

**Conclusion générale.**

### Conclusion générale.

Au cours de ce travail, nous avons modélisé dans un premier temps la chaîne de traction du véhicule électrique.

Le premier modèle, qui est très détaillé, permet d'analyser finement le fonctionnement de la chaîne. Il permet aussi d'étudier les pertes de l'onduleur avec les différentes commandes envisagées.

Une version simplifiée de ce modèle a été élaborée. Celui-ci permet de simuler des durées importantes, ce qui est impératif pour des études d'autonomie sur des cycles de vitesse. Il reproduit le comportement statique et dynamique du motovariateur et de la chaîne mécanique, au niveau de précision requis par le modèle du conducteur.

Nous proposons ensuite deux familles de commande interposées entre le conducteur et le motovariateur.

La première consiste à modifier la correspondance entre la position pédale d'accélérateur et le couple demandé, de manière à optimiser un critère instantané. Elle a été implantée sur véhicule et testée sur un circuit urbain avec différents conducteurs. On observe dans ce cas un gain d'autonomie de 2 %, qui est conforme aux prévisions effectuées en simulation. La dispersion de la consommation est également plus faible d'un cycle à l'autre.

La seconde famille de commande est basée sur l'optimisation d'un critère intégrant la dynamique du véhicule. Elle semble apporter un gain plus important d'après les résultats de simulation. Néanmoins, ces résultats ont été déterminés en faisant l'hypothèse que l'on dispose d'un modèle inverse de conducteur. En d'autres termes, cela signifie que l'on est capable de savoir quel est l'objectif de vitesse du conducteur en observant sa consigne de couple. La structure obtenue dans ce cas est plus complexe que précédemment (commande par retour d'état avec observateur de degré 5 et module de linéarisation du motovariateur).

De par sa structure, le modèle du conducteur dont on dispose n'est pas rigoureusement inversible : retards, présence de plusieurs modes d'asservissements et ignorance du coefficient d'activité. Une poursuite de cette étude consisterait dans un premier temps à rechercher un modèle inverse de conducteur approché. Une implantation dans le simulateur de ce modèle

### Conclusion générale.

permettrait alors de chiffrer le gain de la commande dans des conditions plus réalistes. Des essais sur bancs à rouleaux et sur circuit réel pourraient être ensuite envisagés, dans le cas où les résultats de simulation s'avèrent probants.

Nous avons enfin recherché la commande rapprochée du moteur asynchrone minimisant les pertes de l'onduleur. La structure proposée est composée de l'association d'une commande directe de couple et d'une commande fonctionnant en pleine onde à haute vitesse. Le gain énergétique est significatif, car les pertes de l'onduleur sont pratiquement divisées par deux par rapport à la commande de référence.

Néanmoins, l'étude des pertes du motovariateur dans son ensemble n'est pas achevée car le comportement énergétique du moteur n'est pas pris en compte.

Pour déterminer les pertes du moteur en simulation, il faudrait disposer d'un modèle énergétique (notamment au niveau des pertes fer) lorsqu'il est alimenté par un onduleur. Des recherches très actives sont menées actuellement sur ce sujet difficile.

Une autre voie consiste à déterminer les pertes expérimentalement. Il faudrait alors disposer d'un banc moteur susceptible d'être équipé des différentes commandes. Les résultats pourraient être utilisés pour valider le modèle de pertes moteur évoqué précédemment.

# **NOMENCLATURE.**

## Chapitre 1.

### **Définition des référentiels de projection des grandeurs électriques**

Les grandeurs électriques considérées pour un moteur asynchrone sont triphasées, et font donc intervenir 3 variables  $X_a(t)$ ,  $X_b(t)$  et  $X_c(t)$  courants, tensions et flux rotoriques ou statoriques, correspondant aux trois phases du moteur, et exprimées dans un repère (S) lié au stator. On

associe à ces grandeurs un vecteur  $\bar{X} = \begin{bmatrix} X_a(t) \\ X_b(t) \\ X_c(t) \end{bmatrix}$  exprimé dans ce repère.

On peut exprimer  $\bar{X}$  dans un repère cartésien  $(h, \alpha, \beta)$ , tel que l'axe  $\alpha$  coïncide avec l'axe de l'enroulement statorique (a) :

$$\bar{X}_{h\alpha\beta} = C^{-1} \cdot \bar{X}_{abc} = k_T \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \bar{X}_{abc}$$

Nous avons choisi  $k_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$  (convention conservant la puissance) dans l'ensemble de l'étude.

C est la matrice de transformation de Concordia. On remarque que les grandeurs  $X_\alpha$  et  $X_\beta$  sont les parties réelles et imaginaires de l'expression  $X = k_T \cdot (X_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} X_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} X_c)$ .

Lorsque les grandeurs sont équilibrées, alors  $X_a + X_b + X_c = 0$ . Dans ce cas,  $X_h = 0$ , la transformation de Concordia se simplifie :

$$\begin{cases} X_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} X_a \\ X_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} X_a + \sqrt{2} \cdot X_b \end{cases}$$

On définit un référentiel (T) dans un système (h,d,q), tournant par rapport à  $(h, \alpha, \beta)$ , tel que :

Nomenclature.

$$\bar{X}_{hdq} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ 0 & \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot C^{-1} \cdot \bar{X}_{abc} = P^{-1} \cdot \bar{X}_{abc}$$

P est la matrice de transformation de Park.

Dans la suite, on fera en sorte que le référentiel (d,q) soit tel que d se confonde avec la position du flux rotorique.

Dans ce référentiel, la composante d du vecteur courant (isd) est la représentation du flux rotorique. La composante q du vecteur courant (isq) est l'image du couple (à flux constant).

On définit un second référentiel tournant (D,Q), tel que l'axe D est confondu avec la position estimée du flux rotorique. L'angle  $\varepsilon$  correspond à la différence d'orientation en (D,Q) et (d,q)

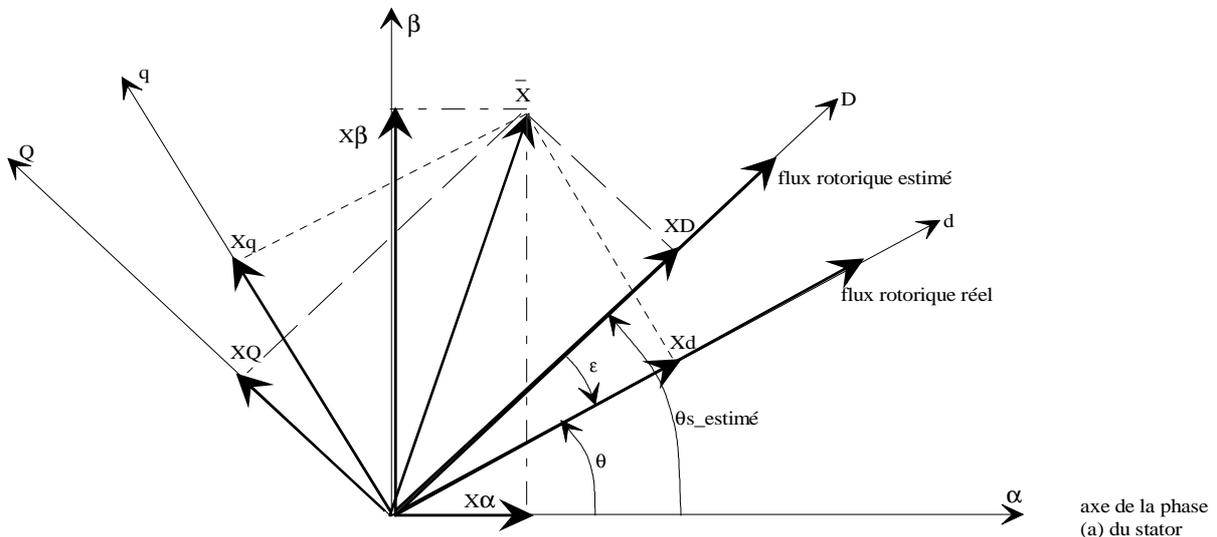


Figure n.1. Référentiels de projection du vecteur « grandeur électrique » X.

**Grandeurs électriques :**

Courant statorique du moteur is :

- valeurs instantanées sur les trois phases : isa, isb et isc
- dans  $(\alpha, \beta)$  :  $is\alpha$  et  $is\beta$ .
- dans  $(d, q)$  : isd et isq.
- dans  $(D, Q)$  : isD et isQ.

Courant statorique de consigne  $I_s^*$  dans  $(D, Q)$  :  $isD^*$  et  $isQ^*$ .

Tension statorique  $V_s$  :

### Nomenclature.

- valeurs instantanées sur les trois phases :  $v_{sa}$ ,  $v_{sb}$  et  $v_{sc}$
- dans  $(\alpha, \beta)$  :  $v_{s\alpha}$  et  $v_{s\beta}$ .
- dans  $(d, q)$  :  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$ .
- dans  $(D, Q)$  :  $v_{sD}$  et  $v_{sQ}$ .

Tension statorique de consigne  $V_s^*$  (déterminée par le terme de polarisation de la commande)  
dans  $(D, Q)$  :  $v_{sD}^*$  et  $v_{sQ}^*$ .

Flux rotorique  $\varphi_r$  :

- dans  $(d, q)$  :  $\varphi_{rd}$ . (la projection sur  $q$  est par définition des axes nulle).
- dans  $(D, Q)$  :  $\varphi_{rD}$  et  $\varphi_{rQ}$ .

Flux rotorique de référence  $\varphi^*$  :

- dans  $(d, q)$  :  $\varphi_{rd}^*$ ,  $\varphi_{rq}^*$ .
- dans  $(D, Q)$  :  $\varphi_{rD}^*$  (la projection sur  $Q$  par définition des axes est nulle).

### **Paramètres du moteur.**

$L_m = L_r$  : inductance magnétisante (les fuites magnétiques sont ramenées au stator).

$L_s$  : inductance statorique.

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$  : coefficient de dispersion.

$R_s$  : résistance statorique.

$R_r$  : résistance rotorique.

$P$  : nombre de paire de pôles.

### **Autres grandeurs.**

$\omega_m$  : pulsation mécanique =  $P \cdot$  vitesse du rotor en  $rd / s$ .

$\omega_s$  : pulsation statorique : vitesse de rotation électrique du flux rotorique par rapport à un référentiel lié au stator.

### Nomenclature.

$\omega_r$  : pulsation rotorique =  $\omega_s - \omega_m$  : vitesse de rotation électrique du flux rotorique par rapport à un référentiel lié au rotor.

$\Gamma$  : couple sur l'arbre moteur.

### **Abréviations.**

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.

GMP : Groupe MotoPropulseur. C'est l'ensemble formé par l'onduleur et sa commande, ainsi que le moteur.

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 effectue donc la commande du moteur, du contrôle du flux et du couple aux ordres de commande des bras de l'onduleur. Elle gère également toutes les limitations de fonctionnement propres au moteur.

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, ces informations sont redistribuées : consigne de couple moteur et affichage conducteur.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

## Chapitre 2.

### **Notations.**

$a$  : facteur de pondération entre l'optimisation de la consommation et le respect de la consigne dans le critère.

Correcteur PID (proportionnel intégral dérivée): correcteur dont la sortie est une combinaison linéaire de l'intégrale, la dérivée et de la valeur de l'entrée.

$\eta(\Gamma, V)$  : rendement du motovariateur, fonction du couple et de la vitesse.

$\Gamma_{\max}$  : couple maximum que peut délivrer le moteur.

GCO : Gestion de Consigne Optimisée : ensemble de la commande qui modifie la consigne de couple du conducteur de manière à optimiser un critère.

$J_{\Gamma_{\min}}$  : critère optimisé sur une durée infiniment courte, correspondant en pratique à la période  $T_e$  d'échantillonnage de l'UCVE.

$J_{\Gamma_1}$  : critère optimisant un compromis respect de la consigne de couple et de l'autonomie instantanée sur la période  $T_e$ .

$J_{\Gamma_2}$  : critère optimisant un compromis respect de la consigne de couple et de l'énergie instantanée.

$J_{\Gamma_3}$  : critère optimisant un compromis respect du couple de consigne et rendement du motovariateur.

$K_{\text{activité}}$  : coefficient d'activité du conducteur qui reflète sa rapidité (compris entre 0 et 1). Si ce coefficient vaut 1, alors le conducteur exploite au maximum les capacités du véhicule. Si ce coefficient vaut 0, alors le conducteur est infiniment lent.

$T_e$  : période d'échantillonnage de l'UCVE.

## Chapitre 3.

### **Notations.**

$m$  : indice de modulation. C'est le rapport entre la fréquence de MLI et la fréquence de rotation du flux statorique.

$m_a$  : taux de modulation d'amplitude. Lorsque ce taux est supérieur à 1, il y a surmodulation.

Surmodulation : fonctionnement à haute vitesse qui permet d'augmenter le fondamental de tension par une déformation des formes d'onde. En surmodulation maximum, le vecteur tension parcourt un hexagone.

$T_{com}$  : période d'échantillonnage de la commande rapprochée du moteur.

## **ANNEXES.**

## Chapitre 1.

### Annexe 1.1

L'onduleur ne peut prendre qu'un nombre fini de configurations.

Six correspondent à un vecteur tension non nul (Figure a.2). Le passage d'un vecteur tension à l'autre est effectué en ne modifiant qu'un bras de l'onduleur : cette propriété est exploitée pour minimiser le nombre de commutations.

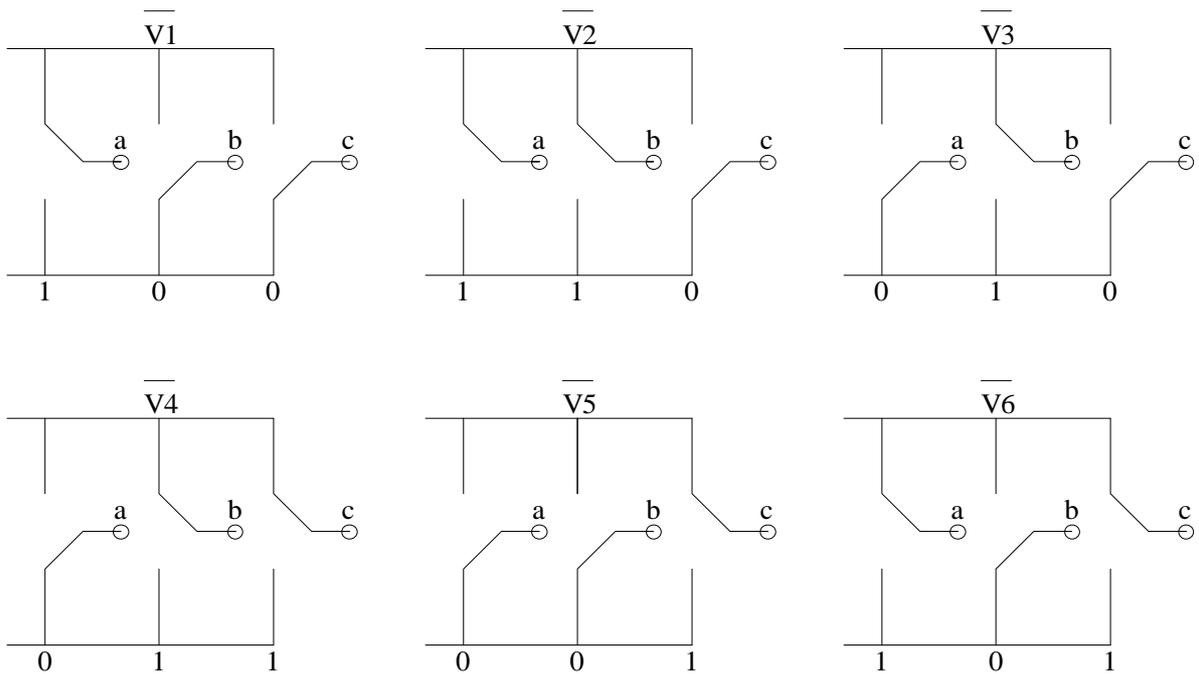


Figure a.2. Etats de l'onduleur produisant un vecteur tension non nul.

Deux configurations de l'onduleur correspondent à un vecteur tension nul (Figure a.3).

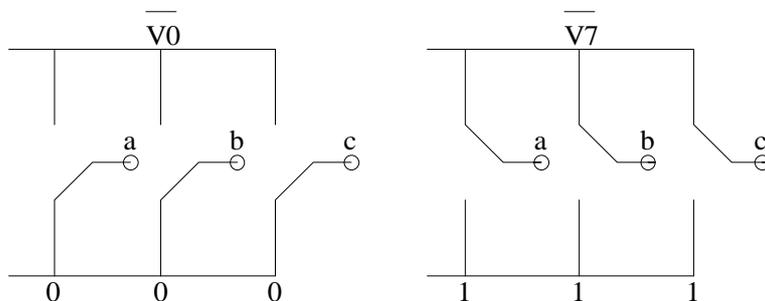


Figure a.3. Etats de l'onduleur produisant un vecteur tension nul.

## Chapitre 3.

### Annexe 3.1

Le vecteur tension moyen est en règle générale une combinaison des deux vecteurs tensions  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+1}$  (non nuls), et des vecteurs nuls  $\bar{V}_0$  et  $\bar{V}_7$ .

Le vecteur tension moyen  $\bar{V}$  (sur une période de MLI) se construit avec une combinaison de  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+1}$  et des durées d'application respectives :

$$\bar{V} = \frac{T_i}{T} \bar{V}_i + \frac{T_{i+1}}{T} \bar{V}_{i+1}, \quad (\text{a.1}).$$

T étant la période de MLI

$T_i$  la durée d'application de  $\bar{V}_i$ .

$T_{i+1}$  la durée d'application de  $\bar{V}_{i+1}$ .

avec  $T_i + T_{i+1} \leq T$ , une tension nulle étant appliquée le reste du temps.

Lorsque le vecteur nul n'est plus appliqué, alors :

$$T_i + T_{i+1} = T \quad (\text{a.2}).$$

Par conséquent, le vecteur  $\bar{V}$  s'exprime uniquement en fonction de T et  $T_i$  :

$$\bar{V} = \bar{V}_i + \frac{T - T_i}{T} (\bar{V}_{i+1} - \bar{V}_i) \quad (\text{a.3}).$$

Cette équation décrit donc un déplacement de l'extrémité du vecteur tension sur l'hexagone enveloppe (Figure a.4).

Annexes.

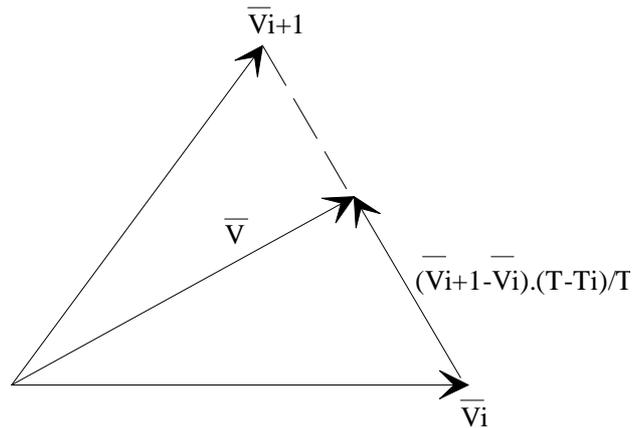


Figure a.4. Trajectoire du vecteur tension quand le vecteur nul n'est plus appliqué.

**Annexe 3.2**

Pour vérifier que les pertes joules de l'onduleur varient peu en fonction de la fréquence de MLI, nous avons évalué les pertes par conduction pour même point de fonctionnement à différentes valeurs de la fréquence de MLI.

Point de fonctionnement :

- couple mesuré = 78 N.m.

- vitesse de rotation = 100 rd/s.

fréquence de MLI (kHz)	2	4	6
pertes par conduction	1009	990	1002

Tableau a.1. Pertes par conduction en fonction du point de fonctionnement.

Les résultats du tableau indiquent que la différence de pertes par conduction avec une fréquence de MLI comprise entre 2 et 6 kHz reste très limitée (inférieure à 20 W).

**Annexe 3.3**

Détermination de la période d'échantillonnage maximum  $T_{com}$  de la commande en pleine onde pour obtenir une précision  $\epsilon_r$  sur le couple :

- La vitesse de rotation du flux pour un couple nul est :

$$\omega_{so} = \omega_m = \frac{2\pi}{T_o} \tag{a.4}.$$

- Pour obtenir un couple  $\epsilon_r$ , la vitesse de rotation est :

$$\omega s1 = \frac{2\pi}{T_0 + 6 \cdot T_{com}} \quad (a.5).$$

En effet, la période d'échantillonnage  $T_{com}$  détermine la différence de temps d'application d'un vecteur tension. La vitesse la plus « proche » de  $\omega s0$  que la commande peut imposer est donc déterminée par 6 fois cette période (6 vecteurs tensions sont appliqués par tour électrique).

On dispose d'une autre expression de  $\omega s1$  :

$$\omega s1 = \frac{\frac{9p}{2\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_o}{L_s}\right)^2}{\epsilon_r} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \epsilon_r \cdot \omega m}{\frac{9p}{2\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_o}{L_s}\right)^2}}\right) \quad (a.6).$$

$$T_{com} = \frac{\frac{2\pi}{\omega s1} - T_0}{6} \quad (a.7).$$

On déduit finalement :

$$T_{com} = \frac{\pi}{3} \cdot \left( \frac{\epsilon_r}{\frac{9p}{2\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_o}{L_s}\right)^2 \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{2 \cdot \epsilon_r \cdot \omega m}{\frac{9p}{2\pi^2 R_r} \cdot \left(\frac{L_m \cdot V_o}{L_s}\right)^2}}\right)} - \frac{1}{\omega_m} \right) \quad (a.8).$$

## **Bibliographie.**

## **Chapitres 1.**

[Cha-Fer 96] B. CHAUCHAT, JP. FERRIEUX : « chargeur de batterie embarqué », LEG-Renault 1995.

[DeF-Roy 93] B. de FORNEL, D. ROYE : « Principes généraux du contrôle vectoriel », GDR Conception de dispositifs et systèmes électriques. Thème : moteurs asynchrones. Toulouse, 1993.

[Dia 93] D. DIALLO « Commande vectorielle des moteurs asynchrones pour la traction ferroviaire », Thèse de doctorat présentée à l'INPG Oct. 1993.

[Fet-Oba 93] J. FETZ, K. OBAYASHI : « High efficiency induction motor drive with good dynamic performance for electric vehicles ». IEEE Industry Application Society, annual congress, 1993, pp. 921...927.

[Gar 79] L.J. GARCES : « Parameter adaptation for the speed controller of a static AC drive with squirrel-cage induction motor ». IEEE Industry Application Society, annual meeting, 1979, pp. 843...850.

[Hol-Neu 93] E. HOLL, G. NEUMANN : « Water-cooled inverter for Synchronous and asynchronous electric vehicles drives ». Siemens AG , Germany, 1993

[Kri-Bha 90] R. KRISHNAN, A.S. BHARADWAJ : « A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector controlled induction motor drives systems ». PESC, annual meeting, 1990, pp. 560...566.

[Kri-Pil 86] R. KRISHNAN, P.PILAY : « Sensitivity analysis and comparison of parameter compensation schemes in vector controlled induction motor drives ». IEEE Industry Application Society, conference proceedings, 1986, Denver pp. 155...161.

[Leo 90] W. LEONHARD : « 30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital processing with controlled AC drives, a review ». EPE Journal. Vol. 1-no 1-July 1991, pp 13 .. 20, n°2, Oct. 1991, pp 89 .. 102.

[Maz 94] D. MAZUIR : « Modélisation énergétique du motovariateur Siemens » Réunion Club Modélisation Renault Direction de la Recherche, Sept. 94.

[Maz-Qua 94] D. MAZUIR, J.V. QUAREZ, JP ROGNON : « simulation énergétique du véhicule électrique » Projet de fin d'études LEG / Renault Véhicule Electrique Juil. 94

Bibliographie.

[Nov-Lor 85] D.W. NOVOTNY, R.D. LORENZ : « introduction to field orientation and high performance AC drives ». Tutorial courses. IEEE Industry Application Society, Oct. 1985, Toronto, On. Canada.

[Pap-Rog 95] JC. PAPAIZIAN, JP ROGNON, D. ROYE, Ph. DELBOSC : « From Scalar control to Space vector control : functions and limitations of the different elements. 1995 IAS-IEEE.

[Van-Sku 86] VAN DER BROECK, H. SKUDELNY, G. STANKE : « Analysis and realization of a pulse with modulator based on voltage space vectors » IEEE CH2272-3/86/0000-0244\$01.00 1986

**Chapitres 2.**

[And-Moo 90] B.D.O. ANDERSON, J. MOORE « Optimal Control, Linear Quadratic Methods » Prentice-Hall International Editions 1990.

[Ast -Wit 84] K.J. ASTRÖM, B. WITTENMARK « Computer controlled Systems. Theory and Design », 1984 Prentice-Hall ISBN 0-13-164302-9.

[Ath-Fal 66] M. ATHANS, P. FALB « Optimal Control » MacGraw-Hill 1966.

[DeL 93] Ph. De LARMINAT « Automatique des systèmes linéaires », Hermès 1993.

[Fau -Rob 84] P. FAURE, M. ROBIN « Eléments d'automatique », 1984 Bordas ISBN 2-04-015702-6.

[Gev-Wer 1994] M. GEVER, V. WERTZ « Ecole D'été d'automatique de Grenoble », Session 9, tome 1, Sept. 1994.

[Lan 93] LANDAU « Identification et commande des système échantillonnés » Hermès 93, 2e. édition, ISBN 2-86601-365-4.

[Maz Qua 94] D. MAZUIR, JV. QUAREZ, « Simulation Energétique du Véhicule Electrique », Diplôme d'Etude Approfondies (Confidentiel), Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Renault Vehicule Electrique 1994.

[Nas 69] P. NASLIN « Théorie de la commande et conduite optimale », Dunod 1969.

[Pap 95] JC PAPAZIAN, « Rapport préliminaire sur la Gestion de Consigne Optimisée » (interne) Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Renault Vehicule Electrique 1995.

[Pap-Rog 95] JC. PAPAZIAN, JP. ROGNON, «°Simulation frame of an electric vehicle on a realistic speed cycle », EVT Paris La Defense, Nov. 1995.

[Taf 95] C TAFFIN, « Elaboration d'un modèle conducteur »

(interne) Renault Direction de la Recherche 1995.

[Tak -Rab 72] Y. TAKAHASHI, M.J. RABINS, D.M. AUSLANDER « Control and Dynamic Systems » Second printing 1972, 1970 Addison-Wesley.

**Chapitre 3.**

[And-Ged 91] E. C. ANDRESEN, S. GEDIGA, H. J. SCHWARTZ : « A continuous PWM - Square wave transition method for voltage vector control of induction motors », EPE FIRENZE 1991, vol 2 pp 156-160.

[And-Hau 93] E. C. ANDRESEN, A. HAUN : « Influence of the Pulse-Width Modulation control method on the performance of frequency inverter induction motor drives », EPEP vol 3, No. 2, March-April 1993 pp 151-161.

[Cas-Ser 95] D. CASADEI, G. SERRA, A. TANI « Direct flux and torque control of an induction machine for electric vehicle », Electrical Machines and Drives, 11-13 Sept. 95, Conference publication No. 412, IEE 1995.

[Cha-Fer 96] B. CHAUCHAT, JP. FERRIEUX : « chargeur de batterie embarqué », LEG-Renault 1995.

[Chap - Roy 94] Y.A. CHAPUIS, D. ROYE : « Commande du couple d'une machine asynchrone par le contrôle vectoriel direct de son flux statorique », Firelec. conf, Grenoble, 1994.

[Chap. 96] Y.A. CHAPUIS « Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique ». Thèse de doctorat du Laboratoire d'électrotechnique de Grenoble, INPG 1996.

[Depenb. 88] M. DEPENBROCK : « Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed Induction Machine », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, n°4, Oct. 1988.

[Derou. 95] B. DEROUANNE : « Contribution à l'étude de la machine électrique asynchrone destinée à la motorisation d'un mobile avec source d'énergie embarquée ». Thèse de doctorat de l'Université Technologique de Compiègne, Juin 1995.

[Faucher 93] J. FAUCHER : « Quelques aspects de la Modulation de Largeur d'Impulsions » ENSEEIHT - LEEI 16/2/93.

[Elec -95] « La régulation de l'asynchrone sans capteur décuple ses performances », Electronique International hebdo N°169 p22 Fevrier 95.

[Hol-Neu 93] E. HOLL, G. NEUMANN : « Water-cooled inverter for Synchronous and asynchronous electric vehicles drives ». Siemens AG , Germany, 1993

Bibliographie.

[Lab-Ség 95] LABRIQUE, SEGUIER : « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 4, la conversion continu-alternatif », 2ème édition, éd. Lavoisier Tec&Doc 1994.

[Poh-Tii 94] P. POHJALAINEN, P. TIITINEN, J. LALU : « The next génération motor control method direct torque control », ABB Industry Oy, Power electronics, Research and Developmentdepartment Helsinki, Finland 1994.

[Tak-Kan 85] L. TAKAHASHI, T. KANMACHI : « A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor », IEEE Industrial Application society,pp 495-502, 1985.



## ***Résumé.***

Les objectifs de ce travail consistent à diminuer la consommation énergétique d'un véhicule électrique. Après avoir modélisé la chaîne de traction incluant un moteur asynchrone, un onduleur triphasé et sa commande ainsi que la mécanique, deux voies d'optimisation sont abordées.

La première consiste à optimiser la commande en amont de l'onduleur. Différentes familles de commandes sont alors développées. La première commande optimise un critère sur une durée instantanée. Elle a été simulée, puis implantée sur véhicule. Elle apporte un gain d'autonomie significatif (quelques pourcents) et diminue la variation d'un cycle de conduite à l'autre. La seconde commande optimise un critère sur une durée plus longue. Sous certaines hypothèses, c'est un retour d'état linéaire avec un critère quadratique (commande LQ). Des premiers résultats de simulation font apparaître des autonomies supérieures à celles obtenues avec la première famille.

La seconde voie consiste à optimiser la commande au niveau de l'onduleur. Une commande minimisant les pertes de l'onduleur est déterminée à partir des résultats de simulation. L'association d'un contrôle direct du couple et d'une commande en pleine onde à hautes vitesses diminue les pertes totales de l'onduleur de manière importante (quelques pourcents de la puissance nominale).

## ***Abstract.***

The aim of this work consists in decreasing the energy consumption of an Electric Vehicle. The drive including an induction motor, a three-phase inverter (and its control) and the mechanical transmission, is modelled. Therefore, two ways of optimization are explored.

The first one consists in optimizing the control above the level of the inverter. Different types of control are developed. The first one optimises an instantaneous cost function. Considering the simulation results, it has been layed on the vehicle. The autonomy has been increased significantly (several percents). The second type of control optimises a cost function for a larger time scale. Assuming some hypotheses, this leads to a linear quadratic control design. Simulation results indicate that better results are achieved with this structure.

The second way consists in optimizing the inverter losses. As a consequence, a control strategy is determined, taking in consideration the simulation results. The association of a direct torque control and a square wave control structure at high speeds produce the lowest inverter losses. The losses are decreased in a significant way (several percents of the rated power).