

Introduction générale.

Le véhicule électrique suscite actuellement un regain d'intérêt car il présente l'avantage d'être non polluant. Sa vocation urbaine est d'autre part renforcée par le fait qu'il présente un agrément de conduite évident : silence et absence de passage de vitesse.

Néanmoins, sa diffusion reste limitée. Par exemple, le constructeur *Renault* a produit en 1995 quelques centaines de véhicules *Clio* en version électrique, contre plus d'un million en version thermique.

Actuellement, le point critique du véhicule électrique est le rapport de l'autonomie sur le prix de vente. En effet, en 95 la *Clio* électrique était proposée au public à 95000 F sans les batteries, en finition de qualité supérieure. Il faut rajouter environ 600 F/mois de location de batteries, alors que l'autonomie avoisine les 120 km.

En admettant que l'on puisse améliorer le rendement du véhicule électrique à configuration donnée, on améliore ce rapport. En effet, on peut choisir de rester à coût constant et donc d'augmenter l'autonomie. On peut d'autre part choisir de rester à autonomie constante en diminuant l'énergie embarquée et donc de diminuer le coût du véhicule (diminution du nombre de batteries, main d'oeuvre...). On peut aussi remarquer que dans tous les cas, le coût d'utilisation par unité de distance pour l'utilisateur diminue, ce qui est un argument de vente supplémentaire pour le constructeur automobile.

L'objectif poursuivi dans le travail de recherche présenté dans ce mémoire consiste à optimiser la commande de la chaîne de traction asynchrone d'un véhicule électrique en vue de diminuer sa consommation énergétique. Pour y parvenir, nous avons exploré deux voies.

La première voie consiste à intervenir en amont du motovariateur en modifiant la consigne de couple du conducteur (enfoncement de la pédale d'accélérateur), de manière à diminuer la consommation en tenant compte des caractéristiques du véhicule.

La seconde voie consiste à intervenir au niveau du motovariateur en déterminant la stratégie de commande qui minimise les pertes de l'ensemble formé par l'onduleur et le moteur. En l'absence de modèle analytique de pertes d'un moteur associé à un convertisseur statique (pertes fer en particulier), nous avons limité l'étude aux pertes de l'onduleur.

Introduction générale.

Le document est organisé en trois parties.

Le premier chapitre est relatif à l'analyse et à la modélisation de la chaîne de traction du véhicule existant : commande et MLI vectorielle, onduleur triphasé, moteur asynchrone et chaîne mécanique. Un modèle fin de la chaîne est déterminé. La corrélation des résultats de simulation avec les relevés expérimentaux correspondants permet de le valider. Ce modèle étant un outil d'analyse, il permet d'étudier les pertes de l'onduleur. Par ailleurs, il est décliné dans une version simplifiée adaptée aux études d'autonomie sur des cycles longs.

Le second chapitre présente deux familles de commande susceptibles d'optimiser un compromis entre le respect de la consigne du conducteur et l'augmentation de l'autonomie du véhicule. Une évaluation de l'augmentation de l'autonomie du véhicule est effectuée en simulation avec un générateur de consigne et un modèle de conducteur, de manière à reproduire des situations réalistes. Des essais réels sont menés avec différents conducteurs pour confirmer les résultats de simulation.

Le troisième chapitre analyse et compare différentes stratégies de la commande rapprochée du moteur asynchrone au niveau des pertes de l'onduleur. Après avoir analysé les pertes en simulation, une commande idéale (qui peut être l'association de deux commandes sur différentes plages de vitesse) est proposée.

Enfin, les résultats et les perspectives ouvertes par ces travaux sont présentés en conclusion de ce document.

Chapitre 1.

Modélisation du véhicule électrique.

1.Introduction

1.1.Objectifs de la modélisation du véhicule.

Les objectifs de la modélisation du véhicule électrique sont doubles.

D'une part, la modélisation permet de caractériser et d'analyser les différents organes constituant le véhicule, leur degré de compatibilité, et d'évaluer les performances de l'ensemble en fonction de critères qualitatifs : forme des signaux, stabilité et performances dynamiques. C'est aussi en partant de l'analyse du modèle de la chaîne de traction que les lois de commande ont été synthétisées.

D'autre part, la modélisation du véhicule a pour objet de fournir un outil de simulation : c'est un modèle de référence qui sert de support à des modifications de la commande, et par rapport auquel les améliorations seront évaluées quantitativement.

L'optimisation des performances énergétiques se situe à différents niveaux : nous aurons par conséquent besoin d'outils adaptés à ces besoins. L'optimisation de la commande rapprochée de l'onduleur (traitée en troisième partie), fait intervenir des phénomènes de l'ordre de la microseconde. L'évaluation des puissances mises en jeu s'effectue en simulation avec un modèle interne analytique sur une durée n'excédant pas la seconde. Ce modèle est appelé microscopique (en rapport avec les pas de calcul).

Lors de l'optimisation de l'autonomie par modification de la consigne du conducteur (traitée en seconde partie), l'évaluation des puissances intervient sur une durée de quelques dizaines de secondes. Les constantes de temps mises en jeu pour ce type de simulation sont de l'ordre du temps de réaction du conducteur (quelques dizaines de millisecondes). Un modèle simplifié, que nous caractériserons par la suite est donc nécessaire lors des phases d'évaluation, et ce pour respecter les contraintes de temps de calcul. L'évaluation des puissances ne peut se faire alors qu'avec des cartographies. Ce modèle possède un niveau de précision suffisant au niveau dynamique et énergétique pour être utilisé avec le conducteur.

Dans ce chapitre, nous présenterons dans un premier temps le véhicule électrique dans son ensemble, en faisant apparaître les différents organes tels qu'ils sont modélisés avec le modèle microscopique. Enfin, un modèle simplifié du véhicule sera présenté, ainsi que ses limites de validité.

1.2.Présentation du véhicule électrique.

On peut subdiviser la chaîne de traction d'un véhicule électrique en trois parties : une source de puissance, un convertisseur et un récepteur. En traction, la source est la batterie et le récepteur la chaîne mécanique (Figure 1.1). En freinage, la chaîne mécanique devient en partie la source de puissance (tout en continuant à dissiper par frottements), et la batterie est le récepteur (Figure 1.2). Dans les deux cas, le groupe motopropulseur (GMP), composé de l'onduleur (et de son pilotage) et du moteur est le convertisseur de puissance électromécanique.

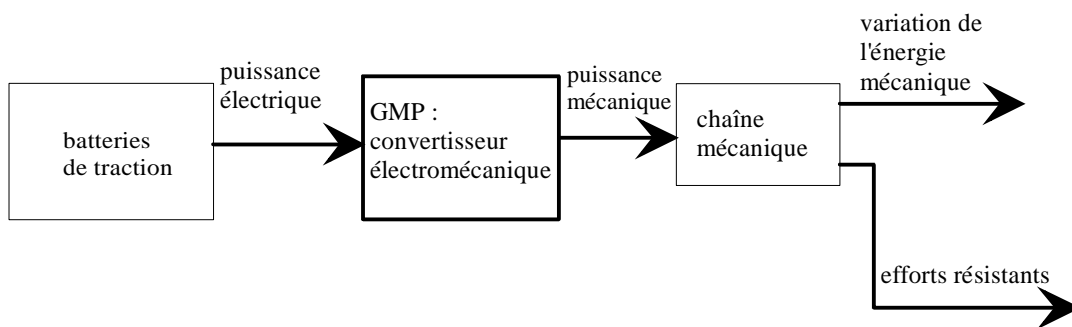


Figure 1.1. Transferts de puissance dans le véhicule électrique en traction.

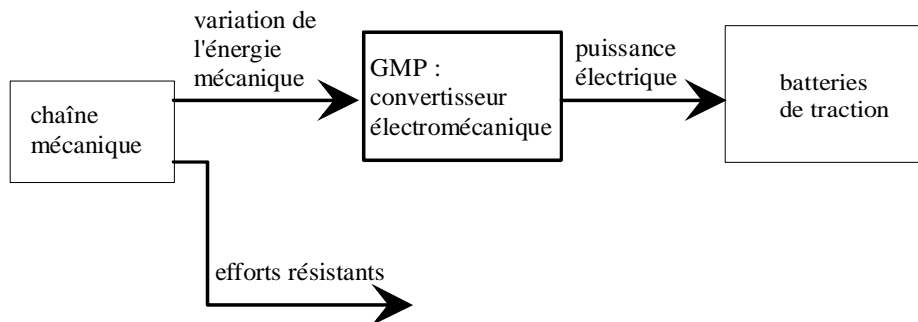


Figure 1.2. transferts de puissance dans le véhicule électrique en freinage électrique.

A partir de cette décomposition, l'architecture de commande du véhicule peut être présentée. Elle est constituée d'unités de contrôle de la batterie, du GMP, du véhicule, ainsi que d'une unité assurant l'interface avec le conducteur.

La structure informatique est décomposée fonctionnellement en trois parties auxquelles correspondent autant de microprocesseurs dédiés (Figure 1.3). Cette structure « 3 pôles » a été développée par le constructeur automobile Renault.

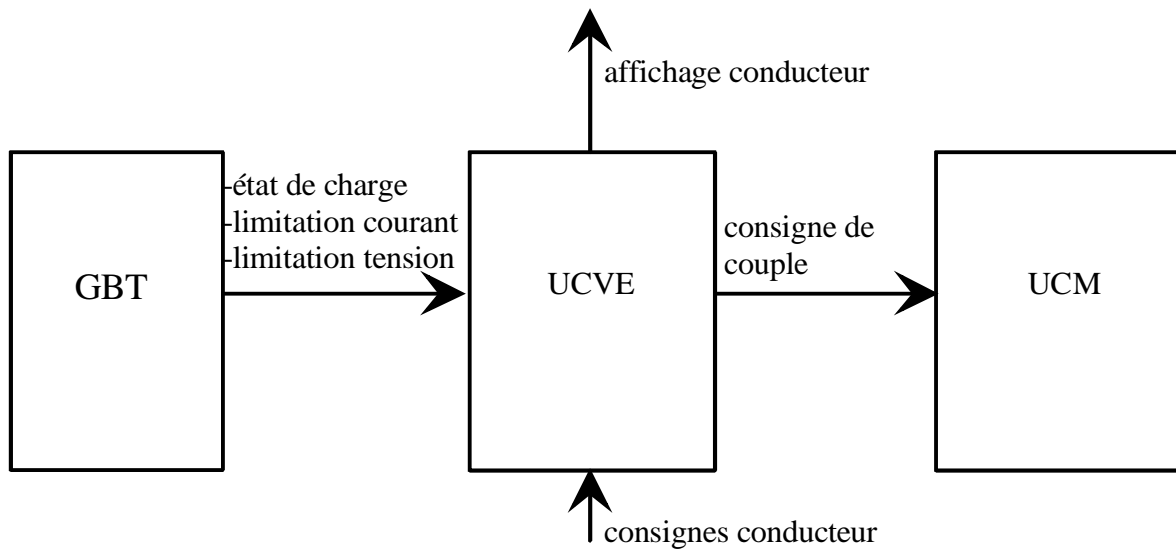


Figure 1.3. Architecture électro-informatique du véhicule.

Les fonctions assurées sont les suivantes :

- l'UCVE : Unité de Contrôle du Véhicule Electrique (ou superviseur).

D'une part, cette unité centralise les informations concernant le véhicule : état des batteries et consignes du conducteur.

D'autre part, elle redistribue des informations comme la consigne de couple du conducteur et l'affichage pour le conducteur.

L'implantation de l'optimisation des lois pédales consiste à modifier le programme implanté dans ce calculateur.

- le GBT : Gestion des Batteries de Traction. Cette unité est dédiée au contrôle de l'état de la batterie. Elle permet principalement de fournir à l'UCVE l'état de charge et d'activer les limitations de courant et de tension assurant la protection de la batterie.

- l'UCM : Unité de Contrôle Moteur. Cette unité assure le pilotage de l'onduleur à partir de la consigne de couple déterminée par l'UCVE. Elle gère également toutes les limitations de fonctionnement propres au moteur.

A ces trois fonctions de contrôle sont associés des organes physiques : la batterie pour le GBT, le moteur pour l'UCM et le véhicule incluant le conducteur pour l'UCVE.

La modélisation présentée par la suite ne porte que sur l'UCM et le moteur : la batterie est assimilée à un générateur de tension parfait (tension constante) et l'UCVE à une consigne de couple.

2.Modélisation du Groupe motopropulseur.

2.1.Modélisation de l'unité de contrôle moteur (UCM).

2.1.1.Introduction : présentation des différentes composantes.

La chaîne de traction asynchrone¹, qui est fournie par le constructeur Siemens, comprend l'UCM.

Cette unité se compose fonctionnellement de trois parties (Figure 1.4).

- La première partie génère les références de courant de couple $i_s Q^*$ (proportionnel au couple à flux constant), de courant de flux $i_s D^*$ (le flux rotorique est le produit de ce courant et de l'inductance magnétisante en régime permanent), et la référence de flux rotorique $\varphi_r D^*$. L'autre fonction de cette partie est de générer les différentes limitations, qui seront exposées en détail par la suite. La période d'échantillonnage de cette fonction est de 1 milliseconde.

- La seconde partie détermine les tensions à appliquer au moteur, pour que les consignes de courant soient respectées : c'est la commande vectorielle. La période d'échantillonnage de cette fonction est de 83,3 microsecondes.

- Enfin, la troisième partie génère les ordres de conduction des bras de l'onduleur, pour que soient appliquées sur le moteur et en moyenne sur une période de MLI, les tensions déterminées précédemment. La période d'échantillonnage utilisée en simulation pour cette fonction est de 0,65 microseconde pour une fréquence de MLI de 6 kHz.

Pour comprendre chacun de ces blocs, il est avant tout nécessaire de rappeler les principes de la commande vectorielle telle qu'elle est réalisée pour le système considéré.

¹ Les caractéristiques du groupe motopropulseur sont fournies en annexe.

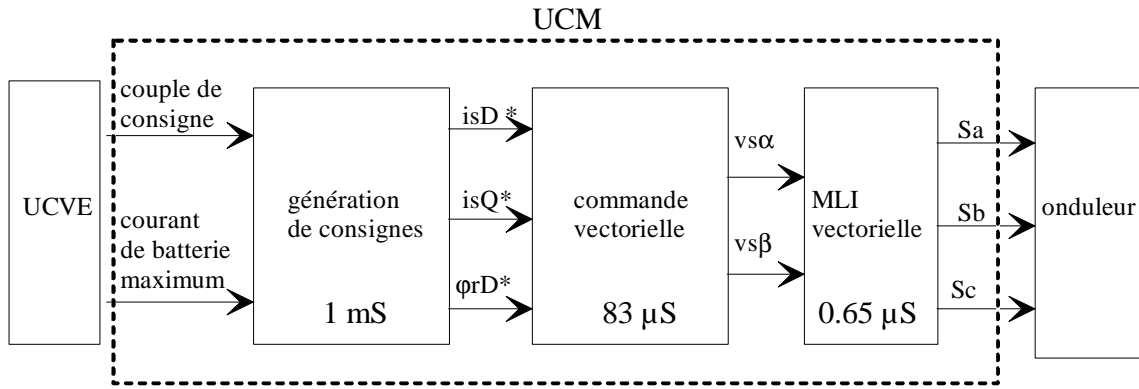


Figure 1.4. Unité de Contrôle Moteur.

2.1.2. Principes d'une commande vectorielle : construction à partir d'une structure en boucle ouverte.

2.1.2.1. Introduction

Dans une première partie, la structure de commande vectorielle est uniquement composée d'un terme de polarisation qui détermine en boucle ouverte les tensions moteur et la pulsation statorique, telles que les courants soient égaux aux valeurs de consigne.

Ce terme seul ne permet pas de maîtriser la dynamique des courants et donc le temps de montée du couple. De plus, il se révèle imprécis si certains paramètres du moteur sont mal estimés.

Une commande vectorielle peut être construite progressivement à partir de cette structure en mettant en évidence le rôle de chaque fonction dans le contrôle du couple.

2.1.2.2. Terme de polarisation seul.

Les équations de la machine sont exprimées dans un référentiel tournant $(d,q)^2$, dont l'axe d est aligné avec le flux rotorique réel.

Expression des tensions statoriques

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} \quad (1.1)$$

² Les notations utilisées pour les équations sont reportées à la fin du document.

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot \varphi_{rd} \quad (1.2).$$

Expression du flux rotorique :

$$\frac{d\varphi_{rd}}{dt} = R_r \cdot i_{sd} - \frac{R_r}{L_m} \varphi_{rd} \quad (1.3).$$

Expression des pulsations rotorique et statorique :

$$\omega_r = \frac{R_r \cdot i_{sq}}{\varphi_{rd}}. \quad (1.4).$$

$$\omega_s = \omega_r + \omega_m \quad (1.5).$$

Expression du couple :

$$\Gamma = p \cdot \varphi_{rd} \cdot i_{sq} \quad (1.6).$$

Le terme de polarisation a pour objet de déterminer les composantes V_{sD}^* et V_{sQ}^* , dans un repère (D,Q) aligné sur la position estimée du flux rotorique, du vecteur tension à appliquer au moteur en fonction des consignes de courant (Figure 1.5). Elles sont obtenues à partir des équations (1.1) et (1.2) en faisant l'hypothèse d'un régime permanent ou lentement variable.

$$v_{sD}^* = R_s \cdot i_{sD}^* - \omega_s^* \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sQ}^* \quad (1.7).$$

$$v_{sQ}^* = R_s \cdot i_{sQ}^* + \omega_s^* \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sD}^* + \omega_s^* \cdot \varphi_{rD}^* \quad (1.8).$$

$$\varphi_{rD}^* = \hat{L}_m \cdot i_{sD}^* \quad (1.9).$$

$$\omega_r^* = \frac{\hat{R}_r \cdot i_{sQ}^*}{\varphi_{rD}^*} \quad (1.10).$$

$$\omega_s^* = \omega_r^* + \omega_m \quad (1.11).$$

avec : $\hat{R}_r = a \cdot R_r$: estimation de la résistance rotorique.

$\hat{L}_m = b \cdot L_m$: estimation de l'inductance magnétisante

L'erreur d'estimation sur la résistance statorique n'a pas été prise en compte dans cette étude pour deux raisons. D'une part, ayant accès à la température du moteur, la commande peut

estimer celle-ci correctement. D'autre part, une erreur sur l'estimation de R_s n'a d'influence qu'à très basses vitesses.

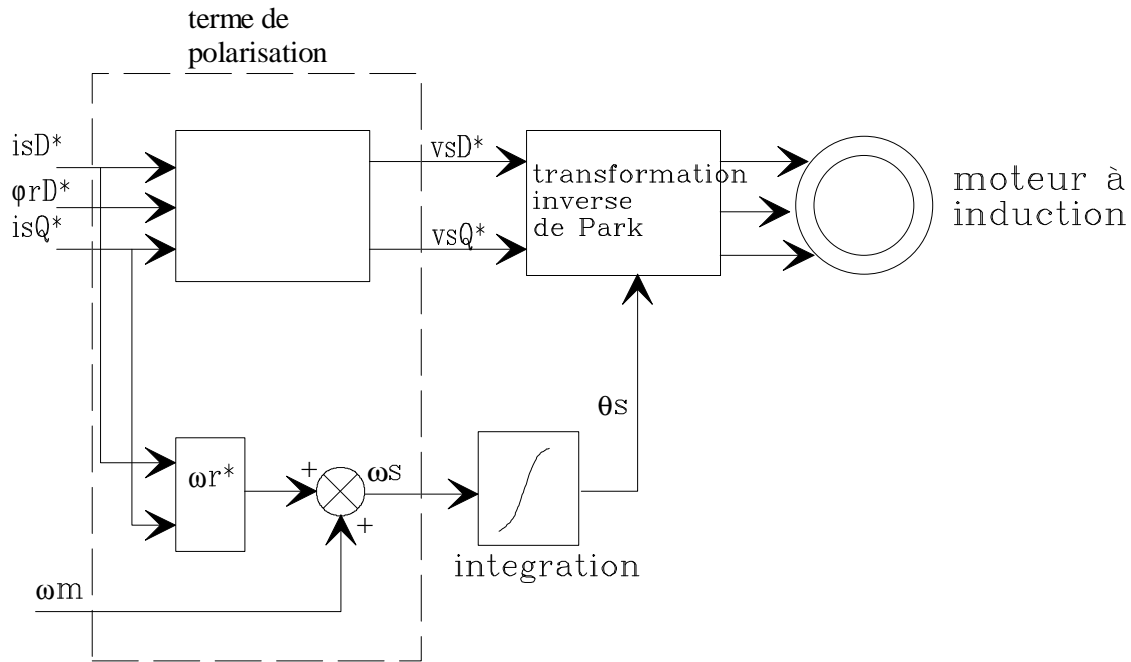


Figure 1.5. Commande vectorielle en boucle ouverte.

La pulsation statorique est imposée par la commande, et par conséquent la pulsation rotorique aussi. donc $\omega_s = \omega_s^*$ et $\omega_r = \omega_r^*$ (1.12).

D'après (1.4) et (1.10) on obtient $i_{sq} = \frac{a \cdot i_{sQ}^*}{b \cdot i_{sD}^*} \cdot i_{sd} = r \cdot i_{sd}$ (1.13).

Si on se place en régime permanent, on peut déterminer les composantes dans le repère (d,q) du vecteur tension à appliquer au moteur :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s - r \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \\ r \cdot R_s + \omega_s \cdot L_s \end{bmatrix} \cdot I_{sd}^3 \quad (1.14).$$

L'erreur sur l'estimation de la résistance rotorique et de l'inductance magnétisante amène une erreur sur l'estimation de la position du flux rotorique et sur les tensions appliquées au moteur.

$$\hat{\theta}_s = \theta_s - \varepsilon \quad (1.15).$$

³ L'emploi de majuscules pour désigner les grandeurs électriques a pour objet d'indiquer au lecteur que l'on se place en régime permanent.

On en déduit une relation entre les tensions exprimées dans les deux repères :

Dans le repère (d,q) du moteur :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon & \sin \varepsilon \\ -\sin \varepsilon & \cos \varepsilon \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sD}^* \\ V_{sQ}^* \end{bmatrix} \quad (1.16).$$

Dans le repère (D,Q) de la commande :

$$\begin{bmatrix} V_{sD}^* \\ V_{sQ}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \\ \omega_s \cdot (b \cdot L_m + \sigma \cdot L_s) & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sD}^* \\ I_{sQ}^* \end{bmatrix} \quad (1.17).$$

On obtient finalement une expression de l'erreur d'estimation de l'orientation :

$$\varepsilon = \text{Arc tan} \left(\frac{I_{sD}^* \cdot (R_s \cdot \omega_s \cdot L_m \cdot (b-1)) + I_{sQ}^* \cdot \left(R_s^2 \cdot \left(1 - \frac{a}{b}\right) + \omega_s^2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \left(L_m \cdot (a-1) + \sigma \cdot L_s \cdot \left(1 - \frac{a}{b}\right) \right) \right)}{I_{sD}^* \cdot (R_s^2 + \omega_s^2 \cdot L_s \cdot (b \cdot L_m + \sigma \cdot L_s)) + I_{sQ}^* \cdot \left(\frac{I_{sQ}^*}{I_{sD}^*} \cdot \frac{a}{b} \cdot (R_s^2 + \omega_s^2 \cdot (\sigma \cdot L_s)^2) + R_s \cdot \omega_s \cdot L_m \cdot (a+1) \right)} \right) \quad (1.18).$$

Les composantes du vecteur courant dans le repère (d,q) sont :

$$I_{sd} = \frac{(R_s \cdot I_{sD}^* - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sQ}^*) \cdot \cos \varepsilon + (R_s \cdot I_{sQ}^* + \omega_s \cdot (b \cdot L_m + \sigma \cdot L_s) \cdot I_{sD}^*) \cdot \sin \varepsilon}{R_s \cdot I_{sD}^* - \frac{a}{b} \cdot I_{sQ}^* \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s} \cdot I_{sD}^* \quad (1.19).$$

$$I_{sq} = \frac{(R_s \cdot I_{sD}^* - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sQ}^*) \cdot \cos \varepsilon + (R_s \cdot I_{sQ}^* + \omega_s \cdot (b \cdot L_m + \sigma \cdot L_s) \cdot I_{sD}^*) \cdot \sin \varepsilon}{\frac{b}{a} R_s \cdot I_{sD}^* - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{sQ}^*} \cdot I_{sQ}^* \quad (1.20).$$

Ces résultats sont confirmés en simulation (Figure 1.6). Les conditions utilisées en simulation pour illustrer les résultats précédents sont les suivantes :

$I_{sD}^* = 170 \text{ A}$

$I_{sQ}^* = 0$ pendant 1 seconde et 250 A ensuite.

$a = 1$ pendant 4 secondes puis $a = 1,5$.

$b = 1$ pendant 10 secondes puis $b = 0,5$.

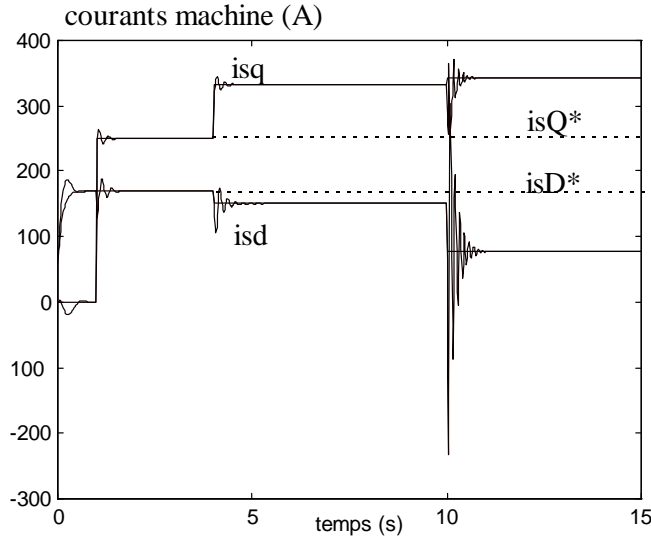


Figure 1.6. Courants Isd and Isq : valeurs simulées et obtenues à partir des expressions analytiques (1.19) et (1.20).

On en déduit finalement l'erreur induite sur l'estimation du couple :

$$\Gamma = \frac{(R_s I_{sD}^* - \omega_s \sigma L_s I_{sQ}^*)^2 \cos^2 \varepsilon + (R_s I_{sQ}^* + \omega_s (b L_m + \sigma L_s) I_{sD}^*)^2 \sin^2 \varepsilon - (R_s \omega_s \sigma L_s I_{sQ}^{*2} + \omega_s^2 \sigma L_s (b L_m + \sigma L_s) I_{sD}^* I_{sQ}^*) \sin 2\varepsilon}{\frac{b^2}{a} \left(R_s I_{sD}^* - \frac{a}{b} I_{sQ}^* \omega_s \sigma L_s \right)^2} \Gamma^* \quad (1.21).$$

On remarque que si les paramètres sont correctement estimés, alors l'erreur d'orientation est nulle, et toutes les consignes sont respectées.

A titre indicatif, en se plaçant dans les conditions de simulation, on obtient :

à 100 t/mn (Figure 1.6) : $\varepsilon = -16.2^\circ$, $\frac{I_{sd}}{I_{sD}^*} = 0.47$, $\frac{I_{sq}}{I_{sQ}^*} = 1.42$, et $\frac{\Gamma}{\Gamma^*} = 0.67$ après dix secondes.

Les écarts constatés sont très importants. Les erreurs d'estimation sur la résistance rotorique (hausse de la température) et de l'inductance magnétisante (saturation) sont réalistes.

2.1.2.3. Réorientation du référentiel (D,Q) de la commande.

Le chapitre précédent a mis en évidence l'insuffisance d'une structure de commande vectorielle en boucle ouverte si les paramètres ne sont pas correctement estimés, y compris en régime permanent. Il apparaît que les erreurs sur les courants et sur le couple peuvent être partiellement corrigés si l'estimation de la position du flux rotorique est correcte. Pour ce

faire, la pulsation rotorique est modifiée en ajoutant $\Delta\omega_r$ à ω_r^* . La correction de pulsation rotorique $\Delta\omega_r$ se déduit de (1.12) :

$$\Delta\omega_r = \frac{R_r \cdot I_{sq}}{L_m \cdot I_{sd}} - \frac{a R_r \cdot I_{sQ}^*}{b \cdot L_m \cdot I_{sD}^*} \quad (1.22).$$

Un alignement correct du référentiel de commande (D,Q) et du référentiel (d,q) implique une égalité des tensions exprimées dans les deux repères :

$$\begin{bmatrix} V_{sD}^* \\ V_{sQ}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.23).$$

En combinant les équations statiques de la commande et du moteur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sD}^* \\ V_{sQ}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \\ \omega_s \cdot (b L_m + \sigma \cdot L_s) & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sD}^* \\ I_{sQ}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \\ \omega_s \cdot (L_m + \sigma \cdot L_s) & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.24),$$

ce qui conduit à la relation suivante sur les courants lorsque le référentiel (D,Q) est correctement orienté :

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{\omega_s^2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot L_m \cdot (b-1)}{R_s^2 + \omega_s^2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot L_s} & 0 \\ \frac{R_s \cdot \omega_s \cdot L_m \cdot (b-1)}{R_s^2 + \omega_s^2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot L_s} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sD}^* \\ I_{sQ}^* \end{bmatrix} \quad (1.25).$$

L'expression du couple est alors :

$$\Gamma = \frac{1}{b} \cdot \left(1 + \frac{\omega_s \cdot L_m \cdot (b-1)}{R_s^2 + \omega_s^2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot L_m} \cdot \left(\omega_s \sigma \cdot L_s + R_s \cdot \frac{I_{sD}^*}{I_{sQ}^*} \right) + \frac{R_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s^3 \cdot L_m^2 \cdot (b-1)^2}{(R_s^2 + \omega_s^2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot L_m)^2} \cdot \frac{I_{sD}^*}{I_{sQ}^*} \right) \cdot \Gamma^* \quad (1.26).$$

La correction à apporter à la pulsation rotorique est égale à :

$$\Delta\omega_r = \omega_r^* \cdot \left(\frac{b}{a} \cdot \frac{1 + \frac{I_{sD}^* \cdot R_s \cdot \omega_s \cdot L_m \cdot (b-1)}{I_{sQ}^* \cdot (R_s^2 + \omega_s^2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot L_s)}}{1 + \frac{\omega_s^2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot L_m \cdot (b-1)}{R_s^2 + \omega_s^2 \cdot \sigma \cdot L_s \cdot L_s}} - 1 \right) \quad (1.27).$$

Ces relations sont confirmées par des simulations effectuées dans les mêmes conditions qu'au paragraphe précédent. La Figure 1.7 représente les valeurs des courants de flux et de couple dans le référentiel (d,q) observés en simulation, et calculées à partir de l'équation (1.25). On observe que ces deux valeurs coïncident en régime permanent.

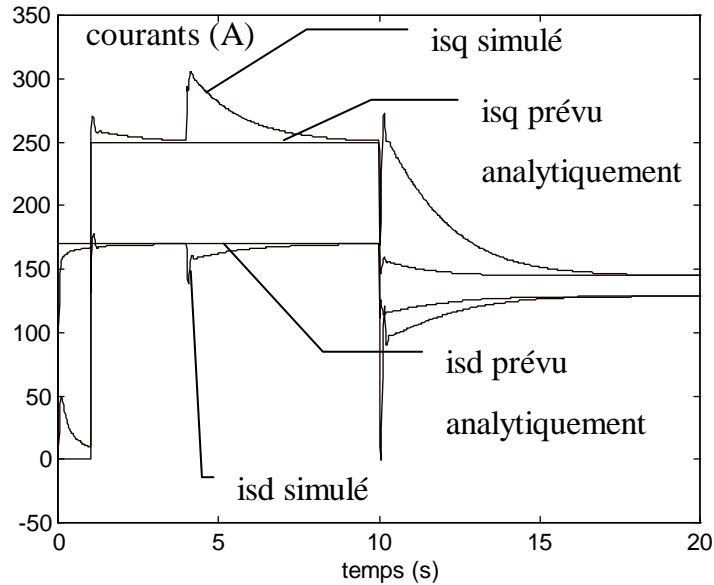


Figure 1.7. Courants Isd et Isq : valeurs observées et obtenues analytiquement.

Ces résultats indiquent que si la position du flux rotorique et si l'inductance magnétisante sont correctement estimées, alors l'erreur sur le couple et sur les composantes des courants est nulle. Ceci s'explique en considérant le schéma équivalent du moteur en régime permanent :

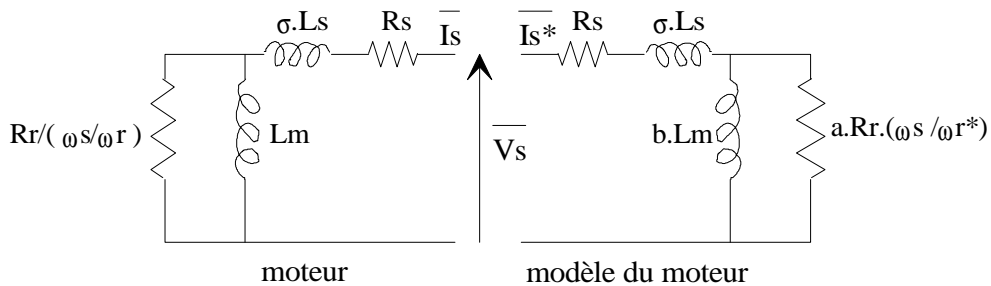


Figure 1.8. Schéma équivalent d'une phase du moteur et son modèle.

Si $b = 1$ (L_m correctement estimée), alors le schéma équivalent est identique pour la commande et le moteur. L'impédance de la branche rotorique est la même dans le moteur et dans la commande : la modification de la pulsation rotorique est telle qu'elle corrige l'erreur d'estimation de la résistance rotorique. En effet, dans ce cas :

$$\Delta\omega_r = \omega_r^* \cdot \left(\frac{1}{a} - 1 \right) \quad (1.28), \text{ donc : } \frac{a \cdot R_r}{\omega_r^*} = \frac{R_r}{\omega_r} \quad (1.29).$$

En revanche, si b est différent de 1, la correction de pulsation rotorique $\Delta\omega_r$ ne peut pas modifier en même temps la branche rotorique et inductive du moteur de sorte que les circuits

soient équivalents. L'alignement des référentiels (D,Q) et (d,q) implique donc que les courants soient modifiés par rapport aux consignes (Figure 1.7 après 10 s).

La méthode utilisée pour corriger la position du référentiel de commande consiste à estimer une valeur électrique (par exemple la puissance réactive [Dia 93]) de deux manières différentes, à partir des mesures et des références (Figure 1.9). Les paramètres L_m et R_r dont on cherche à corriger les erreurs d'estimation ne doivent pas apparaître dans les modèles utilisés.

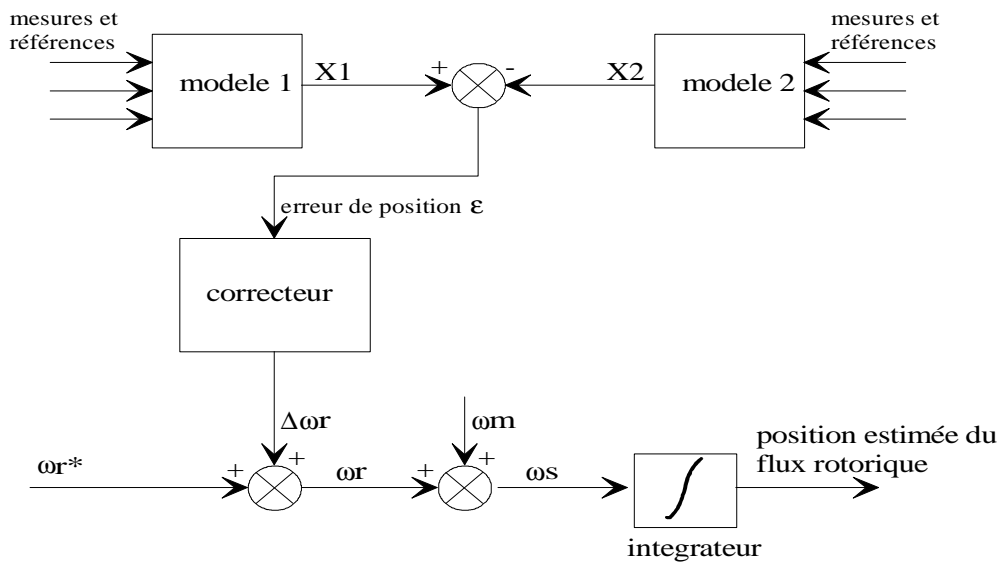


Figure 1.9. Système de correction de l'erreur d'estimation de la position du flux rotorique.

2.1.2.4. Contrôle des composantes du vecteur courant dans le repère (D,Q).

La réorientation du référentiel de commande fournit des résultats satisfaisants en régime permanent dans le cas où l'inductance magnétisante est correctement estimée. Néanmoins, il est clair que cette structure est insuffisante au niveau du contrôle des courants dans le cas contraire. D'autre part, le système étant en boucle ouverte au niveau des courants, leur dynamique n'est pas contrôlée, et il en est donc de même pour le couple.

Supposons que la correction d'alignement des référentiels (d,q) et (D,Q) ne soit pas effectuée. On a vu précédemment qu'il y a une erreur d'orientation ϵ . Or les correcteurs asservissent les courants de flux et de couple I_{sD} et I_{sQ} dans le repère estimé à leur consigne respective I_{sD}^* et I_{sQ}^* . En supposant que les erreurs de courant sont annulées par l'asservissement en régime

permanent, l'erreur d'orientation ε du référentiel (D,Q) a pour effet d'imposer les égalités suivantes :

$$IsD = Isd \cdot \cos \varepsilon - Isq \cdot \sin \varepsilon = IsD^* \quad (1.30).$$

$$IsQ = Isd \cdot \sin \varepsilon + Isq \cdot \cos \varepsilon = IsQ^* \quad (1.31).$$

L'erreur d'orientation qui en découle est égale à :

$$\varepsilon = \text{Arc tan} \left(\frac{IsQ^* \cdot \left(1 - \frac{a}{b}\right)}{IsD^* \cdot \left(1 + \frac{a \cdot IsQ^{*2}}{b \cdot IsD^{*2}}\right)} \right) \quad (1.32).$$

Cette erreur ne peut donc pas être annulée dans le cas général avec un contrôle des composantes du courant dans (D,Q).

Le couple réel est alors :

$$\Gamma = \frac{a}{b^2} \cdot \left(\cos^2 \varepsilon + \left(\frac{IsQ^* \cdot \sin \varepsilon}{IsD^*} \right)^2 + \frac{IsQ^* \cdot \sin 2\varepsilon}{IsD^*} \right) \cdot \Gamma^* \quad (1.33).$$

On peut observer en simulation l'erreur introduite sur les courants dans le référentiel (d,q) donc sur les courants la machine (Figure 1.10).

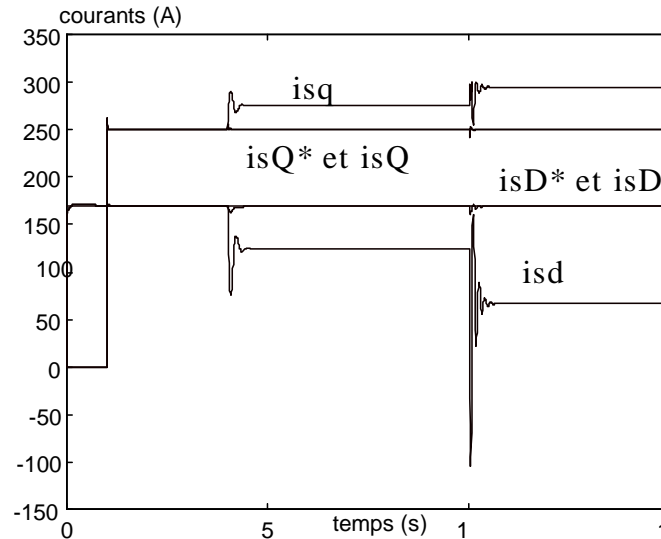


Figure 1.10. Erreur sur les courants avec un contrôle des composantes du vecteur courant dans le référentiel (D, Q) .

La mise en oeuvre du correcteur a aussi pour fonction de contrôler le comportement dynamique des courants de couple et de flux par rapport à leur référence. En effet, on peut voir sur la Figure 1.11 que le terme anticipatif seul n'est pas satisfaisant en terme de contrôle dynamique : fortes oscillations et temps de réponse important.

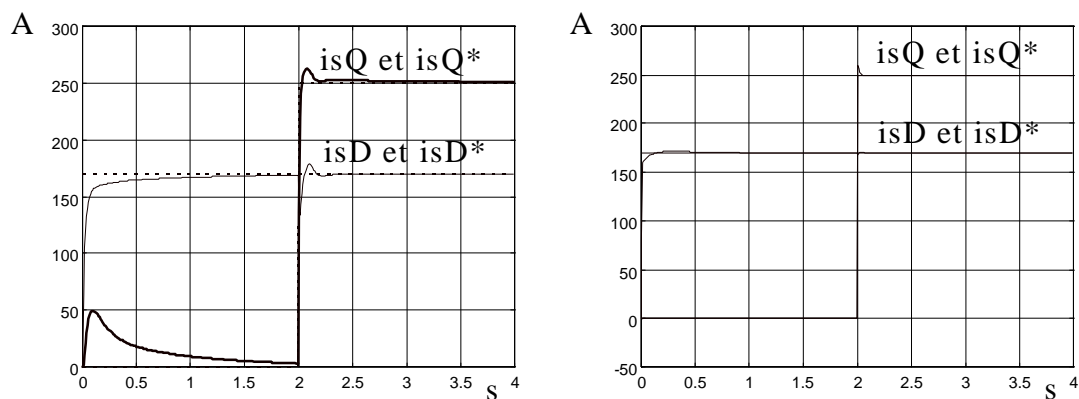


Figure 1.11. Réponse temporelle sans (à gauche) et avec (à droite) correcteur de courant.

La réalisation de la correction des courants consiste à ajouter la sortie du correcteur de courant Δv_sD et Δv_sQ aux tensions v_{sD}^* et v_{sQ}^* déterminées par le terme anticipatif (Figure 1.12).

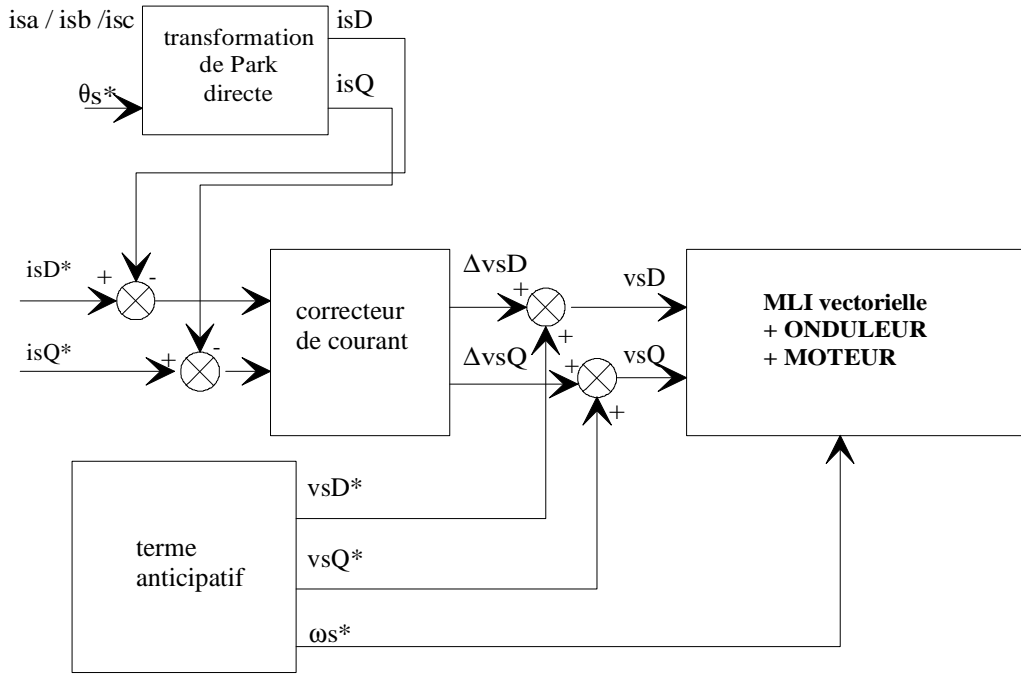


Figure 1.12. Mise en oeuvre du contrôle des courants.

2.1.2.5. Correction simultanée des composantes du vecteur courant et du repère (D,Q) dans lequel elles sont observées.

Comme nous avons pu le constater dans les paragraphes précédents, les méthodes de correction des tensions et de la pulsation rotorique ne peuvent pas annuler à la fois les erreurs sur les courants et sur la position du flux rotorique, si elles sont utilisées séparément.

Supposons que les courants observés soient correctement corrigés. La condition de réorientation se déduit de l'équation (1.22).

$$\Delta\omega_r = \omega_r^* \cdot \left(\frac{b}{a} - 1 \right) \tag{1.34}.$$

D'autre part la correction apportée aux tensions pour contrôler les courants est telle que :

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{sD} \\ \Delta V_{sQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ (1-b)L_m \cdot \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sD}^* \\ I_{sQ}^* \end{bmatrix} \tag{1.35}.$$

On peut constater sur la Figure 1.13 que les courants dans le repère (d,q) sont correctement contrôlés en régime permanent (les transitoires sont dus au réalignement).

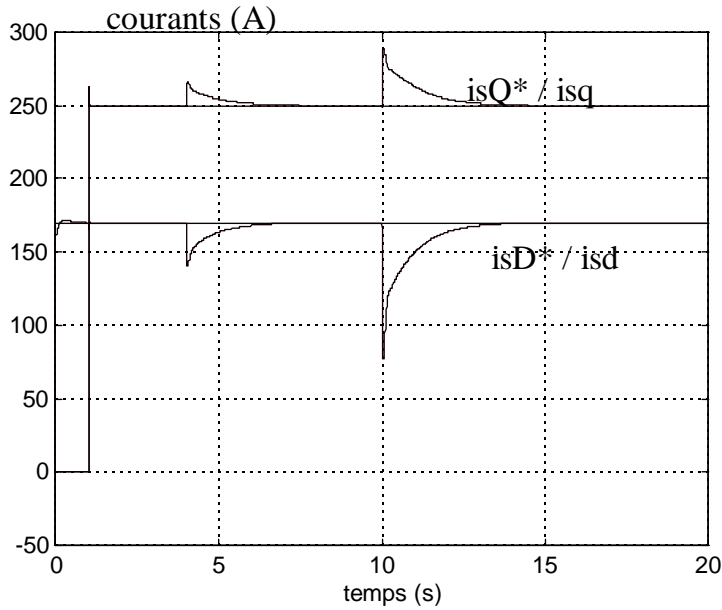


Figure 1.13. Contrôle des courants et réorientation.

Néanmoins, bien que le contrôle des courants et l'estimation de la position du flux rotorique soient correctement effectués, une erreur sur le couple persiste. En effet, le couple de référence est estimé à partir de la valeur de l'inductance magnétisante. L'expression du couple est :

$$\Gamma = \frac{3}{2} \cdot L_m \cdot p \cdot i_{sD}^* \cdot i_{sQ}^* = \frac{L_m}{\hat{L}_m} \Gamma^* = \frac{1}{b} \Gamma^* \quad (1.36).$$

Un contrôle correct du couple doit donc utiliser une estimation la plus précise possible de l'inductance magnétisante pour avoir en sortie un couple proche de la référence [Pap-Rog 95].

En conclusion,

dans la commande en boucle ouverte, les tensions à appliquer à la machine sont déterminées à partir des références de flux (courant i_{sD}^*) et de couple (courant i_{sQ}^*). Les insuffisances de cette structure en régime permanent en présence d'erreurs sur l'estimation des paramètres ont conduit à l'améliorer. Une correction de l'estimation de la position du flux rotorique, puis un contrôle des courants ont été rajoutés pour finalement aboutir à une structure de commande vectorielle.

2.1.3. Application à la structure Siemens.

2.1.3.1. Introduction.

La structure de l'unité de contrôle moteur Siemens que nous avons modélisée correspond à celle qui a été présentée dans le paragraphe précédent. L'objectif de ce paragraphe est de préciser les choix techniques effectués par le constructeur pour réaliser les fonctions décrites. Les structures de correction de la pulsation rotorique et des courants sont présentées.

2.1.3.2. Correction de la pulsation rotorique.

Une estimation du courant de couple i_{sQ_e} déduite de la force électromotrice induite au stator est comparée à la référence i_{sQ^*} , et ce en supposant que les composantes du vecteur courant dans le référentiel (D,Q) sont parfaitement asservis à la référence.

L'estimation de la fem E_fem est la suivante :

$$E_fem = v_s Q - R_s \cdot i_{sQ} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_m \cdot i_{sD} \quad (1.37).$$

Cette expression ne fait intervenir que l'inductance de fuite statorique (qui est constante dans le cas du moteur étudié) et la résistance statorique.

On déduit i_{sQ_e} de l'égalité des puissances actives dans l'entrefer :

$$i_{sQ_e} = \frac{P_entrefer}{E_fem} = \frac{v_s D \cdot i_{sD} + v_s Q \cdot i_{sQ} - R_s \cdot (i_{sD}^2 + i_{sQ}^2)}{E_fem} \quad (1.38).$$

On démontre que la différence entre la valeur estimée et de référence est une fonction croissante de l'erreur ε faite sur l'estimation de la position du flux rotorique, au-dessus d'une vitesse de rotation minimum.

Le schéma de correction est représenté sur la Figure 1.14.

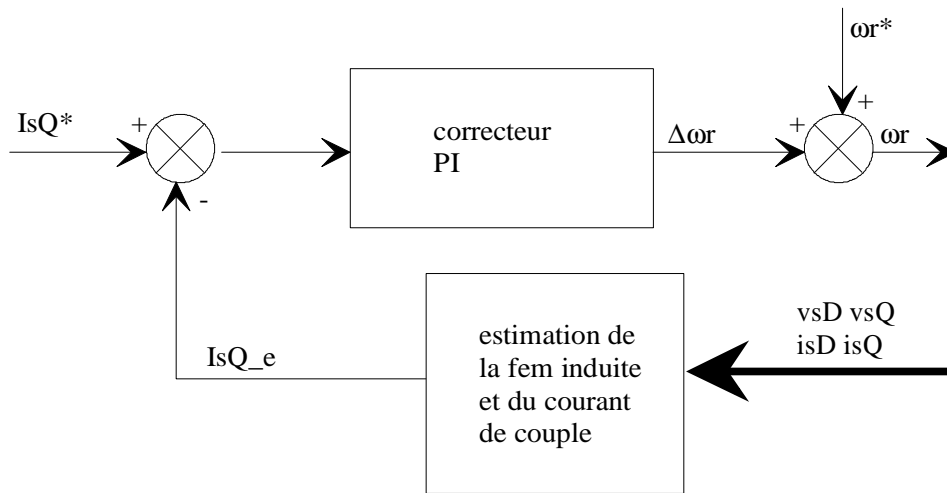


Figure 1.14. Structure de la correction de pulsation rotorique.

2.1.3.3. Contrôle des courants dans le repère (D,Q).

La structure utilisée est composée de correcteurs PI (Proportionnel Intégral). Les tensions Δv_sD et Δv_sQ ainsi obtenues ne sont pas découplées sur les axes (D,Q). En effet, le contrôle est assuré en régime permanent par le terme anticipatif.

Les mesures des courants de phase du moteur ne sont pas filtrées. En effet, le déphasage introduit une erreur d'orientation supplémentaire de (D,Q). La solution apportée par le constructeur consiste à échantillonner les courants au milieu de la période de MLI. Le courant mesuré est alors proche de sa valeur moyenne sans qu'aucun filtrage ne soit effectué [Leo 90].

En phase de défluxage, la tension moteur est maintenue à une valeur constante en agissant sur isD^* donc sur le terme anticipatif. La boucle de défluxage a aussi pour fonction de contrôler le flux statorique (Figure 1.16) dans ce cas.

Le fait de contrôler isD^* ne change rien au point de fonctionnement en régime permanent : le flux rotorique est déterminé par la tension statorique et par isQ (qui reste asservi).

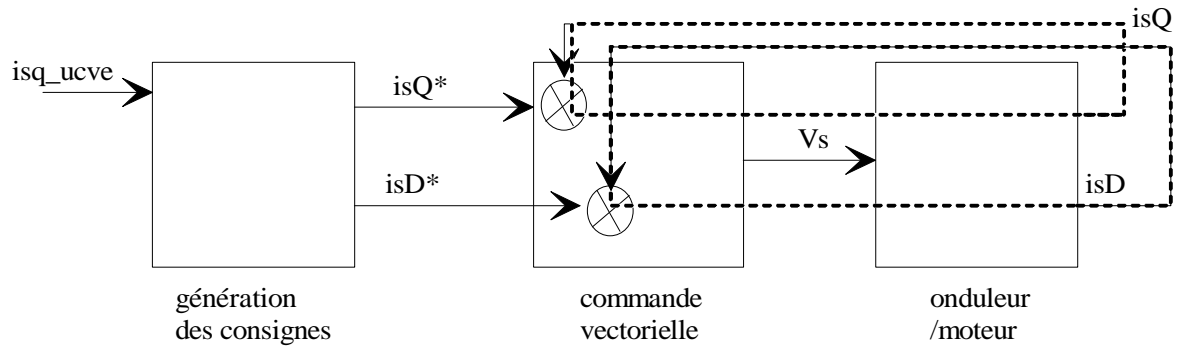


Figure 1.15. Boucles de courants de couple et de flux en dessous de la vitesse de défluxage.

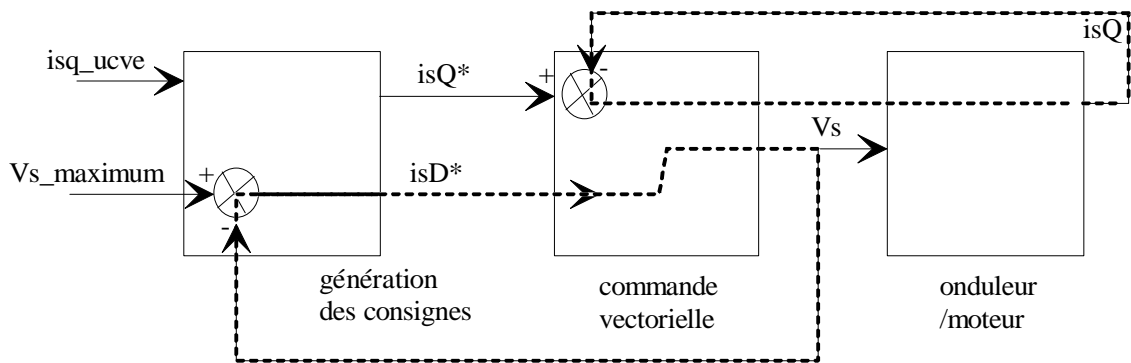


Figure 1.16. Boucles de courants de couple et de flux au-dessus de la vitesse de défluxage.

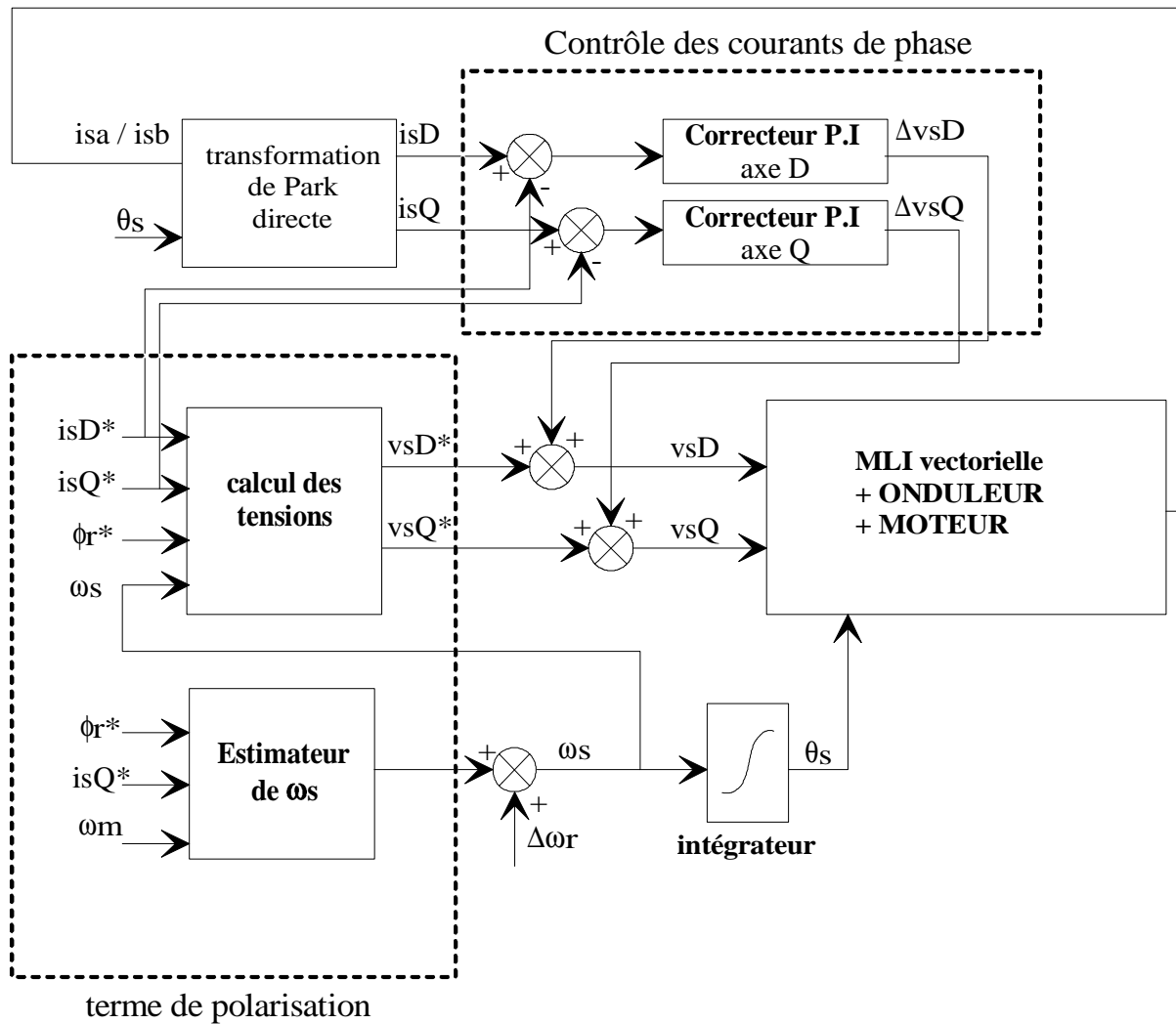


Figure 1.17. Structure de la correction des courants.

2.1.4. Génération des consignes.

2.1.4.1. Détermination du courant de couple is_Q^* .

Le courant is_Q^* est le courant de couple de référence calculé par l'UCM, à partir de la consigne de couple fournie par l'UCVE. Cette consigne correspond dans le cas de la chaîne Siemens à un courant de couple $isq_request$: is_Q^* est égal à $isq_request$ en régime permanent, hors de toute limitation.

Les modifications de $isq_request$ sont les suivantes :

- pente de montée du couple. La dérivée du courant is_Q^* est donc limitée à 1000 A / s. Cette rampe limite à 300 ms le temps de montée du couple de 0 à 100%.

- vitesse maximum de rotation du moteur.
- courant batterie. Cette valeur est déterminée par le système de gestion des batteries de traction (GBT) et est transmise via l'UCVE.
- courant de phase. Cette valeur est calculée à partir des courant IsD^* et IsQ^* .
- protection en température du moteur (non modélisée).

2.1.4.2. Détermination du courant de flux isD^* .

La valeur de ce courant est déterminée à partir du courant de couple de manière à maximiser le couple à courant de phase donné [Fet-Oba 93]. Une fonction simplifiée par rapport à la méthode complète est utilisée dans l'UCM et dans le modèle (Figure 1.18).

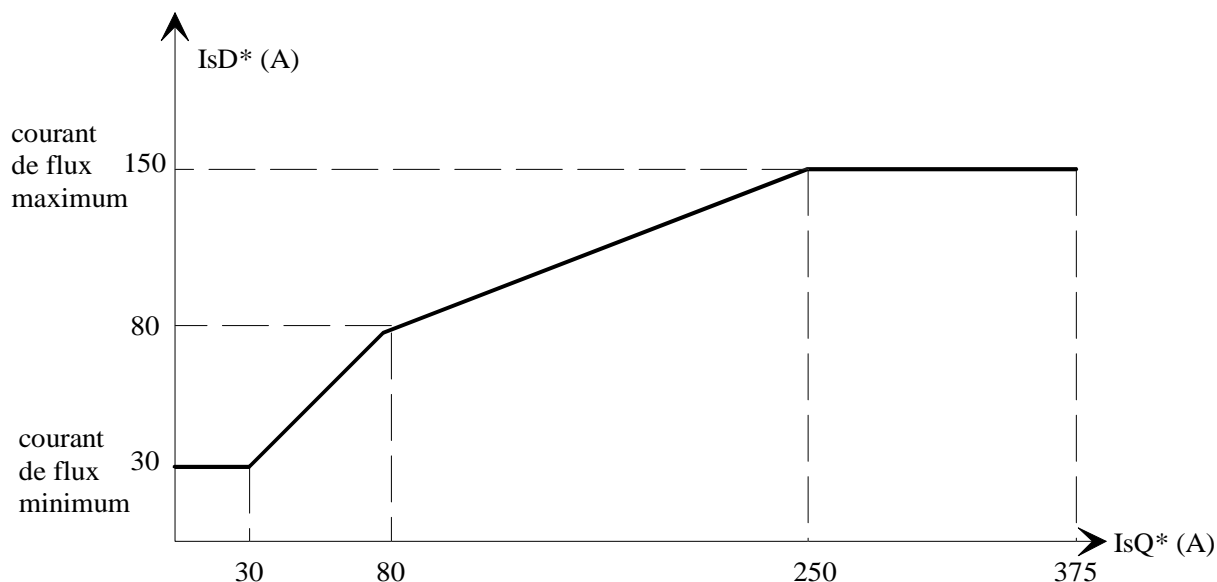


Figure 1.18. Détermination de $isD^*(isQ^*)$ en vue d'optimiser le rendement moteur.

Le défluxage est activé lorsque l'amplitude de la tension moteur atteint une valeur maximale fixée en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur. L'amplitude de la tension (donc du flux statorique à vitesse donnée) est maintenue constante en diminuant le courant de flux isD^* , donc le flux magnétisant.

2.1.4.3. Détermination du flux rotorique de référence φ_{rd}^* .

La référence de flux rotorique φ_{rd}^* est déterminée à partir de I_{sd}^* à partir de l'équation (1.3). L'inductance magnétisante est exprimée en fonction de ce courant pour modéliser la saturation. Le modèle utilisé est identique à celui du modèle du moteur⁴.

Lors du défluxage nous avons vu que le courant de couple i_{sq}^* est toujours contrôlé pour garantir la dynamique de montée du couple. En revanche, le courant de flux i_{sd} et donc le flux rotorique ne le sont plus directement. La valeur de ce dernier est déterminée par la tension du moteur (qui est régulée) et par le courant de couple i_{sq} .

2.1.5. MLI vectorielle.

La MLI vectorielle possède des propriétés intéressantes par rapport à une MLI intersective classique.

- introduction d'un harmonique 3 dans les tensions simples moyennes, permettant d'atteindre la pleine tension que peut délivrer l'onduleur contre 86.6 % de cette tension pour une MLI intersective en l'absence de dispositif spécifique.
- minimisation du nombre de commutations de l'onduleur.
- diminution du taux d'harmoniques de courant et de couple [Van-Sku 86].

Les entrée de la MLI vectorielle sont les composantes du vecteur tension à appliquer à la machine dans le repère lié au stator (α, β) ⁵. Ce vecteur tension est reconstitué en moyenne sur une période de MLI en utilisant une combinaison de 4 des 8 états atteignables par l'onduleur (ces configurations sont détaillées en annexe 1.1).

Par exemple, pour le cas présenté en Figure 1.19, on reproduit le vecteur tension \bar{V} de la manière suivante :

$$\bar{V} = a \cdot \bar{V}_1 + b \cdot \bar{V}_2 + \frac{1-a-b}{2} (\bar{V}_0 + \bar{V}_7). \text{ Les coefficients } a \text{ et } b \text{ correspondent aux fractions}$$

de la période de MLI durant lesquelles les vecteurs tension \bar{V}_1 et \bar{V}_2 sont appliqués ($a + b \leq 1$).

⁴ Se référer à la modélisation du moteur en p32.

⁵ voir notations à la fin du document.

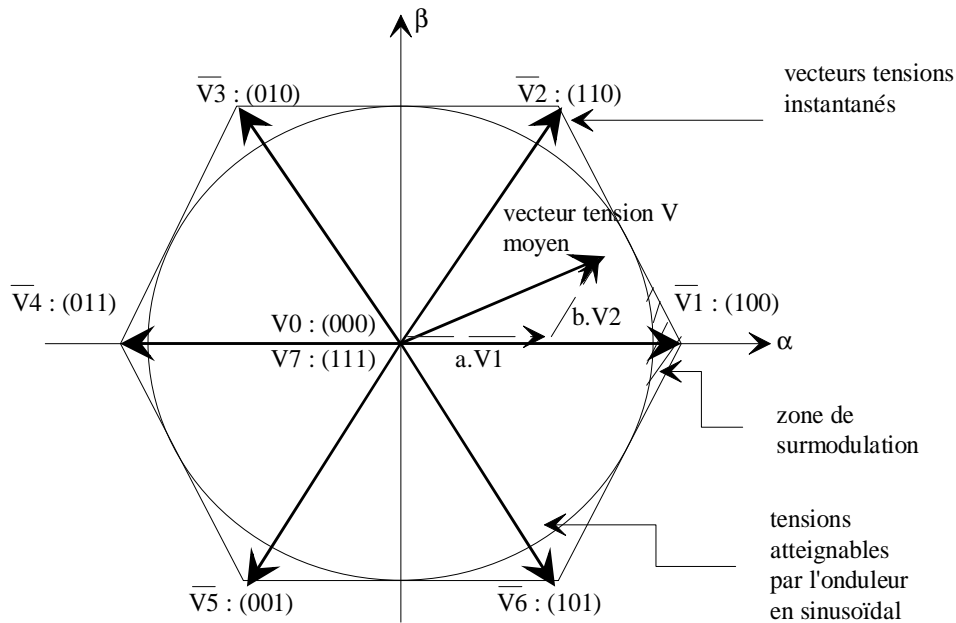


Figure 1.19. Etats atteignables par l'onduleur.

La tension maximale est atteinte lorsque la tension nulle n'est plus appliquée, ce qui correspond à $a + b = 1$. Dans ce cas le vecteur tension parcourt une trajectoire hexagonale. Le cercle inscrit dans l'hexagone correspond aux ondes de tension sinusoïdales d'amplitude maximale qui peuvent être appliquées au moteur. Elle est inférieure de 11 % à la tension maximale atteignable (coins de l'hexagone).

2.2.Onduleur à transistors IGBT.

2.2.1.introduction.

La partie puissance de l'onduleur est modélisée comme un ensemble d'interrupteurs parfaits au niveau de la commande. Le temps de garde n'est pas pris en compte car un étage de linéarisation est prévu au niveau du calcul des temps d'application des différentes configurations. Cette correction est supposée parfaite pour notre modèle.

L'objectif de la modélisation est de pouvoir calculer les pertes ayant lieu dans l'onduleur. Un premier modèle moyen de celui-ci a été développé [Maz 94] et a donné des résultats satisfaisants. Il utilise en entrée les valeurs efficaces des fondamentaux de courant et de tension ainsi que leur déphasage. Néanmoins, ce modèle n'est valable que pour une fréquence fixe assez élevée du nombre de commutation pour considérer que les diodes et les transistors conduisent le même courant instantané.

Pour disposer d'un outil de comparaison des différentes commandes à fréquence variable, un modèle instantané s'est révélé nécessaire. Il a été élaboré à partir des hypothèses effectuées sur les formes d'ondes dans les interrupteurs [Cha-Fer 96].

2.2.2. Modélisation des pertes sur un bras de l'onduleur.

Il existe deux types de pertes dans l'onduleur : les pertes par commutation et les pertes par conduction.

Les pertes par conduction sont fonction du composant (diode ou IGBT) qui conduit :

- dans un IGBT, les pertes sont de la forme :

$$P_{T_COND} = (V_{OT} + R_{OT} \cdot I) \cdot I \quad (1.39).$$

- dans une diode, les pertes sont de la forme :

$$P_{D_COND} = (V_{OD} + R_{OD} \cdot I) \cdot I \quad (1.40).$$

I étant le courant qui traverse le composant, $(V_{OT} + R_{OT} \cdot I)$ et $(V_{OD} + R_{OD} \cdot I)$ étant les tensions de conduction respectives de l'IGBT et de la diode.

Les pertes par commutation sont de trois types :

- énergie nécessaire à l'amorçage d'un l'IGBT E_{T_ON} .

- énergie nécessaire au blocage d'un l'IGBT E_{T_OFF} .

- énergie nécessaire au blocage d'une diode E_{D_OFF} .

Le blocage d'une diode se produit en même temps que l'amorçage d'un transistor. Par conséquent, E_{D_OFF} et E_{T_ON} peuvent être regroupées dans une même énergie de commutation.

Les formulations des énergies de commutation font l'hypothèse que le temps et le courant de recouvrement de la diode et la durée d'amorçage et de fermeture de l'IGBT sont une fonction linéaire du courant passant dans le composant. On obtient alors les formulations suivantes pour des commutations sur changement de l'ordre de commande du bras :

$$E_{T_ON} + E_{D_OFF} = Vd \cdot [E_0 + E_1 \cdot I + E_2 \cdot I^2] \quad (1.41).$$

$$\text{et } E_{T_OFF} = V_t \cdot I \cdot [E'_0 + E'_1 \cdot I] \quad (1.42).$$

E_0, E_1, E_2, E'_0 et E'_1 sont des paramètres déterminés à partir des données constructeur. V_t et V_d sont respectivement les tensions aux bornes de l'IGBT et de la diode bloqués à la fin de la commutation.

Lors d'un changement du signe du courant le même demi-bras conduit. V_d et V_t correspondent donc respectivement aux tensions en conduction de la diode et de l'IGBT. La commutation se faisant d'une part à courant nul (puisque'il change de signe) et d'autre part à tension faible devant la tension aux bornes de l'onduleur, les pertes par commutation dans ce cas sont négligées devant celles qui ont été évoquées précédemment.

2.2.3. Détermination des instants de calcul des pertes par commutation.

La configuration d'un bras de l'onduleur est fonction de l'ordre de conduction S correspondant ($S = 1$, le haut est commandé, $S = 0$ le bas est commandé) et du signe du courant.

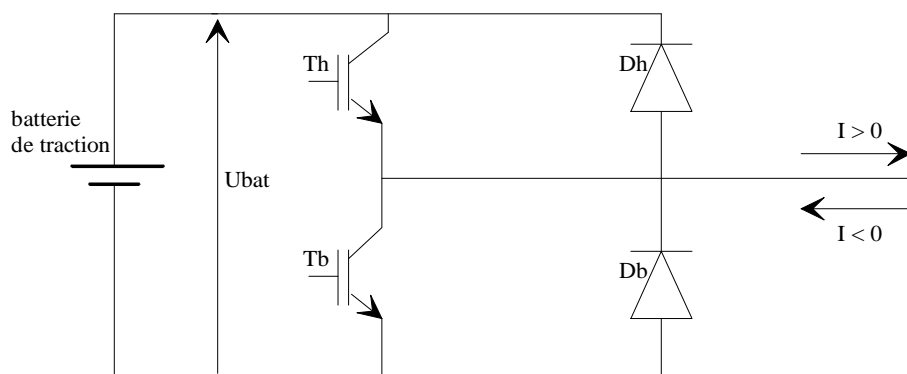


Figure 1.20. Modélisation d'un bras de l'onduleur.

Deux cas se présentent lors d'un changement de l'ordre de conduction S de l'onduleur :

- cas A : amorçage de l'IGBT et blocage de la diode.
- cas B : blocage de l'IGBT et amorçage de la diode (n'entraînant pas de pertes).

Deux groupes de conditions correspondent à ces cas :

Cas A :

Si I est positif et que S passe de 0 à 1, alors la diode du bas Db se bloque et l'IGBT du haut Th conduit. Si I est négatif et S passe de 1 à 0, la diode du haut Dh se bloque et l'IGBT du bas Tb conduit. On peut résumer ces conditions de la manière suivante :

$(S \text{ a changé de valeur}) \text{ et } (((S = 1) \text{ et } (I > 0)) \text{ ou } ((S = 0) \text{ et } (I < 0)))$

Cas B :

Si I est positif et que S passe de 1 à 0, alors l'IGBT du haut Th se bloque et la diode du bas Db conduit. Si I est négatif et S passe de 0 à 1, l'IGBT du bas Tb se bloque et la diode du haut Dh conduit. On peut résumer ces conditions de la manière suivante :

$(S \text{ a changé de valeur}) \text{ et } (((S = 0) \text{ et } (I > 0)) \text{ ou } ((S = 1) \text{ et } (I < 0)))$

2.3.Moteur.

2.3.1.Introduction.

Le moteur utilisé dans le véhicule est un moteur asynchrone à cage de Siemens. Sa modélisation a été effectuée en deux étapes. D'une part, un modèle a été implémenté en négligeant les phénomènes de saturation. Ce modèle a principalement servi à l'étude qualitative de la commande.

Néanmoins, pour pouvoir faire une comparaison quantitative des pertes de l'onduleur avec différentes commandes, la saturation de l'inductance magnétisante a du être modélisée. En effet, l'inductance magnétisante varie de 30 %, ce sur l'ensemble de la plage de fonctionnement. Des essais ont montré que l'inductance magnétisante est en grande partie fonction du courant magnétisant. Cette hypothèse a été faite dans l'UCM pour la génération des consignes. C'est cette même hypothèse que nous avons conservée pour modéliser le moteur.

2.3.2.Modèle linéaire du moteur.

L'implantation du modèle du moteur asynchrone nécessite une formulation sous forme d'équations d'état. Les variables d'état choisies sont les composantes des vecteurs flux

rotoriques et statoriques, dans le repère fixe (α , β -). Les sorties du modèles sont les composantes des courants statoriques et rotoriques dans ce repère, et le couple. On obtient les équations d'état suivantes :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{s\alpha} \\ \dot{\varphi}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} & 0 & \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} \cdot \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} & 0 & \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} \cdot \frac{L_m}{L_r} \\ \frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} \cdot \frac{L_m}{L_s} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} & -\omega_m \\ 0 & \frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} \cdot \frac{L_m}{L_s} & \omega_m & -\frac{R_r}{\sigma \cdot L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.43).$$

A partir des variables d'état, on déduit alors les courants :

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \\ -\frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

$$\text{et le couple : } \Gamma = p \cdot (I_{s\alpha} \cdot \varphi_{r\beta} - I_{s\beta} \cdot \varphi_{r\alpha}) \quad (1.45)$$

2.3.3. Prise en compte de la saturation de l'inductance magnétisante.

La modélisation de la saturation du moteur asynchrone a été effectuée avec les hypothèses suivantes :

- les fuites magnétiques sont ramenées au stator : $L_r = L_m$ (46), donc $L_s - L_m = \sigma \cdot L_s$.

- la valeur de l'inductance de fuite est constante quel que soit l'état magnétique du moteur :

$L_s - L_m = \sigma \cdot L_s = \text{constante} = \sigma_{ns} \cdot L_{s_{ns}}$ (47). Cette hypothèse est correcte car le moteur est à encoches profondes : le circuit magnétique de fuite ne sature pas.

- la valeur de l'inductance magnétisante est uniquement fonction du courant magnétisant i_m (correspondant au courant i_{sd} filtré par la constante de temps rotorique). Le calcul de i_m au pas de calcul courant est donc effectué en divisant l'amplitude du flux rotorique par la valeur de l'inductance magnétisante du pas précédent.

La modélisation de l'inductance magnétisante a consisté à diviser la plage de fonctionnement en deux parties (Figure 1.21) :

- si le courant magnétisant est inférieur à un seuil (coude de saturation), le moteur n'est pas saturé et L_m est constant.
- si le courant magnétisant dépasse ce seuil, le moteur est saturé et l'inductance magnétisante décroît linéairement avec le courant.

Le seuil choisi correspond au coude de saturation de l'induction. En effet,

$$B = \frac{L_m(im) \cdot im}{\text{Surface_polaire}} = \alpha \cdot L_m(im) \cdot H \quad (1.48).$$

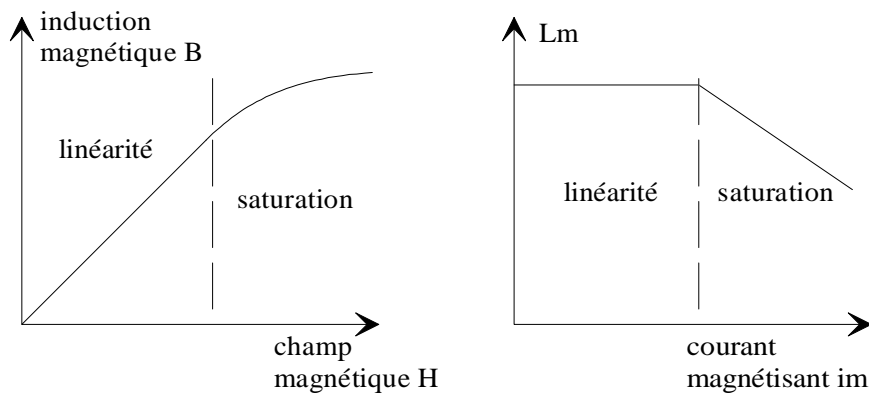


Figure 1.21. Modélisation de l'inductance magnétisante.

L'inductance de fuite $\sigma_{ns} \cdot L_{s_{ns}}$ étant constante, on en déduit l'inductance statorique L_s et le coefficient de dispersion σ dans le cas général :

$$L_s = L_m(im) + \sigma_{ns} \cdot L_{s_{ns}} \quad (1.49).$$

$$\sigma = \frac{\sigma_{ns} \cdot L_{s_{ns}}}{L_m(im) + \sigma_{ns} \cdot L_{s_{ns}}} \quad (1.50).$$

2.4. Analyse du couple fourni par le GMP et validation du modèle.

2.4.1. Introduction.

L'objectif de ce paragraphe est double :

- analyser la qualité du couple sur l'arbre moteur, tant au niveau de ses performances dynamiques (temps d'établissement aux points de fonctionnement caractéristiques), qu'au niveau du contenu harmonique.
- valider le modèle autant que faire se peut en l'absence de données précises sur tous les sous-ensembles du contrôle vectoriel, en particulier les réglages des correcteurs.

2.4.2. Performances dynamiques et corrélation avec les mesures.

Le temps de montée du couple dépend de la structure de l'asservissement des courants du moteur et du type des consignes appliquées. On peut faire apparaître deux zones de fonctionnement, pour lesquelles allure et temps de montée sont a priori différents : le démarrage et un changement de la consigne à flux nominal.

Démarrage :

Le courant i_{sD}^* est déterminé de manière à optimiser le rendement de la chaîne de traction. Pour ce faire la valeur du flux est au cinquième de sa valeur nominale au démarrage. Le couple est proportionnel au produit de i_{sD} et i_{sQ} .

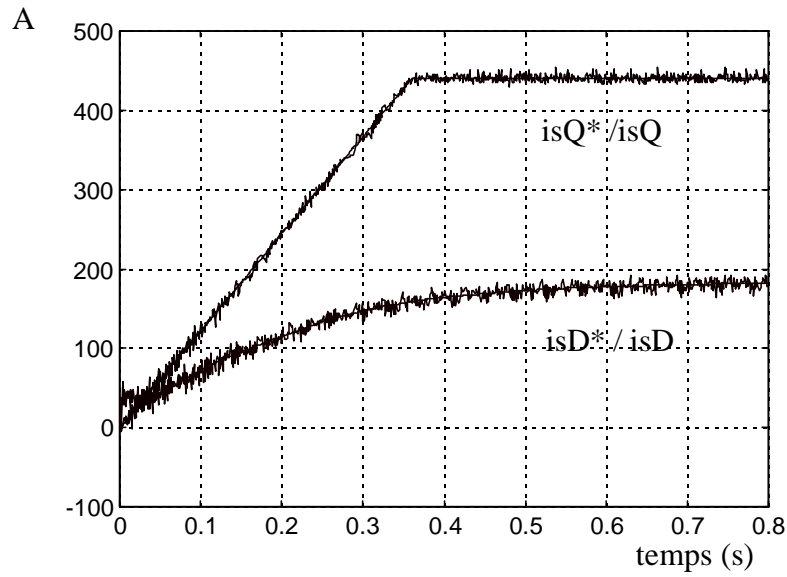


Figure 1.22. Evolution des courants dans le référentiel (D,Q).

L'établissement du couple est parabolique dans un premier temps, car il est le produit de deux rampes. La vitesse de montée du couple est dans ce cas minimum et se situe entre 100 et 200 N.m/s. Dans un second temps, i_{sq} étant établi, le couple a la même allure que i_{sd} (Figure 1.23 et Figure 1.24).

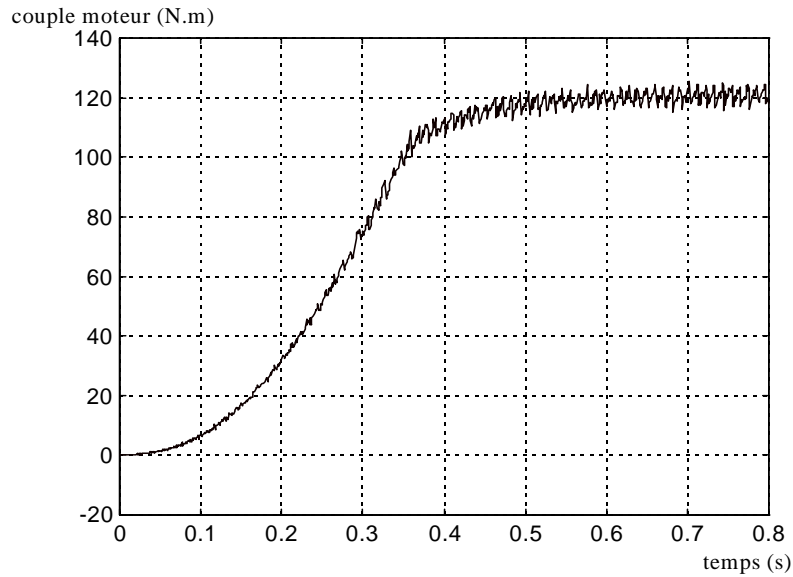


Figure 1.23. Montée de couple simulée au démarrage.

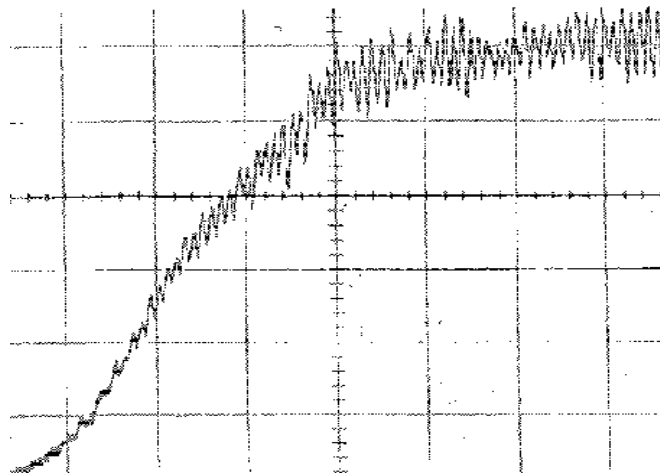


Figure 1.24. Mesure expérimentale du couple dans les mêmes conditions. (couple : 130 N.m en pleine échelle / temps : 100 ms / carreau).

Changement de la consigne à partir du couple nominal avec le flux nominal :

Le flux est invariant et régulé autour de sa valeur nominale. La dynamique du couple est donc uniquement déterminée par celle de $I_s Q$ (Figure 1.25 et Figure 1.26).

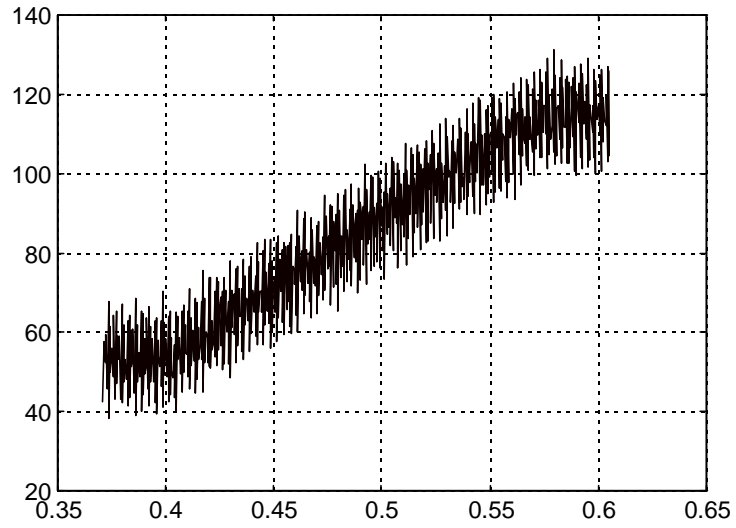


Figure 1.25. Montée du couple à flux nominal et à 2000 t/mn.

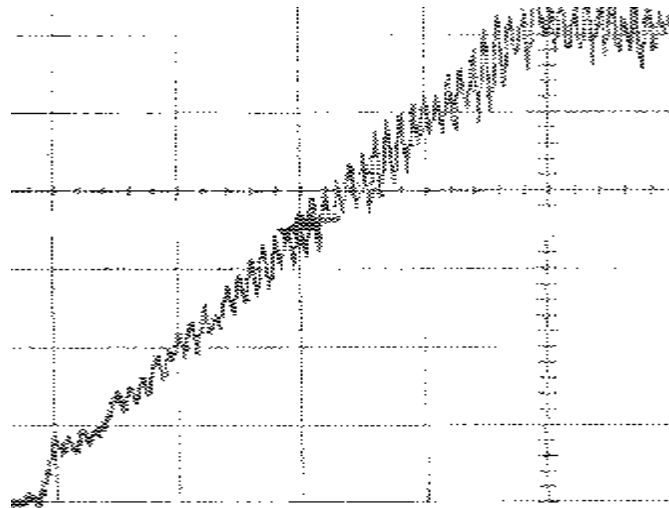


Figure 1.26. Mesure sur banc de la montée de couple (80 N.m pleine échelle et 50 ms/carreau).

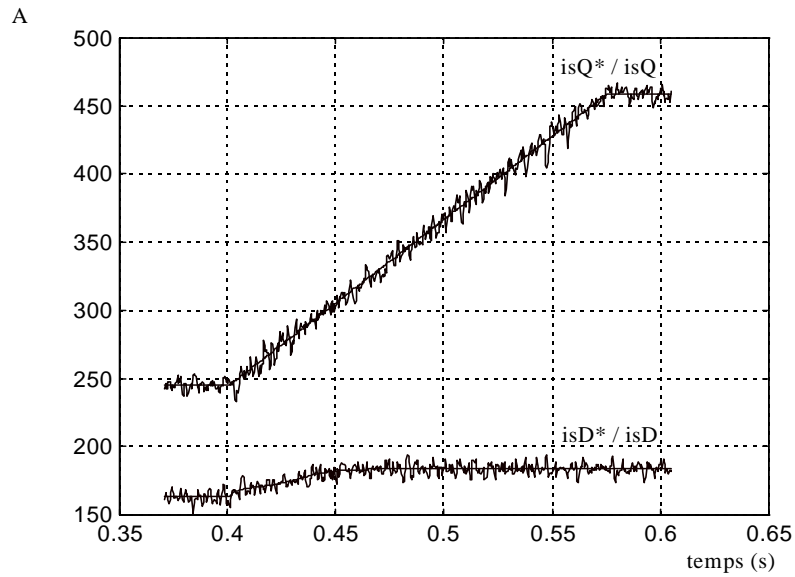


Figure 1.27. Evolution des courants aux conditions de flux nominales dans le référentiel (D, Q) .

Il apparaît dans ce cas que la montée du couple est uniquement limitée par la rampe de limitation de i_{sQ^*} . A flux nominal, la vitesse maximum de montée de couple est donc d'environ 300 Nm / s, et les performances sont maximum (Figure 1.27).

Dans les deux cas, on a une bonne correspondance entre les résultats expérimentaux et les simulations utilisant le modèle décrit précédemment.

2.4.3. Analyse spectrale.

La fréquence correspondant à l'harmonique de premier rang du couple se situe à deux fois la fréquence de MLI. En effet, en première approche, on peut considérer que l'application d'un vecteur tension non nul provoque la croissance du couple, et inversement pour un vecteur nul.

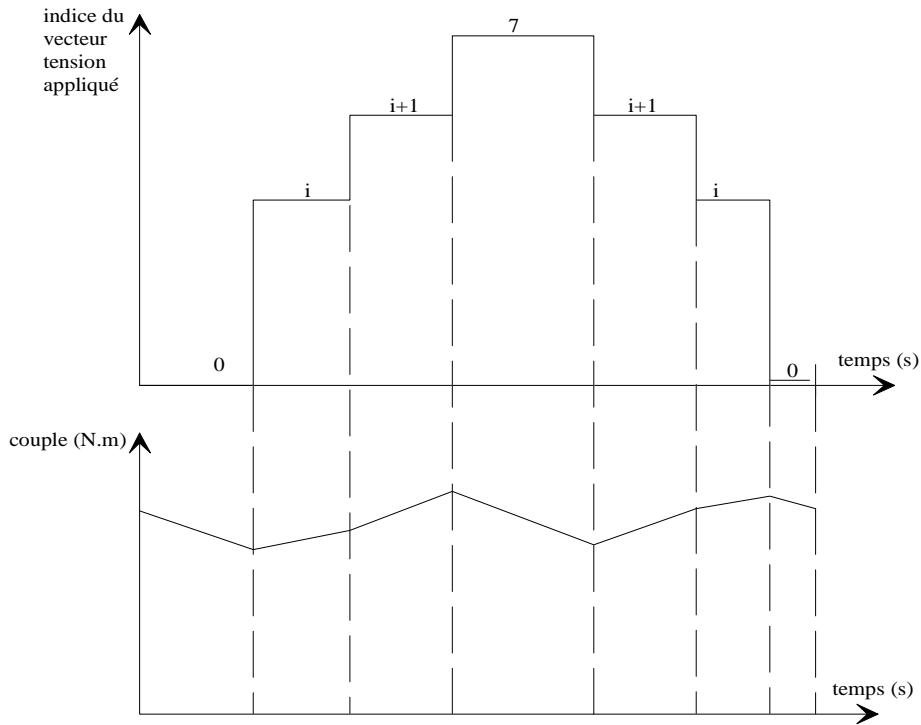


Figure 1.28. Mise en évidence de la fréquence principale d'oscillation du couple.

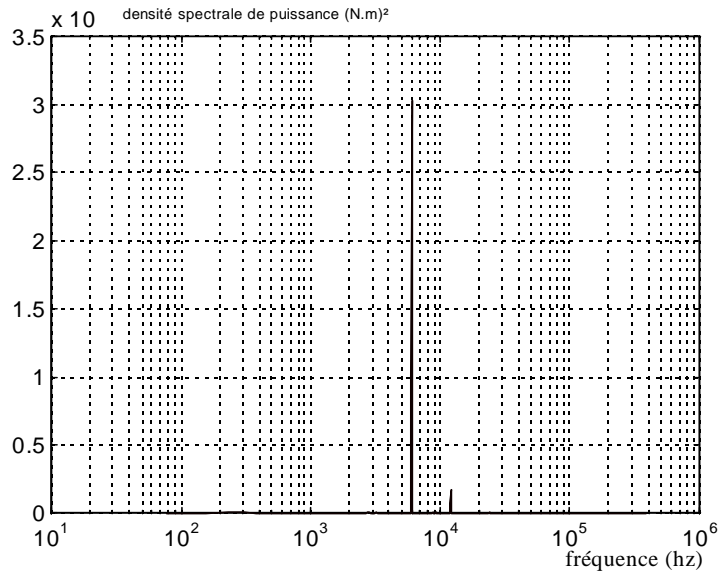


Figure 1.29. Densité spectrale de puissance du couple avec une MLI à 3 kHz.

Une analyse spectrale du couple confirme cette hypothèse. Dans l'exemple présenté en Figure 1.29, une MLI à 3 kHz a été analysée. On vérifie dans ce cas que la raie principale se situe à 6 kHz, soit deux fois la fréquence de la MLI.

3. Modélisation de la chaîne mécanique.

3.1. Modélisation.

La chaîne de traction mécanique est modélisé par un système dont l'entrée est le couple sur l'arbre moteur et dont la sortie est la vitesse aux roues (Figure 1.30).

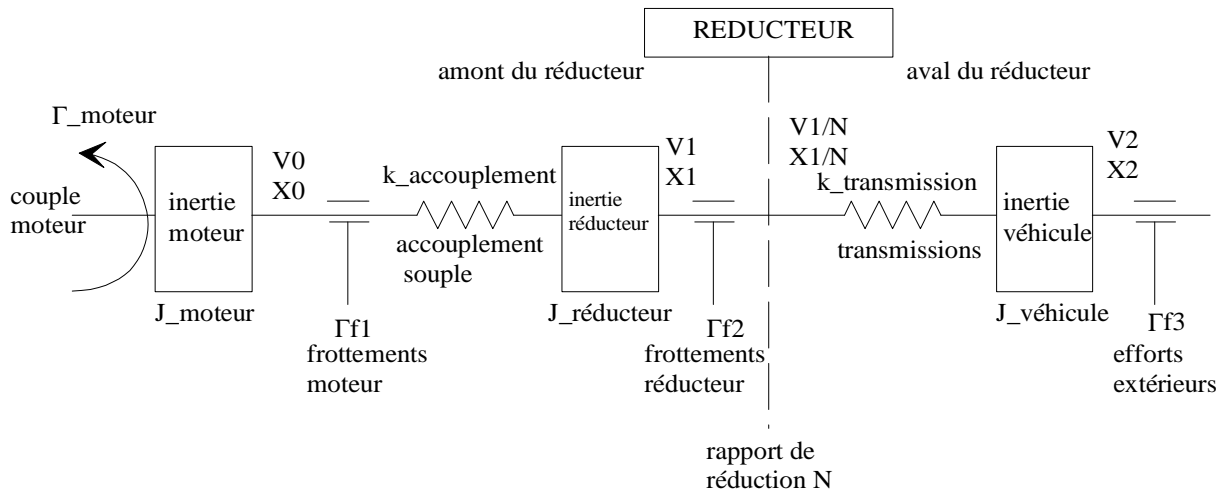


Figure 1.30. Modèle de la chaîne de traction mécanique.

Nous avons fait l'hypothèse que tous les efforts et inerties sont ramenés sur un seul axe : nous avons un modèle dit « quart de véhicule ». Les simplifications consistent à considérer que :

- seul l'axe de transmission du couple est modélisé.
- les transmissions à droite et à gauche du différentiel sont identiques.
- le différentiel est supposé infiniment rigide.

Nous avons donc pris en compte :

- l'inertie et les frottements du moteur : de type secs et aérodynamiques.
- la raideur de l'accouplement souple.
- les frottements du réducteur : de type sec, visqueux et proportionnel au couple (engrenages).
- l'inertie du réducteur.
- la raideur des transmissions aux roues.
- l'inertie du véhicule (masse totale ramenée à une inertie équivalente aux roues).
- les efforts résistants : de type sec, visqueux et aérodynamique.

Les V_i et X_i représentent respectivement la vitesse et la position angulaire de l'élément de la chaîne au point considéré. On peut alors déterminer les équations d'état du système :

$$\dot{V}_0 = \frac{\Gamma_{\text{moteur}} - \Gamma_{f1} - k_{\text{accouplement}} \cdot (X_0 - X_1)}{J_{\text{moteur}}} \quad (1.51).$$

$$X_0 - X_1 = V_0 - V_1 \quad (1.52).$$

$$\dot{V}_1 = \frac{k_{\text{accouplement}} \cdot (X_0 - X_1) - \Gamma_{f2} - \frac{k_{\text{transmission}} \cdot \left(\frac{X_1}{N} - X_2\right)}{N}}{J_{\text{réducteur}}} \quad (1.53).$$

$$\frac{X_1}{N} - X_2 = \frac{V_1}{N} - V_2 \quad (1.54).$$

$$\dot{V}_2 = \frac{k_{\text{transmission}} \cdot \left(\frac{X_1}{N} - X_2\right) - \Gamma_{f3}}{J_{\text{véhicule}}} \quad (1.55).$$

Ce système de cinq équations et cinq variables d'état (V_0 , $X_0 - X_1$, V_1 , $\frac{X_1}{N} - X_2$, V_2) est non linéaire à cause des efforts résistants de type secs, aérodynamiques et proportionnels au couple intervenant dans Γ_{f1} , Γ_{f2} et Γ_{f3} . En effet :

$$\Gamma_{f1} = \Gamma_{\text{sec_moteur}} + K_{\text{aero_moteur}} \cdot V_0^2 \quad (1.56).$$

$$\Gamma_{f2} = \Gamma_{\text{sec_boite}} + K_{\text{visqueux_boite}} \cdot V_1 + K_{\text{résistance_au_couple}} \cdot \Gamma_{\text{amont_boite}} \quad (1.57).$$

$$\Gamma_{f3} = \Gamma_{\text{sec_roue}} + K_{v2} \cdot V_2 + K_{\text{aero2}} V_2^2 \quad (1.58).$$

3.2. Caractérisation des résonances.

Les fréquences de résonance du modèle complet ont été déterminées à partir d'un bruit blanc ajouté au couple nominal, injecté en entrée de la chaîne. La référence du gain (0dB) correspond au gain statique de la chaîne de traction (autour d'un point de fonctionnement représentatif), au niveau de l'arbre moteur (Figure 1.31) et des roues (Figure 1.32).

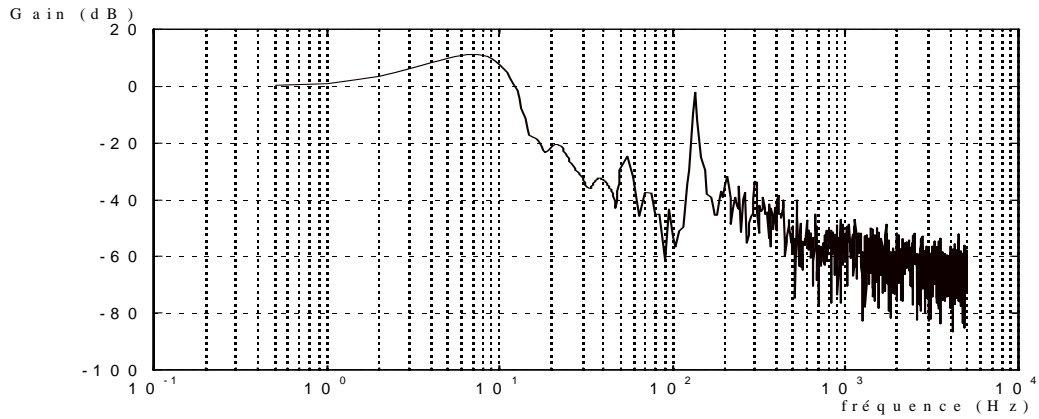


Figure 1.31. Réponse en fréquence de la vitesse au niveau de l'arbre moteur.

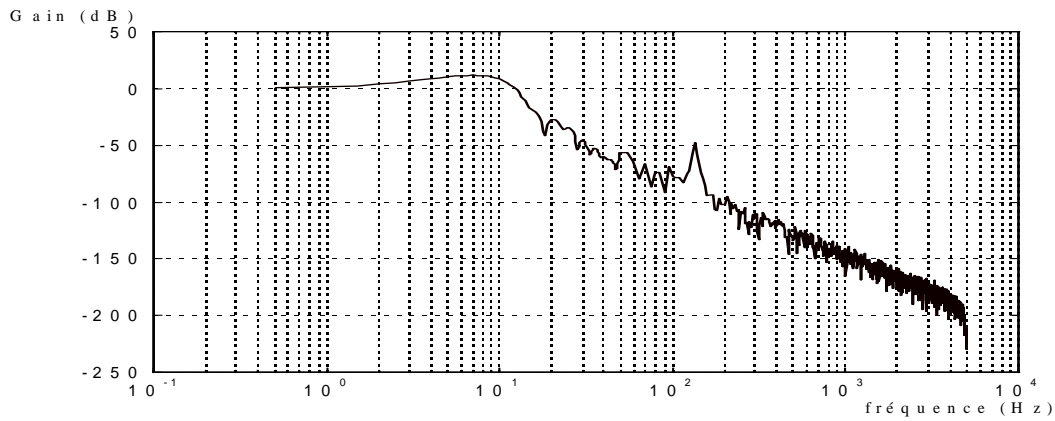


Figure 1.32. Réponse en fréquence de la vitesse au niveau des roues.

Le tracé de la réponse en fréquence de la chaîne mécanique fait apparaître deux résonances.

La première fréquence de résonance, qui correspond à l'élasticité de la transmission entre la boîte et la roue, se situe entre 7 et 10 Hz. En faisant l'hypothèse que l'accouplement moteur-boîte est rigide et en négligeant les frottement, on retrouve cette fréquence de la manière suivante :

$$f_{\text{résonance}} = \sqrt{\frac{k_{\text{transmission}}}{(N^2 J_{\text{réducteur}})}} = 7.9\text{Hz}$$

La seconde fréquence de résonance, qui correspond à l'élasticité de l'accouplement entre le moteur et le réducteur, se situe entre 110 et 150 Hz. Pour retrouver cette fréquence analytiquement, on fait l'hypothèse que l'élasticité de la transmission réducteur-roue est infiniment souple devant celle l'accouplement moteur réducteur, et que les frottements sont

négligés. La fréquence de résonance correspond à celle d'un système de deux inerties à l'extrémité d'un axe de torsion :

$$f_{\text{résonance}} = \sqrt{k_{\text{accouplement}} \cdot \left(\frac{1}{J_{\text{moteur}}} + \frac{1}{J_{\text{réducteur}}} \right)} = 133.4\text{Hz}$$

Enfin, les oscillations de couple dues à la MLI à 6 kHz sont atténuées de plus de 25 dB par rapport au gain statique, aussi bien en amont qu'en aval du réducteur.

Il n'y a donc pas de problème de compatibilité entre le GMP et la chaîne mécanique, dans la modélisation qui est faite.

On vérifie d'autre part ces hypothèses avec le tracé des caractéristiques d'un modèle simplifié où seules les inerties ont été conservées.

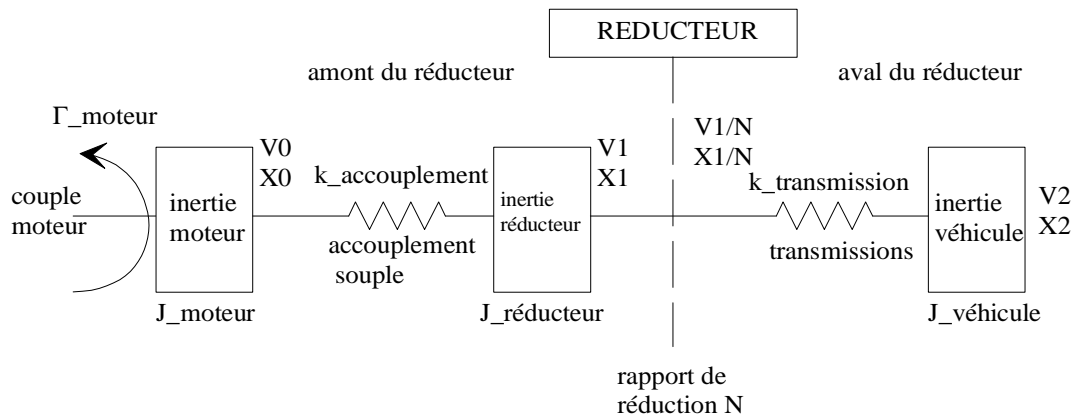


Figure 1.33. Modèle simplifié de la chaîne de traction mécanique.

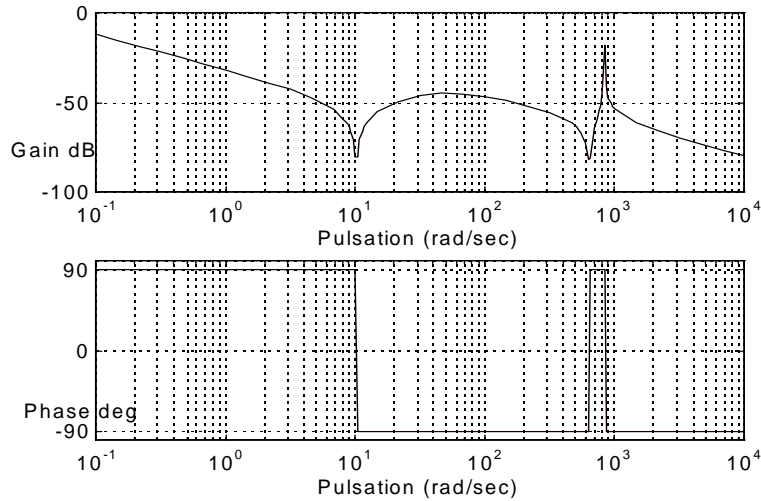


Figure 1.34. Réponse de la vitesse au niveau de l'arbre moteur dans le plan de Bode.

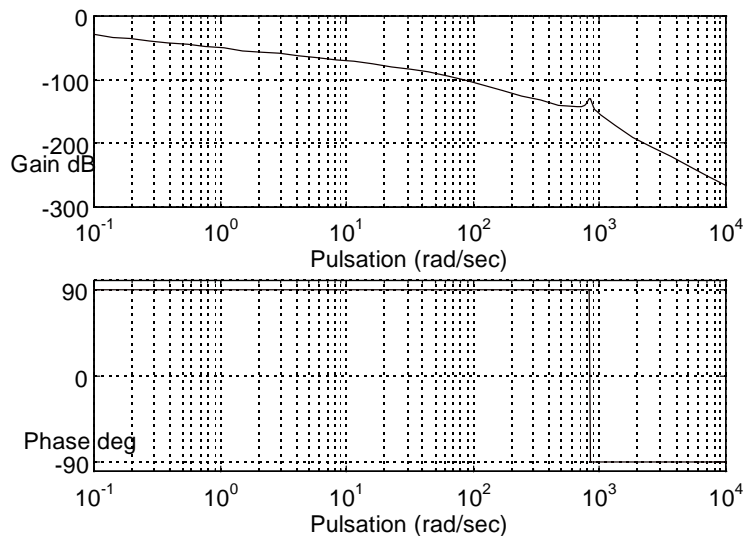


Figure 1.35. Réponse de la vitesse au niveau des roues dans le plan de Bode.

On trouve des fréquences de résonances à 6.36 Hz et 135.2 Hz au niveau du primaire, ce qui est proche de celles trouvées avec le modèle complet et du modèle approché.

4.Elaboration d'un modèle simplifié.

4.1.Introduction.

Les modèles décrits dans les paragraphes précédents ont été modélisés avec un double objectif d'analyse et d'évaluation énergétique des pertes de l'onduleur. Ces modèles des composants de la chaîne de traction nécessitent une grande puissance de calcul : 10 minutes de calcul pour une seconde simulée avec les moyens de calcul dont on dispose. Ils sont donc inadaptés à des simulations de cycles de vitesse de plusieurs minutes (chapitre 2).

L'objectif de cette partie est de simplifier certains organes de manière à les rendre compatibles avec les contraintes décrites au paragraphe suivant.

4.2.Simplification du modèle.

4.2.1.Contraintes de modélisation.

Un nouveau modèle adapté à l'utilisation décrite précédemment a été déterminé.

Le pas de calcul de la simulation n'excède pas 1 ms de manière à minimiser le temps de calcul. Néanmoins, le temps de réponse du véhicule lors d'une reproduction de conduite doit être réaliste. Par conséquent le modèle du véhicule reproduit les phénomènes dont la dynamique est supérieure à quelques dizaines de millisecondes.

Les limitations et les principes de la commande sont intégralement respectés.

Les pertes du moteur et de l'onduleur sont déterminées à partir des cartographies expérimentales.

4.2.2.Simplification du GMP.

Les oscillations de couple dues à la MLI sont absorbées par la mécanique et ne sont pas ressenties par le conducteur. La MLI vectorielle et l'onduleur peuvent donc être remplacés par un modèle moyen équivalent.

D'autre part, on peut assimiler les courants de flux et de couple I_{sd} et I_{sq} à leur consigne I_{sd}^* et I_{sq}^* fournies par le générateur de consignes (cf. p25).

Le GMP conserve intégralement le modèle de la génération des consignes. Le couple moteur est estimé à partir de ces courants par :

$$\Gamma = p \cdot L_m(I_{sD}^*) \cdot I_{sD}^* \cdot I_{sQ}^* \quad (1.59).$$

Pour que le défluxage soit activé, la tension moteur à réguler à sa valeur maximum est calculée à partir du terme anticipatif. Le courant batterie est calculé à partir des pertes du GMP, de la puissance mécanique utile et de la tension moteur. En effet, la nécessité de simuler des phénomènes très rapides avec des pas de calculs très rapides, et des commandes échantillonnées avec des périodes très faibles n'est plus de mise.

$$I_{\text{batterie}} = \frac{\text{Pertes}_{\text{GMP}} + P_{\text{mécanique}}}{U_{\text{batterie}}} \quad (1.60).$$

La commande vectorielle, la MLI vectorielle et l'onduleur ont donc été supprimés. Le modèle est représenté sur la Figure 1.36.

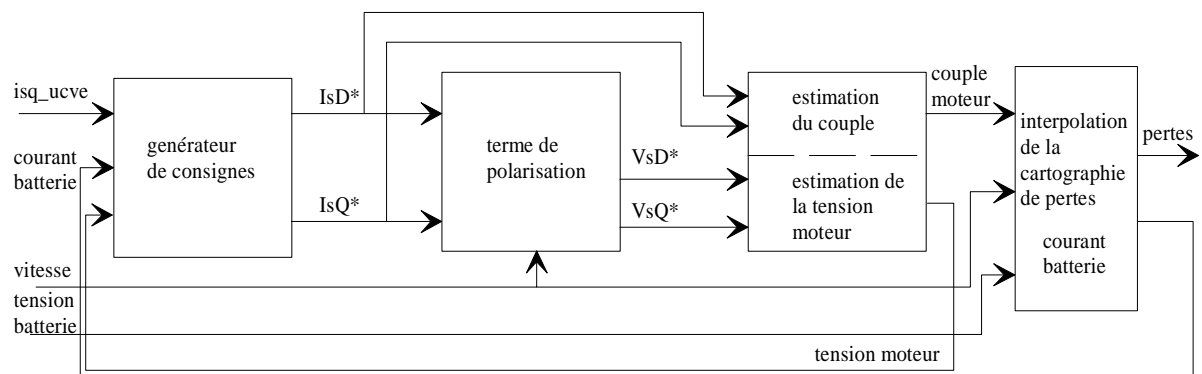


Figure 1.36. Modèle simplifié du GMP.

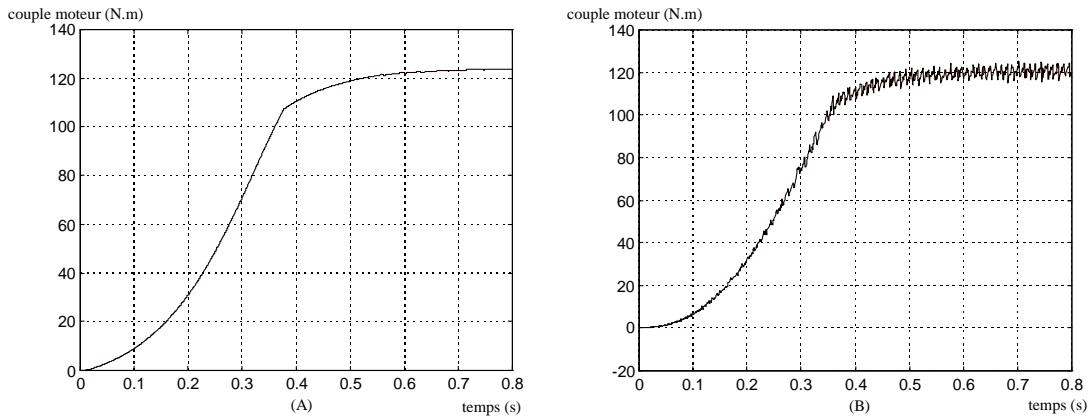


Figure 1.37. Montée de couple avec le modèle simplifié (A) et complet (B).

4.2.3. Simplification apportée à la mécanique.

L'étude de la modélisation complète a montré que l'association avec le GMP ne pose pas de problèmes de résonances significatifs.

L'hypothèse de simplification nous conduit donc à considérer que l'axe de transmission est infiniment rigide, les fréquences de résonances n'étant pas excitées par le conducteur. Les frottements et inerties sont alors ramenés au niveau de l'arbre moteur, en tenant compte du rapport de réduction. Cette hypothèse est confirmée en conduite réelle du véhicule électrique.

La Figure 1.38 représente une montée de vitesse avec le modèle réel et avec le modèle simplifié.

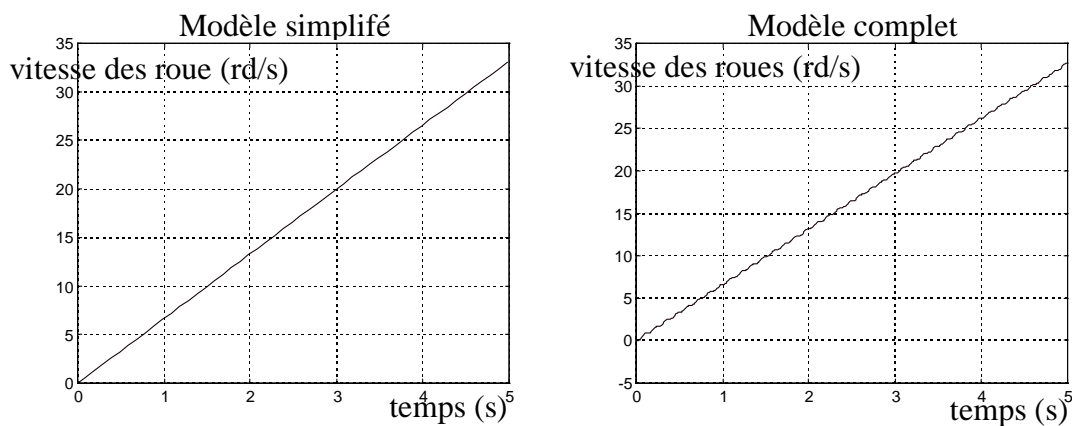


Figure 1.38. Montée de vitesse au niveau des roues.

5. Conclusion.

Nous avons déterminés dans ce chapitre deux modèles.

Le premier a été déterminé en analysant dans le détail la chaîne de traction. La modélisation a porté sur la commande du moteur asynchrone, l'onduleur (modèle de pertes) et de la chaîne mécanique (modèle quart de véhicule) du véhicule électrique utilisé en essais. Ce modèle fin peut alors servir de référence lors de la synthèse d'autre lois de commande du moteur (chapitre 3), et pour l'élaboration d'un modèle simplifié. En effet, dans le second chapitre, la chaîne de traction doit recréer un cycle de plusieurs dizaines de secondes, ce qui est incompatible avec le temps de calcul nécessité par le modèle fin.

C'est pour cette raison qu'un second modèle, qui est la version simplifiée du premier a été déterminé. Il reproduit correctement le comportement du modèle fin à l'échelle de temps d'un conducteur de véhicule.