observateur de

couple moteur et $B_1 = \begin{bmatrix} \frac{f}{I_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ et $B_2 = \begin{bmatrix} \frac{\bar{f}}{I_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ pour l'observateur de couple embrayage. La

matrice de sortie est $C = [1 \ 0 \ 0]$ pour les deux observateurs.

Pour des raisons de confidentialité des données avec Valeo, les paramètres de ces modèles ne sont pas fournis.

Les deux observateurs sont alors de la forme :

$$\hat{x}(\alpha+1) = \sum_{i=1}^2 h_i(\dot{\theta}_p(\alpha)) (A_i \hat{x}(\alpha) + B_i u(\alpha) + S_i (y(\alpha) - \hat{y}(\alpha))) \quad (3.65)$$

$$\hat{y}(\alpha) = C\hat{x}(\alpha) \quad (3.66)$$

Le résultat du problème LMI (3.36) donne alors les matrices suivantes :

β	γ	S_1	S_2
0,8	0,91	$\begin{bmatrix} 1,23 \\ 289,8 \\ 316,0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 2,79 \\ 290,0 \\ 316,0 \end{bmatrix}$

Tableau 10 : Paramètres de l'observateur de couple moteur

	γ	S_1	S_2
0,9	0,16	$\begin{bmatrix} 1,24 \\ -240 \\ -251 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 2,08 \\ -240 \\ -251 \end{bmatrix}$

Tableau 11 : Paramètres de l'observateur de couple embrayage

III. 2. 1. Résultats de simulation

Pour mettre en œuvre l'observateur des couples des arbres primaire et secondaire, il est nécessaire d'avoir l'information sur la torsion des ressorts du double volant amortisseur. Pour estimer cette dernière, la méthode de calcul de torsion par ajout de dents virtuelles est utilisée. Le résultat de simulation de l'estimation de la torsion est montré sur la Figure 57.

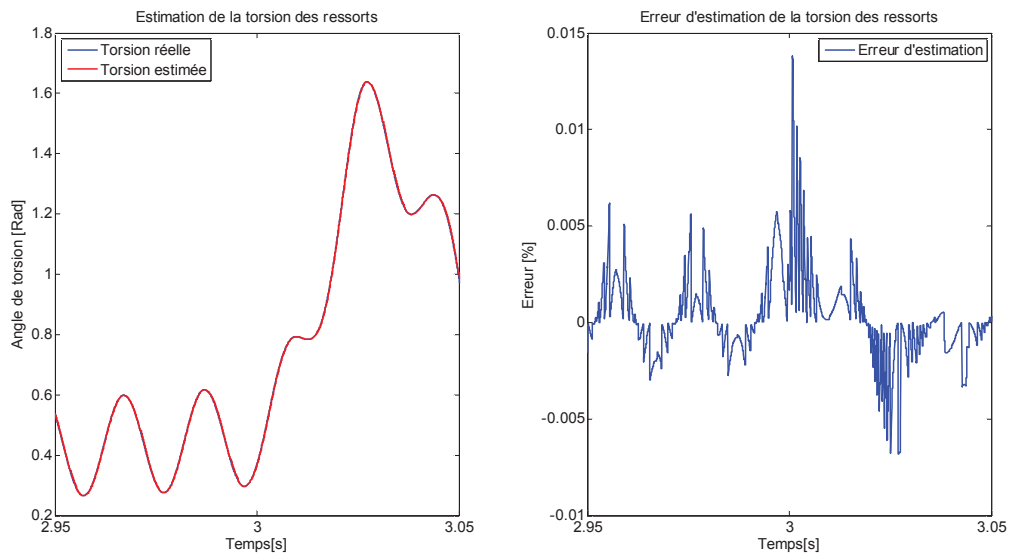


Figure 57 : Résultats de simulation de l'estimation de la torsion

La torsion étant parfaitement reconstruite, ce signal peut être utilisé en entrée des observateurs. Les résultats d'estimation de couple moteur et embrayage sont respectivement présentés Figure 58 et Figure 59.

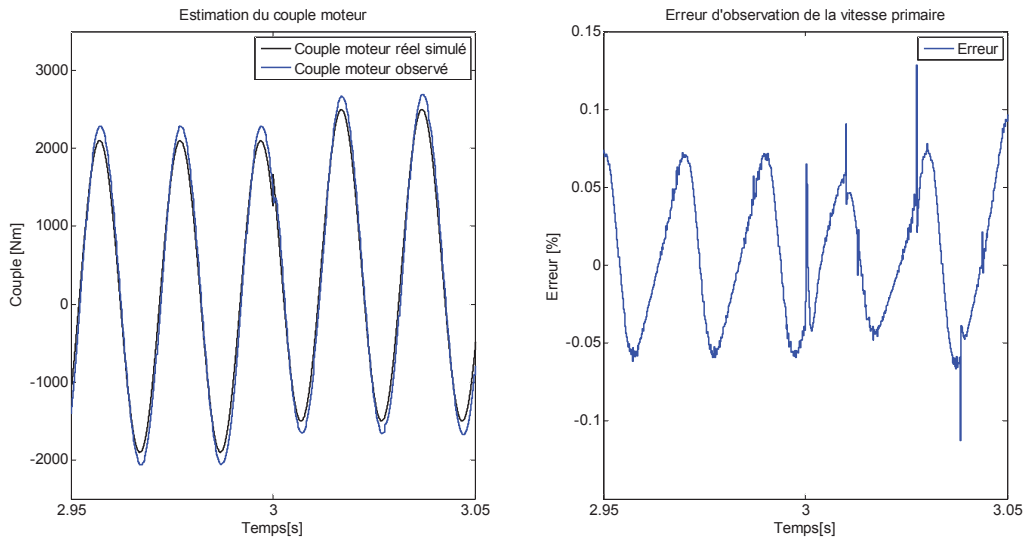


Figure 58 : Erreur d'estimation de la vitesse du volant primaire et estimation du couple moteur

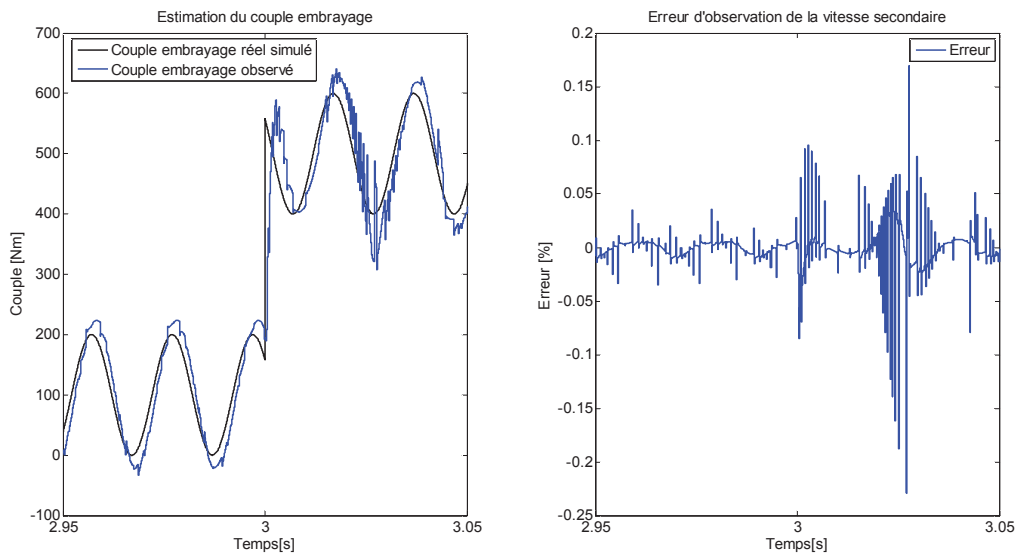


Figure 59 : Erreur d'estimation volant secondaire et estimation du couple embrayage

Le couple moteur et le couple embrayage sont bien estimés par l'observateur. La sinusoïde est reconstruite ainsi que la variation de couple moyen.

III. 2. 3. Résultats sur données réelles

Cette partie présente les résultats d'estimation de torsion angulaire et de couple obtenus sur des données temps réel de débattement du double volant amortisseur. L'essai proposé représente une accélération maximum depuis le régime de ralenti. Les résultats de cette partie ont donc été obtenus en régime transitoire avec un niveau d'acyclisme moteur élevé. Un diviseur de fréquence a été appliqué aux informations issues des capteurs afin de limiter l'impact du bruit sur les estimations. Ce diviseur de fréquence est choisie égale à 1500 Hz , ce qui représente la fréquence maximale des tops capteurs considérés. Au-delà de cette fréquence, les informations capteurs sont moyennées sur deux dents en ne considérant

qu'une dent sur deux. Si la fréquence atteint de nouveau la fréquence limite, la moyenne se fera alors sur trois dents, puis sur quatre dents, etc...

L'estimation de la torsion est ici comparée à la torsion calculée hors ligne avec un logiciel dédié utilisant des algorithmes de post-traitement non causaux. Un aperçu de la précision de l'estimation de la torsion est donné sur la Figure 60.

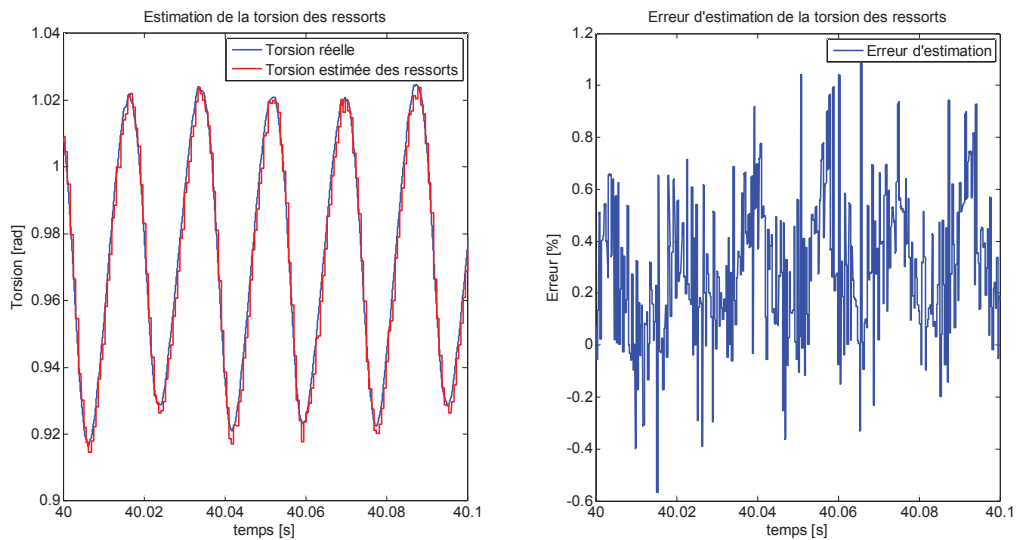


Figure 60: Estimation de la torsion des ressorts du double volant amortisseur

La méthode de calcul de torsion en ligne présente une précision quasi-équivalente à celle de l'algorithme acausal du logiciel de post-traitement (erreur inférieure à 1%). Cette torsion est alors considérée comme une entrée pour l'observateur des couples du moteur et de l'embrayage. Un aperçu de l'estimation des vitesses est donné sur la Figure 61 et les résultats d'estimation des couples du moteur et de l'embrayage sont montrés sur la Figure 62.

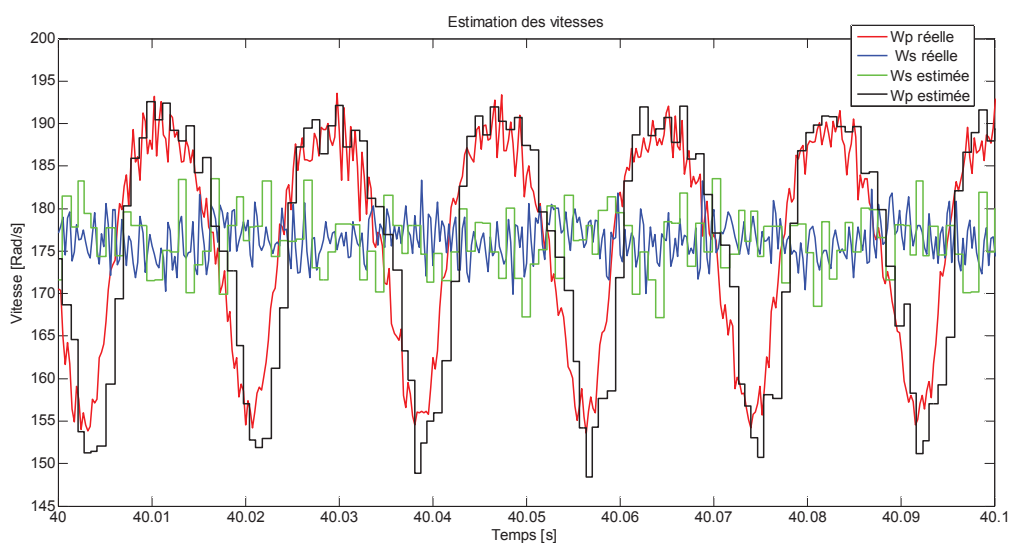


Figure 61 Estimation de la vitesse primaire et de la vitesse secondaire sur les données réelles

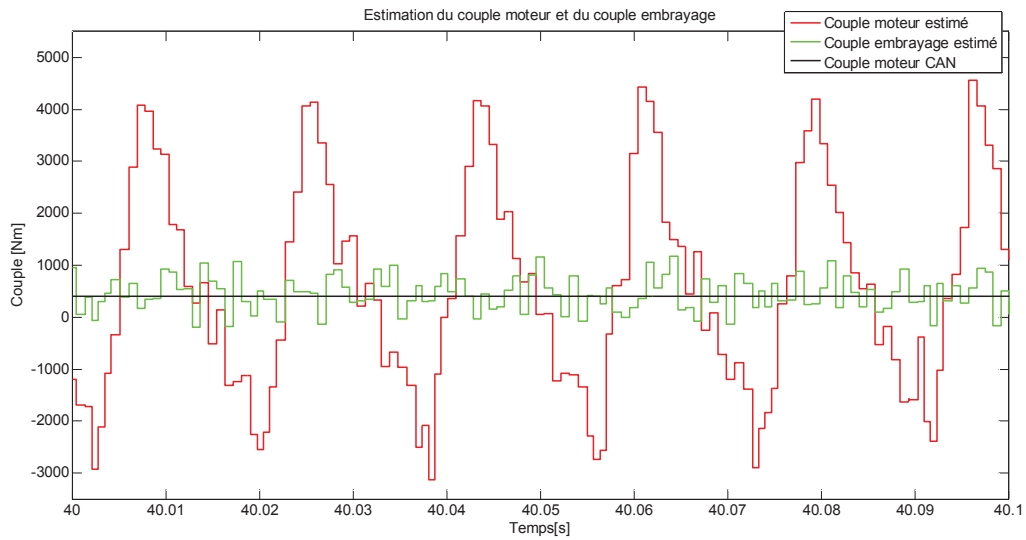


Figure 62: Estimation du couple moteur et du couple embrayages sur les données réelles

Ces estimations sont comparées à la seule information de couple disponible à savoir le couple moteur CAN. La méthodologie permet de retrouver alors le couple moteur instantané acyclique ainsi que le couple transmis par l’embrayage. Pour montrer la validité de l’approche, un deuxième point de fonctionnement à vitesse et couple plus faible est présenté sur la Figure 63.

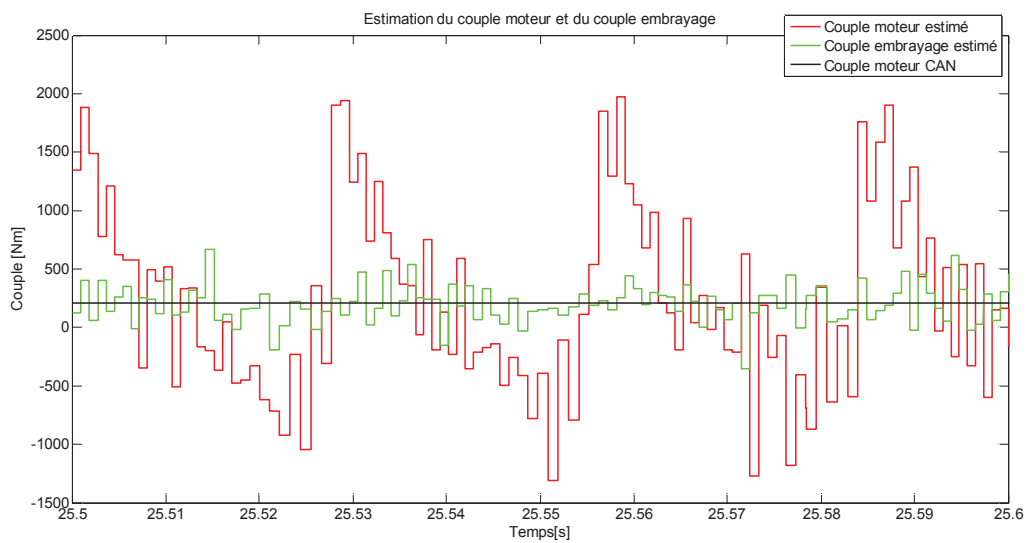


Figure 63 : Estimation du couples moteur et embrayage sur les données réelles pour un autre point de fonctionnement.

III. 3. Comparaison avec un observateur à grand gain continu-discret

Pour montrer l’intérêt de l’approche par rapport une méthodologie récente, les résultats présentés précédemment sont comparés à un observateur à grand gain continu-discret (Fall, 2015). Cette comparaison permet de situer les performances de l’observateur proposé par rapport à un autre observateur à période d’échantillonnage variable.

III. 3. 1. Synthèse de l'observateur à grand gain continu-discret

Cette partie résume brièvement l'approche développée dans les travaux (Fall, 2015). Pour ce faire, le système suivant est considéré :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \varphi(u(t), x(t)) \quad (3.67)$$

$$y(t_k) = Cx(t_k) \quad (3.68)$$

Avec :

- La matrice d'état $A = \begin{bmatrix} 0_p & I_p & 0_p & 0_p \\ \vdots & \ddots & I_p & \\ 0_p & & \ddots & \ddots & 0_p \\ 0_p & & & \ddots & I_p \\ 0_p & \dots & & 0_p & 0_p \end{bmatrix}$, et la matrice de sortie

$$C = [I_p \quad 0_p \quad \dots \quad 0]$$

- Le vecteur d'état $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est tel que $x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_1(t) \\ \vdots \\ x_q(t) \end{bmatrix}$ où les $x_j(t)$, $j = \{1, \dots, q\}$ sont des

blocs d'états.

- $\varphi(u(t), x(t))$ une fonction Lipschitzienne de l'entrée $u(t) \in \mathbb{R}^s$ et de l'état $x(t)$ telle

$$\text{que : } \varphi(u(t), x(t)) = \begin{bmatrix} \varphi_1(u(t), x_1(t)) \\ \varphi_2(u(t), x_1(t), x_2(t)) \\ \vdots \\ \varphi_{q-1}(u(t), x_1(t), x_2(t), \dots, x_{q-1}(t)) \\ \varphi_q(u(t), x(t)) \end{bmatrix}$$

- $y(t_k) \in \mathbb{R}^p$ est la sortie mesurée à l'instant k .

- L'indice k est tel que :

$$\tau_m \leq t_{k+1} - t_k \leq \tau_M \quad (3.69)$$

Où τ_m et τ_M sont respectivement la période d'échantillonnage minimum et maximum.

Le système (3.67) et (3.68) est présenté sous forme canonique uniformément observable (Naghshtabrizi, Hespanha, & Teel, 2008) où les états $x_j(t)$ sont tous de dimension p . La dimension totale du système est alors égale à $n = p \times q$.

Pour cette classe de système à période d'échantillonnage variable, l'observateur à grand gain continu-discret (Farza, M'Saad, Fall, Pigeon, Gehan, & Mosrati, 2004) est choisi de la forme :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + \varphi(u(t), \hat{x}(t)) - \beta \Theta_\beta^{-1} L F(t) (\hat{y}(t_k) - y(t_k)) \quad (3.70)$$

$$\hat{y}(t_k) = C\hat{x}(t_k) \quad (3.71)$$

Avec :

- L le gain de l'observateur choisi tel que la matrice $A-LC$ soit Hurwitz
- Θ_β est une matrice diagonale telle que :

$$\Theta_\beta = \text{diag} \left\{ I_p, \frac{1}{\beta} I_p, \dots, \frac{1}{\beta^{q-1}} I_p \right\} \quad (3.72)$$

Et $\beta \geq 1$.

- Et la fonction $F(t)$ représente la pondération de la partie correctrice de l'observateur en fonction de la récurrence des instants de mesure telle que :

$$F(t) = e^{-\beta L_1(t-t_k)} \quad (3.73)$$

On introduit alors deux observateurs sur la base suivante à partir de (3.59) (3.60) :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + \varphi(u(t)) - \beta \Theta_\beta^{-1} L F(t) (\hat{y}(t_k) - y(t_k)) \\ y(t_k) &= C\hat{x}(t_k) \end{aligned} \quad (3.74)$$

Avec :

- La matrice d'état $A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$, et la matrice de mesure $C = (1 \ 0 \ 0)$
- Les fonctions $\varphi(u(t)) = -\frac{K(\cdot) \cdot (\theta_p(\alpha) - \theta_s(\alpha))}{I_p}$ pour l'observateur de couple moteur et $\varphi(u(t)) = \frac{K(\cdot) \cdot (\theta_p(\alpha) - \theta_s(\alpha))}{I_s}$ pour l'observateur de couple embrayage
- La matrice $\Theta_\beta = \begin{pmatrix} \beta & 0 & 0 \\ 0 & \beta^2 & 0 \\ 0 & 0 & \beta^3 \end{pmatrix}$
- La fonction de pondération $\varphi(u(t))$ telle que $\varphi(u(t)) = K(\theta)\theta$
- Le gain L est choisi pour que la matrice $A-LC$ soit Hurwitz.

Le choix des variables retenu est le suivant : $L = \begin{bmatrix} 1,6 \cdot 10^3 \\ 6,9 \cdot 10^5 \\ 9 \cdot 10^7 \end{bmatrix}$ et $\beta = 2$. On remarque que le gain

L est très important, mais nous rappelons qu'il s'agit d'un observateur à grand gain.

III.3.2. Comparaison avec l'observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire

Une comparaison entre l'observateur continu-discret et l'observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire est proposée dans cette partie. Les propriétés de robustesse au bruit, aux erreurs de modélisation et à la résolution des capteurs des deux méthodes ont été évaluées en simulation. La comparaison a également été conduite sur les données temps réel bien que l'observateur à grand gain soit difficile à implémenter dans les conditions réelles à cause de sa dynamique continue à grand gain.

III.3.2.1. Résultats de simulation

a. Comparaison sur le système nominal

Une première comparaison entre les deux observateurs est donnée sur les Figure 64 et Figure 68.

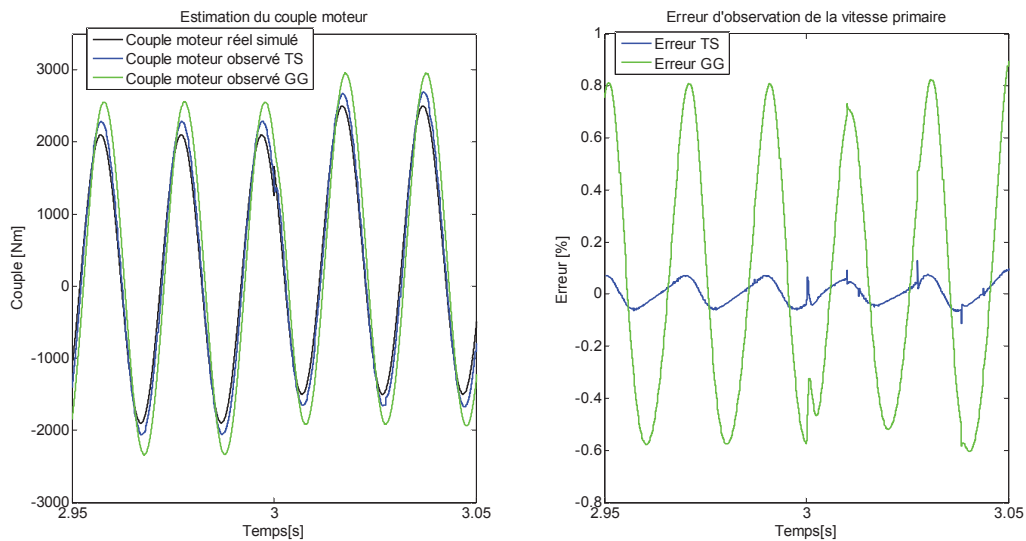


Figure 64 : Comparaison des deux observateurs sur l'estimation du couple moteur

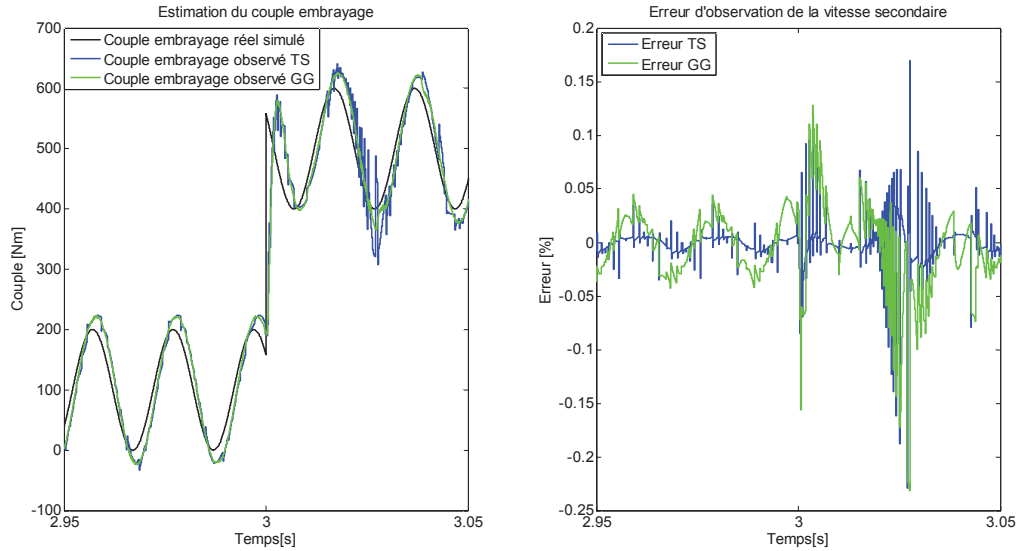


Figure 65 : Comparaison des deux observateurs sur l'estimation du couple embrayage

L'observateur Takagi-Sugeno rivalise avec l'observateur à grand gain sur la précision de l'estimation des couples.

b. Robustesse aux erreurs de modélisation

Les propriétés de robustesse aux erreurs de modélisation entre les deux observateurs sont comparées sur les Figure 66 à Figure 69. Pour étudier cette robustesse, une erreur de $\pm 30\%$ a été appliquée sur les valeurs des inerties.

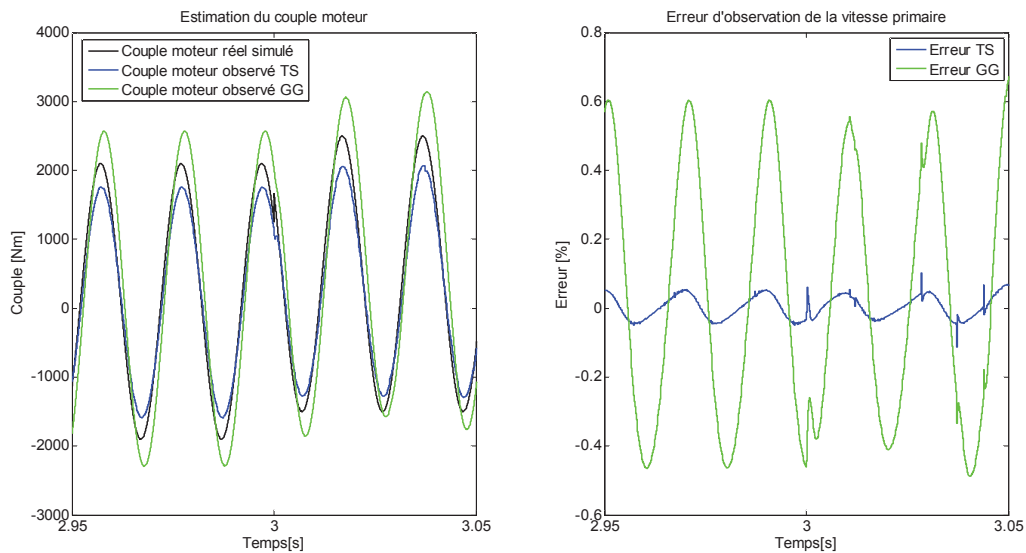


Figure 66 : Comparaison des deux observateurs sur l'estimation du couple moteur avec une erreur de $\pm 30\%$ sur les valeurs d'inerties.

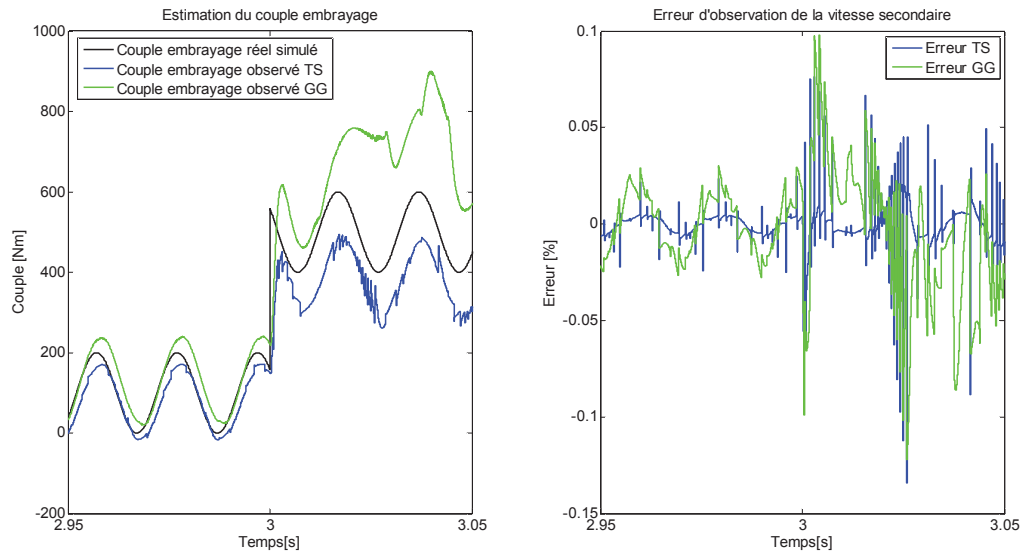


Figure 67 : Comparaison des deux observateurs sur l'estimation du couple embrayage avec une erreur de +30% sur les valeurs d'inerties.

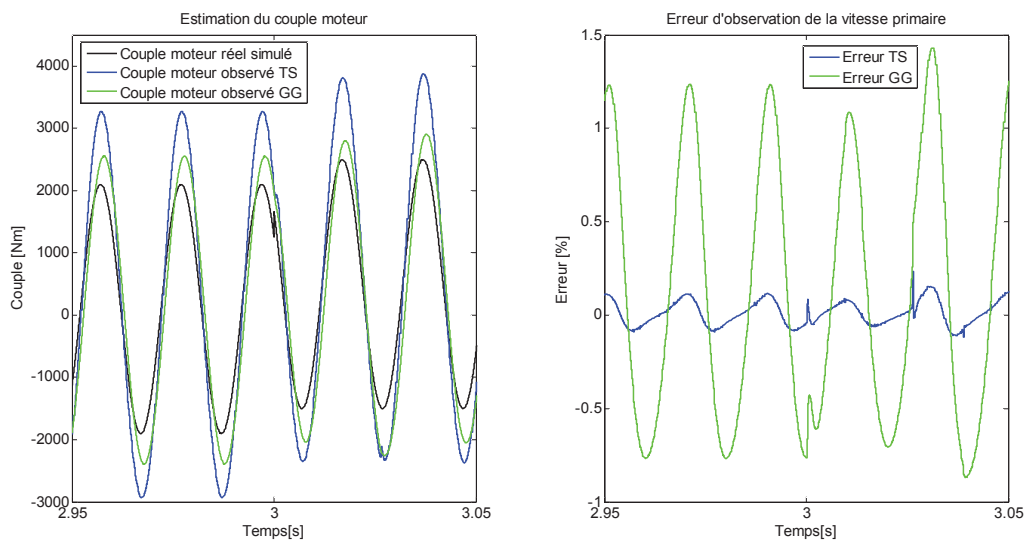


Figure 68 : Comparaison des deux observateurs sur l'estimation du couple moteur pour une erreur de -30% sur les valeurs d'inerties

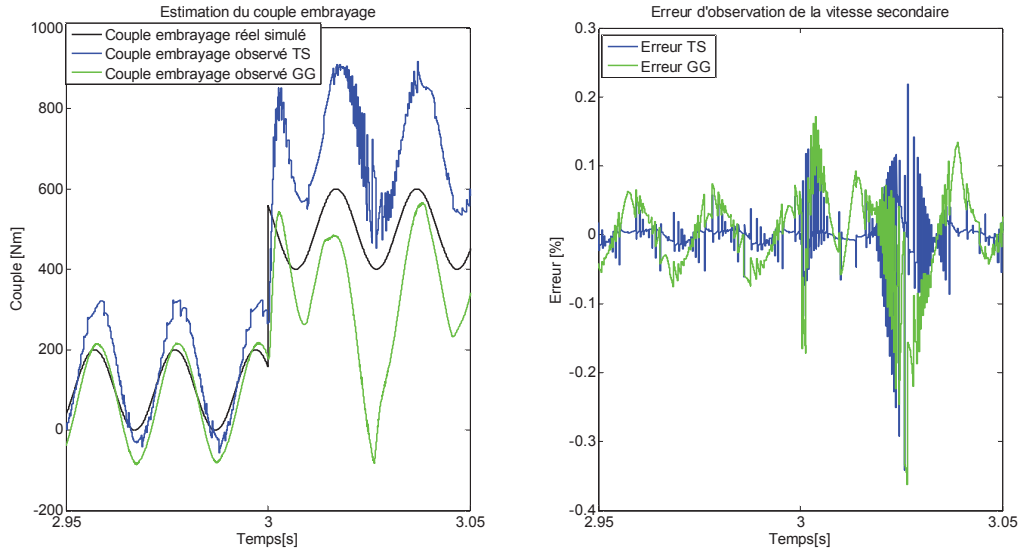


Figure 69 : Comparaison des deux observateurs sur l'estimation du couple embrayage pour une erreur de -30% sur les valeurs d'inerties

Les deux observateurs présentent de bonnes caractéristiques de robustesse aux erreurs de modélisation avec des comportements, qui peuvent être toutefois fortement différents.

c. Robustesse au bruit et à la résolution des capteurs

Afin d'étudier la robustesse au bruit des deux observateurs, un bruit blanc est injecté sur les mesures. Les résultats de simulation sont présentés sur les Figure 70 et Figure 71.

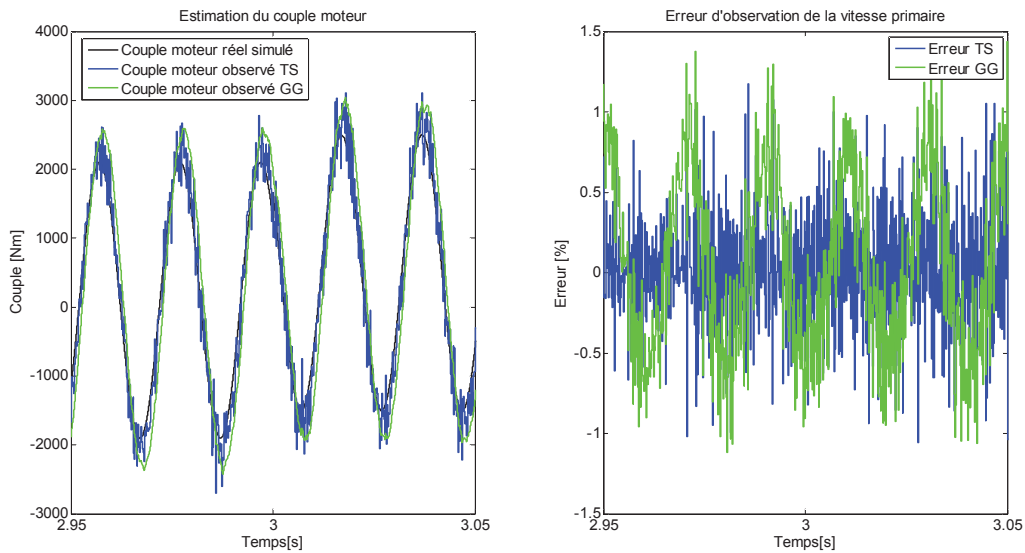


Figure 70 : Evaluation de la robustesse au bruit des deux observateurs sur l'estimation du couple moteur

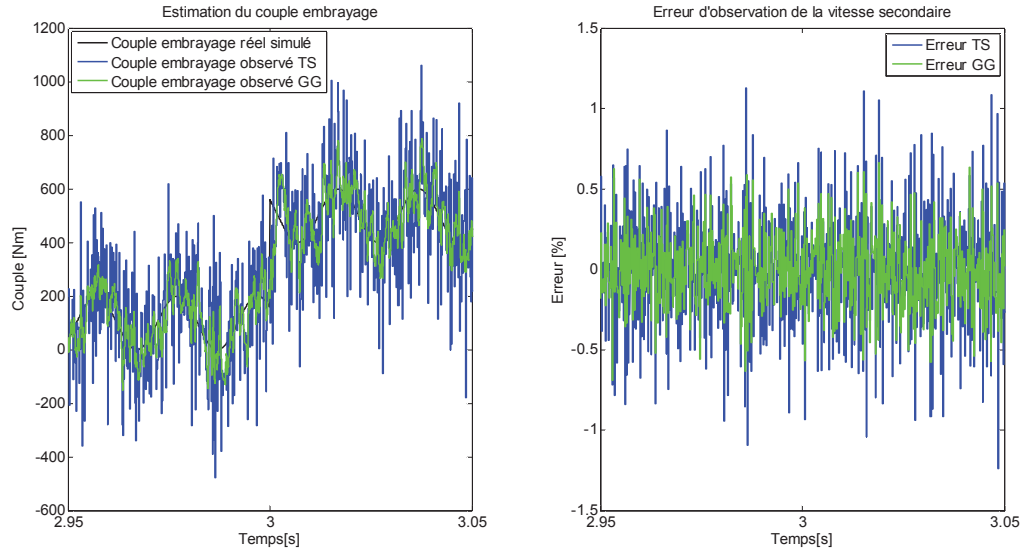


Figure 71 : Evaluation de la robustesse au bruit des deux observateurs sur l'estimation du couple embrayage

Le bruit a un impact non négligeable sur les résultats, afin de réduire son influence sur l'estimation des couples, on utilise un diviseur de fréquence tout comme dans l'application. Sur les Figure 72 et Figure 73, la résolution des capteurs est réduite à 30 *tops*/tour .

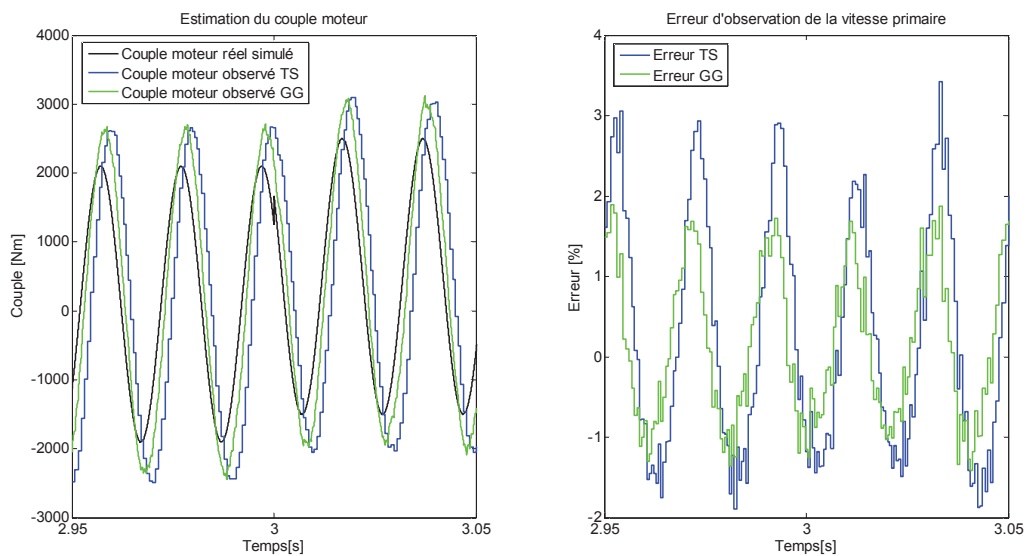


Figure 72 : Evaluation de la robustesse au bruit des deux observateurs sur l'estimation du couple moteur avec une résolution capteur de 30 *tops*/tour

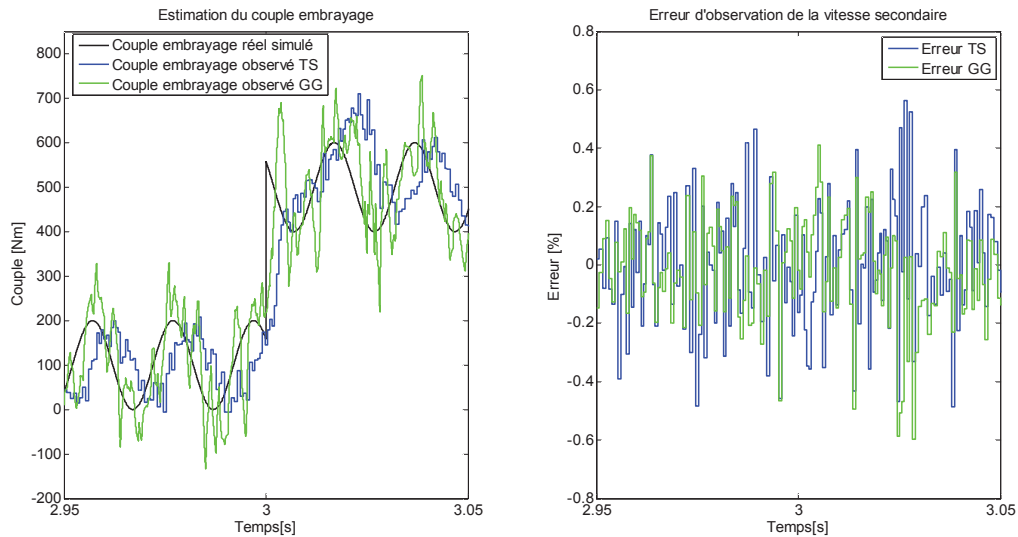


Figure 73 : Evaluation de la robustesse au bruit des deux observateur sur l'estimation du couple embrayage avec une résolution capteur de 30 tops/tour

La réduction du nombre de dents permet de filtrer efficacement l'impact du bruit sur l'estimation des couples. L'observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire présente alors un comportement similaire à l'observateur à grand gain continu-discret. Afin de confirmer ce comportement, sur les Figure 74 et Figure 75 la résolution des capteurs est réduite à 15 *tops/tour*.

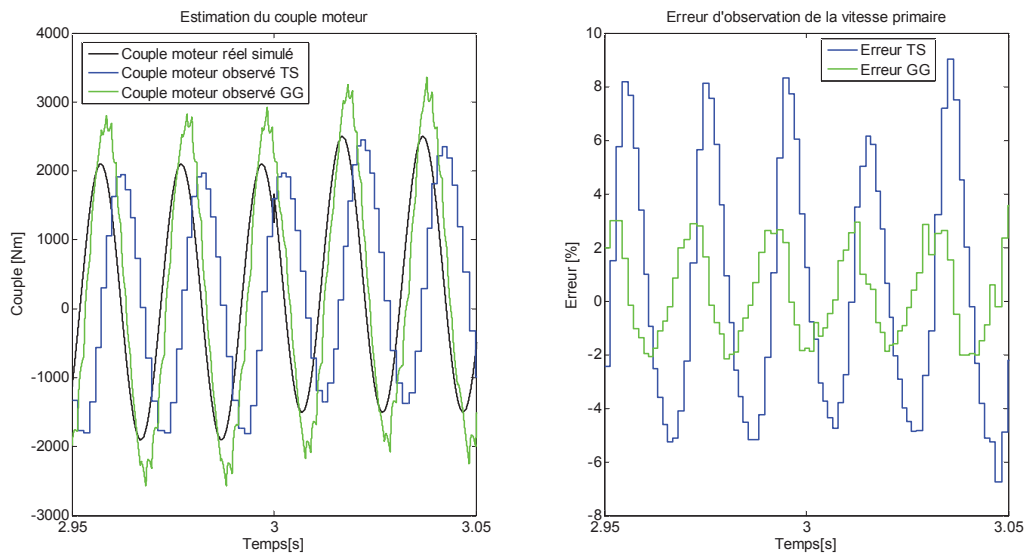


Figure 74 : Evaluation de la robustesse au bruit des deux observateurs sur l'estimation du couple moteur avec une résolution capteur de 15 tops/tour

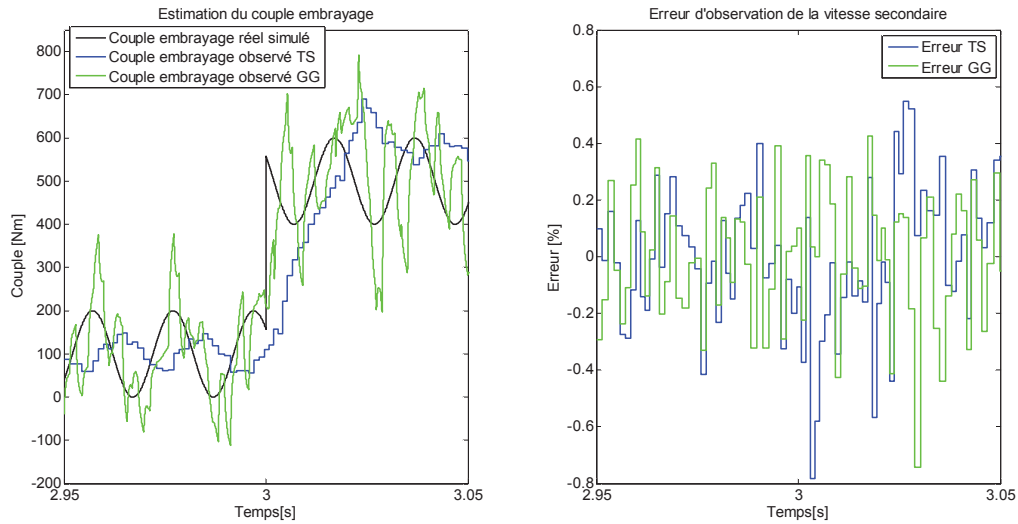


Figure 75 : Evaluation de la robustesse au bruit des deux observateurs sur l'estimation du couple embrayage avec une résolution de 15 tops/tour

L'observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire allié à un diviseur de fréquence offre une précision d'estimation des couples équivalente à celle de l'observateur à grand gain continu-discret.

III.3.2.2. Résultats sur données réelles

L'observateur à grand gain continu-discret est difficile à implémenter sur un calculateur de par sa nature continue, néanmoins une comparaison entre les deux procédés sur les données temps réel a été réalisée et présentée sur les Figure 76 à Figure 78.

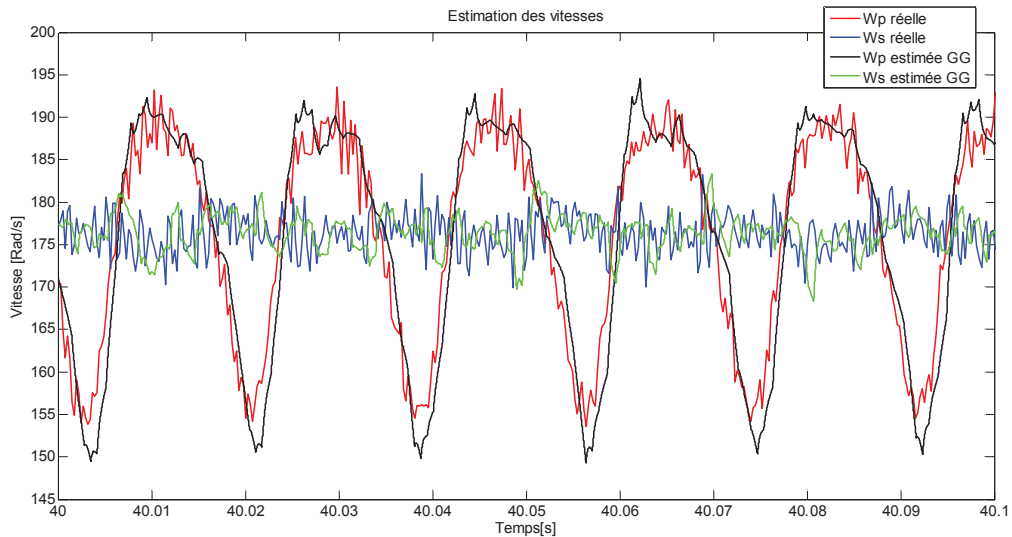


Figure 76 : Estimation de la vitesse primaire et de la vitesse secondaire par l'observateur à grand gain continu-discret sur les données réelles.

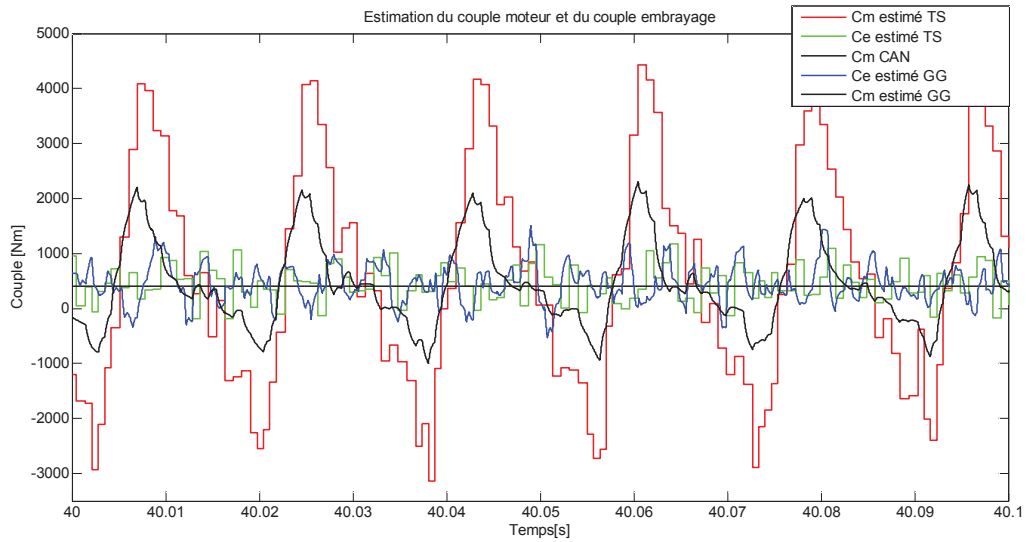


Figure 77 : Comparaison des estimations de couple entre l'observateur Takagi-Sugeno discrétisé en angle et l'observateur à grand gain continu-discret, premier exemple.

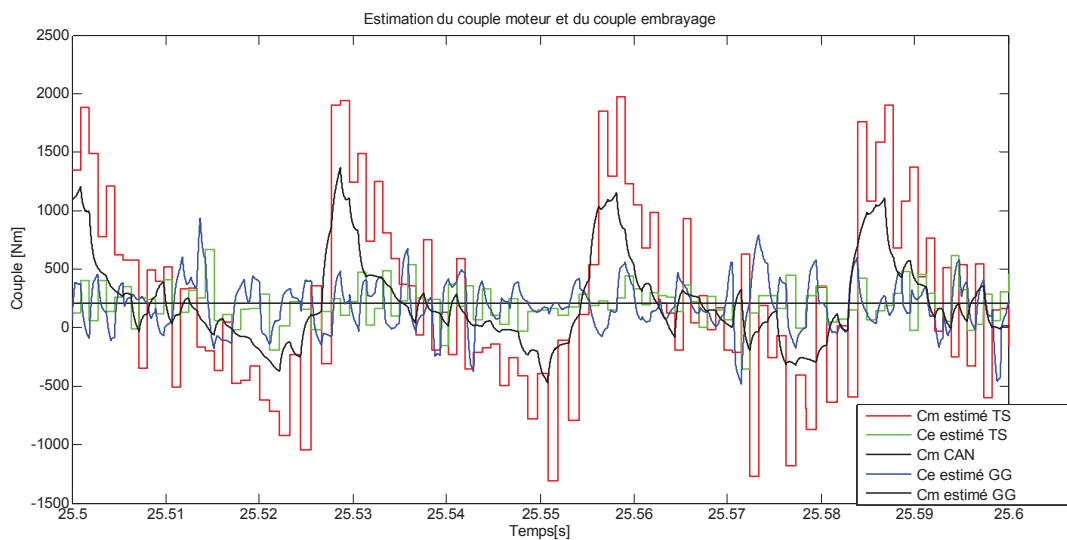


Figure 78 : Comparaison des estimations de couple entre l'observateur Takagi-Sugeno discrétisé en angle et l'observateur à grand gain continu-discret, deuxième exemple.

L'observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire a permis d'estimer le couple instantané et le couple embrayage sur des données réelles de débattement d'un double volant amortisseur. La comparaison avec une méthodologie éprouvée (observateur à grand gain) adaptée aux cas de mesures à pas d'échantillonnage variable (Fall, 2015) permet de valider l'approche proposée.

IV. Conclusion

Afin de répondre à la problématique d'estimation de couple dans une transmission automobile, des observateurs basés sur l'utilisation de modèle Takagi-Sugeno ont été développés. Deux applications ont été considérées. La première concernait l'estimation des couples embrayage dans une transmission à double embrayage pour laquelle un observateur TS discrétisé en angle et à commutations a été proposé. La méthodologie ainsi exploitée est originale puisqu'elle s'appuie sur une estimation en ligne de la torsion des arbres obtenue avec une méthode d'ajout de dents « virtuelles » dans les capteurs incrémentaux. La validation de l'estimation des couples embrayages, y compris en phase de croisement a été réalisée en simulation sur un modèle complet de véhicule.

La seconde application a consisté en une validation de l'approche proposée sur des données temps-réel sur une estimation de couple transmis dans un double volant amortisseur. Dans ce cas, l'observateur proposé a été confronté avec une approche récente de la littérature (Fall, 2015). La meilleure précision de l'estimation lorsque la qualité des mesures se dégrade met en évidence l'utilité de l'approche développée.

Pour conclure, l'adaptabilité à différentes applications d'estimation de couple, ainsi que le bon comportement vis-à-vis d'informations éparées, font de la méthodologie développée, une candidate à fort potentiel dans le cadre d'applications automobiles où des solutions à faible coût sont requises.

Chapitre 4 : Contrôle du glissement de l'embrayage

Le glissement contrôlé de l'embrayage est de façon générale mis à contribution lors des décollages (Serrarens, Dassen, & Steinbuch, 2004) (Taotao, Pingkang, & Guoming, 2013) du véhicule et lors des phases de changement de rapport (Kim, Yang, & Lee, 2003) afin d'optimiser la dissipation d'énergie tout en assurant des synchronisations douces entre la vitesse du moteur et celle de la boîte de vitesse. Mais, il est aussi possible de profiter du pouvoir de filtration de l'embrayage lors des phases de glissement dans le but d'atténuer les acyclismes provenant du moteur (Borsotto, 2008), (Szilassy & Engman, 2014) ; ou encore d'utiliser le micro-glissement de l'embrayage, de l'ordre de 5 rpm , pour permettre de mettre à jour la cartographie de couple embrayage. En effet, pour une vitesse de glissement très faible l'équation suivante est vérifiée : $C_e(t) \approx C_m(t)$, or lors des phases de glissement, l'égalité suivante est également vérifiée : $C_{ce}(t) = C_e(t)$. La cartographie peut alors être mise à jour à partir de l'information de couple moteur issue du calculateur du moteur.

Nos objectifs sont d'assurer ces différentes fonctions de filtration et de mise à jour de cartographie. Dans ce chapitre, une stratégie de contrôle du glissement de l'embrayage est proposée. Dans un premier temps, le cahier des charges contenant les spécifications en termes de performance et de robustesse ainsi que la plage de fonctionnement à couvrir est présenté. Ensuite, les deux parties suivantes sont consacrées à la synthèse du contrôleur; la première présente le modèle considéré pour le développement de la stratégie et la seconde concerne la méthodologie mise en place pour la synthèse du contrôleur en fonction du cahier des charges. Enfin, les deux dernières parties concernent les résultats de glissement contrôlé obtenus en simulation et sur véhicule.

I. Cahier des charges du glissement contrôlé

Le glissement contrôlé de l'embrayage a pour but, d'une part de filtrer les acyclismes moteur et d'autre part de mettre à jour en ligne la cartographie de capacité de couple embrayage en fonction de la position de l'actionneur d'embrayage. L'objectif est donc de synthétiser une brique technologique assurant le glissement contrôlé de l'embrayage sur l'ensemble de la plage de fonctionnement. Le cahier des charges suivant a été fixé par Valeo.

Les vitesses de glissement à garantir sont :

- De faibles vitesses de glissement de l'ordre de 5 à 15 rpm pour l'apprentissage de la cartographie d'embrayage.
- De hautes vitesses de glissement de l'ordre de 30 à 100 rpm pour le filtrage des acyclismes.

Suite à une analyse de la concurrence au sujet des désagréments potentiels du glissement contrôlé, un critère pour limiter l'envolée moteur, correspondant à une demande brutale de couple moteur de la part du conducteur lors d'une phase de glissement, doit être pris en compte sous la forme d'un objectif de rejet de perturbation :

- Il s'agit de limiter l'erreur entre la vitesse de glissement consigne et la vitesse de glissement réelle à -40 rpm lors d'une variation du couple moteur de l'ordre de 250 Nm/s pendant 0.2 secondes.

Concernant la robustesse de la stratégie de contrôle développée, elle doit :

- assurer le suivi de consigne de vitesse de glissement en dépit des dispersions du système à savoir :
 - Inertie du véhicule qui peut varier jusqu'à 30% de la masse à vide.
 - Le frottement visqueux de l'embrayage pouvant varier de 0,4 à 2.
 - L'information couple moteur issue du calculateur considérée à $\pm 10\%$
 - La cartographie de capacité de couple embrayage considérée à $\pm 15\%$
- présenter une structure applicable à toutes architectures de transmission.

Le cahier des charges du glissement contrôlé proposé ci-dessus contraint à la fois la loi de commande et le système d'actionnement de façon à :

- Avoir une dynamique suffisamment rapide pour pouvoir assurer le rejet de perturbation couple moteur,
- Présenter un comportement quasi idéal du point de vue de la stratégie de contrôle du glissement.

II. Modèle pour la commande

Le modèle dynamique complet du véhicule est utilisé comme une base afin de générer un modèle simplifié pour réaliser la synthèse du correcteur. A partir des équations (2.4) à (2.7), on obtient le modèle suivant :

$$J_m \cdot \dot{\omega}_m(t) = C_m(t) - C_e(t) - f_{\Delta\omega} \cdot \Delta\omega(t) \quad (4.1)$$

$$J_{v_{eq}}(q) \cdot \dot{\omega}_p(t) = C_e(t) + f_{\Delta\omega} \cdot \Delta\omega(t) - C_{r_{eq}}(t) \quad (4.2)$$

Avec le couple résistant ramené à l'arbre primaire tel que :

$$C_{r_{eq}}(t) = q(i) \cdot C_r(t) \quad (4.3)$$

Où $q(i)$ est le rapport de réduction qui dépend du rapport de boîte i engagé et où l'inertie véhicule équivalente ramenée à l'arbre primaire est telle que :

$$J_{v_{eq}}(q) = J_p + J_s \cdot q(i)^2 + J_v \cdot q(i)^2 \quad (4.4)$$

Ce système simplifié permet d'introduire le modèle dynamique du glissement de l'embrayage suivant:

$$\Delta\dot{\omega}(t) = \frac{1}{J_m} C_m(t) + \frac{q(i)}{J_{v_{eq}}(q)} C_{r_{eq}}(t) - \left(\frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_{v_{eq}}(q)} \right) C_e(t) - \left(\frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_{v_{eq}}(q)} \right) f_{\Delta\omega} \Delta\omega(t) \quad (4.5)$$

Dans la suite, quand il n'y a pas d'ambiguïté possible l'indice i est omis pour simplifier les expressions et donc $q(i)$ est remplacé par q . On peut alors définir la représentation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(q) \cdot x(t) + B(q) \cdot u(t) + \frac{1}{J_m} \cdot C_m(t) + \frac{1}{J_{v_{eq}}(q)} \cdot C_{r_{eq}}(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (4.6)$$

Avec : $A(q) = -\left(\frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_{v_{eq}}(q)} \right) \cdot f_{\Delta\omega}$, $B(q) = -\left(\frac{1}{J_m} + \frac{1}{J_{v_{eq}}(q)} \right)$ et $C = 1$

Remarque : $A(q)$ et $B(q)$ sont constants une fois que le rapport de boîte de vitesse est engagé, ce qui est nécessaire pour faire glisser l'embrayage. Il est alors possible de considérer indépendamment chaque modèle linéaire obtenu pour un rapport q engagé.

La commande $u(t)$ considérée ici est le couple transmis par l'embrayage et dépend de la capacité de couple $C_{ce}(t)$, qui est l'image de la position actionneur par la fonction suivante :

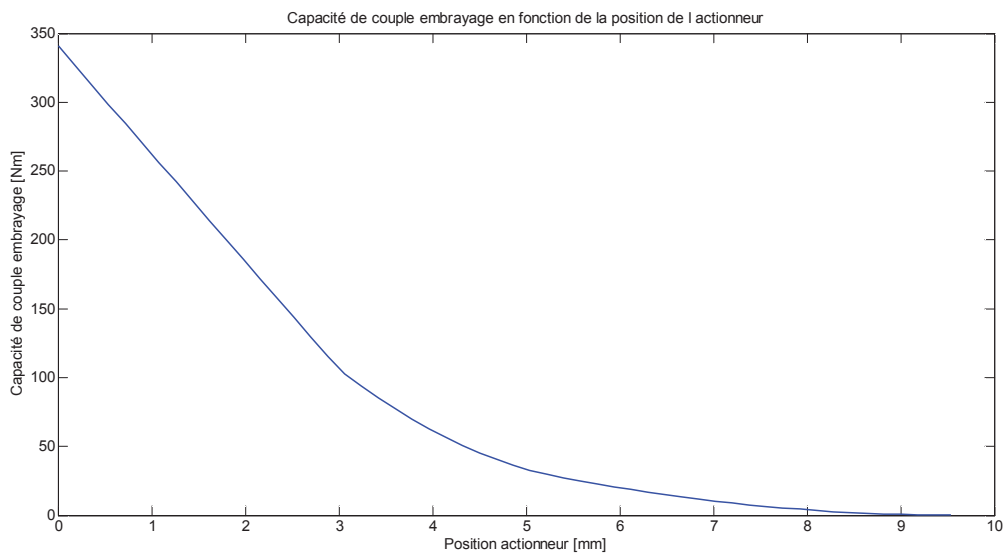


Figure 79 : Capacité de couple de l'embrayage en fonction de la position de l'actionneur

A partir de la connaissance de cette fonction, $C_{ce}(t) = f_{ce}(P_a(t))$ et la commande s'écrit :

$$u(t) = \begin{cases} C_{ce}(t) & \text{si } \Delta_\omega > 0 \\ C_m(t) & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.7)$$

Le modèle simplifié de la dynamique de la vitesse de glissement de l'embrayage ainsi obtenu sert de base pour la synthèse du correcteur. Il est à noter que la dynamique de l'actionneur n'intervient pas ce modèle simplifié mais elle est prise en compte dans le choix des gains du correcteur détaillé dans la partie suivante.

III. Loi de commande proposée

Afin de conserver une architecture simple, facile à régler et à implanter tout en respectant le cahier des charges, le choix se tourne vers une structure de commande du type retour d'état avec une action intégrale. Cette structure permet de régler facilement les performances de la boucle fermée à l'aide d'un placement de pôles, tout en garantissant de bonnes propriétés de robustesse paramétrique et de rejet de perturbation. Une compensation est également ajoutée en boucle ouverte (*Feedforward*) afin d'anticiper les variations du couple moteur $C_m(t)$ et donc de limiter les envolées du moteur lors d'accélération vives du conducteur.

III. 1. Système d'état augmenté

De façon à assurer le rejet de perturbations lentement variables dans le temps ainsi que la convergence de l'erreur pour un suivi de consigne constante : $e(t) = y(t) - r(t)$ et $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$, une structure intégrale est mise en place. Classiquement elle utilise un état

augmenté $x_a(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ \int e(t) \end{bmatrix}$ et la représentation d'état augmentée suivante est obtenue :

$$\begin{cases} \dot{x}_a(t) = A_a(q) \cdot x_a(t) + B_a(q) \cdot u(t) \\ y(t) = C_a \cdot x_a(t) \end{cases} \quad (4.8)$$

Avec $A_a(q) = \begin{bmatrix} A(q) & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix}$, $B_a(q) = \begin{bmatrix} B(q) \\ 0 \end{bmatrix}$, $C_a = [1 \quad 0]$. Afin de synthétiser une commande numérique, une discrétisation du système d'état augmenté (4.8) avec une période d'échantillonnage égale à T_e est réalisée :

$$x_a(k+1) = A_d(q) \cdot x_a(k) + B_d(q) \cdot u(k) \quad (4.9)$$

avec les matrices discrètes obtenues par discrétisation exacte des matrices continues pour chaque rapport de boîte : $\forall q$, $A_d(q) = e^{T_e \cdot A_a(q)}$ et $B_d(q) = \int_0^{T_e} e^{A_a(q)t} \cdot B_a(q) dt$.

III. 2. Structure du correcteur

La loi de commande proposée est de la forme suivante :

$$u(k+1) = u(k) + \begin{bmatrix} L_p(q) & L_i(q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_\omega(k) - \Delta_\omega(k-1) \\ r(k) - \Delta_\omega(k) \end{bmatrix} + Fwd(k) \quad (4.10)$$

Où le gain du correcteur $L_a(q) = \begin{bmatrix} L_p(q) & L_i(q) \end{bmatrix}$ est tel que les pôles $\lambda_i(q)$ de chaque boucle fermée (q étant constant) $A_d(q) - B_d(q) \cdot L_a(q)$ soient stables :

$$\max_{i,q} |\lambda_i(q)| < 1 \quad (4.11)$$

Avec $Fwd(k)$, la compensation permettant d'anticiper les variations du couple moteur. En pratique, cette compensation est choisie égale à l'information de couple moteur issue du calculateur du véhicule d'essais sous la forme :

$$Fwd(k) = \frac{J_{v_{eq}}(q)}{J_m + J_{v_{eq}}(q)} C_{m_CAN}(k) \quad (4.12)$$

Cette information de couple moteur circule sur le bus CAN et elle est calculée à partir d'une cartographie possédant deux entrées :

$$C_{m_CAN}(k) = f_{c_can}(\omega_m(k), \theta_{pdl}(k)) \quad (4.13)$$

Avec $\theta_{pdl}(k)$, la position de la pédale d'accélérateur.

III. 3. Atténuation de la perturbation résiduelle

Dans le cas idéal, à accélération nulle du véhicule, on a :

$$Fwd(k) = \frac{J_{v_{eq}}(q)}{J_m + J_{v_{eq}}(q)} \cdot C_{m_CAN}(k) = \frac{J_{v_{eq}}(q)}{J_m + J_{v_{eq}}(q)} \cdot C_m(k) \quad (4.14)$$

Cependant, l'égalité (4.14) n'est pas toujours vraie :

- lorsque l'accélération du véhicule est non nulle, l'égalité devient une inégalité dont le sens dépend du signe de l'accélération.
- Lors des régimes transitoires du moteur, l'information issue de la cartographie n'est pas égale à la valeur réelle.

De plus, seule la perturbation de couple moteur est compensée par le *feedforward*.

Afin de tenir compte dans la synthèse du correcteur de ces écarts et afin de produire des signaux réalistes, nous proposons d'introduire le signal de perturbation $w(k)$ qui correspond à ces incertitudes non modélisées :

$$w(k) = \frac{1}{J_m} \left(C_m(k) - \frac{J_m + J_{v_{eq}}(q)}{J_{v_{eq}}(q)} \cdot Fwd(k) \right) + \frac{C_{r_{eq}}(k)}{J_{v_{eq}}(q)} \quad (4.15)$$

On obtient alors le modèle suivant :

$$x_a(k+1) = A_d(q) \cdot x_a(k) + B_d(q) \cdot u_a(k) + D_d(q) \cdot w(k) \quad (4.16)$$

Avec la matrice $D_d(q) = B_d(q)$. Afin de limiter l'impact du bruit $w(k)$ sur la sortie $y(k)$, on minimise la norme H_∞ du transfert bruit sur sortie tel que :

$$\|G_{wy}(p)\|_\infty < \gamma \quad (4.17)$$

III. 4. Obtention des gains du correcteur

Les gains du correcteur sont obtenus en considérant une approche basée sur l'utilisation d'une fonction de Lyapunov quadratique :

$$V(k) = x_a^T(k) \cdot P \cdot x_a(k) \quad (4.18)$$

avec P une matrice symétrique définie positive. Afin d'assurer la convergence asymptotique de l'état du système en prenant en compte la spécification H_∞ (4.17), la condition suivante doit être vérifiée (Tanaka & Wang, Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach, 2001) :

$$V(k+1) - V(k) - (\alpha^2 - 1) \cdot V(k) + y(k)^T y(k) - \gamma \cdot w(k)^T w(k) < 0 \quad (4.19)$$

Un taux de décroissance (decay rate) α est ajouté comme paramètre de réglage des performances temporelles de la boucle fermée. A partir de (4.19), le problème LMI (4.20) est défini qui permet de calculer les gains de la commande.

$$\Upsilon_d(q) = \begin{bmatrix} -\alpha^2 X & * & 0 & 0 & * \\ C_a(q)X & -I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\gamma^2 I & 0 & * \\ 0 & 0 & 0 & -X & 0 \\ A_d(q)X - B_d(q)M_a(q) & 0 & D_d(q) & 0 & -X \end{bmatrix} < 0 \quad (4.20)$$

Avec : $X = P^{-1}$ et $L_a(q) = M_a(q) \cdot X^{-1}$.

Preuve :

La condition (4.19) est vérifiée si :

$$x_a^T(k+1) \cdot P \cdot x_a(k+1) - \alpha^2 x_a^T(k) \cdot P \cdot x_a(k) + y(k)^T y(k) - \gamma \cdot w(k)^T w(k) < 0$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} A_d(q)^T - L_a(q)^T B_d(q)^T \\ D_d(q)^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_d(q) - B_d(q) L_a(q) & D_d(q) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\alpha^2 P + C_a(q)^T C_a(q) & 0 \\ 0 & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \quad (4.21)$$

En appliquant un complément de Schur sur l'inégalité précédente, la condition nous donne :

$$\begin{bmatrix} -\alpha^2 P + C_a(q)^T C_a(q) & 0 & 0 & * \\ 0 & -\gamma^2 I & 0 & * \\ 0 & 0 & -P^{-1} & 0 \\ A_d(q) - B_d(q) L_a(q) & D_d(q) & 0 & -P^{-1} \end{bmatrix} < 0 \quad (4.22)$$

Une congruence avec la matrice $\Pi = \text{diag}\{X, X, I, I\}$ et un complément de Schur sur le 1^{er} bloc $-\alpha^2 X + X C_a(q)^T C_a(q) X$ nous permettent d'obtenir la condition (4.20). ■

L'extension au problème de robustesse paramétrique est directe en considérant classiquement des incertitudes bornées en norme :

$$A = A_d + H_a \Delta a(t) E_a \quad B = B_d + H_b \Delta b(t) E_b, \quad C = C_d + H_c \Delta c(t) E_c :$$

$$\|\Delta a(t)\| \leq 1, \quad \|\Delta b(t)\| \leq 1, \quad \|\Delta c(t)\| \leq 1 \quad (4.23)$$

On rappelle également le lemme de complétion des carrés (Wang, Xie, & De Souza, 1992) :

$$\mu \in \mathbb{R}, \quad \mu > 0, \quad X^T Y + Y^T X \leq \mu X^T X + \mu^{-1} Y^T Y \quad (4.24)$$

En repartant de (4.20) et des définitions précédentes des matrices d'incertitude on obtient directement :

$$\Upsilon = \begin{bmatrix} -\alpha^2 X & * & 0 & 0 & * \\ (C_d + H_c \Delta c(t) E_c) X & -I & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\gamma^2 I & 0 & * \\ 0 & 0 & 0 & -X & 0 \\ (A_d + H_a \Delta a(t) E_a) X - (B_d + H_b \Delta b(t) E_b) M_a(q) & 0 & D_d(q) & 0 & -X \end{bmatrix} =$$

$$\Upsilon_d(q) + \begin{bmatrix} 0 & * & 0 & 0 & * \\ H_c \Delta c(t) E_c X & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ H_a \Delta a(t) E_a X - H_b \Delta b(t) E_b M_a(q) & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \leq 0 \quad (4.25)$$

En considérant les scalaires positifs μ_a , μ_b et μ_c et à l'aide de (4.24) :

$$\begin{bmatrix} 0 & * \\ H_c \Delta c(t) E_c X & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ H_c \end{bmatrix} \Delta c(t) [E_c X \quad 0] + * \leq \mu_c \begin{bmatrix} 0 \\ H_c \end{bmatrix} \Delta c(t) \Delta c^T(t) \begin{bmatrix} 0 & H_c^T \end{bmatrix} + \mu_c^{-1} \begin{bmatrix} X E_c^T \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_c X & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & * \\ H_c \Delta c(t) E_c X & 0 \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} \mu_c^{-1} X E_c^T E_c X & 0 \\ 0 & \mu_c H_c H_c^T \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

De la même manière : $\begin{bmatrix} 0 & * \\ H_a \Delta a(t) E_a X & 0 \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} \mu_a^{-1} X E_a^T E_a X & 0 \\ 0 & \mu_a H_a H_a^T \end{bmatrix}$

Et : $\begin{bmatrix} 0 & * \\ -H_b \Delta b(t) E_b M_a & 0 \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} \mu_b^{-1} M_a^T E_b^T E_b M_a & 0 \\ 0 & \mu_b H_b H_b^T \end{bmatrix}$

$$\begin{bmatrix} \left\{ \begin{array}{l} -\alpha^2 X + \mu_c^{-1} X E_c^T E_c X + \\ \mu_a^{-1} X E_a^T E_a X + \mu_b^{-1} M_a^T E_b^T E_b M_a \end{array} \right\} & * & 0 & 0 & * \\ C_d X & -I + \mu_c H_c H_c^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\gamma^2 I & 0 & * \\ 0 & 0 & 0 & -X & 0 \\ A_d X - B_d M_a & 0 & D_d(q) & 0 & -X + \mu_a H_a H_a^T + \mu_b H_b H_b^T \end{bmatrix} \leq 0$$

L'utilisation du complément de Schur permet d'obtenir la condition suffisante suivante :

$$\begin{bmatrix} -\alpha^2 X & * & * & * & * & 0 & 0 & * \\ E_a X & -\mu_a I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ E_b M_a & 0 & -\mu_b I & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ E_c X & 0 & 0 & -\mu_c I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_d X & 0 & 0 & 0 & -I + \mu_c H_c H_c^T & 0 & 0 & * \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\gamma^2 I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -X & 0 \\ A_d X - B_d M_a & 0 & 0 & 0 & 0 & D_d & 0 & -X + \mu_a H_a H_a^T + \mu_b H_b H_b^T \end{bmatrix} \leq 0 \quad (4.27)$$

Naturellement si une des matrices n'a pas d'incertitude il suffit d'éliminer la ligne et la colonne correspondantes de (4.27) et de mettre le H_i correspondant à 0.

IV. Application de la commande de glissement

IV. 1. Résultats de simulation

Le correcteur développé précédemment est mis en œuvre sur le modèle complet du véhicule d'essais. Afin de respecter les contraintes physiques du système, la saturation de l'actionnement doit être prise en compte. La commande $u(k)$ étant homogène à une consigne de couple embrayage $C_e(k)$ pour le système d'actionnement, elle se doit d'être saturée par les valeurs de couple minimum et maximum atteignable par l'embrayage à savoir :

- Borne inférieure égale à zéro (embrayage ouvert)
- Borne supérieure égale à $C_{m_CAN}(k)$ (embrayage fermé)

De façon à empêcher la divergence de l'intégrateur lorsque les bornes sont atteintes, une stratégie d'anti windup est ajoutée :

$$\dots \quad (4.28)$$

Pour valider les performances du correcteur vis-à-vis du cahier des charges, trois critères sont vérifiés en simulation à savoir :

- La faisabilité du glissement sur l'ensemble des points de fonctionnement,
- Les performances concernant le rejet de perturbation,
- La robustesse du correcteur vis-à-vis des variations paramétriques.

IV. 1. 1. Validation du correcteur sur le modèle complet

Le premier critère que doit assurer la stratégie de glissement contrôlé de l'embrayage est la faisabilité du glissement sur l'ensemble de des points de fonctionnement. Afin de démontrer cette faisabilité, trois points de fonctionnement représentatifs parmi l'ensemble de la gamme sont choisis à savoir :

- 1^{er} point : $\omega_m(t) = 150 \text{ rad/s}$, $C_m(t) = 25 \text{ Nm}$, $\Delta\omega(t) = 5 \text{ rad/s}$ $q = 1$
- 2^{ème} point : $\omega_m(t) = 250 \text{ rad/s}$, $C_m(t) = 100 \text{ Nm}$, $\Delta\omega(t) = 10 \text{ rad/s}$ $q = 3$
- 3^{ème} point : $\omega_m(t) = 350 \text{ rad/s}$, $C_m(t) = 50 \text{ Nm}$, $\Delta\omega(t) = 0,5 \text{ rad/s}$ $q = 5$

Les paramètres du correcteur utilisé sont donnés Tableau 12. Ces paramètres ont été obtenus avec le *decay rate* $\beta = 0.98$. Les propriétés de performances et de robustesses sont démontrées sur ces trois points de fonctionnement au travers des courbes présentées dans les parties suivantes.

Rapport q	$q = 1$	$q = 2$	$q = 3$	$q = 4$	$q = 5$
-------------	---------	---------	---------	---------	---------

L_p	1,44	1,48	1,58	1,61	1,56
L_i	-3,00	-3,05	-3,22	-3,25	-3,16
γ	0,84	0,83	0,76	0,83	0,75

Tableau 12 : Paramètres du correcteur de glissement de l'embrayage

Afin de respecter les limites physiques du système, un *anti windup* est ajouté au correcteur. Cette limite physique est donnée par :

$$C_m(k) \geq C_e(k) \quad (4.29)$$

En effet, le couple transmis par l'embrayage ne peut être supérieur au couple fourni par le moteur. Dans le cas nominal, les bornes de la saturation de l'*anti windup* sont : $\{0 ; C_m(k)\}$. Or, l'incertitude sur l'information du couple moteur issue du calculateur du moteur et sur la cartographie de couple embrayage peut amener la situation suivante lors des phases de glissement :

$$C_{m_CAN}(k) < C_m(k) \quad (4.30)$$

et

$$C_e(k) < C_{ce}(k) \quad (4.31)$$

En utilisant l'information de couple moteur $C_{m_CAN}(k)$ erroné comme borne maximale de la capacité de couple embrayage atteignable, cumulé à l'erreur sur la cartographie d'embrayage, on obtient :

$$C_e(k) < C_{ce}(k) < C_m(k) \quad (4.32)$$

Dans ce cas de figure, les points de fonctionnements compris entre $C_e(k)$ et $C_m(k)$ ne sont pas atteignable par la commande Figure 80.

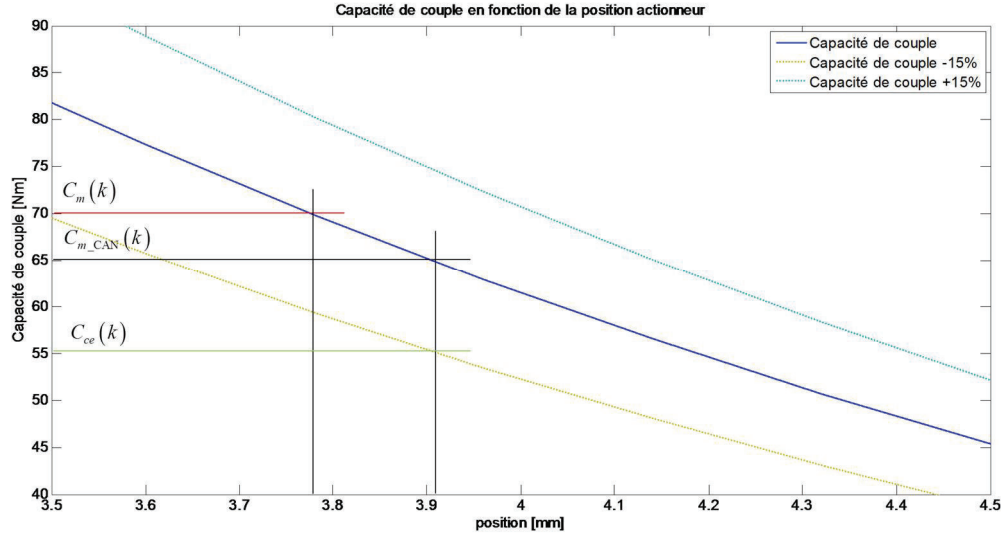


Figure 80 : Impact des incertitudes de la borne de la saturation sur la plage de fonctionnement de la commande

Ce phénomène est illustré en simulation Figure 81 et Figure 82 où une sous-évaluation et une surévaluation de la borne maximale de l'*anti windup* sont appliquées. La première partie de ces simulations est une phase d'initialisation où la consigne de glissement est de 0 rad/s . Puis, la consigne de glissement change pour les trois cas présentés à 6 s . La sous-estimation (courbe en rouge) de la borne ne permet pas à la commande d'atteindre la consigne de glissement.

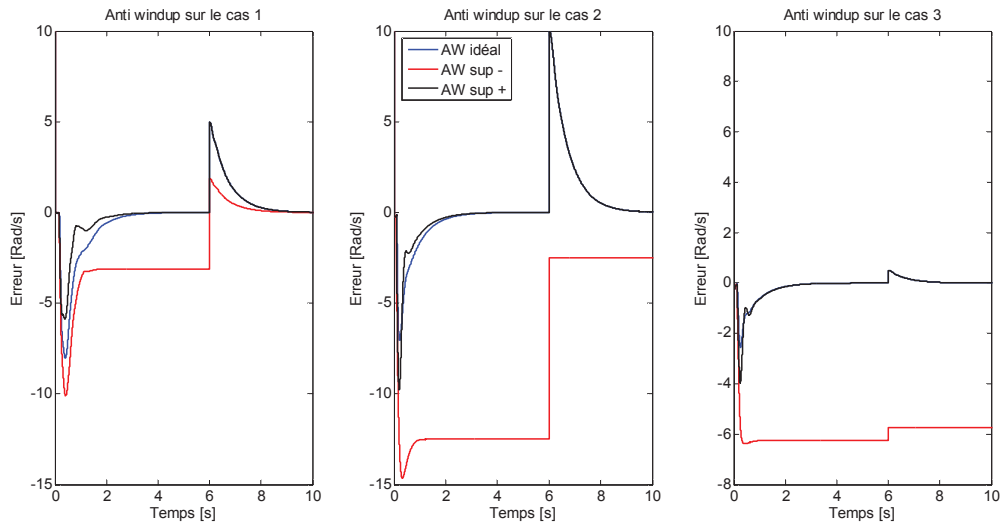


Figure 81 : Impact d'une sous-estimation de la borne maximum de la saturation de l'*anti windup* sur l'erreur de suivi de consigne

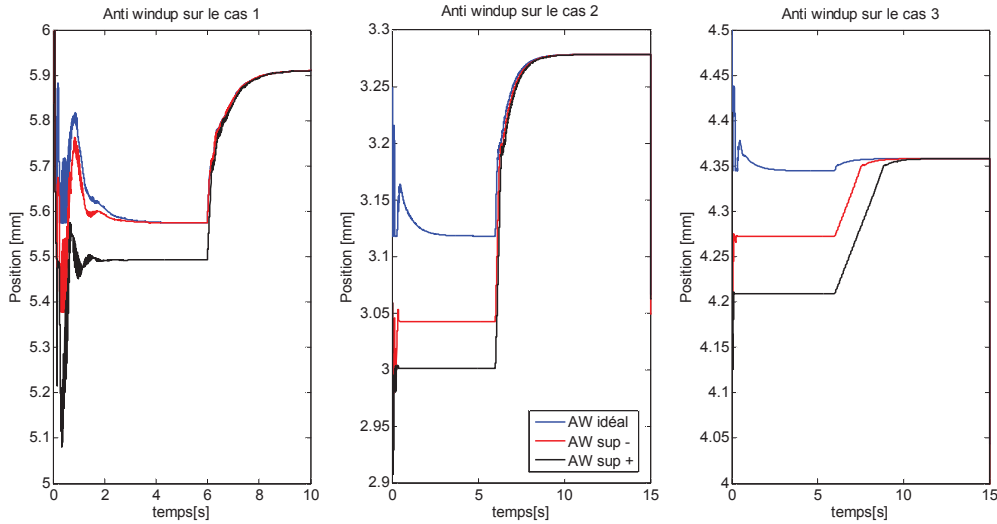


Figure 82 : Impact d'une surestimation de la borne maximum de la saturation de l'anti windup la commande

Compte tenu des incertitudes sur la cartographie de couple embrayage et sur l'information du couple moteur, la borne maximale de la saturation est alors rehaussée telle que : $\{0; \eta \cdot C_{m_CAN}(k)\}$. Le gain η est choisi par rapport au pire cas à savoir $C_{m_CAN} = 0,9 \cdot C_m$ et $C_{ce} = 0,85 \cdot C_e$, ce qui donne $\eta = 1.25$.

IV.1.1.1. Robustesse aux incertitudes et rejet de perturbations

Dans cette partie, les trois points de fonctionnement sont simulés avec les paramètres nominaux, puis avec les incertitudes minimum et maximum. La perturbation de couple moteur décrite dans le cahier des charges est également appliquée afin de quantifier les propriétés de rejet de perturbation du correcteur. Les résultats de simulation de l'étude de robustesse sont donnés Figure 83 à Figure 88.

Pour chaque point de fonctionnement sont présentés :

- l'erreur de suivi de consigne et la commande en position actionneur.
- la comparaison entre le comportement nominal et celui induit par les incertitudes de chaque paramètre.

Sur les Figure 89 et Figure 90 sont présentés des essais où toutes les incertitudes sont introduites en même temps.

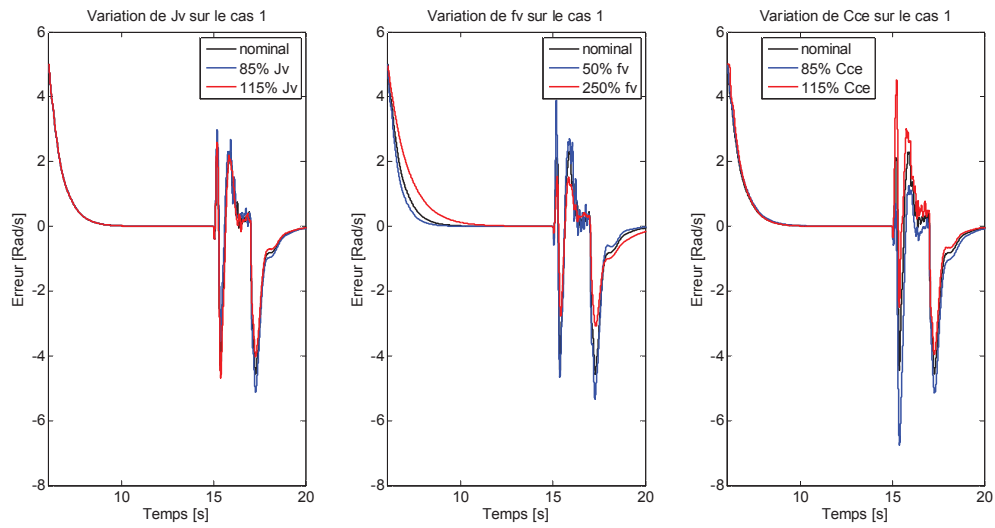


Figure 83 : Robustesse paramétrique et rejet de perturbation sur le cas numéro 1 : erreur de suivi de consigne

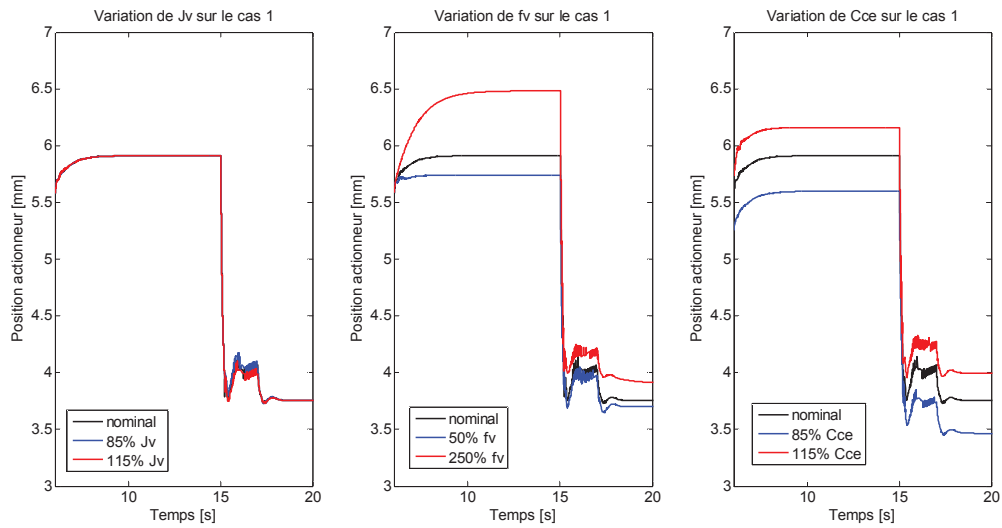


Figure 84 : Robustesse paramétrique et rejet de perturbation sur le cas numéro 1 : commande de position actionneur

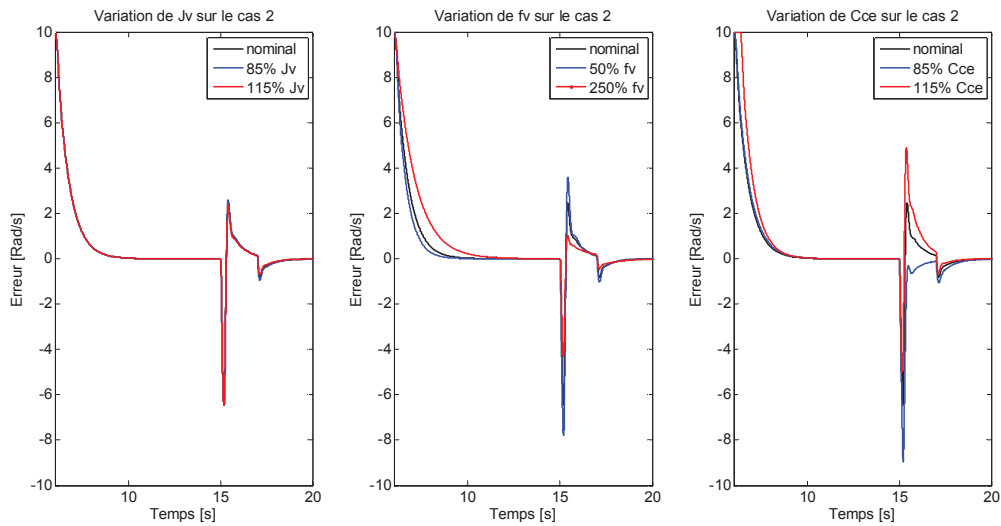


Figure 85 : Robustesse paramétrique et rejet de perturbation sur le cas numéro 2 : erreur de suivi de consigne

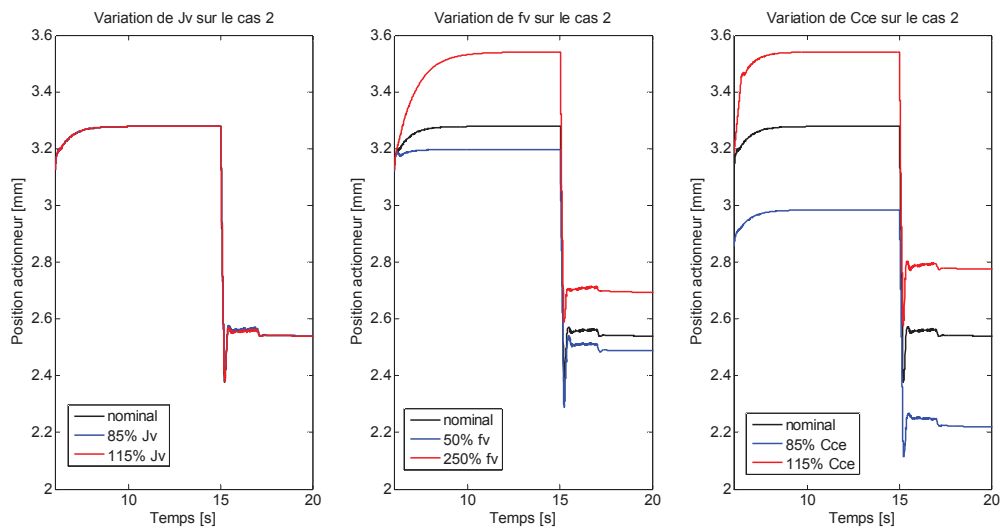


Figure 86 : Robustesse paramétrique et rejet de perturbation sur le cas numéro 2 : commande de position actionneur

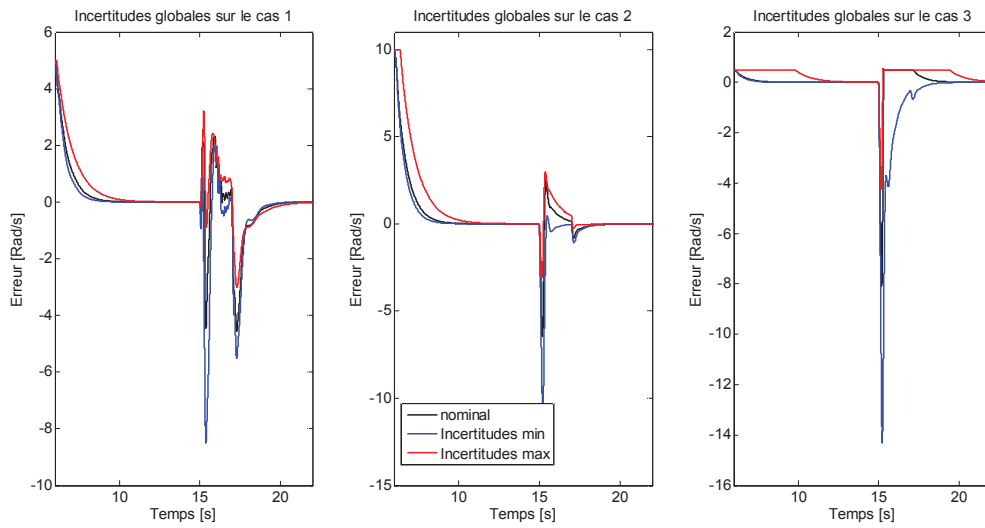


Figure 87 : Robustesse paramétrique et rejet de perturbation sur le cas numéro 3 : erreur de suivi de consigne

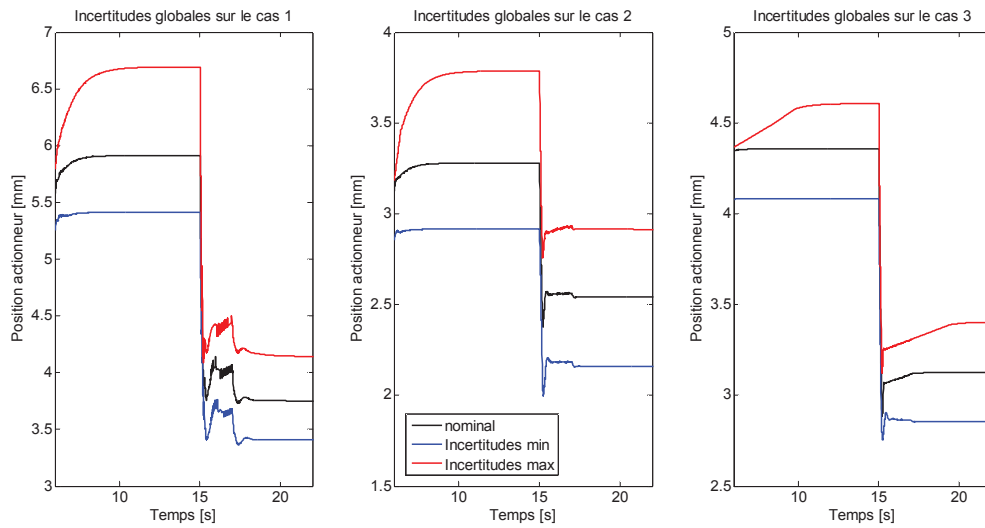


Figure 88 : Robustesse paramétrique et rejet de perturbation sur le cas numéro 3 : commande de position actionneur

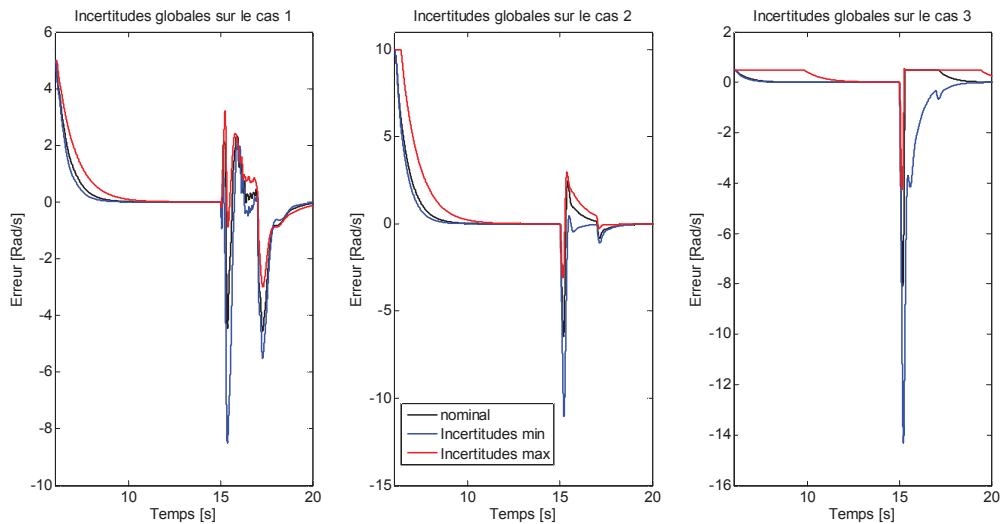


Figure 89 Incertitude globale : erreur de suivi de consigne

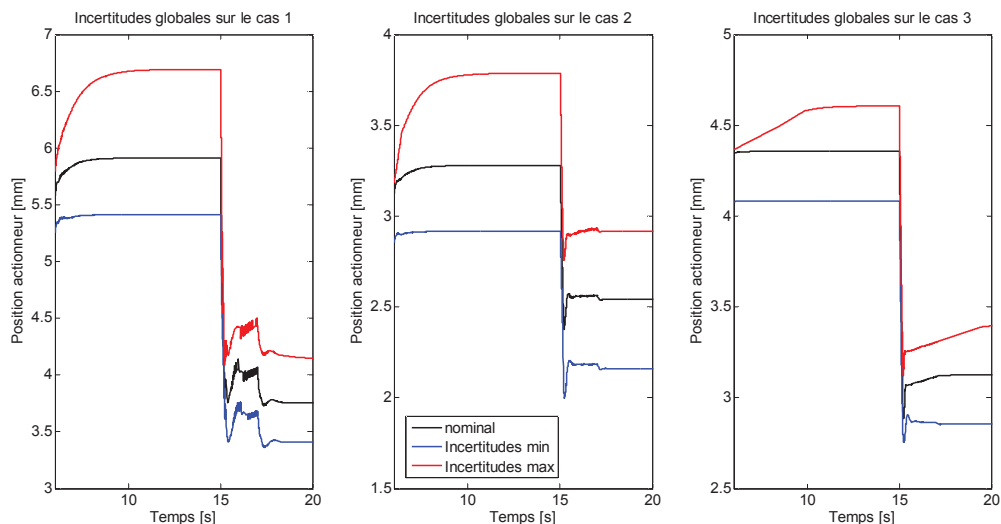


Figure 90 Incertitude globale : commande de position actionneur

La stratégie de contrôle présente de bonnes propriétés de robustesse paramétrique et permet de valider le contrôleur pour l'application sur véhicule. En effet, les paramètres les plus critiques, à savoir le coefficient de frottement visqueux ainsi que la cartographie de couple embrayage, sont compensés par le correcteur. En revanche, le rejet de perturbation n'est pas suffisant pour respecter la spécification du cahier des charges. Dans la partie suivante sont étudiées les performances atteignables de la boucle fermée ainsi que les limites physiques du système d'actionnement.

IV.1.1.2. Performances atteignables / limites dues à l'actionnement

Le réglage des gains de commande fait également appel aux pôles obtenus par la résolution de (4.20), i.e. en prenant en compte la bande passante du système boucle qui doit rester compatible avec celle de l'actionnement. Pour illustrer ces propos, on peut améliorer la vitesse de convergence de l'erreur en utilisant le *decay rate* comme paramètre de réglage. En reprenant le troisième exemple de la partie précédente, on obtient les résultats Figure 91. Les paramètres de la synthèse du correcteur et les gains obtenus sont donnée Tableau 13.

β	γ	L_p	L_i
0,85	0,36	3,91	-40,10

Tableau 13 : Paramètres de la synthèse du correcteur et gains obtenus pour l'amélioration des performances

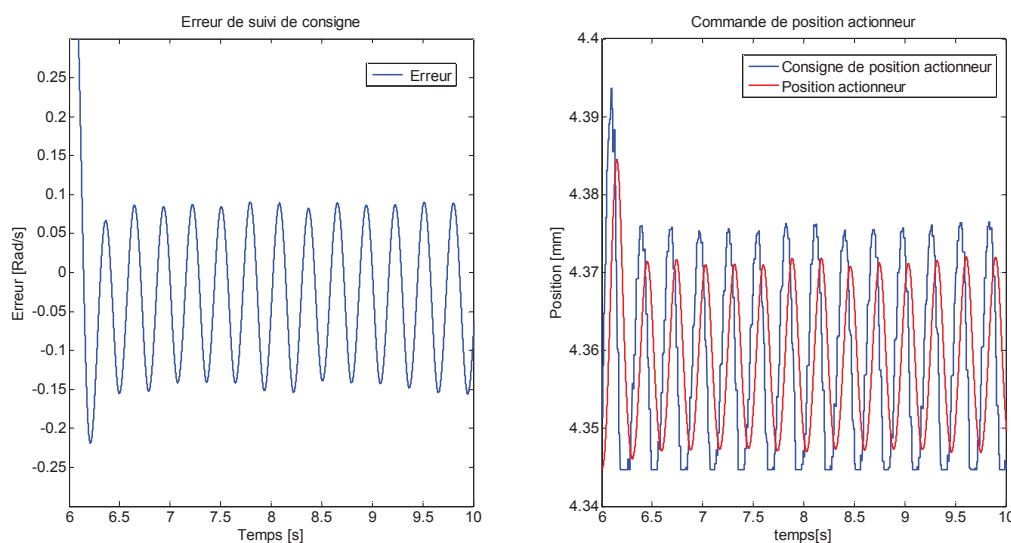


Figure 91 : Résultat de l'augmentation des performances du correcteur sur les vitesses

Il est clair que la bande passante du système d'actionnement ne permet pas d'augmenter les performances de la stratégie de contrôle de glissement sans risque de déstabilisation du système. Les performances présentées dans la partie précédente ne peuvent être améliorées que si le système d'actionnement présente une meilleure bande passante. Les résultats présentés Figure 92 sont obtenus avec le même correcteur que précédemment, seulement la bande passante du système d'actionnement a été augmentée dans différentes proportions, à savoir :

- deux fois plus rapide en rouge
- trois fois plus rapide en bleu
- quatre fois plus rapide en vert

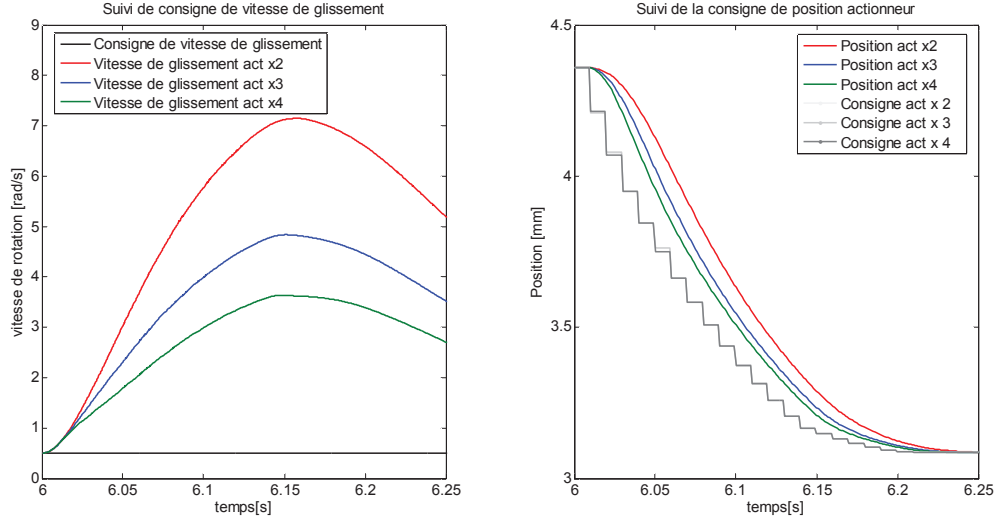


Figure 92 : Impact du temps de réponse du système d'actionnement sur le rejet de perturbation

Les résultats obtenus montrent que le gain en termes de performances apporté par l'augmentation de la bande passante du système d'actionnement est très important. La qualité du suivi de consigne de position par le système d'actionnement détermine la limite des performances atteignables pour l'asservissement de la vitesse de glissement et le rejet de perturbation.

Pour illustrer ces propos et donner une idée des performances atteignables, considérons idéalement que le système d'actionnement considéré soit équivalent à une fonction de transfert du second ordre standard à gain unitaire :

$$\frac{C_{ce}(p)}{C_{ce_ref}(p)} = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot \xi \cdot p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (4.33)$$

On peut alors considérer une perturbation de couple moteur sous la forme d'une rampe dont la transformée de Laplace est $C_{ce_ref}(p) = \frac{a}{p^2}$, l'erreur de traînage correspond alors à :

$$\varepsilon_v = \lim_{t \rightarrow +\infty} (C_{ce_ref}(t) - C_{ce}(t)) = \frac{2 \cdot a \cdot \xi}{\omega_0} \quad (4.34)$$

Il est alors possible d'anticiper la valeur maximum de l'envolée en considérant l'équation moteur simplifiée suivante :

$$J_m \cdot \dot{\omega}_m(t) = C_m(t) - C_{ce}(t) \quad (4.35)$$

A partir de (4.34) et (4.35) il vient :

$$\omega_m = \int_0^\tau \left(\frac{2 \cdot a \cdot \xi}{\omega_0 \cdot J_m} \right) d\tau \quad (4.36)$$

Où τ représente la durée de la perturbation. En considérant le paramètre d'amortissement $\xi = 0,5$, il est possible de calculer la fréquence de coupure du système d'actionnement nécessaire pour répondre à la spécification en termes d'envolée maximale du régime du moteur. En considérant la valeur d'envolée limite $4rad/s$, on obtient la fréquence de coupure suivante : $\omega_0 = \frac{2 \cdot 250 \cdot 0.5}{4 \cdot 0,1195} \cdot 0,2 = 104,6 rad/s$ soit $f_0 = 16.65 Hz$.

Ce critère peut être utilisé pour connaître l'envolée maximum atteignable en boucle ouverte (le pire cas) avec un système d'actionnement donné. En reprenant les résultats présentés sur la Figure 92, on obtient les envolées maximales selon la vitesse du système d'actionnement :

f_0	3,8 Hz	7,6 Hz	11,4 Hz	15,2 Hz
$\max(\omega_m)$	17 rad/s	8,5 rad/s	5,7 rad/s	4,2 rad/s

Tableau 14 : Calcul de l'envolée moteur maximum selon la fréquence de coupure du système d'actionnement

Ces valeurs d'envolée moteur maximale sont en adéquation avec les résultats Figure 92.

IV. 2. Résultats expérimentaux

Des essais expérimentaux du contrôle du glissement ont été menés sur le véhicule de test de Valeo pour lesquels, des adaptations de la stratégie de contrôle ont été faites. En effet, afin de tenir compte du comportement dégradé du système d'actionnement d'embrayage, les gains du contrôleur ont été diminués en posant $\beta = 1$ et sont donnés Tableau 15. De plus, les règles de codage sur véhicule ne permettant pas d'utiliser des saturations à bornes variables, la borne maximale de l'*anti windup* est choisie égale au couple moteur maximum atteignable. Deux types d'essais sur banc à rouleau et sur piste ont été menés et les résultats obtenus sont présentés dans cette partie.

Rapport q	$q = 1$	$q = 2$	$q = 3$	$q = 4$	$q = 5$
L_p	0,79	0,83	0,92	0,89	0,99
L_i	-0,64	-0,69	-0,79	-0,76	-0,82
γ	2,37	2,63	2,90	1,56	2,06

Tableau 15 : Paramètres de correcteur pour les essais véhicule

IV. 2. 1. Résultats d'essais sur banc à rouleau

Une campagne d'essais sur banc à rouleau a été menée afin de valider la faisabilité du glissement contrôlé sur la plage de fonctionnement décrite dans le cahier des charges. Le résultat de chaque essai est visible Figure 93 à Figure 95. Les points de fonctionnement sont décrits comme tels :

- Les consignes de vitesses de glissement en abscisse : $\Delta_{\omega} \{5rpm, \dots, 100rpm\}$
- Les couples moteur testés : $\{30Nm, 70Nm, FOT\}$ (FOT = full open throttle)
- Une couleur et une ordonnée sont associées à chaque régime à savoir :
 - 1500 rpm : en bleu et $y = 0$

- 2500 rpm : en rouge et $y = 1$
- 3500 rpm : en rouge et $y = 2$
- Un diagramme par rapport testé à savoir : $\{q(1), q(3), q(5)\}$

Lorsque le glissement est validé sur le point de fonctionnement, le bâton correspondant au régime testé est de longueur 1 et 0 sinon.

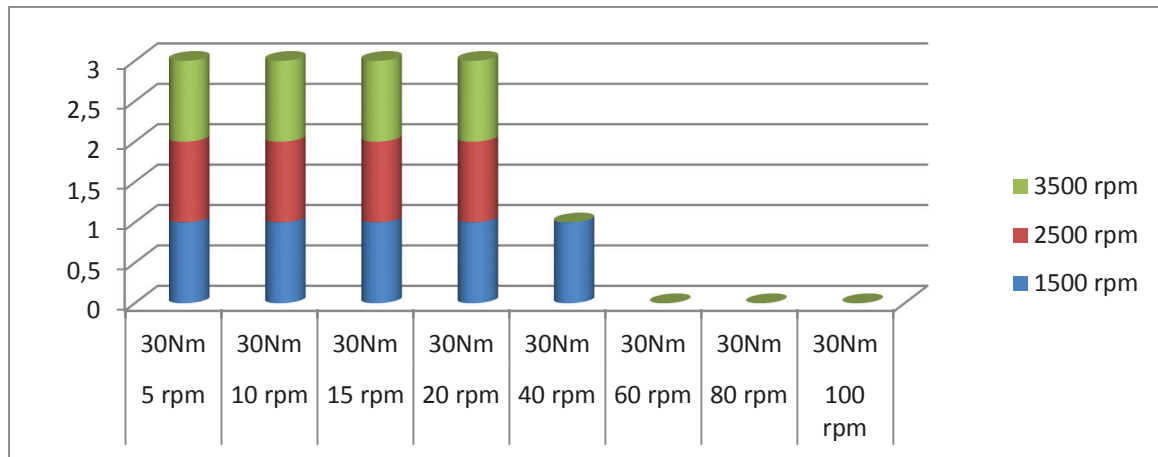


Figure 93 : Faisabilité du glissement sur le rapport 1

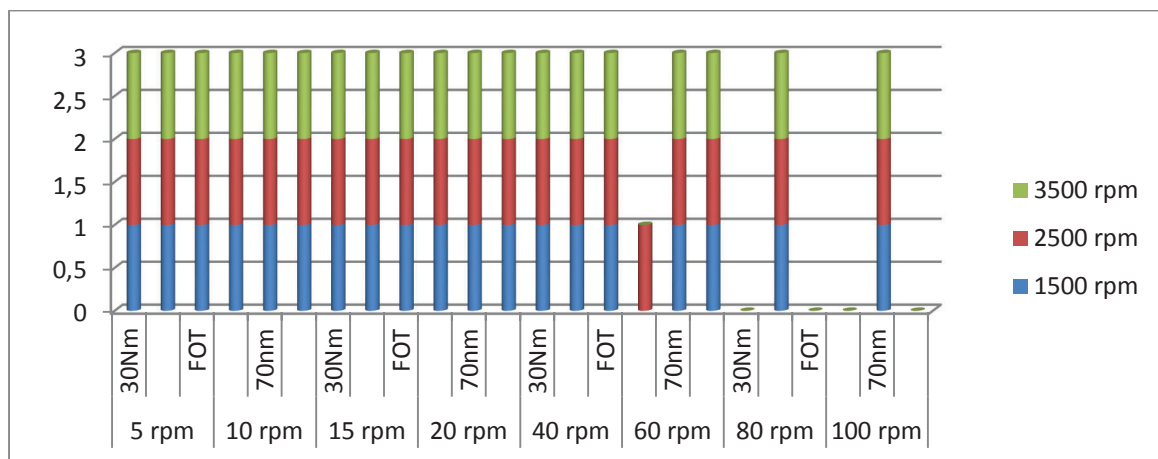


Figure 94 : Faisabilité du glissement sur le rapport 3

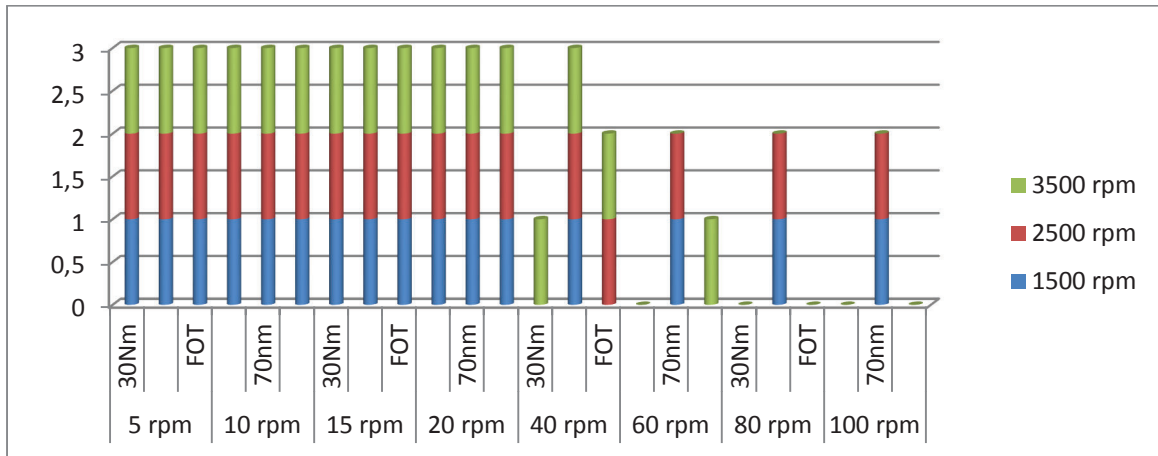


Figure 95 : Faisabilité du glissement sur le rapport 5

Le glissement contrôlé est effectif dans environ 70 % des points de fonctionnement testés. Les points de fonctionnement infructueux se situent majoritairement dans la zone de fonctionnement à haute vitesse ($\Delta_{\omega} \leq 60 \text{ rpm}$) et à fort couple (*FOT*) et faible couple ($\Delta_{\omega} \leq 60 \text{ rpm}$). Comme le montre la Figure 96, ces points de fonctionnement correspondent aux zones de forte et faible pente de la cartographie de l’embrayage. Lorsque la pente est faible, le système d’actionnement n’est pas suffisamment rapide pour compenser les écarts de couple. Dans les zones de résolution élevées, c’est la résolution en position du système d’actionnement qui est limitante.

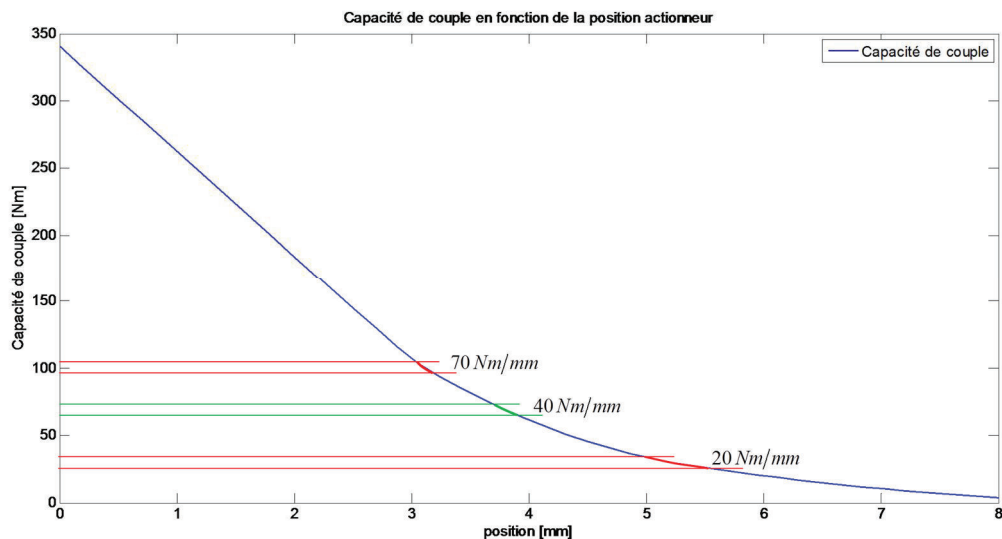


Figure 96 : Résolution en couple de l’actionneur d’embrayage

Il est possible de calculer la résolution en couple nécessaire pour assurer une certaine précision de l’asservissement de la vitesse de glissement. En reprenant l’équation (4.6), on introduit la fonction de transfert suivante :

$$H(s) = \frac{\Delta_\omega(s)}{C_e(s)} = C(sI - A(q))^{-1} B(q) \quad (4.37)$$

Le gain statique de cette fonction de transfert en fonction du rapport de boîte est $k(q) = -CA(q)^{-1} B(q)$. La résolution en couple n'est autre que $\mathcal{G}_c(q) = \frac{1}{k(q)} Nm/rad/s$. En prenant, par exemple $q = 5$, la résolution en couple est alors égale à : $\mathcal{G}_c(5) = -0,12 Nm/rad/s$. Il faut alors une précision de l'ordre de $0,002 mm$ sur la position actionneur pour assurer une précision de $0,1 rad/s$ ($\approx 1 rpm$) sur la vitesse de glissement pour les points de fonctionnement où la pente de la cartographie de l'embrayage est de $70 Nm$.

Le point de fonctionnement suivant est utilisé comme exemple de glissement contrôlé :

- $\omega_m(t) = 2500 rpm$
- $C_m(t) = 70 Nm$ $C_m(t) = 70 Nm$
- $q = 3$
- $\Delta_{\omega c} = \{5 rpm, \dots, 100 rpm\}$

Le suivi de consigne de glissement est présenté sur la Figure 97 et la commande en position actionneur est donnée sur la Figure 98. La stratégie de contrôle permet de stabiliser le glissement sur l'ensemble de l'essai et de suivre les différentes consignes malgré les performances médiocres du système d'actionnement.

Remarque : L'ensemble des consignes de glissement sont atteintes dans un débattement total de l'actionneur d'environ $1 mm$.

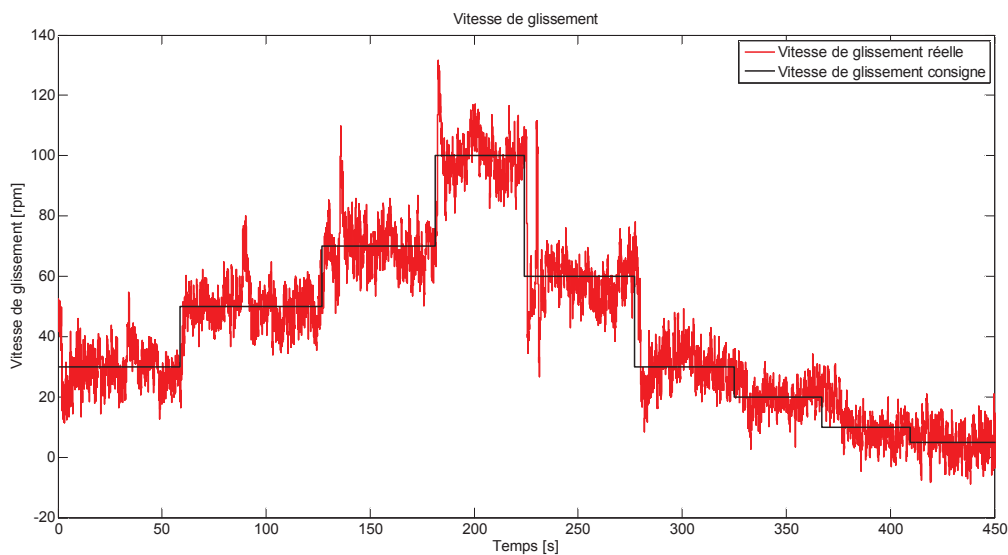


Figure 97 : Suivi de consigne de la vitesse de glissement de l'embrayage

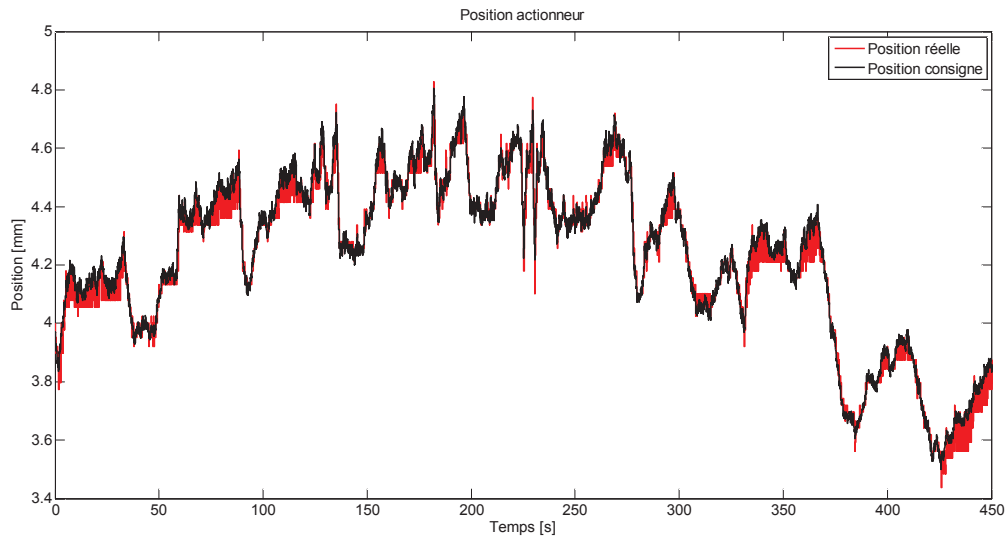


Figure 98 : Position de l'actionneur d'embrayage

IV. 2. 2. Résultats d'essais sur piste

La loi de commande a également été testée en condition d'utilisation normale du véhicule sur la piste d'essais. Lors de ces essais, une variation brutale du couple moteur a été générée par le conducteur afin de quantifier l'impact sur la vitesse de glissement. Les résultats de glissement contrôlé sur piste sont donnés Figure 99 à Figure 103.

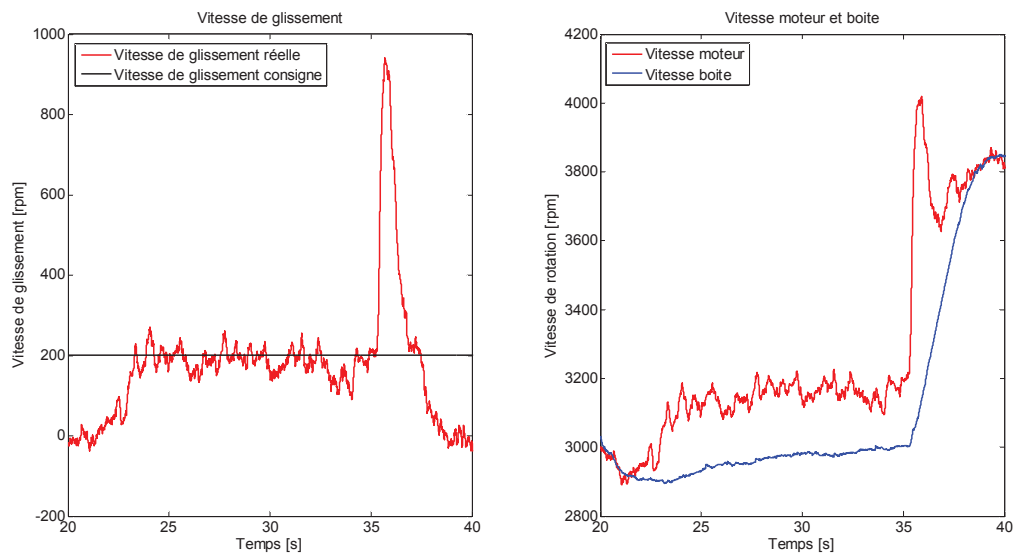


Figure 99 3000rpm 200rpm glissement 80Nm

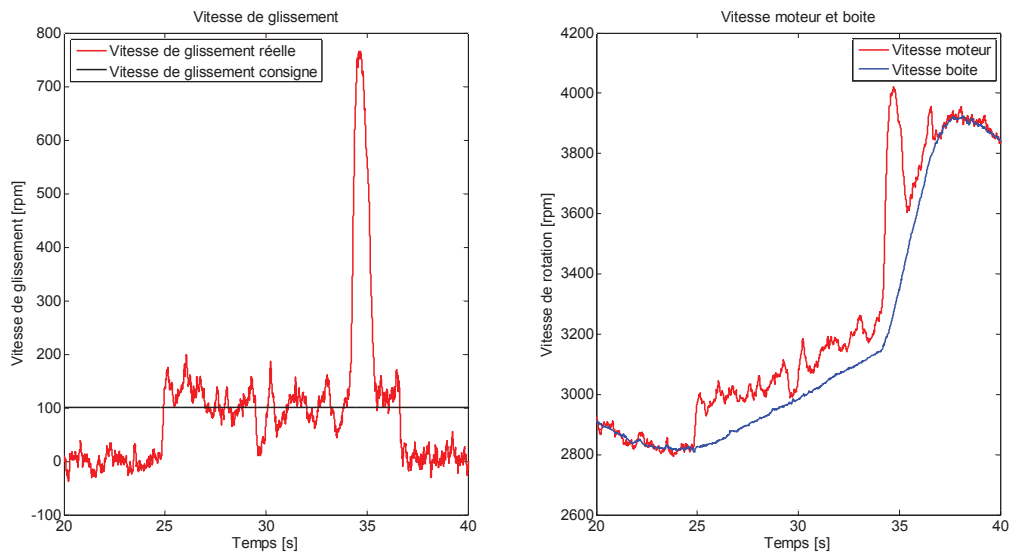


Figure 100 3000rpm 100rpm glissement 80NM

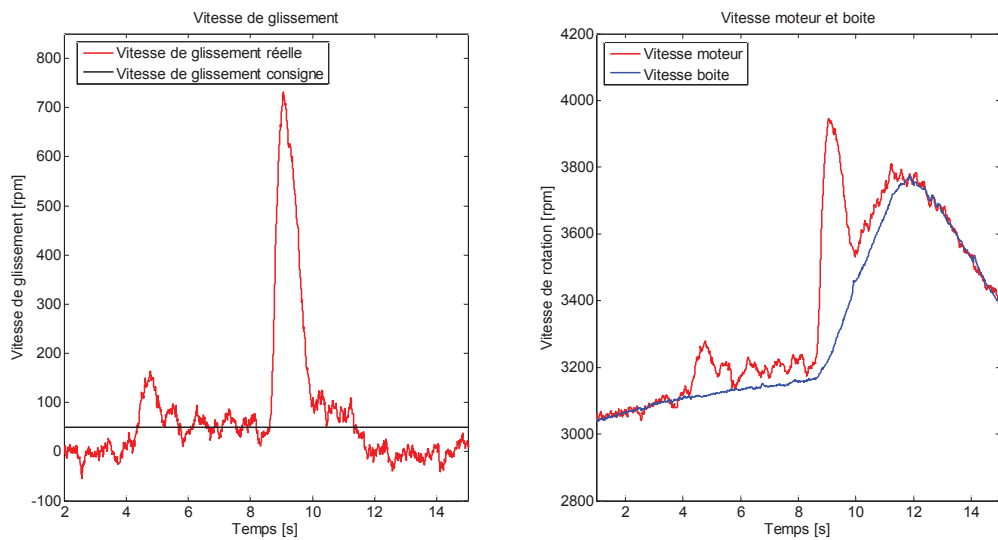


Figure 101 3000rpm 50rpm glissement 80Nm

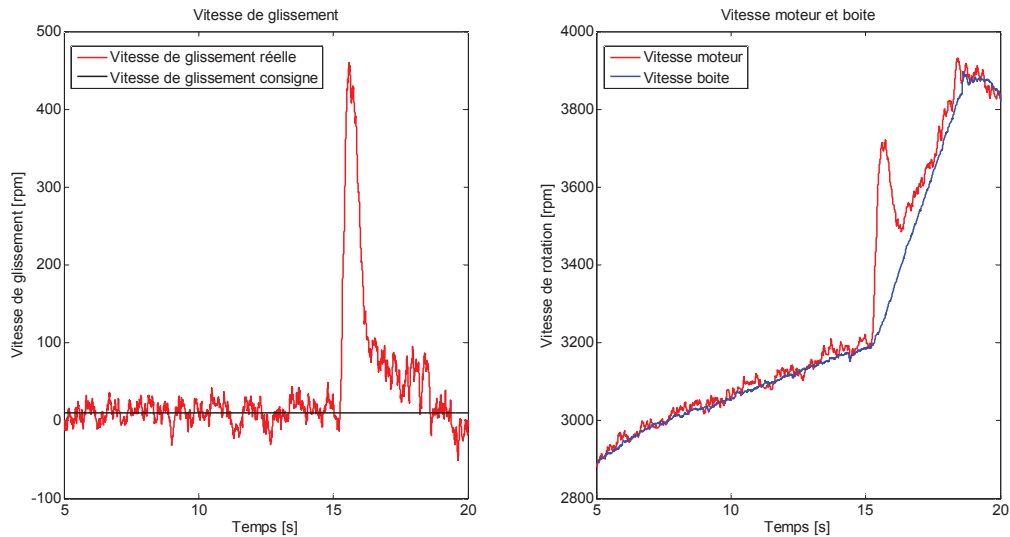


Figure 102 3000rpm 10rpm glissement 80Nm

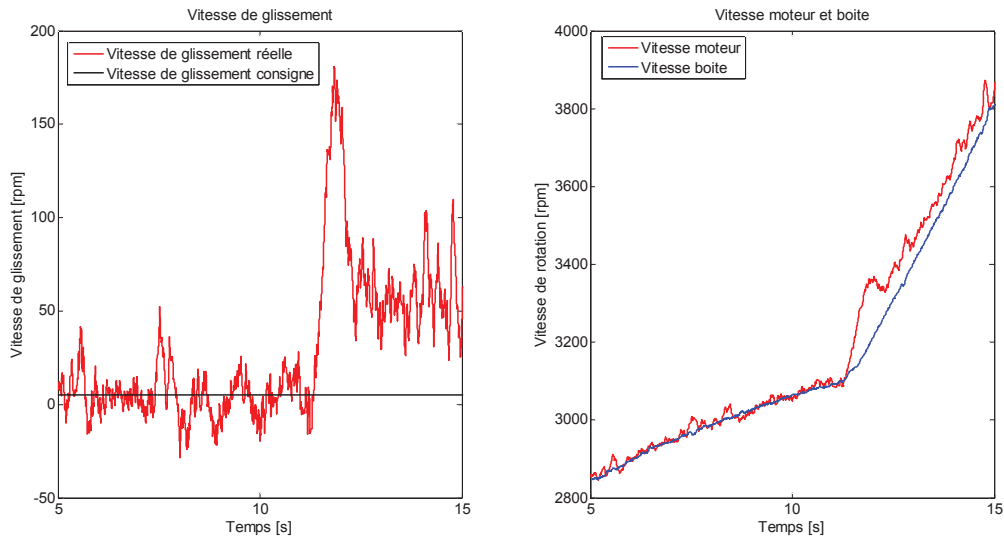


Figure 103 3000rpm 5rpm glissement 80Nm

V. Conclusion

Afin de répondre à la problématique d'asservissement de la vitesse de glissement de l'embrayage, une stratégie de contrôle robuste aux perturbations et aux erreurs de modélisation a été développée en utilisant la résolution d'un problème LMI. La structure classique du correcteur autorise une adaptabilité aux différentes architectures de transmission tout en conservant un réglage simple permettant d'assurer les spécifications du cahier des charges. Les propriétés de performance et de robustesse ont été validées en simulation autour de point de fonctionnement représentatif sur un modèle complet de véhicule.

La stratégie de contrôle a été implémentée sur le véhicule d'essais et testée sur banc à rouleaux et sur piste. Les essais sur banc ont permis de tester l'ensemble des points de fonctionnement spécifiés dans le cahier des charges. En dépit des performances dégradés du

système d'actionnement, le glissement de l'embrayage a été validé dans près de 70% des points testés. Les essais sur piste ont permis de confirmer la faisabilité du glissement contrôlé dans des conditions normales de fonctionnement et ce pour l'ensemble des consignes de vitesse de glissement fixées dans le cahier des charges.

Pour conclure, le bon fonctionnement de la stratégie de contrôle, sa simplicité de réglage et ses propriétés de robustesse et de performance ont été montrés en simulation et sur véhicule. Des recommandations techniques sur le dimensionnement du système d'actionnement ont été également proposées afin d'affiner les résultats et de respecter au mieux les spécifications du cahier des charges.

Conclusion générale

Dans ce manuscrit, les méthodologies développées afin de répondre aux problématiques de la thèse à savoir l'estimation des couples embrayages dans une transmission à double embrayage lors des phases de croisement d'embrayage et le contrôle de la vitesse de glissement de l'embrayage ont été présentés.

D'une part, les outils proposés ont été développés à partir d'un modèle de transmission prenant en compte le comportement de l'embrayage et recalé sur des données réelles. En particulier, ce modèle a servi pour valider les stratégies de contrôle du glissement de l'embrayage en termes de faisabilité, de performance et de robustesse. Ces stratégies ont également été évaluées sur véhicule lors de campagnes d'essais sur le banc d'essais et sur la piste de Valeo Amiens. Les résultats obtenus valident la faisabilité du glissement contrôlé sur le véhicule d'essais et couvre près de 70% de la plage de fonctionnement ciblée par le cahier des charges. Les faibles performances du système d'actionnement d'embrayage peuvent en grande partie expliquer ce résultat.

D'autre part, concernant l'estimation des couples dans une chaîne de transmission, une méthodologie s'apparentant à une gauge de contrainte virtuelle a été développée. Le principe de cette approche est composé de deux parties : tout d'abord un estimateur de la torsion des arbres de transmission basé sur une technique d'ajout de dents virtuelles dans les capteurs incrémentaux est utilisé, et ensuite cette torsion estimée est utilisée comme une entrée pour un observateur du type Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire ayant pour but de reconstruire les couples en amont et en aval de l'arbre considéré. Ce capteur de couple virtuel a été validé en simulation sur un modèle complet de véhicule à double embrayage et a permis d'obtenir des estimations précises et inédites des couples embrayages y compris en phase de croisement. Cet outil a également été testé sur une application réelle à savoir le double volant amortisseur pour la reconstruction du couple moteur instantané et du couple embrayage. Cette méthodologie a été comparée avec un observateur à grand gain continu-discret (Fall, 2015).

Ces différents travaux ont fait l'objet de plusieurs publications à savoir deux conférences internationales (Losero, Lauber, & Guerra, Discrete Angular Torque Observer, Applied to the engine torque and clutch torque estimation via a dual-mass flywheel., 2015), (Losero, Lauber, & Guerra, Transmitted torque observer applied to real time engine and clutch torque, 2015) une conférence nationale (Losero, Lauber, & Guerra, Estimation de couple moteur et de couple embrayage basée sur un, 2015) une communication dans le GT « Automatique et Automobile » du GDR MACS en 2014 (Losero, Lauber, & Guerra, 2014) et un brevet international (Losero, Maurel, Guerra, Lauber, & DO, 2015) déposé avec Valeo.

De nombreuses perspectives à ce travail de thèse sont envisagées. A court terme, en ce qui concerne le glissement contrôlé de l'embrayage, il serait intéressant de quantifier les performances de la stratégie de contrôle sur le véhicule. Pour ce faire, un contrôle de l'actionneur en position adapté aux non linéarités du système permettant d'assurer les besoins en termes de temps de réponse et de précision du suivi de consigne est nécessaire. A ce sujet,

une ébauche de solution est proposée en annexe, cette solution tient compte du caractère non linéaire du système ainsi que des contraintes sur la mesure de courant existante sur l'application réelle. Un bref aperçu du potentiel de la méthode est exposé autour d'un exemple numérique proche des caractéristiques de l'actionneur présent dans le véhicule d'essais.

A moyen terme, il serait intéressant d'étudier l'apport d'une stratégie de supervision du glissement de l'embrayage. En effet, lors des phases de glissement contrôlé, une partie de l'énergie fournie par le moteur est dissipée. Or, le pouvoir de filtration de l'embrayage en glissement n'est pas linéaire avec les points de fonctionnement et la vitesse de glissement. Une saturation du gain de filtration est constatée, l'augmentation de la vitesse de glissement dans le but de filtrer d'avantage est donc vaine. Une gestion optimale du glissement de l'embrayage est donc envisageable, le but étant de garantir un certain niveau de filtration tout en minimisant la dissipation d'énergie dans l'embrayage. Cette stratégie de contrôle du glissement pourrait également être utilisée dans le cadre de la gestion du changement de rapport dans une transmission à simple ou double embrayage. La synchronisation des vitesses en amont et en aval de l'embrayage pourrait alors être faite en pilotant la vitesse de glissement via la stratégie de glissement.

Concernant les observateurs développés permettent d'estimer de manière fiable les couples embrayages y compris lors des phases de croisement, ils pourraient être intégrés aux stratégies de changement de rapports afin d'en améliorer les performances.

A plus long terme, ce capteur de « couple virtuel » pourrait être exploité sur des applications telles que le contrôle moteur ou encore la gestion de groupes motopropulseurs hybrides. L'application du capteur virtuel de couple sur le double volant amortisseur montre que le procédé peut potentiellement estimer le couple instantané du moteur thermique. Cette estimation en ligne du couple moteur acyclique pourrait permettre le développement de stratégies de filtrage actif des acyclismes moteur. Au-delà des applications automobiles, ce capteur virtuel de couple peut être utilisé sur des systèmes tout à fait différents où une estimation de couple transmis est requise comme par exemple pour le pilotage des moteurs électrique des éoliennes pour le rejet des perturbations et des vibrations générées par le vent sur les pales.

Bibliographie

- Chunhao, L., & Kumaraswamy, H. (2005, October 6). *Brevet n° US 20050221958 A1*. United States of America.
- Larsson, S., & Andersson, I. (2008). Self-optimising control of an SI-engine using a torque sensor. *Control Engineering Practice*(16), 505-514.
- Amano, N. (2004, March). *Brevet n° 6,704,639*. United States of America.
- Andersson, S. (1993). Activity Report Automatic Control. *Seminar at the Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology*. Lund, Sweden: Department of Automatic Control Lund Institute of Technology.
- Armstrong-Hélouvry, B. (1991). Control of Machines with Friction. *Kluwer Academic Publishers*. Boston.
- Armstrong-Hélouvry, B., Dupont, P., & Canudas de Wit, C. (1994). A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction. *Automatica*, 1083-1138.
- Bachelier, O. (2008). *Notion de base pour une initiation à la synthèse robuste de correcteurs par approche LMI*.
- Baril, C. (1993). *Control of Mechanical Systems Affected by Friction and Other Nondifferentiable nonlinearities*. Haifa, Israel: PhD thesis, Technion, Israel Institute of Technology.
- Bingzhao, G., Hong, C., Yan, M., & Kazushi, S. (2011). Design of nonlinear shaft torque observer for trucks with Automated Manual Transmission. *Mechatronics*, 21(6), 1034-1042.
- Borsotto, B. (2008). *Modélisation, Identification et Commande d'un organe de friction, Application au contrôle d'un système d'embrayage et au filtrage d'acyclismes par glissement piloté*.
- Boyd, S., El Ghaoui, L., Feron, E., & Balakrishnan, V. (1994). *Linear Matrix Inequalities in system and control*. SIAM Studies in Applied Mathematics.
- Canudas de Wit, C., Olsson, H., Aström, K. J., & Lischinsky, P. (March 1995). A New Model for Control of System of Systems with Friction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 40(3).
- Chauvin, J., Corde, G., Petit, N., & Rouchon, P. (2007). Periodic input estimation for linear periodic systems: Automotive engine applications. *Automatica*, 43(6), 971-980.
- Daafouz, P., Riedinger, P., & Iung, C. (2002). Stability Analysis and Control Synthesis for Switched Systems: A switched Lyapunov function approach. *IEEE Trans. Automatic Control*, 1883-1887.
- Dahl, P. (1968). *A solid friction model*. El Segundo, CA: Technical Report TOR-0158(3104_18)-1, The Aerospace Corporation.
- Dahl, P. (1975). Solid friction damping of spacecraft oscillations. *AIAA Guidance and Control Conference*. Boston Mass.
- Dahl, P. (1976). Solid friction damping mechanical vibrations. *AIAA Journal*.
- Duc, G., & Font, S. (1999). *Commande H^∞ et μ -analyse : des outils pour la robustesse*. Hermes Science.
- Fall, M. L. (2015). *Synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires, application à la commande et au diagnostic des bioréacteurs*.

- Farza, M., M'Saad, M., Fall, M., Pigeon, E., Gehan, O., & Mosrati, R. (2004). Observer design for a class of mimo nonlinear systems. *Automatica*, 40(1):135-143.
- Friedland, B., & Park, Y. J. (1991). On adaptive friction compensation. *In proceeding of the IEEE Conference on Decision and Control*.
- Guerra, T. M., Kruszewski, A., Vermeiren, L., & Rago-Tirmant, H. (2006). Conditions of output stabilization for nonlinear models in the Takagi-Sugeno's form. *Fuzzy Sets & Systems*, 1248-1259.
- Haessig, D. A., & Friedland, B. (September 1991). On the modelling and simulation of friction. *J Dyn Syst Meas Control Trans ASME*.
- Ichalal, D., Marx, B., Ragot, J., & Maquin, D. (2010). State estimation of Takagi-Sugeno systems with unmeasurable premise variables. *IET Control Theory & Applications*, 897-908.
- Kalman, R. E. (1960). A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. *Transactions of the ASME - Journal of Basic Engineering*, 35-45.
- Kalman, R. E. (1960). On the general theory of control systems. *1st IFAC Congress*. Moscou.
- Kalman, R. E. (1961). New Results in Linear Filtering and Prediction Theory. *Transactions of the ASME - Journal of Basic Engineering*, 95-107.
- Kalman, R. E. (1963). Mathematical description of linear dynamical systems. *SIAM J. Control*, 152-192.
- Kerkeni, H. (2011). *Analyse et synthèse des modèles non linéaires périodiques : application au moteur à allumage commandé*. Valenciennes: Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis.
- Kermani, S., Delprat, S., Guerra, T., Trigui, R., & Jeanneret, B. (2012). Predictive energy management for hybrid vehicle. *Control Engineering Practice*, 20(4), 408-420.
- Khier, D., Lauber, J., Floquet, T., Colin, G., Guerra, T., & Chamaillard, Y. (2007). Robust Takagi-Sugeno fuzzy control of a spark ignition engine. *Control Engineering Practice*, 15(12), 1446-1456.
- Kim, D.-H., Yang, K.-J., & Lee, K.-I. (2003). Smooth shift control of automatic transmissions using a robust adaptative scheme with intelligent supervision. *International Journal Of Vehicle Design*, 250-273 Vol.32.
- Ko, J. W., Park, P., & Lee, W. I. (2012). State-Feedback Switching Control for Discrete-Time. *Int Journal Computer Elect. Engineering*, 654-656.
- Krener, A., & Isidori, A. (1983). A linearization by output injection and nonlinear observer. *Systems and Control Letters*, 47-52.
- Kruszewski, A., Wang, R., & Guerra, T. M. (2008). Non-quadratic stabilization conditions for a class of uncertain nonlinear discrete-time T-S fuzzy models: a new approach. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 606-611.
- Lack, A. (2003, June). *Brevet n° 6,584,391*. United States of America.
- Lee, W. I., Ko, J. W., & Park, P. (2014). State-Feedback Switching Control for Discrete-Time. *In IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)*, (pp. 2282-2287).
- Lendek, Z., Raica, P., Lauber, J., & Guerra, T. M. (2014). Observer design for switching nonlinear systems. *IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)*, (pp. 2282-2287).

- Leonard, N. E., & Krishnaprasad, P. (1992). Adaptive friction compensation for bi-directional low-velocity position tracking. *In Proc. of the 31st Conference on Decision and Control*.
- Livshiz, M., Dulzo, J., Matthews, O., Dibble, D., Spitz, A., & Chynoweth, J. a. (2004, March). *Brevet n° 6,704,638*. United States of America.
- Losero, R., Lauber, J., & Guerra, T. M. (2014). Observateur de couple transmis dans un double volant amortisseur. *Groupe de Travail Automatique et Automobile du GDR MACS*. Orléans.
- Losero, R., Lauber, J., & Guerra, T. M. (2015). Discrete Angular Torque Observer, Applied to the engine torque and clutch torque estimation via a dual-mass flywheel. *Conference on Industrial Electronics and Applications*. Auckland, New Zealand: IEEE.
- Losero, R., Lauber, J., & Guerra, T. M. (2015). Estimation de couple moteur et de couple embrayage basée sur un. *Conférence sur la Logique Floue et ses Applications*. Poitiers, France.
- Losero, R., Lauber, J., & Guerra, T. M. (2015). Transmitted torque observer applied to real time engine and clutch torque. *Linear Parameter Varying Systems*. Grenoble, France: IFAC.
- Losero, R., Maurel, P., Guerra, T. M., Lauber, J., & DO, A. L. (2015). *Brevet n° WO2015036718 A1*.
- Luenberger, D. (1966). Observers for multivariable systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 190 - 197.
- Luenberger, D. G. (1971). An introduction to Observers. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 596-602.
- Moré, J. J. (1977). The Levenberg-Marquardt algorithm: Implementation and theory. *Numerical Analysis*, 105-116.
- Morin, A. J. (1831-1833). New friction experiments . *Proceedings of the French Royal Academy of Sciences*, 4, 1-128.
- Naghshabrizi, P., Hespanha, J., & Teel, A. (2008). Exponential stability of impulsive systems with application to uncertain sampled-data systems. *Systems & Control Letters*, 378-385.
- Necla Togun, S. B. (2010). Genetic programming approach to predict torque and brake specific fuel consumption of . *Applied Energy*(87), 3401-3408.
- Nüesch, T., Wang, M., Isenegger, P., Onder, C. H., & Steiner, R. (2014). Optimal energy management for a diesel hybrid electric vehicle considering transient PM and quasi-static NOx emissions. *Control Engineering Practice*, 29, 266-276.
- Oh, J. J., B.Choi, S., & Kim, J. (2014). Driveline modeling and estimation of individual clutch torque during gear shifts for clutch transmission. *Mechatronics*, 24(5), 449-463.
- Olsson, H. (1996). *Control System with Friction*. Lund : Lund Institute of Technology.
- Rakotomamonjy, A., Le Riche, A., Gualandris, D., & Harchaoui, Z. (May 2007). A comparison of statistical learning approaches for engine torque estimation. *Control Engineering Practice*, 16(1), 43-55.
- Ramberg, W., & Osgood, W. R. (1943). *Description of stress-strain curves by three parameters*. Washington: National Advisory Committee for Aeronautics.

- Reynolds, O. (1886). On the theory of lubrication and its application to Mr. Beauchamp Tower's experiments, including an experimental determination of the viscosity of olive oil. *Phil. Trans. Royal Soc.*, 177, 157-234.
- Rizzoni, G., Guezennec, Y., Soliman, A., & Lee, B. (2005, March 15). *Brevet n° 6,866,024 B2*. United States of America.
- Sargin, M. (1971). *Stress-strain relationship for concrete and the analysis of structural concrete sections*. University of Waterloo, Canada: SM Study 4, Solid Mechanics Division .
- Serrarens, A., Dassen, M., & Steinbuch, M. (2004). Simulation and control of an automotive dry clutch. *American Control Conference* (pp. 4078-4083 vol.5). Boston, MA, USA: IEEE.
- SKF General Catalogue*. (1970).
- Stotsky, A. (2007). Adaptive Estimation of the Engine Friction Torque. *European Journal of Control*, 618-624.
- Stribeck, R. (1902). The Key qualities of sliding and roller bearings. *Zeitschrift des vereines Seutscher Ingenieure*.
- Szilassy, A., & Engman, M. (2014). *Powertrain dynamic torque reduction using clutch slip control*. Stockholm, Sweden: KTH Industrial Engineering and Management.
- Tanaka, K., & Wang, H. O. (2001). *Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach*. Wiley-Interscience Publication.
- Tanaka, K., Ikeda, T., & Wang, H. (1998). Fuzzy regulators and fuzzy observers: relaxed stability condition and LMI-based designs. *Fuzzy System, IEEE Transaction on*, 6(2), 250-265.
- Tanaka, K., Iwasaki, M., & Wang, H. O. (2000). Stable Switching Fuzzy Control and Its Application to a Hovercraft Type Vehicle. *FUZZ IEEE*.
- Taotao, J., Pingkang, L., & Guoming, Z. (2013). Optimal Decoupled Control for Dry Clutch Engagement. *American Control Conference* (pp. 6740-6745). Washington, DC, USA: IEEE.
- Thor, M., Egardt, B., McKelvey, T., & Andersson, I. (2014). Using combustion net torque for estimation of combustion properties for measurements of crankshaft torque. *Control Engineering Practice*, 26, 233-244.
- Togun, N., Baysec, S., & Kara, T. (2012). Nonlinear modeling and identification of a spark ignition engine torque. *Mechanical Systems and Signal Processing*(26), 294-304.
- Tzeng, S.-C., Huang, K. D., & Chen, C.-C. (2004). Optimization of the dual energy-intergration mechanism in a parallel-type hybrid vehicle. *Applied Energy*, 80(3), 225-245.
- Uzunova, M., Losero, R., Lauber, J., & Djemai, M. (2012). Traffic velocity control for evaluation the impact of gases emissions: case study of toll plaza. *Environment Friendly Energies and Applications (EFEA), 2012 2nd International Symposium on*, 19 - 24.
- Uzunova, M., Losero, R., Lauber, J., Guerra, T. M., & Nikolov, E. (2012). Non-integer real-time robust control with application to toll plaza and evaluation of CO2 gases emissions. *13th CTS IFAC Symposium on Control in Transportation Systems, Sofia, DOI, 20120912-3*.

- Walrath, C. (1984). Adaptative bearing friction compensation based on recent knowledge of dynamic friction . *Automatica*, 717-727.
- Wang, H., Tanaka, K., & Griffin, M. (1996). An approach to fuzzy control of nonlinear system: stability and design issues. *Fuzzy System, IEEE Transaction on*, 4(1), 14-23.
- Wang, Y., Xie, L., & De Souza, C. (1992). Robust control of a class of uncertain nonlinear systems. *System and Control Letters*, 139-149.
- Wang, Y.-Y., & Rizzoni, V. K. (1997). Event-based estimation of indicated torque for IC engines using sliding-mode observers. *Control Engineering Practice*, 5(8), 1123-1129.
- Yoneyama, K., Nishikawa, M., Katayama, H., & Ichikawa, A. (2001). Design of output feedback controllers for Takagi–Sugeno fuzzy systems. *Fuzzy Sets Systems*, 127-148.

Annexe

L'impact de la précision du système d'actionnement sur la faisabilité du glissement contrôlé a été évoqué dans le chapitre IV. Afin de répondre à ce problème, une voie d'amélioration de la stratégie de contrôle du système d'actionnement du véhicule d'essais est proposée dans cette annexe. Cette voie d'amélioration consiste d'une part à estimer le courant du moteur électrique dont la mesure est imprécise sur le véhicule et d'autre part de prendre en compte les aspects non linéaires du système.

Les résultats présentés dans cette partie sont obtenus en simulation à partir d'un modèle complet du système comprenant toutes les non linéarités. À titre indicatif, les résultats obtenus sont comparés au fonctionnement réel du système via des enregistrements issus d'essais sur véhicule.

I. Présentation du système

L'ensemble embrayage et système d'actionnement est présenté Figure 104.

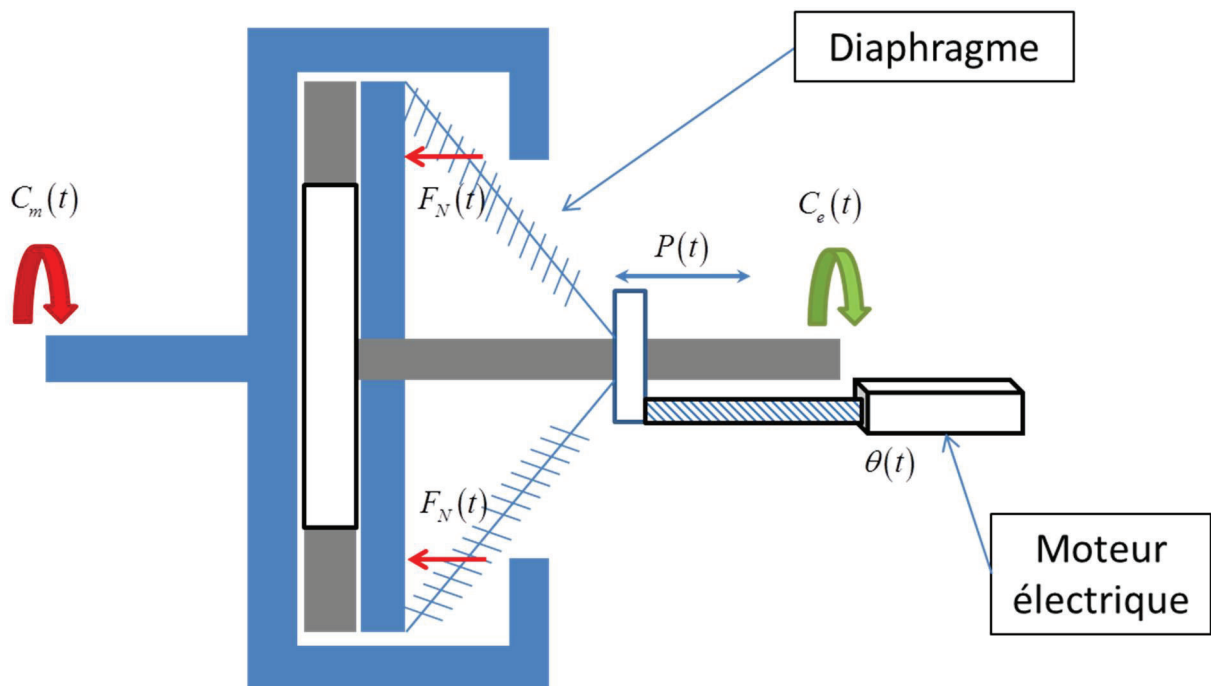


Figure 104 : Schéma de l'embrayage et de son système d'actionnement

Cette figure le fonctionnement de l'embrayage. La partie bleue est composée du vilebrequin par lequel transite le couple moteur $C_m(t)$, du volant moteur, de la cloche et du plateau de pression de l'embrayage. Le couple embrayage $C_e(t)$ peut être considéré comme une portion du couple moteur telle que :

$$\begin{cases} C_e(t) = r(F_N(t)) \cdot C_m(t) \\ r(F_N(t)) \in [0,1] \end{cases} \quad (5.1)$$

Lorsque l'embrayage est fermé, $r(F_N(t)) = 1$, ce qui signifie que l'embrayage s'apparente à une liaison mécanique rigide. La portion du couple moteur transmis par l'embrayage dépend de la force normale $F_N(t)$ qui s'écrit en fonction de la position $P(t)$ telle que :

$$F_N(t) = \lambda(p(t)) \cdot p(t) \quad (5.2)$$

Où $\lambda(p(t))$ est la raideur du diaphragme de l'embrayage en fonction de la position $p(t)$. Cette position est pilotée par le moteur électrique au travers d'une visse sans fin. La position de l'actionneur est alors proportionnelle à la position angulaire du moteur électrique au ratio q prêt tel que :

$$P(t) = q \cdot \theta(t) \quad (5.3)$$

Le ratio q représente la démultiplication de la visse sans fin et assure la conversion de radians en millimètres. La position $P(t)$ est donc piloté au travers la position angulaire $\theta(t)$ du moteur électrique. La raideur du diaphragme $\lambda(p(t))$ étant fonction de $\theta(t)$ et de $\dot{\theta}(t)$, on considère que $K(\theta(t), \dot{\theta}(t)) = \lambda(p(t))$.

Afin de prendre en compte tous les aspects mécaniques et électriques du système, la modélisation du système d'actionnement de l'embrayage est proposée dans la partie suivante.

II. Modélisation

II. 1. Equations du système physique

Le système d'actionnement présente deux parties ; une partie électrique d'une part et une partie mécanique d'autre part. L'équation dynamique de la partie électrique est donnée par :

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i(t) - \frac{Ke}{L}\dot{\theta}(t) + \frac{1}{L}u(t) \quad (5.4)$$

Où $i(t)$ représente le courant, $\theta(t)$ la position angulaire et $u(t)$ la tension. Les paramètres R , L et Ke représentent respectivement la résistance, l'inductance et la force électromotrice du moteur électrique.

La partie mécanique est décrite par l'équation dynamique suivante

$$\ddot{\theta}(t) = \frac{K_m}{J_m} \cdot i(t) - \frac{f}{J_m} \cdot \dot{\theta}(t) - \frac{K(\theta(t), \dot{\theta}(t))}{J_m} \cdot \theta(t) \quad (5.5)$$

Où J_m représente l'inertie, K_m la constante de couple du moteur électrique et $K(\theta(t), \dot{\theta}(t))$ est la raideur du diaphragme de l'embrayage. La caractéristique cette raideur est donnée

Figure 105 : Caractéristique de la raideur du diaphragme de l'embrayage.

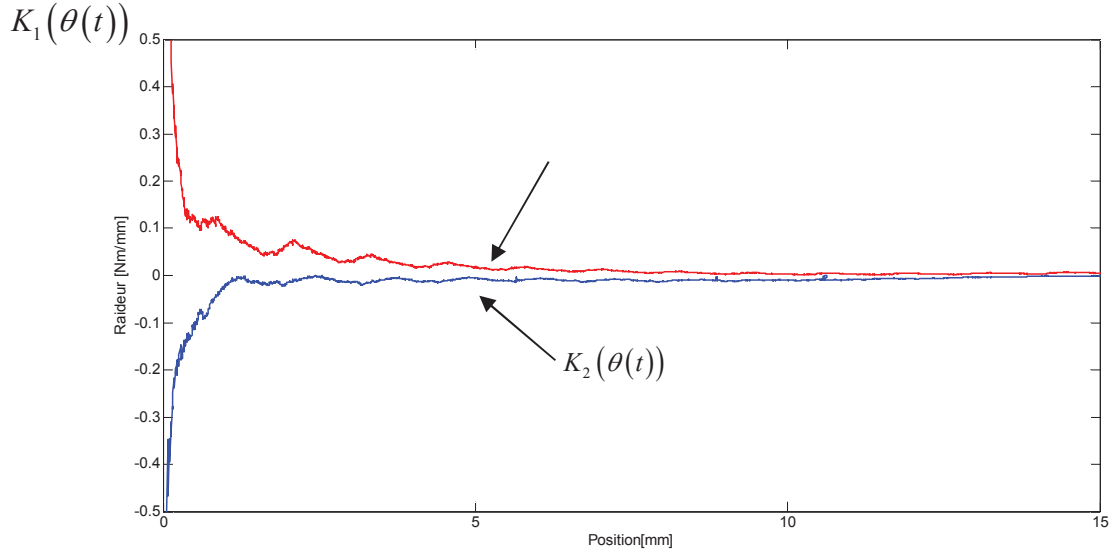


Figure 105 : Caractéristique de la raideur du diaphragme de l'embrayage

On remarque que la $K(\theta(t), \dot{\theta}(t))$ présente une commutation selon le signe de la vitesse $\dot{\theta}(t)$. La loi de commutation $\sigma(t), \mathbb{R}^+ \rightarrow I_2 = \{1, 2\}$ est donnée par :

$$K(\theta(t), \dot{\theta}(t)) = K_{\sigma(t)}(\theta(t)) = \begin{cases} K_1(\theta(t)) & \text{if } \dot{\theta}(t) > 0 \\ K_2(\theta(t)) & \text{if } \dot{\theta}(t) < 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

Cette caractéristique ainsi que la loi de commutation $\sigma(t)$ sont issues de données réelles mesurées sur le véhicule d'essais.

La représentation d'état du système commuté précédent est donné par :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_{\sigma(t)}(x(t)) \cdot x(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned}, \sigma(t) \in I_2 \quad (5.7)$$

Où : $A_{\sigma(t)}(x(t)) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{K_e}{L} & 0 \\ \frac{K_m}{J_m} & -\frac{f}{J_m} & -\frac{K_{\sigma(t)}(\theta(t))}{J_m} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $C = [0 \ 0 \ q]$ et le vecteur d'état

$$x(t) = \begin{bmatrix} i(t) \\ \dot{\theta}(t) \\ \theta(t) \end{bmatrix}.$$

Afin de traiter la non linéarité issue de la raideur du diaphragme, une représentation quasi-LPV du type Takagi-Sugeno est utilisée.

II. 2. Représentation Takagi-Sugeno

Les non linéarités $K_1(\theta(t))$ et $K_2(\theta(t))$ sont bornées telles que : $\underline{K_j} \leq K_j(\theta(t)) \leq \overline{K_j}$ avec $j \in I_2$ les sous-systèmes commutés. La méthode des secteurs non linéaires est alors utilisée (Tanaka & Wang, 2001) telle que :

$$\begin{aligned} K_1(\theta(t)) &= h_{11}(\cdot) \cdot \overline{K_1} + h_{21}(\cdot) \cdot \underline{K_1} \\ K_2(\theta(t)) &= h_{12}(\cdot) \cdot \overline{K_2} + h_{22}(\cdot) \cdot \underline{K_2} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Avec les fonctions d'appartenance $h_{1j}(\cdot) = \frac{K_j(\theta(t)) - \underline{K_j}}{\overline{K_j} - \underline{K_j}}$ et $h_{2j}(\cdot) = 1 - h_{1j}(\cdot)$, $j \in I_2$.

A partir de (5.6) et (5.8), la représentation d'état Takagi-Sugeno du système commuté suivante est obtenue :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^2 h_{i\sigma(t)}(z(t)) (A_{i\sigma(t)} x(t) + Bu(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases}, \quad \sigma(t) \in I_2 \quad (5.9)$$

Où : $A_{1j} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{K_e}{L} & 0 \\ \frac{K_m}{J_m} & -\frac{f}{J_m} & -\frac{\overline{K_j}}{J_m} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$, $A_{2j} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{K_e}{L} & 0 \\ \frac{K_m}{J_m} & -\frac{f}{J_m} & -\frac{\underline{K_j}}{J_m} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$.

III. Synthèse de l'observateur de courant

Afin de palier à l'absence de mesure valide du courant du moteur électrique nécessaire au contrôle de la position de l'actionneur, l'observateur suivant est utilisé à partir de (5.9) :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_{i\sigma(t)}(\theta(t)) & \left(A_{i\sigma(t)} \hat{x}(t) + Bu(t) + \right. \\ & \left. P^{-1} L_{i\sigma(t)} (y(t) - \hat{y}(t)) \right) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Remarque 1 : La position angulaire $\theta(t)$ est mesurée et la loi de commutation $\sigma(t)$ est connue en temps réel. De ce fait, $h_{i\sigma(t)}(\theta(t))$ est parfaitement connu à chaque instant, les prémices de l'observateur sont donc mesurables.

À partir de (5.9) et (5.10) et selon la remarque 1, l'erreur d'estimation dynamique $e = x - \hat{x}$ est donnée par :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^2 h_{i\sigma(t)}(\theta(t)) \left(A_{i\sigma(t)} - P^{-1} L_{i\sigma(t)} C \right) e(t), \quad \sigma(t) \in I_2 \quad (5.11)$$

Par conséquent, en utilisant une fonction de Lypunov quadratique $V(e) = e^T P e$. Les conditions de convergence asymptotique sont données par (Tanaka & Wang, 2001) (Lee, Ko, & Park, 2014):

$$PA_{ij} - L_{ij}C + (PA_{ij} - L_{ij}C)^T < \alpha P, \quad i, j \in I_2 \quad (5.12)$$

Où le decay rate α permet de régler la vitesse de convergence de l'erreur d'estimation.

IV. Synthèse du correcteur

Le but recherché est le contrôle de la position $P(t)$ de l'actionneur par le biais de l'estimation du courant $i(t)$ obtenu via l'observateur. Afin d'obtenir une erreur statique nulle, une action intégrale est considérée telle que :

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}(t) = \sum_{i=1}^2 h_{i\sigma(t)}(z(t)) \left(\bar{A}_{i\sigma(t)} \bar{x}(t) + \bar{B}u(t) \right) \\ y(t) = \bar{C}\bar{x}(t) \end{cases}, \quad \sigma(t) \in I_2 \quad (5.13)$$

Avec $\bar{A}_{ij}(t) = \begin{bmatrix} A_{ij} & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix}$, $i, j \in I_2$, $\bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$ and $\bar{C} = [C \quad 0]$. Le contrôleur PDC commuté considéré est tel que :

$$u(t) = \sum_{i=1}^2 h_{i\sigma(t)}(z(t)) F_{i\sigma(t)} \bar{x}(t) \quad (5.14)$$

Une fois de plus, une fonction de Lyapunov quadratique telle que $V(\bar{x}) = \bar{x}^T Q \bar{x}$ est utilisée afin d'obtenir des conditions LMIs suffisantes (Tanaka & Wang, 2001) (Lendek, Raica, Lauber, & Guerra, 2014):

$$XA_{ji}^T + A_{ji}X - M_{ji}^T B^T - BM_{ji} < 0, \quad i, j \in I_2 \quad (5.15)$$

$$\begin{bmatrix} \beta I & (*) \\ M_{12} - M_{21} & I \end{bmatrix} > 0, \quad X > I \quad (5.16)$$

Où $X = Q^{-1}$ et $M_{ij} = F_{ij}Q^{-1}$, $i, j \in I_2$. L'équation (5.16) est ajoutée afin de l'imiter l'écart entre les gains de chaque côtés de la commutation. Via un complément de Schur, (5.16) correspond à l'égalité : $(M_{12} - M_{21})^T (M_{12} - M_{21}) < \beta I$. Le but étant d'obtenir un contrôleur au comportement doux lors des phases de commutation.

Remarque 2 : L'utilisation de fonctions de Lyapunov plus complexes telles que des fonctions de Lyapunov multiples (Kruszewski, Wang, & Guerra, 2008) ou prendre en compte la loi de commutation $\sigma(t)$ tel que : $V_{\sigma(t)}(\bar{x}) = \bar{x}^T Q_{\sigma(t)} \bar{x}$ (Daafouz, Riedinger, & Iung, 2002). Néanmoins, il apparait sur cette application que même si ces méthodes apportent des degrés de liberté supplémentaire, la différence de résultats obtenus avec ces méthodes et une fonction de lyapunov quadratique n'est pas significative.

Remarque 3 : Pour la synthèse de l'observateur et du contrôleur incluant une fonction de Lyapunov quadratique, $h_{i\sigma(t)}(z(t))$ est parfaitement connu à chaque instant, le principe de séparation est alors conservé. Il est aisé de le prouver en suivant les travaux de (Yoneyama, Nishikawa, Katayama, & Ichikawa, 2001) via une fonction de Lyapunov étendue : $V(\bar{x}, e) = \begin{bmatrix} \bar{x} \\ e \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & \varepsilon P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ e \end{bmatrix}$, avec $\varepsilon > 0$ un paramètre libre, $Q = X^{-1}$ avec X la solution du problème LMI (5.15) et P la solution du problème LMI (5.12), ainsi le contrôleur par retour de sortie est obtenu.

V. Résultats de simulation

Les résultats de simulation présentés dans cette partie ont été obtenus dans le cadre de l'étude du glissement contrôlé de l'embrayage. Les consignes de position embrayage $p(t)$ sont issues des stratégies de glissement contrôlé présenté dans le Chapitre IV. Afin de comparer la loi de commande de position actionneur proposée à celle implémentée dans le véhicule, les positions cosigne obtenues lors d'essais véhicule ont été ré injectés en simulation dans le modèle d'actionneur piloté avec la loi de commande proposée. Les résultats de cette comparaison sont présentés Figure 106.

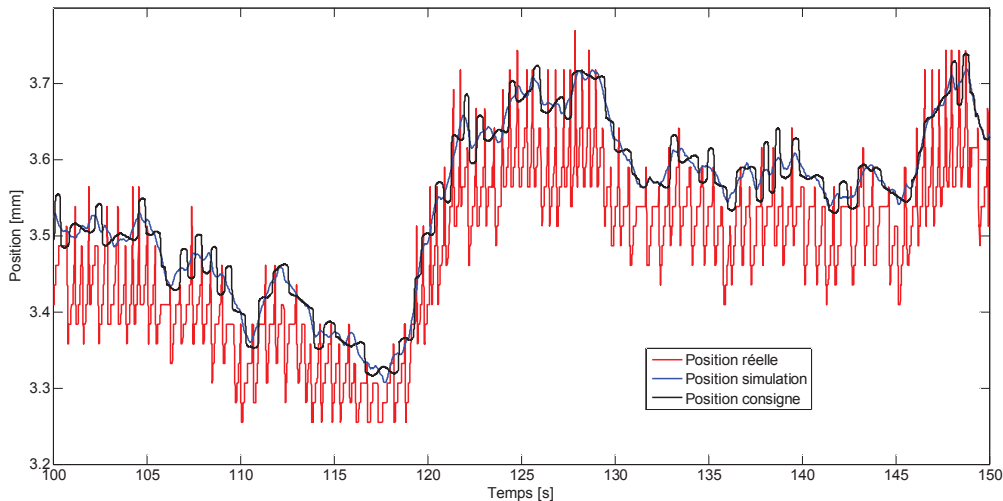


Figure 106 : Comparaison des positions actionneur réelle et en simulation

On remarque une précision accrue du suivi de consigne avec la loi de commande proposée appliquée sur le modèle de l'actionneur. Cette précision est d'autant plus significative que la résolution en couple du système d'actionnement est comprise entre 20 Nm/mm et 70 Nm/mm . L'erreur de suivi de consigne est présentée Figure 107.

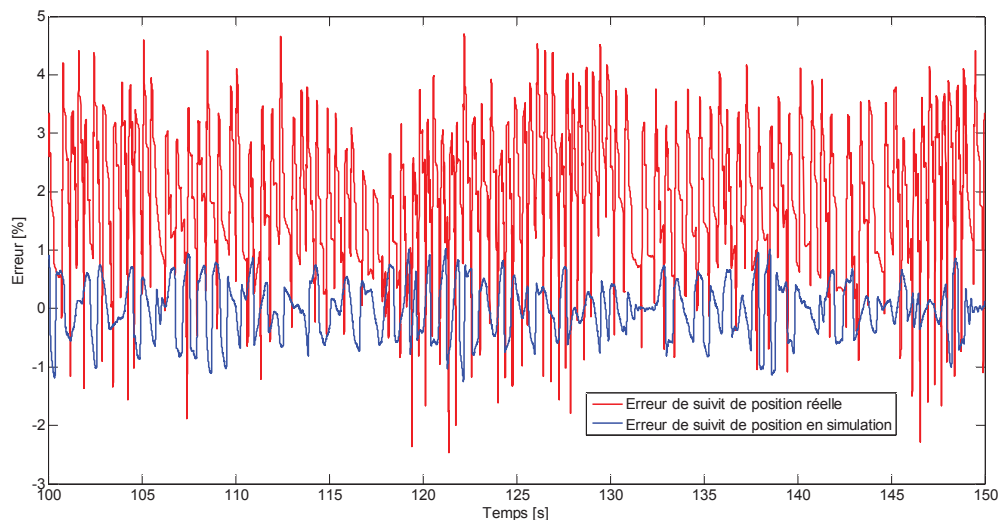


Figure 107 : Comparaison des erreurs de suivi de position réelle et en simulation

L'erreur de suivi est de l'ordre de 4% sur le système réel contre moins de 1% pour la stratégie proposée en simulation. Cette différence de précision est d'autant plus significative lorsqu'elle est traduite en résolution de vitesse de glissement en fonction de la résolution en couple du système d'actionnement. En reprenant l'exemple donné dans la partie IV. 2. 1 du Chapitre IV, sur le cinquième rapport, la résolution en vitesse de glissement équivalente à la précision du suivi de position obtenue est de l'ordre de 6 rpm à 18 rpm avec la stratégie proposée contre 25 rpm à 85 rpm avec la stratégie implémentée sur le véhicule.

Mots clés : Automatique, automobile, embrayage, LMI, observateur, Takagi-Sugeno.

Cette thèse de doctorat intitulée « *Contrôle en couple et en vitesse d'un embrayage simple ou double dans une transmission automobile* » a été réalisée dans le cadre d'une convention CIFRE établie entre le laboratoire LAMIH UMR CNRS 8201 et l'équipementier automobile Valeo. Les problématiques de la thèse s'inscrivent dans un contexte proche de l'industrialisation à savoir l'estimation des couples embrayages lors des phases de changement de rapport dans une transmission à double embrayage et le contrôle de la vitesse de glissement de l'embrayage pour une transmission à simple ou à double embrayage. Afin de répondre à la problématique d'estimation de couple embrayage, un capteur virtuel de couple a été développé. Ce capteur virtuel est composé d'une estimation de la torsion des arbres de transmission basée sur une méthode d'ajout de dents virtuelles dans les capteurs incrémentaux d'une part, et d'un observateur Takagi-Sugeno discrétisé dans le domaine angulaire d'autre part. Ce procédé a permis l'estimation des couples embrayages d'une transmission à double embrayage sur une plateforme de simulation fournie par Valeo comportant un modèle complet de véhicule. Le procédé a également été testé sur des données réelles de débrayement de double volant amortisseur, des estimations en ligne du couple moteur instantané acyclique et du couple embrayage ont alors été obtenues. Au cours de l'étude dédiée au glissement contrôlé de l'embrayage, une stratégie de contrôle robuste aux perturbations extérieures induites par le conducteur et aux dispersions du système a été développée. Cette stratégie permet de répondre aux spécifications du cahier des charges en simulation. La stratégie de glissement contrôlé a également été validée sur véhicule lors d'essais sur piste et sur banc à rouleau.

Key words: Control system, automotive, clutch, LMI, observer, Takagi-Sugeno,

This PhD dissertation is titled “*Torque and speed control of a single or dual clutch in an automotive transmission*”. This PhD has been done in an industrial framework with the so-called automotive equipment manufacturer Valeo and the laboratory of Automatic Control, Mechanics, Informatics and Human Sciences LAMIH UMR CNRS 8201 of Valenciennes, France. The issues of this PhD are closed to the industrialization context such as the clutch torque estimation during the gear shifting phases in a dual clutch transmission and the clutch slip speed control. In order to solve the inline clutch torque estimation issues, a virtual torque sensor has been developed. On one hand, this virtual sensor is composed of a shaft torsion angle estimation based on a method of virtual tooth adding into the encoder sensors. On another hand, discrete angular domain unknown input Takagi-Sugeno observer is used for the estimation of the dynamic part of transmitted torque. This methodology has permitted the estimation of the transmitted clutch torque of a dual clutch transmission in simulation. The simulation results have been obtained on a simulation platform provided by Valeo, including a complete vehicle model. The methodology has also been tested on real data of a dual mass flywheel angular deflection. Thus, online estimation of instantaneous acyclic engine torque and transmitted clutch torque has been obtained. Concerning the slip control, a robust control strategy against the external disturbances leaded to the driver and the system parameters incertitude has been developed. This strategy permits to ensure the required specifications in simulation. The strategy has been also validated on vehicle during track trials.