



HAL
open science

CONTROLE VECTORIEL SANS CAPTEUR MECANIQUE D'UNE MACHINE ROUE ASYNCRHONE

Joseba Arza

► **To cite this version:**

Joseba Arza. CONTROLE VECTORIEL SANS CAPTEUR MECANIQUE D'UNE MACHINE ROUE ASYNCRHONE. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999. Français. NNT: . tel-00763696

HAL Id: tel-00763696

<https://theses.hal.science/tel-00763696>

Submitted on 11 Dec 2012

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

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

THESE

Présentée par

Joseba ARZA
Ingénieur ENSIEG

Pour obtenir le grade de DOCTEUR
De L'INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE
(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

CONTROLE VECTORIEL SANS CAPTEUR MECANIQUE D'UNE MACHINE ROUE ASYNCRHONE

Date de soutenance : 28 Octobre 1999

Composition du jury

Monsieur	J-P. ROGNON	Président
Madame	M. PIETRZAK-DAVID	Rapporteur
Monsieur	A. REZZOUG	Rapporteur
Monsieur	L. PRISSE	Examineur
Monsieur	D. ROYE	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à :

Monsieur Jean-Claude Sabonnadière, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble et Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire.

Monsieur Jean-Pierre Rognon, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble et actuel Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse, mais également pour ses conseils précieux et l'attention dont il a su faire preuve à mon égard malgré le peu de temps dont il disposait.

Madame Maria Pietrzak David, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electronique, d'Electrotechnique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse pour avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse.

Monsieur Abderrezak Rezzoug, Professeur au laboratoire GREEN – UHP, pour avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse.

Monsieur Lucien-Prissé, Ingénieur Alstom Transport pour son dynamisme à faire avancer le projet et pour avoir accepté d'être membre de ce jury.

Monsieur Daniel Roye, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble, pour m'avoir formé et encadré pendant ces trois années de thèse. Je lui exprime ma profonde reconnaissance pour sa disponibilité, sa bonne humeur, son côté humain ainsi que ses conseils précieux et son soutien.

Je remercie également tous ceux qui ont participé, de loin ou de près, à l'aboutissement de ce travail de recherche.

Un grand merci aussi à tout les gens que j'ai rencontré dans mes années en France. Ils sont beaucoup et c'est impossible de citer tout le monde. Merci à tous !

Je remercie spécialement :

Bertrand Raison pour ses conseils et pour avoir eu le courage de lire ma thèse.

Jacques Davoine et Jöel Giraud pour me permettre de faire d'essai au laboratoire.

Vincent Narbot pour m'avoir intégré si bien chez Alstom.

Daniel Espellet et Michel Ranc pour les essais expérimentaux chez Alstom et chez Renault.

L'équipe informatique, Bruno Ferrari, Marie-Thérèse Loubinoux, Florence François ainsi que Patrick Guillot, Etienne Callegher et Patrick Eustache.

Jacqueline Delaye et Josiane Verna pour s'occuper de mes problèmes administratifs.

Merci Seddik, Demba, Jacques. Dji-Dji, Bruno, Stéphane et Alain pour votre sympathie et pour me faire la vie au laboratoire plus agréable.

Merci aux thésards du labo.

Un grand merci aussi à tous les copains espagnols et basques pour tout le temps que l'on a passé ensemble.

Je remercie enïn ma famille et particulièrement mes parents, pour m'avoir permis de faire ces longues études et pour être toujours si près de moi.

TABLE DE MATIERES

PRESENTATION DU MEMOIRE	4
Chapitre I : INTRODUCTION GENERALE	5
I.1.- TRANSPORT ET POLLUTION	5
I.2.- LES TROLLEYBUS : UN HISTORIQUE	6
I.3.- CONTEXTE DE L'ETUDE.....	8
I.4.- DESCRIPTION DE LA CHAINE DE TRACTION ASYNCRHONE.....	9
I.4.1.- SCHEMA GENERAL.....	9
I.4.2.- ALIMENTATION	9
I.4.2.1.- Par le réseau Haute Tension de trolleybus à 750v :	9
I.4.2.2.- Par un groupe diesel électrique :	10
I.4.3.- ONDULEUR.....	10
I.4.4.- MOTEUR.....	11
I.4.5.- PARTIE MECANIQUE.....	11
I.4.6.- COMMANDE.....	12
I.5.- CAHIER DE CHARGE ET OBJECTIF	12
Chapitre II : MODELISATION DE LA CHAINE DE TRACTION ET CHOIX DE LA STRUCTURE DE COMMANDE.....	14
II.1.- INTRODUCTION	14
II.2.- MODELISATION DE LA MACHINE	14
II.2.1.- HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	14
II.2.2.- EQUATIONS GENERALES DE LA MACHINE AYSNCRHONE IDEALISEE	15
II.2.3.- INTRODUCTION DE LA NOTION DE VECTEUR TOURNANT	17
II.2.4.- ETABLISSEMENT D'UN MODELE VECTORIEL RAMENE AU STATOR.....	18
II.2.5.- EQUATIONS DE CONCORDIA.....	22
II.2.6.- EQUATIONS DE PARK.....	23
II.3.- MODELISATION ET CONTROLE DE L'ONDULEUR.....	24
II.3.1.- MODELISATION VECTORIELLE DE L'ONDULEUR.....	24
II.3.2.- CONTROLE DE L'ONDULEUR	26
II.3.2.1.- Pilotage direct de l'onduleur.	26
II.3.2.2.- Pilotage de l'onduleur à partir d'une MLI vectorielle.....	26
II.4.- CHOIX DE LA STRUCTURE	30
II.5.- CONTROLE DIRECT DE COUPLE	31
II.5.1.- INTRODUCTION	31
II.5.2.- PRINCIPES DU CONTRÔLE DIRECT DE COUPLE.....	31
II.5.2.1.- Principes généraux du contrôle vectoriel de couple.....	31
II.5.2.2.- Principes de contrôle du flux statorique.....	32
II.5.3.- PRÉSENTATION DE LA STRUCTURE DE CONTRÔLE.....	34
II.5.3.1.- Choix du vecteur tension \overline{V}_s	34
II.5.3.2.- Estimateurs.....	35
II.5.3.3.- Le correcteur de flux.....	37
II.5.3.4.- Le correcteur de couple.....	38
II.5.3.5.- Le correcteur à trois niveaux.....	38
II.5.3.6.- Le correcteur à deux niveaux	39
II.5.3.7.- Structure générale du contrôle direct de couple.....	39
II.5.4.- ANALYSE DES FREQUENCES DE COMMUTATION DES CORRECTEURS.	40
II.5.5.- INFLUENCE D'UNE ERREUR SUR LA RESISTANCE STATORIQUE	41
II.5.6.- DÉMARRAGE ET FONCTIONNEMENT À BASSE VITESSE.....	43
II.5.7.- FONCTIONNEMENT SUR UNE LARGE PLAGE DE VITESSE.....	44
II.5.8.- FONCTIONNEMENT EN RÉGIME DÉFLUXÉ	45
II.5.9.- CONCLUSION SUR LE DTC	45
II.6.- CONTROLE VECTORIEL A FLUX ORIENTE.....	45
II.6.1.- INTRODUCTION	45
II.6.2.- PRINCIPES	46
II.6.3.- STRUCTURE DE CONTRÔLE DE LA COMMANDE À FLUX ORIENTÉ	49
II.6.3.1.- Contrôle des courants.....	49
II.6.3.2.- Détermination de la position du flux rotorique.....	52

II.6.3.3.- Contrôle du flux.....	53
II.6.3.4.- Contrôle du couple.....	54
II.6.3.5.- Gestion du défluxage.....	54
II.6.3.6.- Structure générale de la commande vectorielle.....	58
II.6.4.- INFLUENCE DES ERREURS DES PARAMETRES.....	58
II.6.5.- FONCTIONNEMENT A BASSE VITESSE.....	58
II.6.6.- FONCTIONNEMENT SANS CAPTEUR DE VITESSE.....	59
II.6.7.- CONCLUSION SUR LE CONTROLE VECTORIEL A FLUX ROTORIQUE ORIENTE.....	59
II.7.- CONCLUSION.....	59
Chapitre III : DEFINITION DE LA STRUCTURE DE COMMANDE RETENUE.....	61
III.1.- INTRODUCTION.....	61
III.2.- DEFINITION ET ORGANISATION DES TACHES.....	62
III.3.- LES BOUCLES DE COURANTS.....	65
III.3.1.- MODÉLISATION DES BOUCLES.....	65
III.3.2.- CHOIX DU CORRECTEURS.....	66
III.3.3.- CHOIX DU RÉGLAGE.....	67
III.3.3.1.- Réglage dans le domaine continu.....	67
III.3.3.2.- Réglage dans le domaine échantillonné :.....	70
III.3.4.- CORRECTEUR D'ORDRE PLUS ÉLEVÉ.....	73
III.3.5.- PROBLÈME DU DÉCOUPLAGE ÉCHANTILLONNÉ.....	74
III.3.6.- GESTION DE LA LIMITATION DE LA GRANDEUR DE COMMANDE.....	75
III.4.- BOUCLE DE FLUX.....	76
III.4.1.- CHOIX ET RÉGLAGE DU CORRECTEUR.....	76
III.5.- FONCTIONNEMENT A FLUX VARIABLE.....	77
III.5.1.- CALCUL DE LA RÉFÉRENCE DE FLUX.....	77
III.5.2.- RÉSULTATS DE SIMULATION.....	79
III.6.- MLI VECTORIELLE.....	80
III.6.1.- FONCTIONNEMENT À BASSE FRÉQUENCE.....	80
III.6.1.1.- Correction de la compensation de l'effet de temps de garde t_g :.....	81
III.6.2.- FONCTIONNEMENT À HAUTE FRÉQUENCE.....	84
III.6.2.1.- Résultats de simulation.....	89
III.7.- RECONSTITUTION DES GRANDEURS.....	94
III.7.1.- RECONSTITUTION DU FLUX.....	94
III.7.1.1.- Introduction.....	94
III.7.1.2.- Observateur de flux.....	95
III.7.1.3.- Discrétisation.....	97
III.7.1.4.- Transition observateur - estimateur.....	101
III.7.2.- ESTIMATEUR DE VITESSE.....	103
III.7.3.- ROBUSTESSE.....	106
III.7.3.1.- Introduction.....	106
III.7.3.2.- Influence des variations des résistance.....	106
III.7.3.3.- Résistance statorique :.....	106
III.7.3.4.- Résistance rotorique : R_r	109
III.7.3.5.- Influence des variations de l'état magnétique.....	112
III.7.3.6.- Influence des temps de commutation.....	116
III.7.3.7.- Influence des erreurs de mesure.....	118
III.7.4.- FONCTIONNEMENT A BASSE VITESSE.....	121
III.8.- FONCTIONNEMENT EN DERIVE.....	124
III.9.- INFLUENCE SUR LES PERFORMANCES DU SYSTEME DE L'INSTANT D'ÉCHANTILLONNAGE DURANT LA PERIODE DE MLI.....	126
III.10.- LIMITES DE FONCTIONNEMENT A FREQUENCES ELEVEES.....	132
III.10.1.- LIMITES DE FONCTIONNEMENT FRÉQUENCES ÉLEVÉES SELON LES STRUCTURES.....	135
III.10.2.- VERS UNE STABILISATION DU FONCTIONNEMENT À FRÉQUENCES ÉLEVÉES.....	138
III.11.- CONCLUSION.....	139

Chapitre IV : IMPLANTATION DE LA COMMANDE RETENUE	141
IV.1.- INTRODUCTION.....	141
IV.2.- BANC DU LABORATOIRE : DESCRIPTION ET RESULTATS.....	142
IV.2.1.- PRÉSENTATION MATÉRIELLE DE LA CARTE PROCESSEUR DE SIGNAL.....	143
IV.2.2.- DÉVELOPPEMENT LOGICIEL.....	143
IV.2.3.- STRUCTURE GÉNÉRALE DU DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL.....	144
IV.2.4.- PRÉSENTATION DE LA CARTE INTERFACE.....	145
IV.2.4.1.- Interface d'entrée et système d'acquisition des mesures.	146
IV.2.4.2.- Interface de visualisation.....	147
IV.2.4.3.- Interface de sortie : commande onduleur.....	147
IV.2.4.4.- Communications entre les cartes DSP et interface.	148
IV.2.5.- ORGANISATION GÉNÉRALE DE LA COMMANDE.....	149
IV.2.6.- RÉSULTATS	151
IV.3.- IMPLANTATION D'UNE COMMANDE SANS MESURE DE VITESSE SUR UNE CARTE ALSTOM : PREMIER OBJECTIF.	156
IV.3.1.- ENVIRONNEMENT DE TRAVAIL CHEZ L'INDUSTRIEL	156
IV.3.1.1.- Tiroir AGATE (Advanced Gec Alsthom Transport Equipment).....	156
IV.3.1.2.- Logiciel ClearCase	158
IV.3.1.3.- Simulateur Analogique :.....	158
IV.3.2.- IMPLANTATION DE L'OBSERVATEUR DU FLUX ET L'ESTIMATEUR DE VITESSE SUR LE SIMULATEUR.....	158
IV.3.3.- PRÉSENTATION DU BANC ET DU BUS.	159
IV.3.4.- PROBLÈMES DÉTECTÉS. SOLUTIONS PROPOSÉES.	160
IV.3.4.1.- Reprises :	160
IV.3.4.2.- Démarrage en côte :.....	160
IV.3.4.3.- Temps d'exécution :	161
IV.3.5.- RÉSULTATS OBTENUS AVEC LE DEMONSTRATEUR.	162
IV.4.- MISE EN PLACE DE L'ENSEMBLE DE LA COMMANDE : DEUXIEME OBJECTIF	168
IV.4.1.- RÉSULTATS ET LEURS ANALYSE	169
CONCLUSION ET PERSPECTIVES	180
ANNEXES	182
BIBLIOGRAPHIE	187

PRESENTATION DU MEMOIRE

L'objet de ce mémoire est le **contrôle vectoriel d'un moteur roue asynchrone optimisé pour la propulsion d'un bus électrique**. La nature du moteur et de l'application impose un cahier des charges spécifique tant du point de vue fonctionnel (large plage de fréquence) que du point de vue technologique (absence si possible de capteur mécanique).

Ce mémoire s'organise en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous faisons une **introduction générale du contexte** dans lequel on situe ce travail. Nous faisons une description de la chaîne de traction et nous décrivons le cahier des charges et l'objectif à atteindre.

Dans le chapitre II nous procédons à la **modélisation de la machine** permettant d'étudier son fonctionnement et nous analysons ensuite **plusieurs pilotages** possibles qui nous permettront de retenir la structure de pilotage qui conviendra le mieux.

Le chapitre III sert à définir, à **analyser** et à **expliquer les fonctions principales de la structure de commande proposée**. Nous réalisons une première étude de robustesse. Quelques modes de fonctionnement caractéristiques à l'application sont aussi analysés.

Dans ce chapitre des résultats de simulation sont montrés.

Le chapitre IV nous le dédions à la **mise en œuvre du pilotage développé**. Nous verrons les différentes phases d'implantation qui ont eu lieu.

Nous montrons et analysons les résultats expérimentaux obtenus.

Nous finirons ce mémoire par les conclusions et perspectives de cette étude.

En annexe nous ajoutons la nomenclature et quelques informations complémentaires.

Chapitre I : INTRODUCTION GENERALE

1.1.-TRANSPORT ET POLLUTION

Tous les moyens de transports sont, à des degrés divers, générateurs de pollutions et de nuisances. Toutefois, le mode routier, prépondérant en France, est aujourd'hui reconnu comme étant le principal émetteur de CO, HC. Ces phénomènes de **pollution**, accentués en zone urbaine, sont désormais au cœur des débats de société et ce en raison de leurs répercussions sur la santé.

Ainsi, après un siècle de règne, l'usage de la voiture particulière en ville est fortement remis en cause.

Bien que les progrès technologiques réalisés sur les véhicules (réglage, ajustement des moteurs, pot catalytique) aient permis de réduire les émissions de certains polluants, ils n'ont pas été suffisants pour compenser les effets de l'augmentation du parc automobile qui a doublé en 20 ans.

Le nombre de véhicules en ville ne cesse de croître et l'automobile est de plus en plus utilisée sur des petits parcours en sites urbains, rendant inefficace l'amélioration des moteurs et l'usage du pot catalytique (démarrage à froid, encombrements entraînant une surconsommation).

Cette tendance couplée à la baisse de la pollution industrielle fait que la voiture est devenue la première source de pollution de l'air en ville.

Elle est désormais accusée d'être responsable de nombreux problèmes de santé publique (troubles respiratoires chez les personnes âgées et les enfants ; troubles psychologiques liés au bruit).

Cette asphyxie des centres ville trouve son origine dans une urbanisation qui a privilégié le développement des banlieues, une politique favorable à la voiture (prime à l'achat, facilité de stationnement en centre ville, doublement des voies d'accès) et une négligence dans le développement des transports en commun.

Face à ce constat, les pouvoirs publics ont décidé de réagir. La loi sur l'air oblige désormais les villes de plus de 100000 habitants à se doter d'un plan de déplacements urbains (PDU).

Il doit permettre aux agglomérations d'instaurer une nouvelle politique des transports urbains en limitant l'usage de la voiture, en développant les transports en commun et en facilitant l'insertion de modes de déplacement doux (piétons, bicyclettes). Développer les transports collectifs, c'est bien l'axe sur lequel les collectivités locales entendent concentrer leurs efforts.

Trop souvent désertés parce que coincés dans les embouteillages, les transports en commun pèsent lourds dans le budget des collectivités. Pour les rendre attractifs, c'est-à-dire rapides et fréquents, la solution consiste à se doter de transports en commun circulant sur une voie réservée (TCSP : Transports en Commun en Sites Propres).

Conscients que le marché des transports urbains est en pleine explosion, les industriels mettent au point des modèles de plus en plus innovants et de moins en moins coûteux.

Les TCSP (bus en site propre, trolleybus, tramway sur pneus, tramway, métro) font l'objet d'un véritable engouement de la part des collectivités locales. 34 agglomérations ont un projet de TCSP ce qui représente 85 milliards de francs sur 10 ans.

Un projet de TCSP offre, par ses avantages, la garantie d'un PDU réussi. Il est probable que ces nouveaux modes de transports en commun contribuent à réduire la pollution atmosphérique dont souffrent nos agglomérations.

Le principal moyen avancé par le gouvernement pour limiter la congestion urbaine et réduire la pollution consiste à **développer les transports en commun et à les rendre concurrentiels.**

Tout ceci nous amène à un regain d'intérêt des villes qui verraient bien des **trolleybus** animer leur réseau. Le trolley ne manque pas en effet d'atouts. Il est non polluant et silencieux. Restent, en négatif, les critiques récurrentes sur la nuisance visuelle créée par les fils d'alimentation électrique, en particulier aux carrefours.

1.2.- LES TROLLEYBUS : UN HISTORIQUE

A la fin du XIX^{ème} siècle, à cause des rendements médiocres des machines à vapeur, ainsi que du manque de fiabilité du moteur à explosion à cette époque, les recherches se sont orientées vers la traction électrique. Ainsi dans les années 20 est né le premier trolleybus à Paris.

Dans les années 1920/1925, les pouvoirs publics français ont souhaité limiter les importations de pétrole qui croissaient en raison du développement de l'industrie automobile ; il en est résulté un regain d'intérêt pour la traction électrique appliquée aux transports publics, y compris sur route.

1925 a été une année décisive avec la création, principalement par Alstom, de la firme Vétra qui va pendant quarante ans construire les équipements électriques de presque tous les trolleybus français. Vétra fit ses premières armes en Algérie où Alger et Constantine constituent les premiers véritables réseaux urbains de trolleybus.

Les années 1930 marquent un tournant : la concurrence automobile et les progrès de l'autobus nécessitent une modernisation des tramways.

La décision malencontreuse de Paris et du Département de la Seine de supprimer totalement les tramways parisiens va faire manquer à la France les étapes de la modernisation des tramways que connurent la plupart des réseaux étrangers.

Le trolleybus va tirer parti de la déconsidération du tramway et du vieillissement des voies et du matériel, aggravés pendant la guerre de 1939-1945 par les surcharges et le manque d'entretien des réseaux de tramways de Province.

Bénéficiant de l'avantage sur l'autobus des performances de la traction électrique, doté de la souplesse de l'autobus pour évoluer dans la circulation générale, le trolleybus va connaître une grande vogue dans les années d'après guerre après avoir déjà réalisé de belles percées avant et pendant la guerre.

Curieusement, le trolleybus se développe plus vite à l'étranger qu'en France à cette période, où 6500 trolleybus sont dénombrés dans le monde contre seulement 152 en France et en Afrique du Nord. Mais la France va se rattraper pendant et après la guerre.

En raison de la pénurie de carburant, les pouvoirs publics incitent les réseaux à s'équiper de trolleybus; ils définissent par décret du 5 novembre 1942 les normes des lignes aériennes à installer et différents types de véhicules, ceci en vue de favoriser la construction en série.

La vétusté, les surcharges et le manque d'entretien des tramways pendant la guerre ont achevé de ruiner l'image de ce mode de transport dans l'opinion.

En 1952, la France compte 24 réseaux de trolleybus urbains, et 2 réseaux interurbains.

Les prix de revient de l'autobus baissent et ses performances s'améliorent le prix des carburants baisse en francs constants, tandis qu'une nouvelle politique tarifaire de l'EDF pénalise lourdement la traction électrique aux heures de pointe.

La politique du tout automobile, les plans de circulation bouleversant les itinéraires des transports publics, l'urbanisation diffuse en périphérie rendent le trolleybus moins attrayant aux yeux des techniciens issus du corps des Ponts et Chaussées très orientés « tout automobile » et des élus qui rechignent devant les investissements d'infrastructure nécessaires au trolleybus pour modifier ses lignes ou les prolonger en banlieue.

Pourtant des efforts sont faits pour abaisser le prix des trolleybus, en montant sur des autobus de série des moteurs et des équipements électriques.

Malgré cela, c'est le déclin rapide :

en 1954, les trolleybus disparaissent de Bordeaux et des lignes départementales,

en 1962, le réseau de Strasbourg est démantelé,

en 1966, Paris abandonne ses deux dernières lignes de la banlieue sud, à partir de 1963, même Lyon, capitale du trolleybus, contracte son réseau.

Faute de commandes suffisantes et faute d'avenir, la firme VETRA disparaît en 1965.

En 1973, il ne reste plus que cinq villes à trolleybus : Lyon, Grenoble, Saint-Etienne, Marseille et Limoges. Les réseaux si importants de Lyon et de Marseille se sont fortement contractés et leur avenir est des plus incertains.

Mais cette année-là, c'est le coup de tonnerre du premier choc pétrolier. Les pouvoirs publics, une fois encore, invitent les réseaux à utiliser l'énergie nationale qu'est l'électricité et interdisent le démantèlement d'installations fixes de trolleybus, même inemployées.

En 1975, Lyon, Grenoble et Saint-Etienne passent commande de 185 exemplaires d'un nouveau type de trolleybus.

Lyon réélectrifie des lignes passées à l'autobus, prolonge des lignes de trolleybus dans le cadre du redéploiement du réseau de surface lié à la mise en service du métro en 1978.

En 1980, Nancy se dote d'un réseau de trolleybus neufs, exploité par trolleybus articulés bi-mode. Pour un certain nombre, ils sont dotés d'une chaîne de traction à hacheurs, remplaçant avantageusement l'équipement classique à résistances.

Le triomphe du trolleybus, aura été en France de court durée. Le matériel des années 1975 à 1980 vieillit malgré quelques cures de rajeunissement. L'heure de la renaissance a peut-être sonné. La plus grande partie des 350 véhicules en circulation arrivant aujourd'hui à bout de souffle, le trolley va pouvoir bénéficier des innovations technologiques les plus récentes et redorer son image. Lyon ouvre actuellement le bal avec un appel d'offre de 127 véhicules. Grenoble et Saint-Etienne sont également prêtes. Au cours des prochaines années, les autres villes « trolleybus » commenceront aussi à renouveler leur matériel.

La principale caractéristique de la nouvelle gamme des trolleybus est la traction à courant alternatif. Les constructeurs de véhicules de transport en commun ont deux préoccupations constantes : assurer une meilleure accessibilité aux personnes à mobilité réduite et augmenter le nombre de sièges. Ils cherchent à réaliser un plancher bas intégral. Le secret réside en effet dans la compacité de l'onduleur IGBT triphasé discrètement placé dans l'épaisseur du plancher et dans les moteurs cachés au centre des roues.

1.3.-CONTEXTE DE L'ETUDE

C'est dans ce cadre d'une **future application** pour un **trolleybus** que s'inscrit notre étude. Elle concerne plus précisément le système de **traction asynchrone**, l'objectif étant de réaliser une commande pour toute la plage de vitesse.

Ce travail a été réalisé en collaboration avec la Société ALSTOM en partenariat avec Renault Véhicule Electrique (actuellement associé avec IVECO et dénommé IRBUS).

Avant de définir les objectifs de cette étude, nous allons décrire la chaîne de traction de cette application.

I.4.-DESCRIPTION DE LA CHAÎNE DE TRACTION ASYNCRHONE

I.4.1.-SCHEMA GENERAL

Les progrès de l'électronique de puissance et de l'informatique font que le moteur asynchrone s'impose. S'il possède de nombreux avantages comme son faible coût, sa robustesse et sa puissance massique élevée, il nécessite en contrepartie une alimentation et une commande complexe. La machine est alimentée par un onduleur de tension. Ce dernier permet d'obtenir une puissance massique élevée et une pollution harmonique réduite. Par contre, il impose l'utilisation de semi-conducteurs bloquables.

La figure I.1 présente le schéma général d'une chaîne de traction utilisant un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension

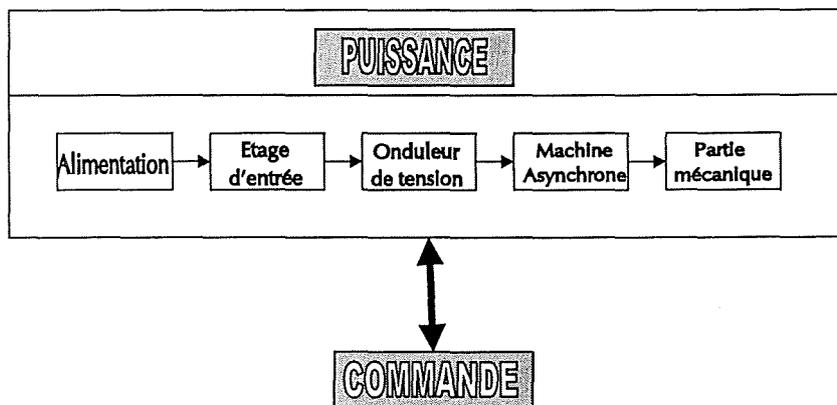


figure I.1: Description de la chaîne de traction complète

Nous présentons brièvement les caractéristiques de la chaîne de traction :

I.4.2.- ALIMENTATION

L'alimentation a pour but de fournir une énergie électrique et éventuellement récupérer en cas de freinage. La source d'énergie peut-être réalisée de plusieurs façons :

I.4.2.1.- Par le réseau Haute Tension de trolleybus à 750v :

Pour que le véhicule ait un fonctionnement type trolleybus, nous ajouterons un étage d'entrée haute tension, constituant la source d'énergie dans ce mode de fonctionnement.

Cet étage d'entrée a pour mission de convertir l'énergie du réseau Haute Tension 750V DC en une source d'énergie isolée et régulée directement utilisable par les équipements standardisés du véhicule.

Cet étage d'entrée assure la fonction double isolement du trolleybus aussi bien pour les équipements de propulsion que pour les auxiliaires et servitudes.

Il s'agit d'un convertisseur continu-continu, abaisseur de tension, avec isolation galvanique par transformateur. Le convertisseur fonctionnera à très haute fréquence (de l'ordre de plusieurs kHz) afin de réduire l'encombrement et le poids et de permettre un fonctionnement silencieux.

L'étage d'entrée sera conçu selon le critère de double isolement. Il comportera un contrôleur d'isolement permanent afin de détecter toute fuite à la masse de la haute tension.

I.4.2.2.- Par un groupe diesel électrique :

Un moteur diesel entraînant une génératrice (alternateur synchrone à excitation séparée) constitue la source d'énergie.

L'utilisation du moteur thermique diesel accouplé à une génératrice synchrone dans une chaîne de propulsion électrique nécessite une étude approfondie du système global pour optimiser les phases transitoires de démarrage ou de décélération.

Cette étude approfondie exige une parfaite connaissance des évolutions en régime et couple moteur qui doivent être compatibles avec les appels de puissance de propulsion émanant du circuit de propulsion électrique.

Des ingénieurs d'Alstom ont traité l'optimisation de la régulation de la pompe d'injection du moteur thermique en réduisant la consommation en carburant du moteur thermique.

Pour la fonction génératrice d'énergie en mode diesel électrique, le choix d'une machine synchrone triphasée à excitation séparée a été adopté afin d'optimiser les caractéristiques de la source d'énergie lors des régimes transitoires du moteur thermique.

Cette génératrice sera en couplage direct sur le volant du moteur diesel et, par conséquent, elle aura une structure en galette.

I.4.3.-ONDULEUR

C'est un onduleur triphasé à IGBT de puissance électrique et de fréquence élevées, qui représente une avancée significative dans la politique d'intégration d'Alstom grâce à l'utilisation de la technologie hybride de puissance.

Par rapport à la traction ferroviaire où la puissance nécessaire est de l'ordre du mégawatt nous avons l'avantage de pouvoir travailler avec des IGBT et non pas avec des GTO. Les IGBT nous permettent de travailler à une fréquence de découpage supérieure et ils ont des temps minimum de conduction et des temps morts moins importants. (Quelques μs par rapport à quelques dizaines ou centaines de μs).

La fonction onduleur est intégralement réalisée dans un boîtier métallique au fond duquel est aménagé un circuit d'eau pour le refroidissement des composants de puissance. Ce circuit est à relier à un circuit réfrigérant externe avec échangeur air-eau.

Les interrupteurs IGBT et diodes associées sont intégrés dans un module hybride de puissance. Chaque IGBT est muni de son circuit d'allumage approprié.

Pour ce projet l'onduleur doit être capable de délivrer une tension fondamentale jusqu'à 455Hz correspondant à la vitesse maximale du moteur.

I.4.4.- MOTEUR

Le moteur utilisé est un moteur roue asynchrone de 80kW triphasé, à cage d'écureuil, 6 pôles, refroidi par eau, conçu sur la base des derniers progrès et développement de produits roues motorisés de l'Etablissement Alstom d'Ornans, destinés au transport urbain.

Le moteur est directement flasqué à un réducteur épicycloïdal, lubrifié à l'huile dont l'enveloppe tournante entraîne la jante et le frein multi-disques.

La jante d'autobus est de type Supersingle et permet d'intégrer le motoréducteur frein dans un ensemble très compact.

Le refroidissement par eau s'effectue par circulation dans une gaine concentrique au moteur. La température, à l'intérieur du moteur est homogénéisée grâce au recyclage de l'air du ventilateur interne.

Une de particularité de ce moteur réside dans sa très haute gamme de vitesse. La vitesse maximale est en effet de 8900tr/min.

I.4.5.- PARTIE MECANIQUE

Le véhicule sera propulsé par les deux moteurs roues associés à deux réducteurs, le tout logé dans les jantes des roues arrières.

Cette architecture permet de supprimer l'arbre de transmission classique et pour le constructeur d'autobus, d'élargir le couloir au passage de l'essieu, donc de simplifier fortement la structure de l'essieu arrière.

Chaque roue motorisée est alimentée indépendamment par un onduleur réalisant ainsi une architecture de différentielle électronique gérée par un superviseur général.

I.4.6.- COMMANDE

La commande élaborera à partir des actions du conducteur, essentiellement sur des pédales, les ordres de contrôle de l'onduleur selon les lois de pilotage implantée.

Elle comportera ses autotests intégrés et dialoguera avec le superviseur sur l'état de l'onduleur et du moteur de traction.

Elle sera implantée sur une carte basée sur un processeur de signal.

I.5.- CAHIER DE CHARGE ET OBJECTIF

Alstom cherche à réaliser un démonstrateur en partenariat avec Renault VI. Leur objectif est de créer un nouveau pilotage pour la nouvelle génération des trolleybus qui pourra être étendu à d'autres applications comme les camions poubelles.

Nous devons concevoir un pilotage pour des machines asynchrones roues (6LKA 1412, annexe 2) avec des onduleurs ONIX 350 (construit à Alstom, annexe 3).

Dans le démonstrateur, nous utiliserons des commandes AGATE (produit Alstom) pour implanter nos algorithmes. Mais, dans un futur proche, il y aura des commandes rapprochées mieux adaptées aux applications de type bus.

Le but général de notre étude est de **contrôler le couple de la machine asynchrone sur toute la plage de fréquence (0Hz à 455Hz)** en considérant le système depuis l'entrée de l'onduleur jusqu'à la partie mécanique. Pour cela, il nous faudra réaliser, grâce à l'onduleur de tension, les tensions triphasées d'alimentation qui permettront d'obtenir le couple désiré.

La **fréquence de découpage maximale** est prévue à **5kHz**.

Le **couple maximal** atteignable est fixé à **400Nm par machine**.

Afin de minimiser le coût, l'application ne possédera **pas** à terme **de capteurs de tension de phase ni de capteur de vitesse**. Dans les moteurs roues, il y a en effet des problèmes de place pour insérer les capteurs de vitesse. Du fait de leur emplacement, leur maintenance est aussi plus coûteuse et délicate. Les seuls capteurs qui apparaîtront seront donc les deux capteurs de courant de phase et un capteur de tension à l'entrée de l'onduleur.

La très large plage de fréquence des fondamentaux va nous obliger à définir de façon très précise le **fonctionnement en défluxage et à tension maximale**.

Il sera souhaitable de réaliser un seul pilotage pour toute la plage de vitesse afin d'éviter les complications et les nuisances dues aux transitions de modes de pilotage.

Il s'agit donc de **définir** et **réaliser** une **structure de commande complète et unique**.

Dans un premier temps nous devons choisir une structure de commande et puis procéder à sa définition tout en utilisant des logiciels de simulation. Deuxièmement, nous procéderons à l'implantation et la mise en œuvre chez l'industriel.

Dans cette étude, nous pouvons donc prévoir de rencontrer des points délicats à basse vitesse à cause de l'absence de capteur de vitesse et des possibles incertitudes sur les paramètres mais aussi à très haute vitesse car nous arrivons à des indices de modulation (rapport de fréquences : fondamentale vs découpage) très faibles.

La figure I.2 présente un schéma simple dans lequel on situe le bloc « commande » à développer :

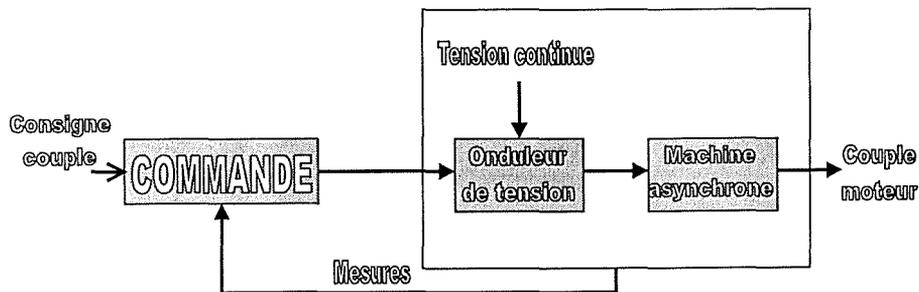


figure I.2 : Schéma global de régulation

Chapitre II : MODELISATION DE LA CHAINE DE TRACTION ET CHOIX DE LA STRUCTURE DE COMMANDE

II.1.-INTRODUCTION

Le but de ce chapitre est de **retenir une structure de pilotage pour la machine de propulsion.**

La démarche que nous allons suivre pour arriver à cet objectif débutera par un rappel sur la modélisation de la machine asynchrone. Nous partons de quelques hypothèses simplificatrices qui nous permettent de définir des équations générales de la machine. Ces équations sont représentées dans différents référentiels, fixe ou tournant, dont nous verrons l'intérêt par la suite.

Nous rappelons également la modélisation de l'onduleur de tension.

A partir de ces modèles, nous pourrions analyser deux types de structure de contrôle vectoriel: le contrôle direct de couple (DTC) et le contrôle vectoriel par flux orienté (rotorique ou statorique).

Les principes de ces contrôles sont décrits ainsi que leur structures. Nous comparerons les avantages et inconvénients de ces pilotages et nous retiendrons la structure qui convient le mieux au cahier des charges et objectif fixés.

II.2.- MODELISATION DE LA MACHINE

II.2.1.-HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Pour élaborer des lois de commandes, il est nécessaire de connaître les équations qui représenteront la machine asynchrone. Nous devons trouver le modèle qui décrit au mieux son comportement. Cependant, quelques hypothèses simplificatrices sont retenues.

- l'entrefer est de largeur constante sans effet d'encoche,
- la symétrie de la machine est parfaite,
- la saturation et les pertes dans le circuit magnétique sont négligées(dans le chapitre suivant nous verrons comment introduire la saturation magnétique),
- la répartition des différents champs magnétiques le long de l'entrefer est sinusoïdale,
- les influences de l'effet de peau et des échauffement des conducteurs sont négligés,
- le rotor à cage en court-circuit est équivalent à un enroulement triphasé monté en étoile.

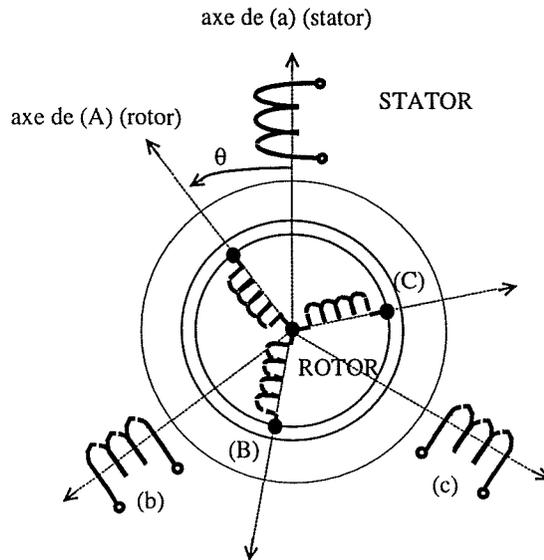


figure II.1 : Machine asynchrone modélisée.

II.2.2.- EQUATIONS GENERALES DE LA MACHINE AYSNCRHONE IDEALISEE

Avec ces hypothèses et les notations habituelles (annexe 1), les équations électriques matricielles de la machine [CAR-95], [LES-81], s'écrivent :

- Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{Sa} \\ \varphi_{Sb} \\ \varphi_{Sc} \end{bmatrix} \quad (\text{eq. II.1})$$

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_{Ra} \\ \dot{v}_{Rb} \\ \dot{v}_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{Ra} \\ \dot{i}_{Rb} \\ \dot{i}_{Rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{Ra} \\ \dot{\varphi}_{Rb} \\ \dot{\varphi}_{Rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{eq. II.2})$$

Remarque : nous utilisons le symbole <'> pour les équations du rotor car nous n'avons pas accès au rotor.

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances [L(θ)]. Celle-ci comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle θ, position de la phase (A) du rotor par rapport à la phase (a) du stator (figure II.1).

La matrice $[L(\theta)]$ fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{Sabc} \\ \varphi_{Rabc} \end{bmatrix} = [L(\theta)] \begin{bmatrix} i_{Sabc} \\ i_{Rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_S] & [M'_{SR}] \\ [M'_{RS}] & [L_R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sabc} \\ i_{Rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{eq. II.3})$$

avec :

La matrice des inductances statoriques $[L_S]$:

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_S & M_S & M_S \\ M_S & l_S & M_S \\ M_S & M_S & l_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{0S} + L_{\sigma S} & -\frac{L_{0S}}{2} & -\frac{L_{0S}}{2} \\ -\frac{L_{0S}}{2} & L_{0S} + L_{\sigma S} & -\frac{L_{0S}}{2} \\ -\frac{L_{0S}}{2} & -\frac{L_{0S}}{2} & L_{0S} + L_{\sigma S} \end{bmatrix} \quad (\text{eq. II.4})$$

La matrice des inductances rotoriques $[L_R]$:

$$[L_R] = \begin{bmatrix} l'_R & M'_R & M'_R \\ M'_R & l'_R & M'_R \\ M'_R & M'_R & l'_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L'_{0R} + L'_{\sigma R} & -\frac{L'_{0R}}{2} & -\frac{L'_{0R}}{2} \\ -\frac{L'_{0R}}{2} & L'_{0R} + L'_{\sigma R} & -\frac{L'_{0R}}{2} \\ -\frac{L'_{0R}}{2} & -\frac{L'_{0R}}{2} & L'_{0R} + L'_{\sigma R} \end{bmatrix} \quad (\text{eq. II.5})$$

La matrice des inductances mutuelles Stator-Rotor $[M'_{RS}]$ et $[M'_{SR}]$ la matrice des inductances mutuelles Rotor-Stator.

$$[M'_{SR}] = [M'_{RS}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{eq. II.6})$$

où M représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statorique et rotorique.

en posant :

$$l_S = L_{0S} + L_{\sigma S} \quad \text{et} \quad M_S = -L_{0S}/2$$

$$l'_R = L'_{0R} + L'_{\sigma R} \quad \text{et} \quad M'_R = -L'_{0R}/2$$

on obtient finalement :

$$[v_{Sabc}] = [R_S][i_{Sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_S][i_{Sabc}] + [M'_{SR}][i'_{Rabc}] \} \quad (\text{eq. II.7})$$

$$[v'_{Rabc}] = [R'_R][i'_{Rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L'_R][i'_{Rabc}] + [M'_{SR}][i_{Sabc}] \} = [0] \quad (\text{eq. II.8})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie [LES-81]:

$$\Gamma_{elm} = P_p [i_{Sa} \quad i_{Sb} \quad i_{Sc}] \frac{d}{d\theta} [M_{SR} \begin{bmatrix} i_{Ra} \\ i_{Rb} \\ i_{Rc} \end{bmatrix}] \quad (\text{eq. II.9})$$

où P_p est le nombre de paires de pôles.

II.2.3.-INTRODUCTION DE LA NOTION DE VECTEUR TOURNANT

Au stator comme au rotor, les courants triphasés parcourant des enroulements triphasés créent des champs magnétiques pulsatoires triphasés h_{sa}, h_{sb} et h_{sc} dont les superpositions génèrent des champs magnétiques tournants.

Il est naturel d'associer à la notion de champ tournant statorique une représentation par un vecteur tournant \overline{H}_S dans le référentiel (S) d'axe (α, β) , lié au stator (figure II.2).

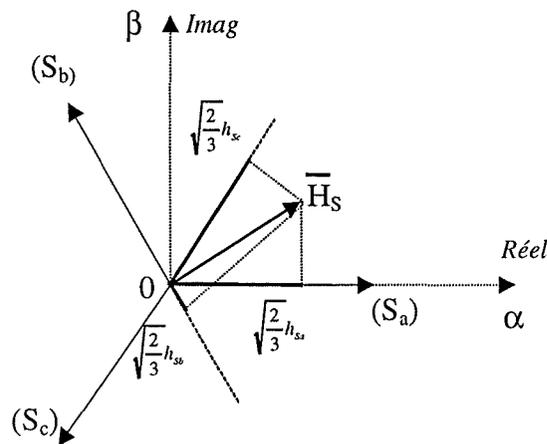


figure II.2: Définition du vecteur champ tournant.

Ce vecteur est représenté par son affixe :

$$\overline{H_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[h_{sa} \quad h_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad h_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{eq. II.10})$$

où $\sqrt{\frac{2}{3}}$ est un coefficient permettant d'avoir une transformation qui conserve les puissances :

On peut définir également les relations inverses :

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} \text{Réal} \left[\overline{H_s} \right] \\ h_{sb} = \sqrt{\frac{2}{3}} \text{Réal} \left[\overline{H_s} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \\ h_{sc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \text{Réal} \left[\overline{H_s} \cdot e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right] \end{array} \right. \quad (\text{eq. II.11})$$

où Réel[] représente la partie réelle de l'expression entre "crochets".

Compte-tenu des relations entre les différentes grandeurs, il est facile d'étendre la notion de vecteur tournant à tout ensemble de grandeurs triphasées : $\overline{I_s}, \overline{\Phi_s}, \overline{E_s}, \overline{V_s}, \overline{\Phi_R}$

II.2.4.-ETABLISSEMENT D'UN MODELE VECTORIEL RAMENE AU STATOR

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut se projeter dans les différents référentiels (figure II.3) (S), (R) et (T), liés à la machine asynchrone.

De plus, les formules de changement de référentiel permettent aisément de passer d'une expression à l'autre.

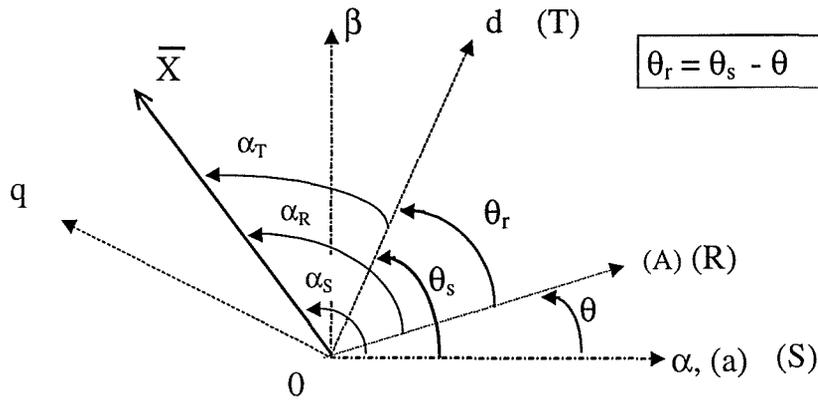


figure II.3: Position des systèmes d'axes.

Le vecteur \bar{X} s'écrit :

- $\bar{X}_{(S)} = X \cdot e^{j\alpha_s}$, dans le référentiel fixe (S) lié au stator , d'axe (α, β) tel que l'axe α soit confondu avec la phase (a) stator,
- $\bar{X}_{(R)} = X \cdot e^{j\alpha_r}$, dans le référentiel fixe (R) lié au rotor,
- $\bar{X}_{(T)} = X \cdot e^{j\alpha_t}$, dans le référentiel (T), d'axe (d, q) , tournant à la vitesse des champs.

A partir des positions angulaires relatives $\theta, \theta_s, \theta_r$ on déduit les expressions de changement de référentiel :

- Changement de (S) vers (T) : $\bar{X}_{(T)} = \bar{X}_{(S)} \cdot e^{-j\theta_s}$
- Changement de (R) vers (T) : $\bar{X}_{(T)} = \bar{X}_{(R)} \cdot e^{-j\theta_r}$
- Changement de (R) vers (S) : $\bar{X}_{(S)} = \bar{X}_{(R)} \cdot e^{j\theta}$

a) Modèle vectoriel ramené au stator dans le référentiel lié au stator (S).

L'application de la transformation au modèle matriciel (eq. II.1) et (eq. II.2) permet d'obtenir un premier modèle vectoriel.

La tension statorique exprimée dans le référentiel (S), lié au stator, s'écrit :

$$\bar{V}_{S(S)} = R_S \bar{I}_{S(S)} + \frac{d\bar{\Phi}_{S(S)}}{dt} \quad (\text{eq. II.12})$$

de même, la tension rotorique exprimée dans \textcircled{R} , lié au rotor, s'écrit :

$$\bar{V}_{R(R)} = \bar{0} = R_R \bar{I}_{R(R)} + \frac{d\bar{\Phi}_{R(R)}}{dt} \quad (\text{eq. II.13})$$

avec pour expressions des flux statoriques et rotoriques :

en introduisant les inductances cycliques : $L_S = 3/2L_{0S} + L_{\sigma S}$

$$L_R = 3/2L_{0R} + L_{\sigma R}$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_S = L_S \overline{I}_S + (3/2)M' e^{j\theta} \overline{I}_R \\ \overline{\Phi}_R = L_R \overline{I}_R + (3/2)M' e^{-j\theta} \overline{I}_S \end{cases} \quad (\text{eq. II.14})$$

L'inaccessibilité du rotor amène à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leur action sur le stator. Elles correspondent ainsi à des grandeurs électriques et magnétiques fictives d'un rotor « fixe » présentant les mêmes propriétés que le rotor réel vis à vis du stator.

En posant :

$$\begin{cases} \overline{I}_R = ((3/2)M' / L_m) \overline{I}_R' e^{j\theta} \\ \overline{\Phi}_R = (L_m / (3/2)M') \overline{\Phi}_R' e^{j\theta} \end{cases} \quad (\text{eq. II.15})$$

avec

$$L_m = L_S - L_{\sigma S} = (3/2)L_{0S} \quad (\text{eq. II.16})$$

En effectuant le changement de repère, on obtient ainsi un second modèle vectoriel, « ramené » au stator , dans le référentiel (S).

Les équations dans (S) deviennent :

$$\begin{cases} \overline{V}_{S(S)} = R_S \overline{I}_{S(S)} + \frac{d\overline{\Phi}_{S(S)}}{dt} \\ \overline{V}_{R(S)} = \overline{0} = R_R \overline{I}_{R(S)} + \frac{d\overline{\Phi}_{R(S)}}{dt} - j\omega \overline{\Phi}_{R(S)} \end{cases} \quad (\text{eq. II.17})$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_{S(S)} = L_S \overline{I}_{S(S)} + L_m \overline{I}_{R(S)} \\ \overline{\Phi}_{R(S)} = L_R \overline{I}_{R(S)} + L_m \overline{I}_{S(S)} \end{cases}$$

avec : $\omega = \frac{d\theta}{dt} = P_p \Omega$ où Ω est la vitesse de rotation de la machine.

On peut remarquer la présence de la f.e.m. dynamique (dépendante de ω), dans l'expression de la tension rotorique, qui rappelle la rotation du rotor dans le référentiel fixe.

L'expression du couple peut se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \bar{\Gamma} = P_p L_m [\bar{I}_{R(s)} \wedge \bar{I}_{S(s)}] \\ \Gamma = P_p L_m \text{Im ag} [\bar{I}_{S(s)} \cdot \bar{I}_{R(s)}^*] \end{cases} \quad (\text{eq. II.18})$$

où $\text{Im ag} []$ désigne la partie imaginaire de l'expression entre "crochets", et \bar{I}_s^* représente le complexe conjugué de \bar{I}_s .

b) Modèle vectoriel dans un référentiel tournant à la vitesse du champ statorique.

En appliquant la rotation d'un angle θ_S (figure II.3) qui permet de passer du référentiel fixe S (α, β) au référentiel tournant T (d,q), on obtient un troisième modèle vectoriel, toujours « ramené » au stator, dans le référentiel (T).

Les équations dans (T) s'écrivent :

$$\begin{cases} \bar{V}_{S(T)} = R_S \bar{I}_{S(T)} + \frac{d\bar{\Phi}_{S(T)}}{dt} + j \frac{d\theta_S}{dt} \bar{\Phi}_{S(T)} \\ \bar{V}_{R(T)} = \bar{0} = R_R \bar{I}_{R(T)} + \frac{d\bar{\Phi}_{R(T)}}{dt} + j \frac{d\theta_R}{dt} \bar{\Phi}_{R(T)} \end{cases} \quad (\text{eq. II.19})$$

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{S(T)} = L_S \bar{I}_{S(T)} + L_m \bar{I}_{R(T)} \\ \bar{\Phi}_{R(T)} = L_R \bar{I}_{R(T)} + L_m \bar{I}_{S(T)} \end{cases}$$

$$\Gamma_{elm} = P_p L_m \text{Im ag} [\bar{I}_{S(R)} \cdot \bar{I}_{R(R)}^*] \quad (\text{eq. II.20})$$

On peut remarquer la présence dans l'expression des tensions de deux f.e.m. dynamiques qui rappellent la rotation du référentiel par rapport au stator et également par rapport au rotor.

On retrouve également la relation entre les pulsations caractéristiques de la machine

$$\text{asynchrone : } \frac{d\theta_S}{dt} = \frac{d\theta_R}{dt} + \frac{d\theta}{dt}$$

II.2.5.- EQUATIONS DE CONCORDIA

En posant pour chaque vecteur \bar{X} :

$$\bar{X}_{(s)} = X_\alpha + jX_\beta \quad (\text{eq. II.21})$$

on obtient les équations de CONCORDIA de la machine asynchrone.

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = R_S I_{S\alpha} + \frac{d\Phi_{S\alpha}}{dt} \\ V_{S\beta} = R_S I_{S\beta} + \frac{d\Phi_{S\beta}}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{R\alpha} = R_R I_{R\alpha} + \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} - j\omega_R \Phi_{R\alpha} \\ V_{R\beta} = R_R I_{R\beta} + \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} - j\omega_R \Phi_{R\beta} \end{cases} \quad (\text{eq. II.22})$$

$$\begin{cases} \Phi_{S\alpha} = L_S I_{S\alpha} + L_m I_{R\beta} \\ \Phi_{S\beta} = L_S I_{S\beta} + L_m I_{R\alpha} \end{cases} \quad (\text{eq. II.22})$$

$$\begin{cases} \Phi_{R\alpha} = L_R I_{R\alpha} + L_m I_{S\beta} \\ \Phi_{R\beta} = L_R I_{R\beta} + L_m I_{S\alpha} \end{cases}$$

$$\Gamma_{elm} = P_p L_m [I_{R\alpha} I_{S\beta} - I_{R\beta} I_{S\alpha}] \quad (\text{eq. II.23})$$

On peut noter les non-linéarités et les couplages dans les équations de la tension rotorique.

Ces équations auraient pu être également obtenues directement en appliquant aux équations matricielles la transformation de CONCORDIA [LES-81].

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_h \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{eq. II.24})$$

Dans beaucoup de cas, le système de grandeurs triphasées est tel que la somme instantanée des grandeurs est nulle. Ceci permet d'annuler la composante homopolaire d'indice n .

II.2.6.- EQUATIONS DE PARK

De la même manière, en posant pour chaque vecteur :

$$\bar{X}_{(T)} = X_d + jX_q \quad (\text{eq. II.25})$$

on obtient les équations de PARK de la machine asynchrone.

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_S I_{Sd} + \frac{d\Phi_{Sd}}{dt} - \frac{d\theta_S}{dt} \Phi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_S I_{Sq} + \frac{d\Phi_{Sq}}{dt} + \frac{d\theta_S}{dt} \Phi_{Sd} \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0 = V_{Rd} = R_R I_{Rd} + \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} - \frac{d\theta_R}{dt} \Phi_{Rq} \\ 0 = V_{Rq} = R_R I_{Rq} + \frac{d\Phi_{Rq}}{dt} + \frac{d\theta_R}{dt} \Phi_{Sd} \end{cases} \quad (\text{eq. II.26})$$

$$\begin{cases} \Phi_{Sd} = L_S I_{Sd} + L_m I_{Rd} \\ \Phi_{Sq} = L_S I_{Sq} + L_m I_{Rq} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = L_R I_{Rd} + L_m I_{Sd} \\ \Phi_{Rq} = L_R I_{Rq} + L_m I_{Sq} \end{cases}$$

$$\Gamma_{elm} = P_p L_m [I_{Sq} I_{Rd} - I_{Sd} I_{Rq}] \quad (\text{eq. II.27})$$

On peut noter les non-linéarités et les couplages dans les équations des tensions statoriques et rotoriques.

Ces équations auraient pu être également obtenues directement en appliquant aux équations matricielles la transformation de PARK [CAR-95] :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \rho & -\sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{eq. II.28})$$

L'angle ρ correspondant à la position du repère choisi pour la transformation.

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \cos\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\rho + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{eq. II.29})$$

avec $\rho = \theta_S$ pour le stator ou $\rho = \theta_R$ pour le rotor.

Remarque : la transformation de PARK (d,q) peut également être obtenue à partir des composantes de CONCORDIA (α, β), et en faisant une rotation de l'angle ρ .

Le passage des composantes de CONCORDIA à celle de PARK se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & \sin \rho \\ -\sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{eq. II.30})$$

on définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho & -\sin \rho \\ \sin \rho & \cos \rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{eq. II.31})$$

Cela correspond aux changements de repères présentés précédemment.

II.3.- MODELISATION ET CONTROLE DE L'ONDULEUR

II.3.1.- MODELISATION VECTORIELLE DE L'ONDULEUR

La machine est alimentée par un onduleur de tension triphasé (figure II.4), dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j=a,b,c$) telles que :

- $S_j = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert,
- $S_j = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Les interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire. Un temps mort (temps de garde t_g) est aménagé à chaque commutation pour éviter de court-circuiter l'alimentation continue.

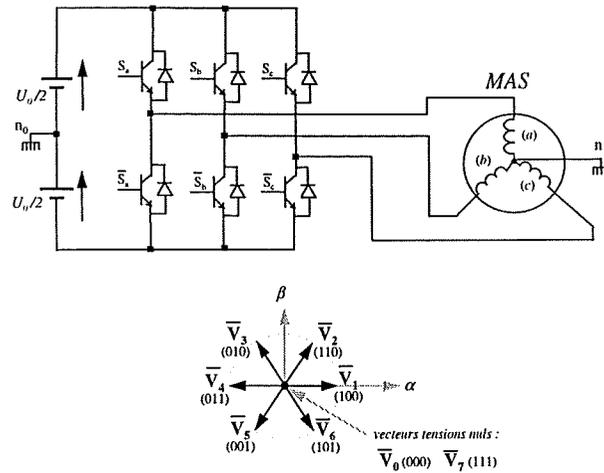


figure II.4 : Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tension \overline{V}_S .

Les tensions simples en sortie de l'onduleur, prises par rapport au point milieu de l'alimentation continue n_0 , s'expriment :

$$v_{jn0} = S_j U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{eq. II.32})$$

Les tensions simples de la machine, prises par rapport à son neutre n , s'écrivent :

$$v_{jn} = v_{jn0} - v_{nn0} \quad (\text{eq. II.33})$$

En s'appuyant sur la notion de vecteur tournant vue précédemment, on peut considérer que l'onduleur délivre un vecteur tension.

On définit alors un vecteur "tensions simples machine", \overline{V}_S , tel que :

$$\overline{V}_{S(S)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[v_{an} + v_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{eq. II.34})$$

ainsi qu'un vecteur "tensions de sortie de l'onduleur", \overline{v}_{sn0} , tel que :

$$\overline{V_{Sn0(S)}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[v_{an0} + v_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{eq. II.35})$$

On montre aisément que $\overline{V_s} = \overline{V_{Sn0}}$.

d'où, en utilisant les variables $S_j(j=a,b,c)$, $\overline{V_s}$ peut s'écrire aussi :

$$\overline{V_{s(S)}} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{eq. II.36})$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer 8 positions du vecteur $\overline{V_s}$ dont deux correspondent au vecteur nul: ($S_a S_b S_c$) = (000) ou (111) comme le montre la figure II.4.

A partir du modèle vectoriel précédent, plusieurs stratégies de pilotage de l'onduleur peuvent être envisagées.

II.3.2.- CONTROLE DE L'ONDULEUR

II.3.2.1.- Pilotage direct de l'onduleur.

La méthode la plus simple consiste en un pilotage direct de l'onduleur par applications successives à la période de la commande algorithmique T_e , des vecteurs \overline{V}_i non nuls et des vecteurs nuls \overline{V}_0 et \overline{V}_7 . Le vecteur de contrôle a donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (nombre de période T_e). T_e doit donc être très faible.

II.3.2.2.- Pilotage de l'onduleur à partir d'une MLI vectorielle.

Une autre méthode consiste à imposer un type de séquence donné des vecteurs \overline{V}_i non nuls et des vecteurs nuls \overline{V}_0 et \overline{V}_7 sur un intervalle de temps donné en utilisant un circuit spécifique de Gestion de Modulation de Largeur des Impulsions (MLI), contrôlé par une commande algorithmique. Celle-ci peut alors travailler à une période T_e bien supérieure à la période de résolution des durées d'application des vecteurs.

La M.L.I. vectorielle [TRZ-96], [BLA-96], est certainement la méthode la mieux adaptée au contrôle vectoriel des moteurs asynchrones. Un vecteur tension de contrôle $\overline{V_{ref}}$ est calculé

globalement et approximé sur une période de modulation T_e par un vecteur tension moyen $\langle \bar{V} \rangle$.

Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)

Le vecteur tension de contrôle \bar{V}_{ref} peut être défini de plusieurs manières (figure II.5) dans le plan des tensions :

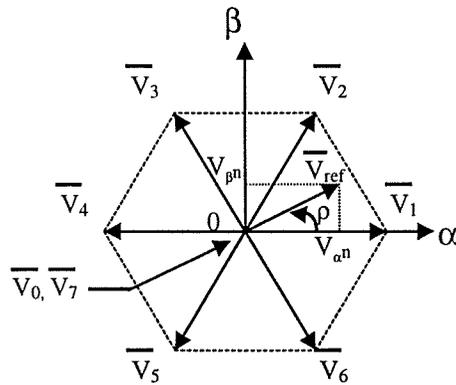


figure II.5 : Définition du vecteur de contrôle.

- en coordonnées polaires :

$$\bar{V}_{ref(s)} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_0}{2} e^{j\rho} \quad (\text{eq. II.37})$$

- en coordonnées cartésiennes (Référentiel correspondant à la transformation de CONCORDIA) :

$$\bar{V}_{ref(s)} = V_{\alpha^n} + jV_{\beta^n} \quad (\text{eq. II.38})$$

avec :

$$\begin{cases} V_{\alpha^n} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_0}{2} \cos \rho \\ V_{\beta^n} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_0}{2} \sin \rho \end{cases} \quad (\text{eq. II.39})$$

- en coordonnées triphasées :

$$\begin{cases} V_{an} = r \frac{U_0}{2} \cos \rho \\ V_{bn} = r \frac{U_0}{2} \cos \left(\rho - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{cn} = r \frac{U_0}{2} \cos \left(\rho - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{eq. II.40})$$

En régime établi : $\rho = \omega_s t$ avec $\omega_s = 2\pi f_s$.

Approximation du vecteur tension de contrôle

Le vecteur tension de contrôle \bar{V}_{ref} est approximé, sur la période de modulation T_{MLI} , par la génération d'un vecteur de tension moyen $\langle \bar{V} \rangle$ élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur \bar{V}_i et \bar{V}_{i+1} adjacents et des vecteurs nuls \bar{V}_0 et \bar{V}_7 où i est égal au numéro du secteur.

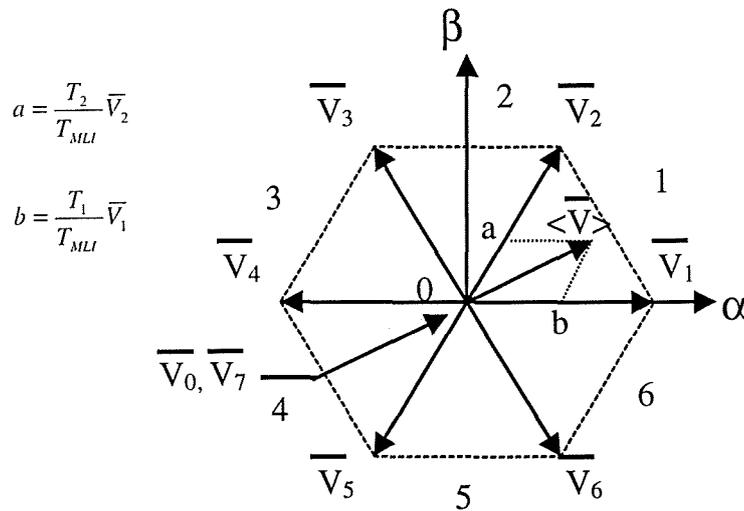


figure II.6 : Approximation du vecteur de contrôle.

La séquence temporelle de vecteurs d'état est alors celle montrée sur la figure II.7 avec un choix possible a priori dans la répartition des vecteurs nuls, choix illustré par le paramètre k_0 .

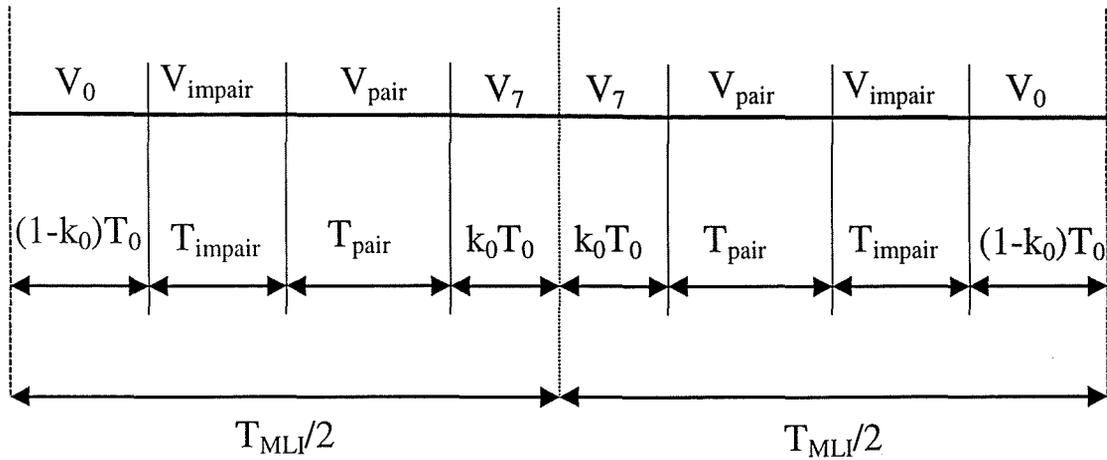


figure II.7 : Séquence d'application des vecteurs sur une période T_{MLI} (k_0 facteur dans $\varepsilon[0,1]$).

Il est en effet intéressant de réduire, si possible, le nombre de commutations de chaque bras. Dans ce cas, un bras ne commute que deux fois pendant la période T_{MLI} . La fréquence de commutation est donc égale à F_{MLI} .

C'est pourquoi le vecteur tension de référence \bar{V}_{ref} est échantillonné à la fréquence

$$F_{MLI} = \frac{1}{T_{MLI}}.$$

La valeur échantillonnée $(\bar{V}_{ref})_n$ est utilisée ensuite pour résoudre les équations suivantes :

$$(\bar{V}_{ref})_n = \langle \bar{V} \rangle_n = \frac{2}{T_{MLI}} (T_i \cdot \bar{V}_i + T_{i+1} \cdot \bar{V}_{i+1}) \quad (\text{eq. II.41})$$

$$T_0 = T_{MLI} - (T_i + T_{i+1}) \quad (\text{eq. II.42})$$

T_0 est le temps d'application du ou des vecteurs nuls.

\bar{V}_i et \bar{V}_{i+1} sont les 2 vecteurs d'état qui délimitent le secteur du plan des tensions où est situé $(\bar{V}_{ref})_n$.

D'après ce qui a été vu :

$$\bar{V}_i = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad (\text{eq. II.43})$$

Donc :

$$\langle \bar{V} \rangle_n = 2\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_0 \left[\frac{T_i}{T_{MLI}} \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} + \frac{T_{i+1}}{T_{MLI}} \cdot e^{j\left(i\frac{\pi}{3}\right)} \right] \quad (\text{eq. II.44})$$

Par ailleurs :

$$\langle \bar{V} \rangle_n = (\bar{V}_{ref})_n = r \frac{U_0}{2} e^{jp} = V_{\alpha n} + V_{\beta n} \quad (\text{eq. II.45})$$

On en déduit :

$$\begin{cases} T_i = \frac{\sqrt{3}}{2} r \frac{T_{MLI}}{2} \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{3} - \rho\right) \\ T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} r \frac{T_{MLI}}{2} \sin\left(\rho - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ T_0 = \frac{T_{MLI}}{2} - (T_i + T_{i+1}) \end{cases} \quad (\text{eq. II.46})$$

Grâce à la symétrie des signaux, cette méthode de M.L.I. permet d'avoir accès, si nécessaire, à une image de la valeur moyenne des courants de sortie sur la période T_{MLI} sans avoir recours au moindre filtrage, en échantillonnant leurs valeurs au milieu de la période T_{MLI} . [JAC-95].

L'approximation sera d'autant meilleure que la période T_{MLI} est petite devant la période de rotation du vecteur. Ceci se traduit par l'indice de modulation $n = \frac{f_{MLI}}{f_s}$; f_s étant la fréquence

des fondamentaux.

Les paramètres importants sont donc f_{MLI} et $n_{minimal}$.

II.4.- CHOIX DE LA STRUCTURE

Les deux stratégies de pilotage de l'onduleur sont à l'origine des deux types de contrôle vectoriel de la machine : le Contrôle Direct de Couple (DTC) fondé sur le pilotage direct de l'onduleur et le contrôle vectoriel à flux orienté reposant sur le pilotage de l'onduleur par MLI.

Parmi ces deux types, nous cherchons à trouver celui qui s'adapte le mieux à l'application de façon à développer une commande robuste et pas trop lourde pour éviter d'éventuels problèmes de faisabilité.

II.5.- CONTROLE DIRECT DE COUPLE

II.5.1.-INTRODUCTION

Les principes de ce type de commande ont été élaborés dans les années 1985-1990, par des chercheurs allemands et japonais [TAK-85]. Par la suite, d'autres études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande. Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle à flux orienté déjà bien implantée dans le milieu industriel. Depuis 1995, ce principe de commande est implanté par la société A.B.B. [ABB-94], sur ses variateurs industriels.

Le Contrôle Direct de Couple se démarque théoriquement par une structure simplifiée, minimisant l'influence des paramètres de la machine, et ne nécessitant pas de capteur de position mécanique.

II.5.2.- PRINCIPES DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE.

II.5.2.1.- Principes généraux du contrôle vectoriel de couple.

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator présentées aux (eq. II.17)et (eq. II.18) :

$$\begin{cases} \overline{V}_S = R_S \overline{I}_S + \frac{d\overline{\Phi}_S}{dt} \\ \overline{V}_R = \overline{0} = R_R \overline{I}_R + \frac{d\overline{\Phi}_R}{dt} - j\omega \overline{\Phi}_R \end{cases}, \quad \begin{cases} \overline{\Phi}_S = L_S \overline{I}_S + L_m \overline{I}_R \\ \overline{\Phi}_R = L_R \overline{I}_R + L_m \overline{I}_S \end{cases} \quad \text{et} \quad \Gamma_{elm} = p_p L_m \operatorname{Im} ag[\overline{I}_S^* \overline{I}_R^*]$$

A partir des expressions des flux, les courant rotor s'écrit :

$$\overline{I}_R = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\overline{\Phi}_R}{L_R} - \frac{L_m}{L_R L_S} \overline{\Phi}_S \right)$$

avec $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S L_R}$ (σ = coefficient de dispersion)

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\Phi}_S}{dt} = \bar{V}_S \\ \frac{d\bar{\Phi}_R}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma\tau_R} - j\omega \right) \bar{\Phi}_R = \frac{L_m}{L_S} \frac{1}{\sigma\tau_R} \bar{\Phi}_S \end{cases} \quad (\text{eq. II.47})$$

$$\Gamma_m = p \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_S \cdot L_R} \cdot \text{Imag}(\bar{\Phi}_S \cdot \bar{\Phi}_R^*)$$

Ces relations montrent que :

- il est possible de contrôler le vecteur $\bar{\Phi}_S$ à partir du vecteur \bar{V}_S , à la chute de tension $R_S \bar{I}_S$ près.
- le flux $\bar{\Phi}_R$ suit les variations de $\bar{\Phi}_S$ avec une constante de temps $\sigma\tau_R$, le rotor agit comme un "filtre de constante de temps $\sigma\tau_R$ " entre les flux $\bar{\Phi}_S$ et $\bar{\Phi}_R$.
- le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\Phi}_S$ et $\bar{\Phi}_R$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\Phi}_S$ (à partir de \bar{V}_S) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\Phi}_S$ et $\bar{\Phi}_R$ et donc le couple. Ceci n'est bien sûr possible que si la période de commande T_e de la tension \bar{V}_S est telle que $T_e \ll \sigma\tau_R$.

II.5.2.2.- Principes de contrôle du flux statorique.

En intégrant l'équation (eq. II.17), on obtient :

$$\bar{\Phi}_S = \int_0^t (\bar{V}_S - R_S \bar{I}_S) dt \quad (\text{eq. II.48})$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où :

$$\bar{\Phi}_S(t) = \bar{\Phi}_S(0) + \bar{V}_S t - \int_0^t (R_S \bar{I}_S) dt \quad (\text{eq. II.49})$$

avec la résistance R_S considérée comme constante au cours du temps.

Si pour simplifier, on considère la chute de tension $R_S \bar{I}_S$ comme négligeable devant la tension \bar{V}_S , on constate alors que sur un intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_S$ se

déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur \bar{V}_s sélectionné pendant T_e (figure II.8).

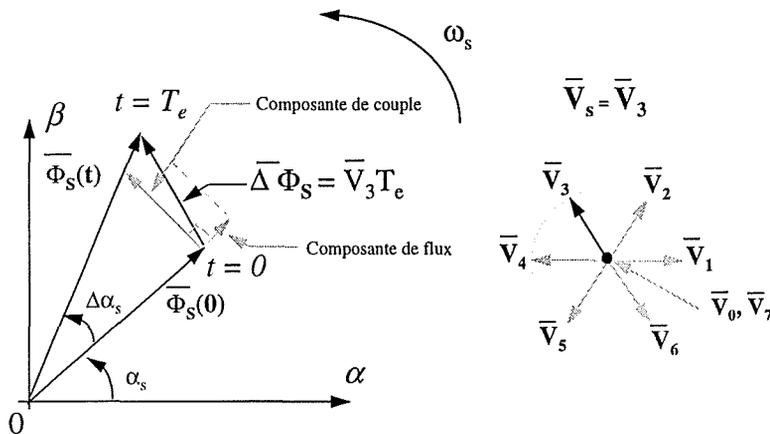


figure II.8 : Exemple de l'évolution de l'extrémité de $\bar{\Phi}_s$ pour $R_s \bar{i}_s$ négligeable.

La "composante de flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ et sa "composante de couple" (composante tangentielle) fait varier la position $\bar{\Phi}_s$.

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs \bar{V}_s , sur les périodes successives de commande T_e , il est donc possible de fonctionner avec un module de flux Φ_s pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de $\bar{\Phi}_s$ une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur tension \bar{V}_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de $\bar{\Phi}_s$ est donnée par sa dérivée $\frac{d\bar{\Phi}_s}{dt}$, correspondant à la force électromotrice \bar{E}_s .

La vitesse de rotation de $\bar{\Phi}_s$ dépend fortement du choix de \bar{V}_s . Elle est maximale pour un vecteur \bar{V}_s perpendiculaire à la direction de $\bar{\Phi}_s$; elle est nulle si on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

II.5.3.- PRESENTATION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE.

II.5.3.1.- Choix du vecteur tension \overline{V}_s .

Le choix du vecteur \overline{V}_s dépend :de la position de $\overline{\Phi}_s$ dans le référentiel (S), de la variation souhaitée pour le module de Φ_s , de la variation souhaitée pour le couple et du sens de rotation de $\overline{\Phi}_s$.

L'espace d'évolution de $\overline{\Phi}_s$ dans (S) est décomposé en six zones (secteurs) i , avec $i = [1,6]$, comme il est présenté dans la figure II.9.

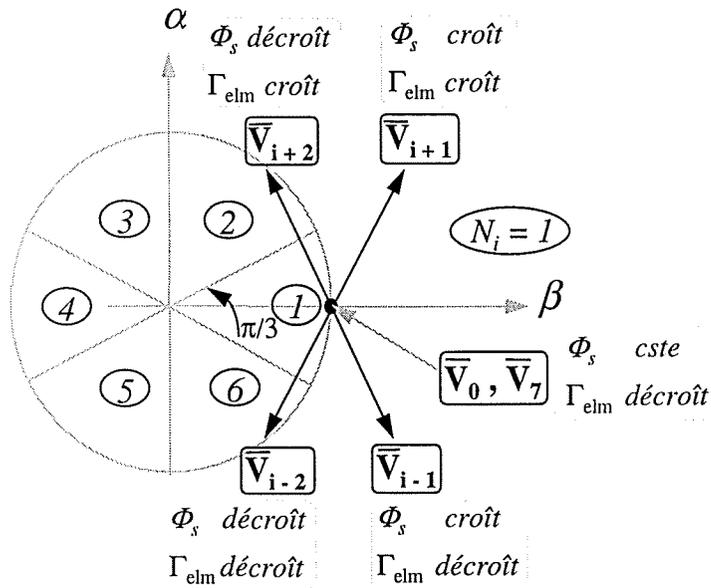


figure II.9 : Choix du vecteur tension.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i .

En effet, en début de zone, les vecteurs \overline{V}_{i+1} et \overline{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\overline{\Phi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux Φ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \overline{V}_{i-1} et \overline{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\overline{\Phi}_s$ en début de zone, alors qu'en fin de zone, c'est le contraire.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $\overline{\Phi}_s$.

Un estimateur de $\overline{\Phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

II.5.3.2.- Estimateurs.

Estimation du flux statorique.

L'estimation du flux peut être réalisée simplement à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

$$\overline{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{eq. II.50})$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{eq. II.51})$$

On peut obtenir les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes $(S_a S_b S_c)$, de la mesure de la tension U_0 et en appliquant la transformée de CONCORDIA :

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{eq. II.52})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{eq. II.53})$$

La commande directe de l'onduleur de tension (sans passer par l'intermédiaire d'une modulation de largeur d'impulsion) permet facilement de connaître, à tout moment, l'état (fermé ou ouvert) des interrupteurs de l'onduleur et de reconstituer ainsi à partir de la seule mesure de U_0 la tension \overline{V}_s appliquée à la machine (aux chutes de tension près dans l'onduleur et en négligeant l'effet des temps de garde).

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} et de l'application de la transformation de CONCORDIA :

$$\overline{I}_S = I_{S\alpha} + jI_{S\beta} \quad (\text{eq. II.54})$$

$$\begin{cases} I_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{s\alpha} \\ I_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{eq. II.55})$$

Remarque : pour simplifier encore le système, on peut se limiter à la mesure de deux courants réels et calculer le troisième ($i_{s\alpha} + i_{sb} + i_{sc} = 0$).

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_S = \sqrt{\Phi_{S\alpha}^2 + \Phi_{S\beta}^2} \quad (\text{eq. II.56})$$

La zone N_i , dans laquelle se situe le vecteur $\overline{\Phi}_S$, est déterminée à partir des composantes $\Phi_{S\alpha}$ et $\Phi_{S\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (S) et le vecteur $\overline{\Phi}_S$ est égal à :

$$\theta_s = \text{Arctg} \frac{\Phi_{S\beta}}{\Phi_{S\alpha}} \quad (\text{eq. II.57})$$

Estimation du couple électromagnétique.

L'expression générale du couple permet d'estimer le couple Γ_{elm} uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant. A partir des composantes α et β des grandeurs flux et courant, le couple peut se mettre sous la forme :

$$\Gamma_{elm} = P_p [\Phi_{S\alpha} \cdot I_{S\beta} - \Phi_{S\beta} \cdot I_{S\alpha}] \quad (\text{eq. II.58})$$

Estimation de la pulsation statorique

Elle est nécessaire pour le fonctionnement en régime défluxé.

L'estimation peut reposer sur le déplacement d'un vecteur flux. Le flux rotorique tournant plus régulièrement que le flux statorique, c'est lui qui peut être retenu pour ce calcul.

Ses coordonnées peuvent être déduites de celles du flux statorique et du courant statorique :

$$\begin{cases} \Phi_{R\alpha} = \frac{L_R}{L_m} (\Phi_{S\alpha} - \sigma L_S I_{S\alpha}) \\ \Phi_{R\beta} = \frac{L_R}{L_m} (\Phi_{S\beta} - \sigma L_S I_{S\beta}) \end{cases} \quad (\text{eq. II.59})$$

Le calcul de la pulsation statorique fait intervenir les coordonnées du flux rotorique sur deux échantillons successifs :

$$(\omega_S)_k = \frac{1}{(\Phi_R)_k^2} \frac{1}{T_e} ((\Phi_{R\beta})_k (\Phi_{R\alpha})_{k-1} - (\Phi_{R\beta})_{k-1} (\Phi_{R\alpha})_k) \quad (\text{eq. II.60})$$

Remarque : les détails du calcul de l'expression de cet estimateur seront décrits au chapitre III.

Estimation de la tension statorique

Elle peut être déduite de l'estimation du flux statorique (eq. II.51) :

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = \omega_S \Phi_{S\alpha} + R_S I_{S\alpha} \\ V_{S\beta} = \omega_S \Phi_{S\beta} + R_S I_{S\beta} \end{cases} \quad \text{et} \quad V_S = \sqrt{V_{S\alpha}^2 + V_{S\beta}^2} \quad (\text{eq. II.61})$$

II.5.3.3.- Le correcteur de flux.

Son but consiste à maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\Phi_S}$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure II.10.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\Phi_S}$ afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela, un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

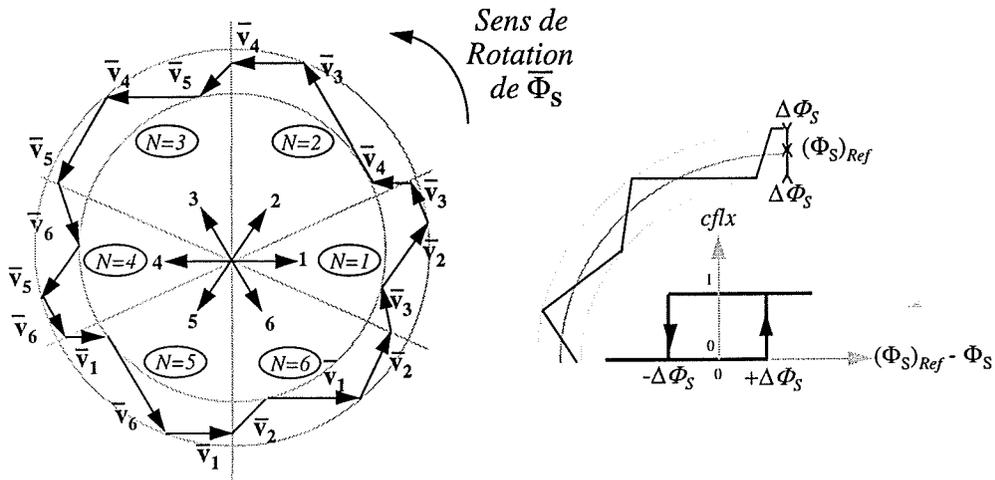


figure II.10: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants

II.5.3.4.- Le correcteur de couple.

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites

$$|\Gamma_{Ref} - \Gamma_{elm}| \leq \Delta\Gamma, \text{ avec } \Gamma_{Ref} \text{ la référence de couple et } \Delta\Gamma \text{ la bande d'hystérésis du correcteur.}$$

Cependant notons que par rapport au contrôle du flux, le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions simples peuvent être envisagées :

- un correcteur à hystérésis à trois niveaux,
- un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

II.5.3.5.- Le correcteur à trois niveaux.

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, afin d'obtenir soit un couple positif ou soit un couple négatif.

La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne *ccpl* (figure II.11), indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (*ccpl* = 1 pour une consigne positive et *ccpl* = - 1 pour une consigne négative) ou diminuée (*ccpl* = 0).

Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple.

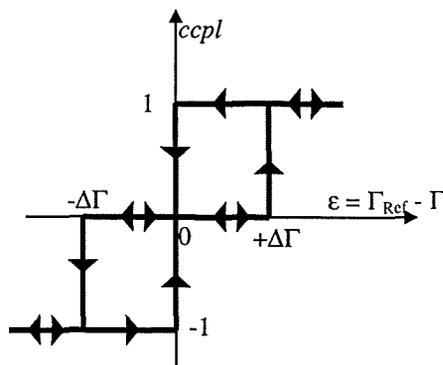


figure II.11: contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

II.5.3.6.-Le correcteur à deux niveaux.

Ce correcteur, identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\overline{\Phi}_s$, n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. La diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Elaboration de la table de commande.

La table de commande est construite en fonctions de l'état des variables *cflx* et *ccpl* et de la zone N_i de position de $\overline{\Phi}_s$. Elle se présente donc sous la forme suivante :

		<i>N</i>	1	2	3	4	5	6	Correcteur
<i>cflx</i> = 1	<i>ccpl</i> = 1		V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	<i>ccpl</i> = 0		V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	<i>ccpl</i> = -1		V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux
<i>cflx</i> = 0	<i>ccpl</i> = 1		V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	<i>ccpl</i> = 0		V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	<i>ccpl</i> = -1		V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux

Tableau II.1: Table de commande.

II.5.3.7.- Structure générale du contrôle direct de couple.

La structure du contrôle direct du couple est alors résumée à la figure II.12.

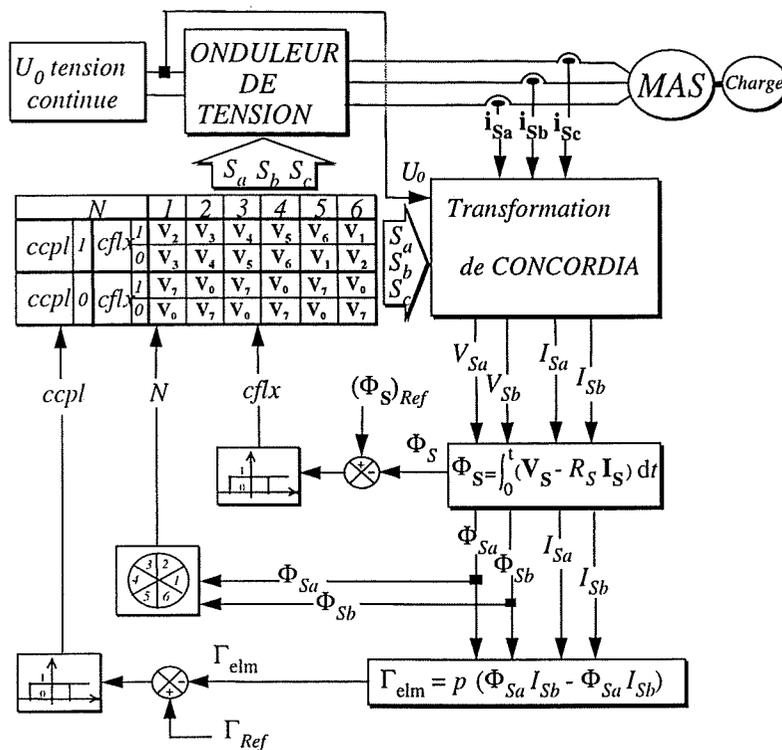


figure II.12: Structure générale du contrôle direct de couple (DTC).

Le calcul du nouveau vecteur tension \bar{V}_i ($i=[0,7]$) à appliquer est réalisé à chaque période d'échantillonnage T_e .

Le seul paramètre de la machine utilisé par la commande est la résistance statorique R_S . La commande est ainsi indépendante des autres paramètres de la machine, ce qui lui confère une meilleure robustesse.

II.5.4.- ANALYSE DES FREQUENCES DE COMMUTATION DES CORRECTEURS.

L'examen de la table de commande montre que dans une zone (secteur) donnée, avec un correcteur de couple fonctionnant à deux niveaux, par exemple :

- Le flux est contrôlé par commutation d'un seul bras d'onduleur
- Le couple est contrôlé par commutation de l'un des deux autres bras

Il n'y a donc pas de commutations régulières sur les trois bras de l'onduleur comme pour la MLI.

Des études sur l'évolution de l'extrémité du vecteur flux montrent que la fréquence de commutation du correcteur de flux est donc proportionnelle à la fréquence des fondamentaux f_s et inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis $\Delta\Phi_s$ [ZOL-97].

Par ailleurs la fréquence de commutation du correcteur de couple est donc inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis $\Delta\Gamma$ et elle est fonction de la fréquence f_s .

La fréquence de commutation de l'onduleur varie donc avec la fréquence fondamentale mais elle peut être contrôlée par une action sur les bandes d'hystérésis [ZOL-97].

II.5.5.- INFLUENCE D'UNE ERREUR SUR LA RESISTANCE STATORIQUE.

La résistance de l'enroulement statorique est le seul paramètre de la machine utilisé par les fonctions de base de la structure de contrôle, en particulier par l'estimateur de flux statorique. La sensibilité à ce paramètre est plus forte à basse vitesse où les vecteurs nuls sont appliqués plus souvent et elle s'atténue quand la vitesse augmente.

La figure II.13 montre la nature de l'influence de l'erreur suivant son signe :

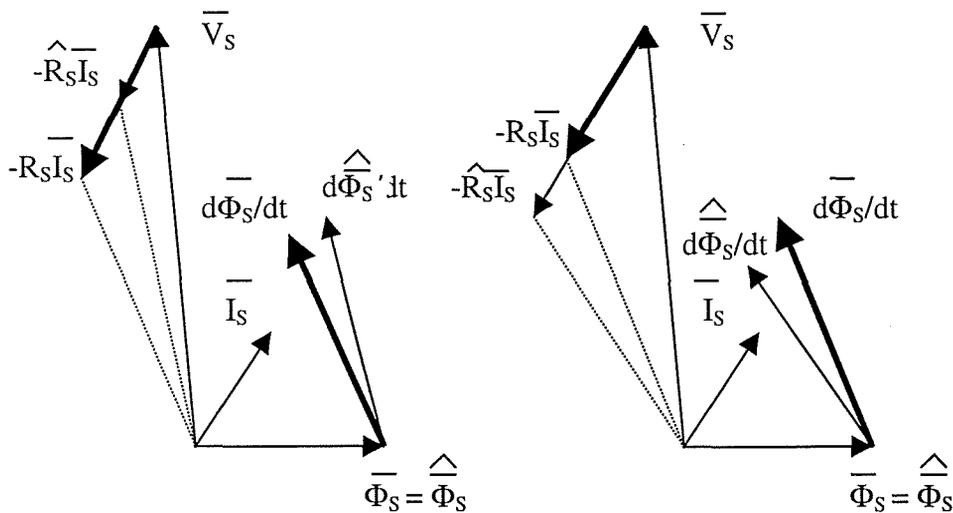


figure II.13 : Effet de l'erreur sur la résistance statorique pour $R_s > \hat{R}_s$ et $R_s < \hat{R}_s$

Si $R_s > \hat{R}_s$ la trajectoire de l'extrémité du flux réel $\bar{\Phi}_s$ est plus « refermée » que celle du flux estimé $\hat{\Phi}_s$ qui est contrôlée et maintenue circulaire approximativement. Le fonctionnement est stable mais il y a une erreur sur le flux et donc sur le couple.

Si $R_s \langle \hat{R}_s$ la trajectoire de l'extrémité du flux réel $\overline{\Phi}_s$ est plus « ouverte » que celle du flux estimé $\hat{\Phi}_s$ qui est contrôlée et maintenue circulaire approximativement. Le fonctionnement est alors instable.

On peut également mettre en évidence ce problème à partir des équations de la machine (eq. II.17).

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{eq. II.62})$$

et de celle de la commande

$$\overline{V}_s = \hat{R}_s \overline{I}_s + \frac{d\hat{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{eq. II.63})$$

d'où l'équation différentielle :

$$\frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} + (R_s - \hat{R}_s) \overline{I}_s = \frac{d\hat{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{eq. II.64})$$

En utilisant la relation

$$\overline{I}_s = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\overline{\Phi}_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_R L_s} \overline{\Phi}_R \right)$$

il vient:

$$\frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} + \frac{(R_s - \hat{R}_s)}{\sigma L_s} \overline{\Phi}_s = \frac{d\hat{\Phi}_s}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_R} \right) \frac{(R_s - \hat{R}_s)}{\sigma L_s} \overline{\Phi}_R \quad (\text{eq. II.65})$$

On voit que la constante de temps qui intervient dans cette équation est positive pour $R_s \rangle \hat{R}_s$ et négative pour $R_s \langle \hat{R}_s$. Ceci confirme le fonctionnement instable dans ce dernier cas.

Il est donc nécessaire de prévoir pour cette commande un dispositif d'adaptation de paramètre pour \hat{R}_s , si la température de la machine ne peut pas être mesurée.

II.5.6.- DEMARRAGE ET FONCTIONNEMENT A BASSE VITESSE

Les principes du contrôle direct du couple ont été présentés pour un fonctionnement en régime magnétique établi. Il est nécessaire d'analyser le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs au démarrage de la machine. Le fonctionnement est compliqué par le fait qu'il est indispensable, dans ces conditions, de surveiller le courant afin de limiter sa valeur. Le problème est illustré par la relation suivante et par la figure II.14 :

$$\bar{I}_S = \frac{1}{\sigma L_S} \left(\bar{\Phi}_s - \frac{L_m}{L_R} \bar{\Phi}_R \right)$$

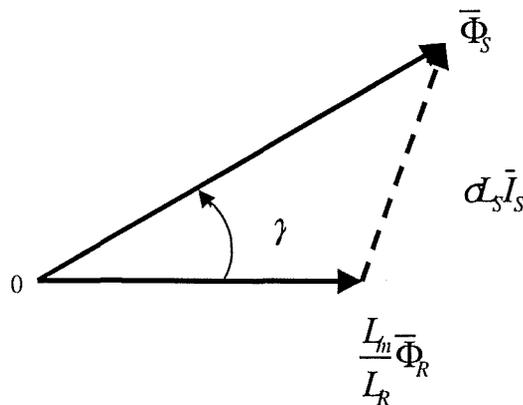


figure II.14: Relation entre \bar{I}_S , $\bar{\Phi}_s$, $\bar{\Phi}_R$ et γ

A $\bar{\Phi}_R$ faible \bar{I}_S ne peut être limité qu'en limitant $\bar{\Phi}_s$ ou en faisant décroître γ , donc au détriment de l'établissement du flux et du couple. Une solution peut être apportée en introduisant une séquence spécifique de démarrage. Par exemple :

- On établit d'abord le flux $\bar{\Phi}_s$ en limitant le courant \bar{I}_S par une régulation de type tout ou rien (par exemple) jusqu'à établissement du flux à sa valeur de consigne.
- On établit ensuite le couple progressivement (rampe) afin de limiter la valeur du courant.

Il persiste cependant des ondulations sur les modules du courant et du flux sous l'influence du terme résistif qui infléchit la direction de la trajectoire de flux (figure II.15).

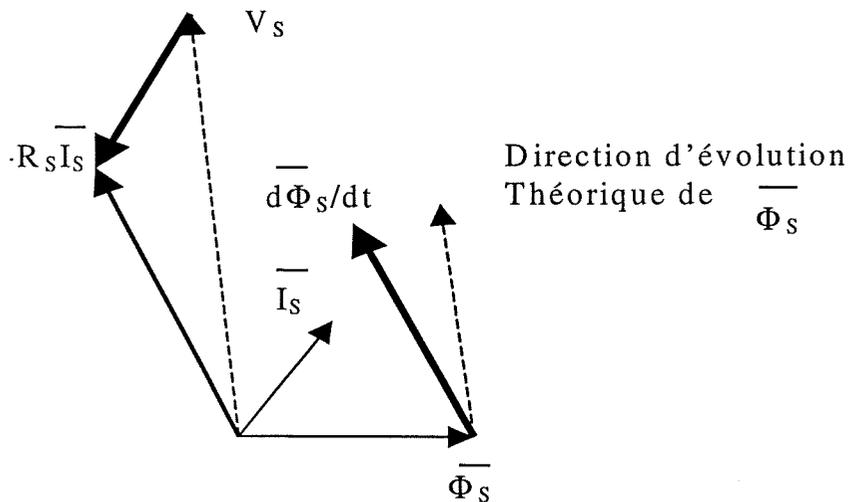


figure II.15 : influence du terme résistif sur la trajectoire du flux statorique

A faible vitesse les oscillations du couple sont très dissymétriques et les temps d'application des vecteurs de tension nulles sont plus longs que ceux d'application des vecteurs tension non-nulles. L'influence du terme résistif est donc très importante .

Par ailleurs, à basse vitesse, le contrôle de \vec{V}_s est « grossier » à cause de la durée des impulsions.

Cette influence, associée aux incertitudes sur la valeur effective de la résistance R_s , rend délicat le fonctionnement dans ces conditions, principalement avec des charges mécaniques pouvant être entraînant, et peut obliger à utiliser un capteur de vitesse ou de position.

II.5.7.- FONCTIONNEMENT SUR UNE LARGE PLAGE DE VITESSE

Le fonctionnement à vitesse élevée est possible à condition de maintenir la tension constante :

$$(V_s)_n \cong \frac{d\Phi_s}{dt} = \omega_s \Phi_s \quad (\text{eq. II.66})$$

donc à condition de faire décroître la consigne de flux :

$$(\Phi_s)_{Ref} = \frac{1}{\omega_s} (V_s)_n \quad (\text{eq. II.67})$$

Le passage et le fonctionnement dans ce mode « défluxé » nécessite donc l'estimation de la tension V_s et de la pulsation ω_s comme on l'a vu précédemment.

II.5.8.- FONCTIONNEMENT EN REGIME DEFLUXE

Ce fonctionnement peut être effectué en faisant évoluer la consigne de flux statorique de telle manière que le produit $\Phi_s \cdot \omega_s \approx V_s$ reste fixé à la valeur souhaitée.

Il peut être nécessaire d'estimer également le couple maximal

$$(\Gamma_{elm})_{\max} = p \frac{1}{L_R} \left(\frac{L_m}{L_s} \right)^2 \frac{1}{2\sigma} \Phi_s^2 \quad (\text{eq. II.68})$$

pour limiter les consignes de couple dont l'enveloppe correspond généralement à un fonctionnement à puissance constante (variation en $\frac{1}{\omega_s}$).

II.5.9.- CONCLUSION SUR LE DTC

Le contrôle direct du couple de la machine asynchrone est une méthode séduisante par sa **simplicité**, ses **performances dynamiques sur le couple** et **l'absence de capteur mécanique**. Cependant il nécessite des **fréquences d'échantillonnage élevées qui imposent des contraintes fortes sur l'implantation numérique**. Par ailleurs, sa simplicité est seulement théorique puisque son fonctionnement correct sur une large plage de fréquence, son manque critique de robustesse vis-à-vis de la résistance statorique et son fonctionnement difficile à basse vitesse (imprécision du contrôle de V_s) obligent à introduire des fonctions supplémentaires. Leur réalisation n'est pas aisée compte-tenu des contraintes sur l'échantillonnage précédemment citées. De plus, l'absence de contrôle des courants oblige à introduire des limitations délicates.

II.6.- CONTROLE VECTORIEL A FLUX ORIENTE

II.6.1.- INTRODUCTION

Les principes de la commande vectorielle à flux orienté ont été élaborés, dès 1972, par F. Blaschke [BLA-72]. Historiquement, il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les machines alternatives et notamment synchrones. Puis les principes de la commande ont été adaptés à la machine asynchrone. Cette méthode fondée sur le contrôle de l'état magnétique et du couple de la machine, est aujourd'hui la méthode la plus utilisée dans l'industrie, que ce soit dans les domaines de la traction ferroviaire, de la machine outil ou de la robotique. Ce type de contrôle est réalisé dans le référentiel tournant.

II.6.2.- PRINCIPES

Le contrôle vectoriel à flux orienté, repose sur une orientation du référentiel tournant (T) d'axe (d,q) tel que l'axe (d) soit confondu avec la direction de $\overline{\Phi}_S$ ou de $\overline{\Phi}_R$.

Dans le référentiel tournant, les vecteurs tournants sont fixes en régime permanent.

A partir de l'expression des flux (eq. II.17), on en déduit :

$$\overline{I}_R = \frac{1}{L_R} (\overline{\Phi}_R - L_m \overline{I}_S) \quad (\text{eq. II.69})$$

et

$$\overline{\Phi}_S = \frac{L_m}{L_R} \overline{\Phi}_R + \sigma L_S \overline{I}_S \quad (\text{eq. II.70})$$

avec σ le coefficient de dispersion : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S L_R}$

Après transformation, pour ne conserver que les vecteurs \overline{I}_S et $\overline{\Phi}_R$, les expressions des tensions statorique et rotorique (eq. II.17) deviennent :

$$\begin{cases} \overline{V}_S = R_S \overline{I}_S + \sigma L_S \frac{d\overline{I}_S}{dt} + j \omega_S \sigma L_S \overline{I}_S + j \omega_S \frac{L_m}{L_R} \overline{\Phi}_R + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\overline{\Phi}_R}{dt} \\ \overline{0} = -L_m \overline{I}_S + (1 + j \omega_R \tau_R) \overline{\Phi}_R + \tau_R \frac{d\overline{\Phi}_R}{dt} \end{cases} \quad (\text{eq. II.71})$$

avec la constante de temps rotorique : $\tau_R = \frac{L_R}{R_R}$

A partir de l'équation précédente en considérant les composantes suivant les axes d et q des vecteurs, on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{Sd} = R_S I_{Sd} + \sigma L_S \frac{dI_{Sd}}{dt} - \omega_S \sigma L_S I_{Sq} - \omega_S \frac{L_m}{L_R} \Phi_{Rq} + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} \\
 V_{Sq} = R_S I_{Sq} + \sigma L_S \frac{dI_{Sq}}{dt} + \omega_S \sigma L_S I_{Sd} + \omega_S \frac{L_m}{L_R} \Phi_{Rd} + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\Phi_{Rq}}{dt} \\
 L_m I_{Sd} = \Phi_{Rd} + \tau_R \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} - \omega_R \tau_R \Phi_{Rq} \\
 L_m I_{Sq} = \Phi_{Rq} + \tau_R \frac{d\Phi_{Rq}}{dt} + \omega_R \tau_R \Phi_{Rd} \\
 \Gamma_{elm} = P_p \frac{L_m}{L_R} [I_{Sq} \Phi_{Rd} - I_{Sd} \Phi_{Rq}]
 \end{array} \right. \quad (\text{eq. II.72})$$

Si on choisi le référentiel (T) tel que l'axe (d) soit confondu avec la direction de $\overline{\Phi_R}$, le

système se simplifie. On a alors $\Phi_{Rq} = 0; \frac{d\Phi_{Rq}}{dt} = 0; \Phi_R = \Phi_{Rd}$:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{Sd} = R_S I_{Sd} + \sigma L_S \frac{dI_{Sd}}{dt} - \omega_S \sigma L_S I_{Sq} + \frac{L_m}{L_R} \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} \\
 V_{Sq} = R_S I_{Sq} + \sigma L_S \frac{dI_{Sq}}{dt} + \omega_S \sigma L_S I_{Sd} + \omega_S \frac{L_m}{L_R} \Phi_{Rd} \\
 L_m I_{Sd} = \Phi_{Rd} + \tau_R \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} \\
 L_m I_{Sq} = \omega_R \tau_R \Phi_{Rd} \\
 \Gamma_{elm} = P_p \frac{L_m}{L_R} [\Phi_{Rd} I_{Sq}]
 \end{array} \right. \quad (\text{eq. II.73})$$

Lorsqu'on fonctionne à Φ_{Rd} constant, le système se simplifie encore, $\frac{d\Phi_{Rd}}{dt} = 0$, et on obtient

finalement :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{Sd} = R_S I_{Sd} + \sigma L_S \frac{dI_{Sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_S I_{Sq} \\
 V_{Sq} = R_S I_{Sq} + \sigma L_S \frac{dI_{Sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_S I_{Sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_R} \Phi_{Rd} \\
 L_m I_{Sd} = \Phi_{Rd} \\
 L_m I_{Sq} = \omega_R \tau_R \Phi_{Rd} \\
 \Gamma_{elm} = P_p \frac{L_m}{L_R} [\Phi_{Rd} I_{Sq}]
 \end{array} \right. \quad (\text{eq. II.74})$$

Ce contrôle de $\overline{I_s}$ et $\overline{\Phi_R}$ suppose un contrôle « fin » de $\overline{V_s}$ qui ne peut être réalisé qu'en moyenne sur une période de traitement qui correspond à la période de MLI.

On voit alors que :

- La composante I_{Sd} détermine seule l'amplitude de Φ_R .
- La composante I_{Sq} détermine seule l'amplitude du couple lorsque Φ_R est maintenu constant.

On peut constater que la machine asynchrone apparaît dans ce cas comme une machine à courant continu avec :

- I_{Sd} jouant le rôle du courant d'excitation : $\Phi_R = \Phi_{Rd} = L_m I_{Sd}$,
- I_{Sq} jouant le rôle du courant d'induit : $\Gamma_{elm} = P_p \frac{L_m}{L_R} \Phi_{Rd} I_{Sq}$.

Il y a alors un contrôle indépendant de l'état magnétique et du couple de la machine.

Par contre, les équations des tensions statoriques sont couplées, comme le montre les expressions de l'équation (eq. II.74).

Les courants I_{Sd} et I_{Sq} sont calculés à partir des courants réels i_{Sa} , i_{Sb} et i_{Sc} et de la transformation de PARK (II.35), avec $\rho = \theta_s$, l'angle entre l'axe (d) du référentiel tournant et l'axe de la phase stator (a) (figure II.3).

La difficulté essentielle consiste à situer correctement le référentiel (T), donc $\overline{\Phi_R}$, par rapport au stator (S) [DIA-93].

Ce principe de commande, qui s'appuie sur une orientation du flux $\overline{\Phi_R}$ suivant l'axe (d) du référentiel tournant, s'appelle Commande à Flux Rotorique Orienté.

Le même principe de commande peut être envisagé, mais en choisissant une orientation du référentiel (T) d'axe (d,q) tel que l'axe (d) soit confondu avec la direction de $\bar{\Phi}_s$.

En appliquant la même démarche que précédemment, on obtient un système plus complexe. On ne retrouve pas le découplage constaté précédemment et toute la difficulté de cette méthode réside dans l'interaction entre les courants I_{sd} et I_{sq} . Ce dernier point conduit à ne plus avoir une maîtrise du couple transitoire et les équations auxquelles nous arrivons sont plus complexes et lourdes à traiter que celles obtenues pour le contrôle à flux rotorique orienté.

II.6.3.- STRUCTURE DE CONTROLE DE LA COMMANDE A FLUX ORIENTE

II.6.3.1.- Contrôle des courants.

Le rôle des correcteurs de courant consiste à imposer aux courants statoriques de suivre les consignes $(I_{sd})_{ref}$ et $(I_{sq})_{ref}$, élaborées à partir des consignes de flux $(\Phi_R)_{ref}$ et de couple Γ_{ref} . Parmi les différentes solutions qui peuvent être envisagées, nous avons choisi de contrôler les composantes du courant dans le référentiel tournant I_{sd} et I_{sq} .

Les consignes $(I_{sd})_{ref}$ et $(I_{sq})_{ref}$ sont alors des grandeurs continues en régime permanent. Les correcteurs sont généralement de type continu (PI, RST) avec synthèse échantillonnée car leur réalisation est numérique.

Les équations de la machine, vues de la commande, correspondent aux expressions de l'équation (eq. II.74). Cependant, comme on l'a vu précédemment, les équations de la tension statorique sont couplées :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_S I_{sd} + \sigma L_S \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_s \sigma L_S I_{sq} \\ V_{sq} = R_S I_{sq} + \sigma L_S \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_S I_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_R} \Phi_{Rd} \end{cases} \quad (\text{eq. II.75})$$

couplage f.c.e.m

Ces équations montrent les perturbations introduites par les couplages et la f.c.e.m., ces perturbations sont également de type continu en régime permanent et proportionnelles à ω_s .

Pour simplifier l'étude des correcteurs et transformer le système "multivariable" des équations statoriques en deux systèmes monovariabiles indépendants, on utilise des méthodes de compensation des effets des perturbations (couplage et f.c.e.m.).

La méthode généralement utilisée consiste en un découplage par “retour des variables d’états” I_{sd} et I_{sq} . Les termes de découplage et de compensation se déduisent directement des équations des tensions statoriques.

La structure de contrôle des courants est alors la suivante :

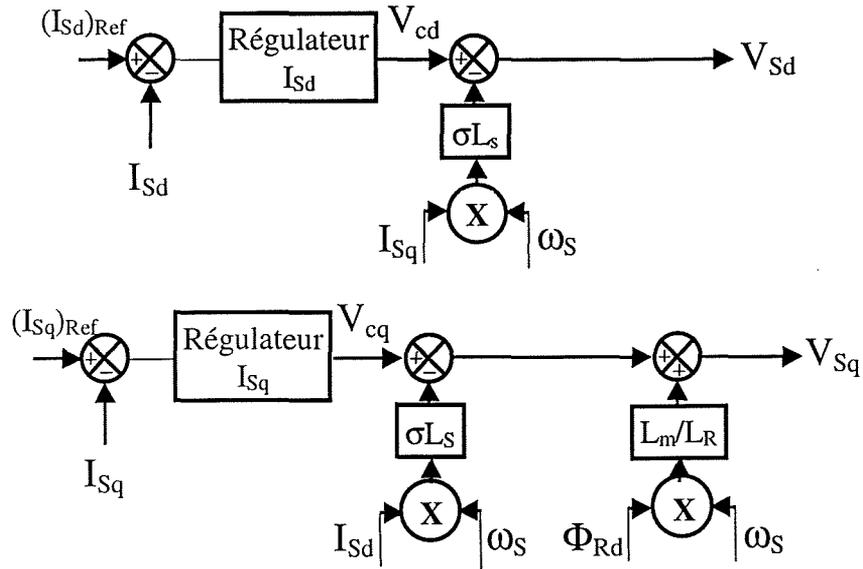


figure II.16 : Contrôle des courants transformés avec découplage par retour d’état.

Les sorties des correcteurs s’appliquent alors aux systèmes monovariabiles suivants :

$$\begin{cases} V_{cd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \\ V_{cq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{eq. II.76})$$

Une autre méthode consiste à utiliser en aval des correcteurs une « matrice de transfert inverse ». En effet, les termes de découplage et de compensation de f.c.e.m. peuvent se déduire des termes précédents en considérant que :

$$I_{sd} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{(1 + \sigma \tau_s \cdot s)} \cdot V_{cd} \quad (\text{eq. II.77})$$

$$I_{sq} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{(1 + \sigma \tau_s \cdot s)} \cdot V_{cq}$$

où s représente l’opérateur dérivé d/dt de la transformation de Laplace.

Les transformées de Laplace des tensions délivrées par la commande s’écrivent alors :

$$V_{S_d}(s) = V_{c_d}(s) - \omega_s \sigma \tau_s \cdot \frac{1}{(1 + \sigma \tau_s \cdot s)} V_{c_q}(s) \quad (\text{eq. II.78})$$

$$V_{S_q}(s) = V_{c_q}(s) + \omega_s \sigma \tau_s \cdot \frac{1}{(1 + \sigma \tau_s \cdot s)} V_{c_d}(s) + \omega_s \frac{L_M}{L_R} \Phi_{R_d}(s)$$

De plus, comme de (eq. II.73) il est possible d'écrire :

$$\Phi_{R_d}(s) = \frac{L_M}{(1 + \tau_R \cdot s)} \cdot I_{S_d}(s) \quad (\text{eq. II.79})$$

Il vient :

$$\Phi_{R_d}(s) = \frac{L_M}{R_S} \frac{1}{(1 + \tau_R \cdot s) \cdot (1 + \sigma \tau_s \cdot s)} V_{c_d}(s) \quad (\text{eq. II.80})$$

Dans ce cas où φ_{R_d} est constant la deuxième équation peut s'écrire :

$$V_{S_q}(s) = V_{c_q}(s) + \omega_s \tau_s \cdot \frac{1}{(1 + \sigma \tau_s \cdot s)} V_{c_d}(s) \quad (\text{eq. II.81})$$

La structure de contrôle des courants est alors celle présentée sur la figure suivante :

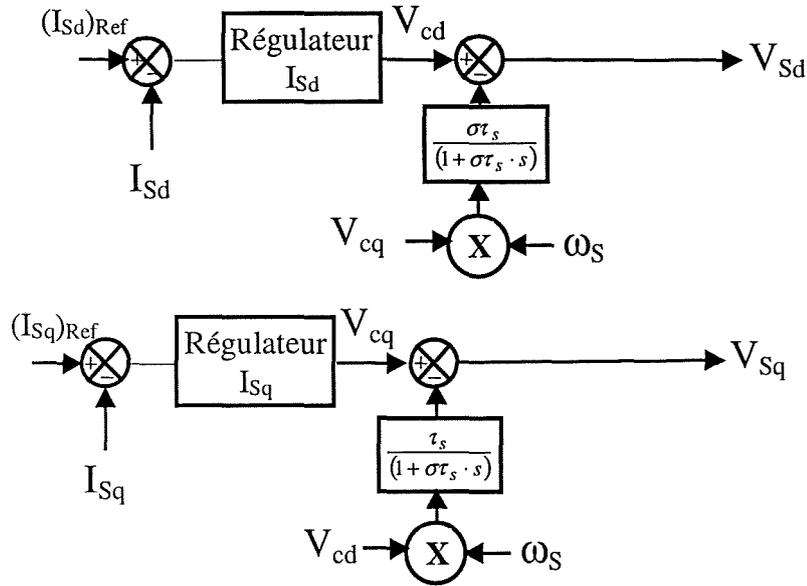


figure II.17: contrôle des courants transformés avec découplage par matrice de transfert inverse

Une étude bibliographique a montré que ce découplage a une meilleure réjection que le précédent aux fréquences fondamentales élevées [DIA-93].

II.6.3.2.-Détermination de la position du flux rotorique.

Cette fonction est essentielle dans la commande à flux rotorique. Elle consiste donc à situer précisément la position de $\overline{\Phi}_R$ (axe (d) du référentiel tournant) par rapport au stator (S). Toute erreur dans l'estimation de l'angle θ_s , donc dans le calage du référentiel tournant (T), entraîne une erreur dans la commande.

On commence par une estimation de $\overline{\Phi}_s$ (comme pour le D.T.C.) à partir de (eq. II.12):

$$\overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt$$

puis on obtient $\overline{\Phi}_R$ à partir de (eq. II.70):

$$\overline{\Phi}_R = \frac{L_R}{L_m} (\overline{\Phi}_s - \sigma L_s \overline{I}_s) \quad (\text{eq. II.82})$$

La transformation de CONCORDIA permet alors d'obtenir les composantes (α, β) du vecteur flux dans le référentiel (S).

$$\begin{cases} \Phi_R = \sqrt{\Phi_{R\alpha}^2 + \Phi_{R\beta}^2} \\ \theta_S = \text{Arc tan} \left(\frac{\Phi_{R\beta}}{\Phi_{R\alpha}} \right) \end{cases} \quad (\text{eq. II.83})$$

avec:

$$\begin{cases} \Phi_{S\alpha} = \int_0^t (V_{S\alpha} - R_S I_{S\alpha}) dt \\ \Phi_{S\beta} = \int_0^t (V_{S\beta} - R_S I_{S\beta}) dt \\ \Phi_{R\alpha} = \frac{L_R}{L_m} (\Phi_{S\alpha} - \sigma L_S I_{S\alpha}) \\ \Phi_{R\beta} = \frac{L_R}{L_m} (\Phi_{S\beta} - \sigma L_S I_{S\beta}) \end{cases} \quad (\text{eq. II.84})$$

L'inconvénient majeur de cette solution réside dans les intégrations des f.c.e.m., délicates, à basse fréquence pour lesquelles l'influence terme résistif est importante. Les erreurs sur les paramètres entraînent une erreur dans l'estimation de la position du flux rotorique et une dégradation des performances de la commande. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre une structure plus robuste pour cette fonction telle qu'un observateur de flux [DIA-93].

II.6.3.3.- Contrôle du flux.

Sa fonction est de fournir la consigne $(I_{Sd})_{Ref}$ à partir de la consigne de flux $(\Phi_R)_{Ref}$ demandée.

On distingue alors deux types de commandes :

Les commandes indirectes (ou boucle ouverte) pour lesquelles $(I_{Sd})_{Ref}$ est directement obtenu à partir de :

$$(I_{Sd})_{Ref} = \frac{1}{L_m} (\Phi_R)_{Ref} \quad (\text{eq. II.85})$$

ou :

$$(I_{sd})_{Ref} = \frac{1}{L_m} \frac{1 + \tau_R p}{1 + \tau_f p} (\Phi_R)_{Ref} \quad (\text{eq. II.86})$$

où τ_f est la constante de temps du filtre destiné à atténuer les effets indésirables de la dérivée de Φ_R .

Les commandes directes pour lesquelles le module du flux est contrôlé par un correcteur de flux avec contre réaction. Cette commande nécessite donc l'estimation du module du flux rotorique Φ_R .

II.6.3.4.-Contrôle du couple.

Le contrôle est généralement effectué en boucle ouverte à partir de (eq. II.74):

$$(I_{sq})_{Ref} = \frac{1}{P_p} \frac{L_R}{L_m} \frac{1}{(\Phi_R)_{Ref}} \Gamma_{Ref} \quad (\text{eq. II.87})$$

II.6.3.5.- Gestion du défluxage

Pour des applications comme la traction électrique, les opérations s'effectuent sur une large plage de vitesse et à couple variable.

A basse et moyenne vitesses le fonctionnement s'effectue à module de flux Φ_R constant. La limite de ce fonctionnement peut être fixée soit :

- A une pulsation « de base » (correspondant à une vitesse « nominale » à vide) :

$$(\omega_s)_n = P_p \Omega_n \quad (\text{eq. II.88})$$

A une tension nominale (correspondant à la tension nominale de la machine) correspondant normalement à la tension maximale que peut fournir l'onduleur à MLI qui alimente la machine. L'amplitude du fondamental de cette tension dépend du mode de MLI mis en œuvre:

$$(V_F)_n = \frac{U_C}{2} \quad , \quad \text{avec une MLI intersective simple}$$

$$(V_F)_n = \frac{U_C}{\sqrt{3}} \quad , \quad \text{avec la MLI vectorielle}$$

Dans tous les cas :

$$(V_S)_n = \sqrt{\frac{3}{2}} (V_F)_n = \sqrt{3} (V_F)_{neff}$$

Les relations déjà vues permettent d'écrire :

$$(V_S)_n \equiv \left(\frac{d\overline{\Phi}_S}{dt} \right)_n = j(\omega_S)_n \overline{(\Phi_S)}_n \quad (\text{eq. II.89})$$

et

$$\overline{(\Phi_R)}_n \equiv \frac{L_m}{L_S} \overline{(\Phi_S)}_n \quad (\text{eq. II.90})$$

Si, pendant le fonctionnement, Ω et donc ω_S augmentent, on peut écrire, en régime électrique établi :

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_S (I_{Sd})_n - \omega_S \sigma L_S I_{Sq} \equiv -\omega_S \sigma L_S I_{Sq} \\ V_{Sq} = R_S I_{Sq} + \omega_S \sigma L_S (I_{Sd})_n + \omega_S \frac{L_m}{L_R} (\Phi_{Rd})_n \equiv \omega_S L_S (I_{Sd})_n \end{cases} \quad (\text{eq. II.91})$$

Ce type de fonctionnement à Φ_R constant ne peut continuer théoriquement au-delà de la valeur de la pulsation de base $\omega_S = (\omega_S)_n$.

Pratiquement, il ne peut dépasser $\omega_S = (\omega_S)_b$ telle que :

$$(\omega_S)_b \equiv \frac{(V_S)_n^2}{\sqrt{(\sigma L_S I_{Sq})^2 + (L_S (I_{Sd})_n)^2}} \quad (\text{eq. II.92})$$

A partir d'une certaine pulsation, nous sommes donc obligés à passer dans un mode de fonctionnement de défluxage. Nous allons diminuer le flux de manière à maintenir la tension statorique constante. La figure II.18 ci-dessous montre l'évolution des limites des variables flux et couple pendant le défluxage.

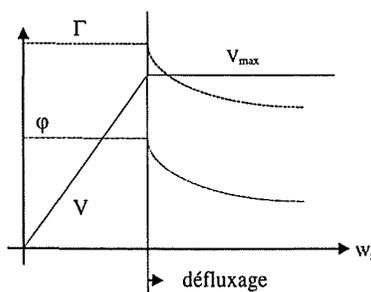


figure II.18 : Principe du défluxage

On peut alors écrire :

$$(V_s)_n^2 \cong (\omega_s)^2 [(\sigma L_s I_{sq})^2 + (\frac{L_s}{L_m} \Phi_{Rd})^2] \quad (\text{eq. II.93})$$

dont on déduit l'expression de la consigne de flux :

$$(\Phi_R)_{ref} \cong \frac{L_m}{L_s} \left(\frac{1}{\omega_s}\right) \sqrt{(V_s)_n^2 - (\omega_s \sigma L_s I_{sq})^2} \quad (\text{eq. II.94})$$

En reportant dans l'expression du couple , il vient :

$$\Gamma_{elm} \cong P_p \frac{L_m^2}{L_s L_R} \left(\frac{1}{\omega_s}\right) \sqrt{(V_s)_n^2 - (\omega_s \sigma L_s I_{sq})^2} I_{sq} \quad (\text{eq. II.95})$$

La variation du couple est pratiquement en $(\frac{1}{\omega_s})$. Le fonctionnement peut donc être

pratiquement à puissance transmise constante , à I_{sq} donné.

On peut également en déduire :

$$\omega_R \cong \frac{L_s}{\tau_R} \frac{\omega_s}{\sqrt{(V_s)_n^2 - (\omega_s \sigma L_s I_{sq})^2}} I_{sq} \quad (\text{eq. II.96})$$

C'est pratiquement une fonction croissante linéairement avec ω_s , à I_{sq} donné .

Si, pendant ce fonctionnement, Ω et donc ω_s augmentent, le couple peut atteindre la valeur du couple maximum.

Les expressions des tensions peuvent se mettre sous la forme.

$$\begin{cases} I_{sq} \cong \frac{-V_{sd}}{\omega_s \sigma L_s} \\ \Phi_{Rd} \cong \frac{L_m V_{sq}}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (\text{eq. II.97})$$

En reportant ces expressions dans celle du couple, il vient :

$$\Gamma_{elm} \cong P_p \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_R} \frac{V_{Sq} \sqrt{(V_s)_n^2 - V_{Sd}^2}}{\omega_s^2} \quad (\text{eq. II.98})$$

Qui est égal au couple maximum pour :

$$\begin{cases} V_{Sq} \cong \frac{(V_s)_n}{\sqrt{2}} \\ V_{Sd} \cong -\frac{(V_s)_n}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{eq. II.99})$$

Dans ce cas on peut considérer que :

$$\begin{cases} I_{Sq} \cong \frac{(V_s)_n}{\sqrt{2} \omega_s \sigma L_s} \\ I_{Sd} \cong \frac{(V_s)_n}{\sqrt{2} \omega_s L_s} \end{cases} \text{ et } \omega_R = \frac{1}{\sigma \tau_R} \quad (\text{eq. II.100})$$

Généralement, pour une application donnée, la machine ou l'enveloppe de la consigne de couple est choisie de telle sorte que ce fonctionnement ne soit pas atteint .

II.6.3.6.- Structure générale de la commande vectorielle

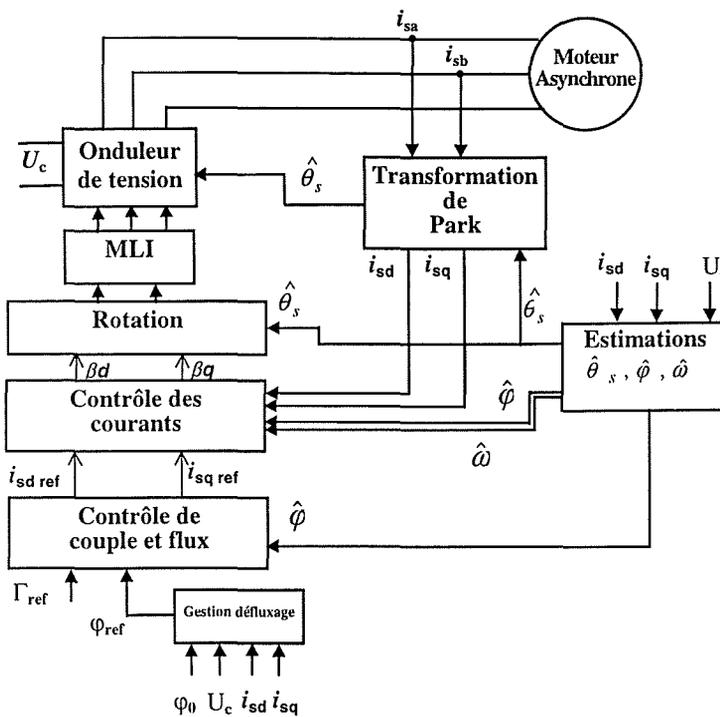


figure II.19 : Structure de commande à flux orienté.

II.6.4.- INFLUENCE DES ERREURS DES PARAMETRES

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux orienté nécessite la connaissance de l'ensemble des paramètres de la machine asynchrone : R_s , L_s , σ , τ_R . Ces paramètres peuvent être difficiles à identifier et sont susceptibles de varier avec la température et l'état magnétique de la machine.

Une des variables les plus critiques est la résistance statorique. Nous avons le même problème d'instabilité qu'avec le DTC.

II.6.5.- FONCTIONNEMENT A BASSE VITESSE

A basse vitesse, le terme résistif ($R_s I_s$) est non négligeable par rapport à la tension (V_s). Ceci fait que les incertitudes que nous pouvons commettre sur R_s peuvent perturber le comportement désiré dans cette plage de vitesse. Il s'ajoute également les incertitudes dans le contrôle des tensions liées aux chutes des tension de l'onduleur et aux temps de garde.

II.6.6.- FONCTIONNEMENT SANS CAPTEUR DE VITESSE

La commande vectorielle telle que nous venons de la décrire n'a pas besoin de mesure de vitesse. Par contre celle-ci peut être estimée à partir de la pulsation statorique et de la pulsation rotorique. Cependant la sensibilité des estimations aux variations des paramètres peuvent poser des problèmes en fonctionnement à très basse vitesse.

II.6.7.- CONCLUSION SUR LE CONTROLE VECTORIEL A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Cette méthode permet de considérer la machine asynchrone comme une machine à courant continu avec **découplage entre le flux et le couple. Nous pouvons travailler aussi bien en basse vitesse qu'en grande vitesse en faisant un traitement de défluxage. Un contrôle fin de la tension est possible en basse vitesse.**

Pour renforcer la robustesse et assurer un fonctionnement sans capteur de vitesse, nous devons ajouter des fonctions ou adapter des fonctions existantes.

La période de commande, liée à la période de MLI, peut être notablement plus élevée qu'en DTC.

II.7.- CONCLUSION

Dans ce chapitre, les modélisations de la machine et de l'onduleur ont été faites ainsi que le choix de la structure de commande.

Nous avons obtenu deux modèles de la machine. Le modèle de Park sera utilisé pour définir les lois de contrôle des boucles de courant et de flux dans le contrôle à flux orienté. Les variables dans ce référentiel sont des variables continues en régime permanent et ceci va faciliter la synthèse des correcteurs.

Le modèle de Concordia est d'un intérêt plus général. Nous l'utiliserons dans l'estimation du flux car nous chercherons à retrouver l'amplitude et la fréquence de la variable flux. Ceci sera traité en détail dans le chapitre suivant.

Les deux stratégies de pilotages de l'onduleur (pilotage direct et MLI vectorielle) nous ont amenés à distinguer les deux familles du contrôle vectoriel : DTC et contrôle vectoriel à flux orienté. Nous avons procédé à une analyse des principes et de la structure de chacune et nous avons fini par le choix de la structure à utiliser : le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté.

Parmi les commandes à flux orienté, nous avons écarté la possibilité de travailler à flux statorique orienté à cause de sa complexité et de l'absence de découplage du flux et du couple.

En ce qui concerne le DTC, il ne permet pas un contrôle des courants et un réglage « fin » de tension à basse vitesse. Donc le fonctionnement dans ces conditions s'avère délicat. Dans l'application étudiée, ceci se traduirait par des « à coups » au démarrage et à basse vitesse. Une éventuelle solution à ce problème consisterait à posséder un onduleur multiniveaux de manière à avoir 12 ou 24 zones au lieu de seulement 6 mais ceci est impensable dans la gamme de puissance considérée.

Le fonctionnement sur une large plage de fréquence avec un mode de défluxage impose l'insertion d'estimateur de tension. Pour accroître la robustesse, il faudrait implanter des fonctions supplémentaires. La faible valeur de la période d'échantillonnage rend alors délicate cette opération.

Nous retenons donc finalement le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté.

Dans le chapitre suivant, nous allons définir les différents blocs du pilotage retenu en utilisant des outils de simulation.

Chapitre III : DEFINITION DE LA STRUCTURE DE COMMANDE RETENUE

III.1.-INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous allons détailler la structure de commande retenue : nous décrirons la mise en place des principales fonctions qui seront illustrées par des résultats de simulation.

Pour comprendre la démarche il peut être utile de récapituler les spécificités de l'application concernée :

Une large plage de fréquence d'utilisation : cela se traduit par une large zone de fonctionnement à tension constante pouvant conduire à un fonctionnement en limitation de la MLI vectorielle. Cela pose aussi le problème d'exploitation des fonctions numériques (correcteurs de courant, estimateurs, ...) avec un faible indice de modulation aux fréquences élevées.

Une large zone de fonctionnement à flux variable : il va y correspondre des variations dans l'état magnétique de la machine et dans les paramètres des modèles (inductance magnétisante, coefficient de dispersion, ...).

Une unicité, si possible, de la structure de commande et du mode de MLI mis en œuvre afin de réduire la complexité du matériel et des logiciels et d'éviter les difficultés liées aux transitions d'une structure à une autre ou d'un mode à un autre.

Une aptitude au fonctionnement sans capteur de vitesse : il sera nécessaire de bien contrôler le couple sans se servir de la mesure vitesse.

Un fonctionnement sans « à coup » à faible vitesse : ceci apparaît comme un point délicat de l'application à cause des incertitudes des paramètres, des temps de commutation, et de l'absence éventuel de capteur de vitesse.

La capacité de fonctionner à des fréquences de commande et MLI différentes : une longue durée d'exécution des algorithmes pourra nous amener à diminuer la fréquence de commande en dessous de 5kHz. Si on maintient la fréquence de MLI égale à celle de la commande, il risque d'apparaître des problèmes de fonctionnement liés à la réduction de l'indice de modulation. Dans cette éventualité nous pourrions envisager des fréquences de MLI multiples à celle de la commande. Il est donc nécessaire de regarder la fonctionnalité du pilotage à différents fréquences de commande (5kHz ou inférieure) avec une fréquence de MLI égale ou multiple à celle de la commande.

Une réduction du nombre des grandeurs accessibles : courants dans la machine et tension à l'entrée de l'onduleur. Il sera intéressant d'envisager de se passer des tensions en sortie d'onduleur, si possible.

Un refroidissement forcé du moteur : les variations de température, donc des résistances, en cours de fonctionnement seront réduites.

La présence du conducteur et d'un frein mécanique : une information supplémentaire peut donc être disponible pour certaines situations particulières, tel que le démarrage en côte par exemple.

III.2.- DEFINITION ET ORGANISATION DES TACHES

Les différentes fonctions de la commande sont regroupées dans des tâches. Les différentes tâches sont toutes synchrones et synchronisées sur la MLI.

Ces tâches sont, dans l'ordre des priorités décroissantes :

T1 : le contrôle des courants (régulateurs, découplage,...) et la reconstitution des grandeurs exécutée à la période = T_E .

T2 : le contrôle du flux et la gestion du fonctionnement à flux variable (défluxage) si nécessaire exécutée à la période = T_ϕ .

T3 : identification des paramètres en ligne à la période T_{id} .

L'interruption, unique, peut s'effectuer, suivant les capacités du matériel utilisé:

- Soit au début de la période de MLI (après les mesures).
- Soit au milieu de la période de MLI (après les mesures). Ceci est préférable, si possible, puisque, dans ce cas, les grandeurs échantillonnées sont des images des grandeurs moyennes.

La figure III.1 illustre ces deux cas :

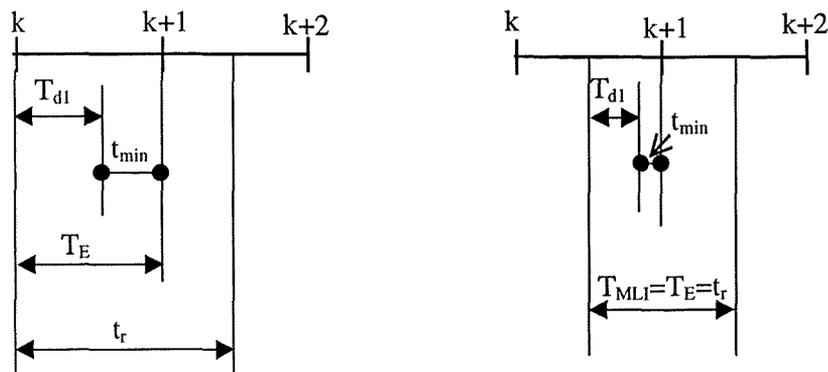


figure III.1 : Cas où $T_{MLI}=T_E$. a) l'interruption arrive au début de la période de MLI b) l'interruption arrive au milieu de la période.

T_{d1} correspond au temps que prend le calcul de la tâche prioritaire et t_{min} est le temps libre pour exécuter les autres tâches avant le prochain échantillonnage. Le temps t_r correspond au retard entre le moment où on commence le calcul et le moment où on applique la commande calculée.

Si l'interruption correspond au début de la période, le temps disponible pour réaliser le calcul est la période de MLI. Il peut être nécessaire de choisir une période de commande plus élevée : $T_E = n_1 T_{MLI}$ avec $n_1 = 2,3,4$

Dans tous les cas $t_r = T_E + \frac{1}{2} T_{MLI}$.

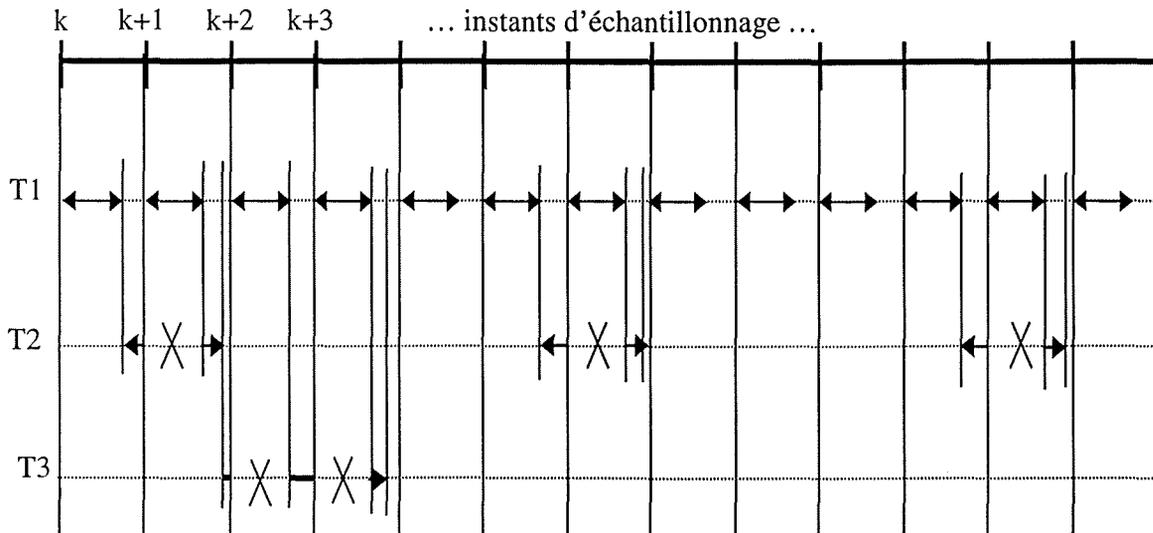
Si l'interruption correspond au milieu de la période, le temps disponible pour réaliser le calcul est seulement la moitié de la période de MLI. On est donc plus susceptible de devoir choisir une valeur de période de commande plus élevée. Par ailleurs dans ce cas le retard t_r est égal au délai entre mesure et application augmentée du décalage de $\frac{1}{2} T_{MLI}$. Donc pour toute valeur de

la période de commande (n_1 quelconque), $t_r = T_E$.

Le retard t_r peut donc devenir important. Il est nécessaire de le prendre en compte dans le contrôle des composantes de courants et dans celui des composantes de tension en considérant l'erreur d'orientation qui lui correspond. Son rôle déstabilisant conduit à essayer de le réduire. **Cette contrainte temporelle sera déterminante dans le choix des fonctions de la commande et dans leur implantation dominés par la volonté de réduire les temps d'exécution des algorithmes.**

Dans le cas où $n_1 > 1$, il est judicieux de réactualiser le vecteur tension à chaque période de MLI jusqu'à l'application du prochain vecteur calculé par une extrapolation consistant en une rotation d'un angle $(\omega_s \cdot T_{MLI})$. On parlera dans ce cas de vecteurs tensions extrapolés.

La figure III.2 montre un exemple d'organisation et les instants d'exécution de chacune des tâches.



Le symbole X indique une interruption de la tâche.

figure III.2 : instants d'exécution des différents tâches

Remarque :

La fréquence de MLI peut varier de 5Khz à 2.5Khz, c'est à dire que la période varie de $200\mu s$ à $400\mu s$. La tâche T1 sera exécutée à une période égale ou multiple de ces durées.

Pour la tâche T2, nous pouvons accepter une période d'une valeur plus importante. Le flux est une variable qui évolue plus lentement que les courants. Nous avons choisi d'utiliser une période 10 fois supérieure à la période de base soit une période de 2ms. L'adaptation des paramètres concernant l'état magnétique de la machine devra se faire aussi à cette même fréquence.

Les adaptations des paramètres résistifs (tâche T3) peuvent avoir des périodes encore plus importantes car leurs variations est plus lente. Leur période sera de l'ordre de quelques secondes.

Pour simplifier la présentation l'essentiel des études de ce chapitre (à l'exception des paragraphe III.9 et III.10) ont été faite avec $n_1=1$ ($T_E=T_{MLI}$) et un échantillonnage en milieu de période.

III.3.-LES BOUCLES DE COURANTS

Nous allons tout d'abord modéliser les boucles de courant et localiser le correcteur $C(z)$ à choisir. Premièrement, nous ferons le choix du type du correcteur et deuxièmement nous procéderons au choix du réglage. Nous parlerons aussi du problème du découplage et de la limitation en saturation.

Remarque : modification du modèle de la machine

A partir des équations (eq. II.73), nous allons modifier le modèle de façon à avoir la constante de temps du modèle en boucle ouverte plus proche de celle de la machine. En utilisant ces deux expressions :

$$\begin{cases} \frac{L_m}{L_R} \left(\frac{d\varphi_{Rd}}{dt} \right) = \frac{L_m}{L_R} \left(\frac{1}{\tau_R} (L_m \cdot i_{sd} - \varphi_{Rd}) \right) = \left(\frac{L_m}{L_R} \right)^2 R_R I_{sd} - \frac{L_m}{L_R^2} R_R \cdot \varphi_{Rd} \\ \omega_s = \omega + \omega_R = \omega + \frac{1}{\tau_R} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \end{cases}$$

On arrive à :

$$\begin{cases} V_{sd} = R'_s \cdot I_{sd} + \sigma L_S \frac{dI_{sd}}{dt} - \left[\omega_s \sigma L_S I_{sq} + \frac{L_m}{L_R} \frac{1}{\tau_R} \varphi_{Rd} \right] \\ V_{sq} = R'_s \cdot I_{sq} + \sigma L_S \frac{dI_{sq}}{dt} + \left[\omega_s \sigma L_S I_{sd} + \omega \frac{L_m}{L_R} \varphi_{Rd} \right] \end{cases} \quad (\text{eq. III.1})$$

avec : $R'_s = \left[R_S + \left(\frac{L_m}{L_R} \right)^2 R_R \right]$

Il faut remarquer dans cette expression que le terme de f.c.e.m ne dépend plus de ω_s mais de ω , ce que correspond mieux avec la réalité.

III.3.1.-MODELISATION DES BOUCLES

Les sorties des correcteurs s'appliquent aux systèmes monovariables (eq. II.76):

$$\begin{cases} V_{cd} = R'_s I_{sd} + \sigma L_S \frac{dI_{sd}}{dt} \\ V_{cq} = R'_s I_{sq} + \sigma L_S \frac{dI_{sq}}{dt} \end{cases}$$

Cependant les découplages, quels qu'ils soient, étant réalisés de manière discrète et dépendant fortement des paramètres de la machine, il est nécessaire de considérer qu'ils sont imparfaits et que le correcteur doit également intervenir par rapport à une perturbation.

Les deux boucles de courants (d,q) sont identiques et se présentent ainsi :

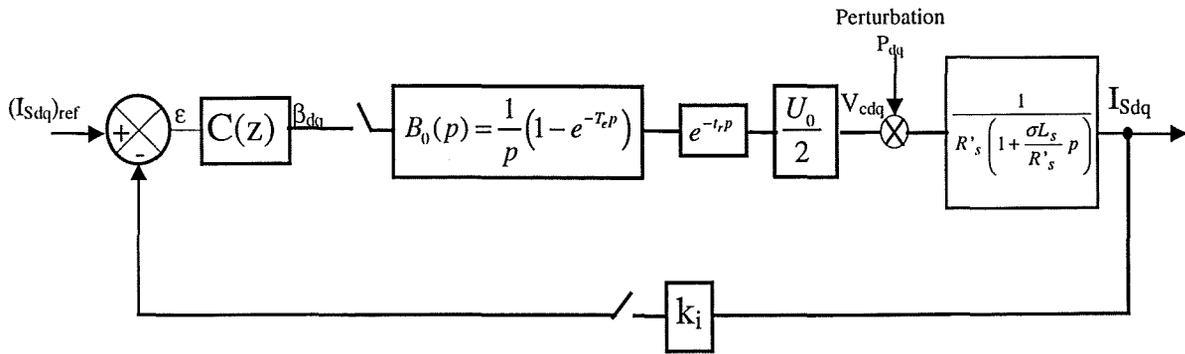


figure III.3: Boucles de courant

avec :

- $C(z)$ le correcteur de courant,
- $B_0(p)$ le bloqueur d'ordre zéro,
- $e^{-T_r p}$, introduit le retard de la commande .
- $U_0/2=V_0$ gain de l'onduleur de tension,
- $F(p) = \frac{I_{Sdq}(p)}{V_{cdq}(p)} = \frac{1}{R'_s \left(1 + \frac{\sigma L'_s}{R'_s} p\right)}$ fonction de transfert du stator de la machine « découplée ».
- k_i , le gain de la chaîne de mesure de courant.

III.3.2.-CHOIX DU CORRECTEURS

Nous avons choisi d'implanter des correcteurs de type R.S.T. dont la synthèse permet de satisfaire les contraintes tant en asservissement (suivi de consigne) qu'en régulation (maintien de consigne en présence d'une perturbation) le découplage réalisé en discret ne pouvant être totalement efficace.

Dans un premier temps nous avons retenu un correcteur bipropre d'ordre 1. Sa structure est alors :

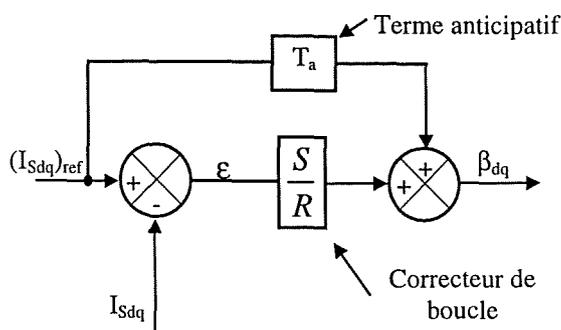


figure III.4 : Correcteur R.S.T.

- Le correcteur de boucle $\frac{S}{R}$ permet de réduire l'erreur (ϵ) due aux perturbations et aux imprécisions du modèle.
- Le terme anticipatif permet d'adapter la fonction de transfert du système par rapport à la référence.

III.3.3.-CHOIX DU REGLAGE

Avant de synthétiser le correcteur en discret, on fera un premier réglage dans le domaine continu dans lequel on verra le rôle qui joue le retard dans la réjection vis à vis de la perturbation.

III.3.3.1.- Réglage dans le domaine continu

La fonction de transfert du système et du correcteur en boucle (nous partons d'un correcteur avec une constante de temps τ et un gain K_p ; sans terme anticipatif) ouverte est égale à :

$$G_1(p) = \frac{I_{sdq}(p)}{\beta_{dq}(p)} = \frac{U_0}{2} \frac{(1+t_r p)}{R_s' (1+\tau_s' p)} \text{ avec : } \tau_s' = \frac{\sigma L_s}{R_s'} \text{ et } \frac{1}{(1+t_r p)} = e^{-t_r p}$$

$$G_2(p) = \frac{I_{sdq}(p)}{p_{dq}(p)} = \frac{1}{R_s' (1+\tau_s' p)} \quad (\text{eq. III.2})$$

$$C(p) = K_p \frac{(1+\tau p)}{\tau p}$$

Le retard est pris en compte par un premier ordre.

$$i_s = \frac{C(p)G_1(p)}{1+C(p)G_1(p)} (i_s)_{ref} + \frac{C(p)G_2(p)}{1+C(p)G_2(p)} \text{Perturbation} = H_1 (i_s)_{ref} + H_2 \text{Perturbation}$$

avec :

$$H_1(p) = \frac{(1 + \tau p)}{\frac{R'_s}{K_p \cdot V_0} \tau \cdot \tau'_s \cdot t_0 p^3 + \frac{R'_s \tau}{K_p \cdot V_0} \cdot (t_0 + \tau'_s) \cdot p^2 + \frac{R'_s \tau}{K_p \cdot V_0} \cdot \left(1 + \frac{K_p \cdot V_0}{R'_s}\right) \cdot p + 1}$$

$$H_2(p) = \frac{1}{R'_s} \frac{R'_s \tau}{K_p \cdot V_0} \cdot \frac{p(1 + t_0 p)}{\frac{R'_s}{K_p \cdot V_0} \tau \cdot \tau'_s \cdot t_0 p^3 + \frac{R'_s \tau}{K_p \cdot V_0} \cdot (t_0 + \tau'_s) \cdot p^2 + \frac{R'_s \tau}{K_p \cdot V_0} \cdot \left(1 + \frac{K_p \cdot V_0}{R'_s}\right) \cdot p + 1} \quad (\text{eq. III.3})$$

L'équation caractéristique (dénominateur de $H_1(p)$) est du troisième ordre. Le correcteur apporte deux paramètres de réglage. On ne peut pas donc choisir librement les trois pôles mais on peut choisir leur nature et leur placement.

On choisit 2 pôles complexes conjugués et un pôle réel. L'équation caractéristique s'écrit alors :

$$(1 + \tau_{réel}) \left(1 + 2 \frac{\xi}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2 \right) = 0$$

Par identification on obtient les relations suivantes :

$$K_p = \frac{R'_s}{V_0} \left[t_r \cdot \tau'_s \left(\omega_n^2 + 2 \frac{\xi \omega_n}{\tau_{réel}} \right) - 1 \right]$$

$$\tau = \frac{1}{\omega_n^2} \frac{\tau_{réel}}{t_r \cdot \tau'_s} \left[t_r \cdot \tau'_s \left(\omega_n^2 + 2 \frac{\xi \omega_n}{\tau_{réel}} \right) - 1 \right] \quad (\text{eq. III.4})$$

La réjection vis à vis la perturbation est d'autant plus forte que $\frac{K_p}{\tau}$ est grand. A partir des équations (eq. III.4) et avec l'expression de la somme des trois pôles

$$(s_1 + s_2 + s_3 = \frac{t_r + \tau'_s}{t_r \tau'_s} = \frac{1}{\tau_{réel}} + 2\xi \omega_n), \text{ on arrive à :}$$

$$\frac{K_p}{\tau} = \frac{R'_s}{V_0} \left[(t_r + \tau'_s) \cdot \omega_n^2 - 2\xi \omega_n^3 t_r \tau'_s \right]$$

$$\frac{K_p}{\tau} \text{ est maximum quand sa dérivée s'annule, c'est à dire pour } 3\xi \omega_n = \frac{t_r + \tau'_s}{t_r \tau'_s} = s_1 + s_2 + s_3$$

Donc $\frac{1}{\tau_{réel}} = \xi \omega_n$

Ceci correspond à un placement avec les trois pôles alignés.

Le gain de la boucle varie avec V_0 et R'_s ce qui entraîne une variation du lieu des pôles. On est donc amené à choisir des valeurs de ξ proches de 1 pour garantir un comportement faiblement oscillatoire.

Si on choisit $\xi=1$ on a un pôle triple réel : $\frac{1}{\tau_{réel}} = \omega_n$

Les deux fonctions de transfert s'écrivent alors :

$$H_1(p) = \frac{(1 + \tau p)}{\left(\frac{p}{\omega_n} + 1\right)^3} \quad H_2(p) = \frac{(1 + t_r p) \frac{P}{\omega_i}}{\left(\frac{p}{\omega_n} + 1\right)^3}$$

(eq. III.5)

avec $\omega_i = \frac{K_p \cdot V_0}{R'_s \cdot \tau} = t_r \tau'_s \omega_n^3$

et $\omega_n = \frac{1}{3} \frac{(t_r + \tau'_s)}{t_r \tau'_s}$

On peut constater que la réjection est d'autant plus efficace que ω_i est grand.

Quand t_r , qui représente le retard, croît,

$\omega_n \approx \frac{1}{3t_r}$ décroît.

$\omega_i = \frac{\tau'_s}{3^3 t_r^2}$ décroît plus vite

On peut noter que pour $t_r > \frac{\tau'_s}{9}$ on a $\omega_i < \omega_n < \frac{1}{t_r}$

Dans ces conditions la courbe de gain de H_2 se décale vers le haut et pour toute une plage de fréquence les perturbations sont amplifiées.

Remarque :

Si on applique les paramètres de la machine, on a $\frac{\tau'_s}{9} \approx 600 \mu s$. Nous montrons dans la figure

III.5 les bodes des fonctions transfert dans deux cas différents : un retard de $200 \mu s$ et l'autre de $800 \mu s$, obtenus à partir des simulations du système avec le logiciel Matlab-Simulink.

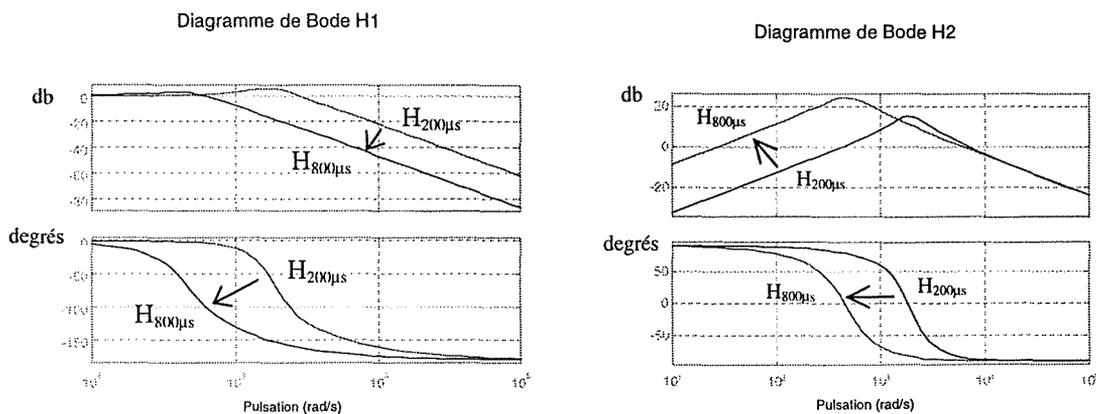


figure III.5 : représentation des diagrammes de bode de H1(p) et H2(p) avec un retard de 200 et 800µs

On constate donc la grande influence du retard sur les performances du réglage.

III.3.3.2.-Réglage dans le domaine échantillonné :

Nous considérons, dans un premier temps, le cas où l'échantillonnage est effectué en milieu de période de MLI et les périodes d'échantillonnage et de MLI sont égales. La grandeur de sortie du correcteur est alors appliquée avec une période T_e de retard et $e^{-t_r p} = e^{-T_e p}$.

Nous devons établir la fonction de transfert échantillonnée pour synthétiser ensuite le correcteur en discret.

La fonction de transfert échantillonnée du système est alors :

$$G_1(z) = \frac{z-1}{z} Z \left[\frac{G_1(p)}{p} \right] \quad (\text{eq. III.6})$$

avec $Z[\]$ la transformée en z de l'expression entre crochets.

$$\text{d'où } G_1(z) = \frac{I_{sdq}(z)}{\beta_{dq}(z)} = K \frac{1-a}{z(z-a)} \quad \text{avec } K = \frac{U_0}{2R_s} \text{ et } a = e^{-\frac{T_e}{\tau_s}}. \quad (\text{eq. III.7})$$

Si on considère que la perturbation évolue peu sur la période d'échantillonnage, on peut écrire également :

$$G_2(z) = \frac{I_{sdq}(z)}{P_e(z)} = \frac{1}{R'_s} \frac{1-a}{z-a} \quad (\text{eq. III.8})$$

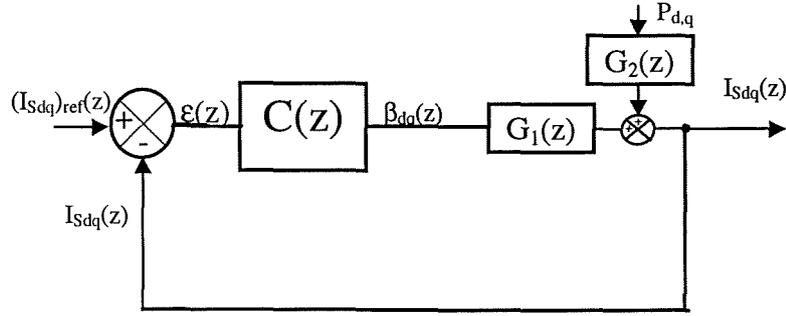


figure III.6 : système échantillonné.

Dans un cas général le retard peut être fractionnaire (par exemple $t_r > T_E$). Ceci changerait les pôles et zéros du système et même son ordre. Avec un retard égal à $t_r = k_r + \varepsilon_r$, avec k_r représentant la partie entière et ε_r la partie fractionnaire, la fonction de transfert devient :

$$G_1(z) = \frac{\left(1 - e^{-\frac{(1-\varepsilon_r)T_E}{\tau}}\right)z + \left(e^{-\frac{(1-\varepsilon_r)T_E}{\tau}} - e^{-\frac{T_E}{\tau}}\right)}{z^{k_r+1} \left(z - e^{-\frac{T_E}{\tau}}\right)} \quad (\text{eq. III.9})$$

Le système est dans ce cas d'ordre au moins égal à 3 et présente un zéro. Il faudrait donc adapter les réglages. Cependant pour cette étude nous avons retenu $t_r = T_E$, pas de retard fractionnaire.

Le correcteur de boucle (RST) est composé par $C(z)$ plus le terme anticipatif T_a qui est égal à une constante $= A_0$. La fonction de transfert $C(z)$ peut se mettre sous la forme suivante:

$$C(z) = \frac{S_0 z + S_1}{z - 1} = \frac{S}{R} \quad (\text{eq. III.10})$$

avec : $S_1 = K_P =$ gain proportionnel

$S_0 + S_1 = K_I \cdot T_e =$ gain intégral.

Avec ce type de correcteur et le modèle considéré, l'erreur statique est nulle pour une référence et une perturbation constantes (variations en échelon)

Le terme anticipatif $T_a = S_1$ est choisi de telle manière qu'il annule le zéro introduit par le correcteur $C(z)$ dans la fonction de transfert en boucle fermée du système. Le correcteur RST se ramène alors à un correcteur de type IP.

$$H_1(z) = \frac{K(1-a)[(S_0 + A_0)z + S_1 - A_0]}{z^3 - (1+a)z^2 + [a + KS_0(1-a)]z + KS_1(1-a)} \quad (\text{eq. III.11})$$

d'où l'équation caractéristique :

$$E.C. = AR + BS = z^3 - (1+a)z^2 + [a + KS_0(1-a)]z + KS_1(1-a)$$

L'équation caractéristique étant d'ordre 3 et le correcteur utilisé d'ordre 1 (2 coefficients de réglage), on adopte alors un réglage de compromis : on ne peut pas choisir librement les pôles du système mais on choisit leur placement relatif .

Le réglage choisi consiste à prendre un pôle triple réel (voir raisonnement en continu) tel que :

$$z_1 = z_2 = z_3 = \alpha_0 = e^{-\omega_n T_e}$$

La réponse ne présente alors pas de dépassement (mode dominant réel).

L'équation caractéristique souhaitée s'écrit donc :

$$A_p = (z - \alpha_0)^3 = z^3 - 3\alpha_0 z^2 + 3\alpha_0^2 z - \alpha_0^3$$

Ce réglage assure un bon comportement tant vis à vis de la consigne que vis à vis des perturbations (imperfections sur le découplage).

On identifie l'équation caractéristique au polynôme A_p d'ordre 3 souhaité et on obtient les paramètres du correcteur :

$$\begin{cases} \omega_n = -\frac{1}{T_e} \ln\left(\frac{1+a}{3}\right) \\ S_0 = \frac{1}{K(1-a)} \left[\frac{(1+a)^2}{3} - a \right] \\ S_1 = -\frac{1}{K(1-a)} \left(\frac{1+a}{3} \right)^3 \end{cases} \quad (\text{eq. III.12})$$

Remarque : Avec une période $T_E = 0,0002$ s. on obtient :

$$\begin{cases} \omega_n = 2119.967 \text{ rd / s} \\ S_0 = 0.001287 \\ S_1 = -0.001121 \end{cases}$$

d'où les pôles $z_1 = z_2 = z_3 = 0.654433$.

On peut alors estimer le temps de réponse du système (à 5%) : $\tau_r = 3\tau = \frac{3}{\omega_n} \sim 1.5ms$ et la bande passante $f_n \sim 337$ Hz.

COMPORTEMENT DE C(z) VIS A VIS D'UN RETARD MAJORE

A la valeur utilisée pour synthétiser le correcteur peut être ajoutée un retard supplémentaire en particulier à cause de la présence de filtres de mesure. Un retard supplémentaire entraîne que les performances du correcteur conçu ne soient pas celles désirées. Il est donc important de tester la robustesse du réglage vis-à-vis d'une mauvaise connaissance du retard. La figure suivante montre le comportement du correcteur avec une période de $T_E=200\mu s$ et un retard supplémentaire de $100\mu s$.

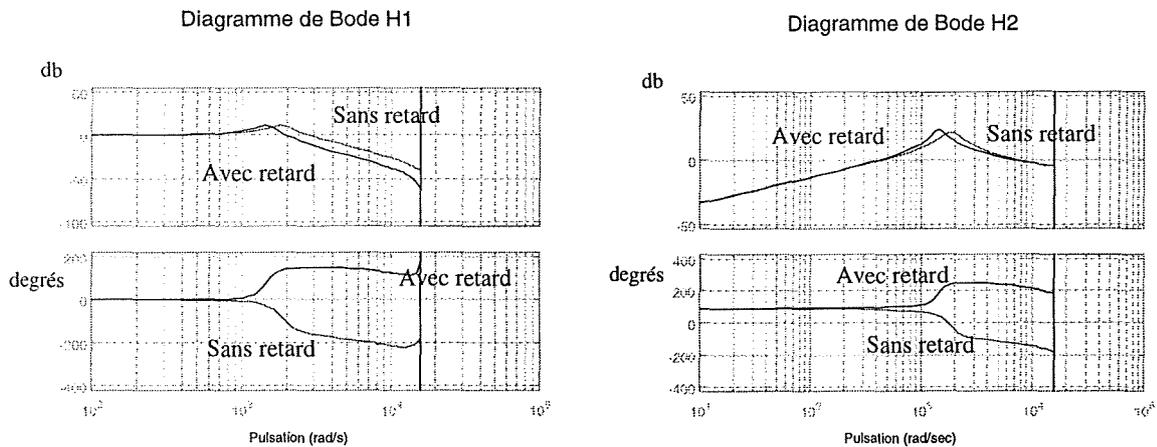


figure III.7 : représentation des diagrammes de bode de H1(z) et H2(z) avec une bonne et une mauvaise connaissance du retard

Nous pouvons constater que le retard supplémentaire intervient directement sur les phases de deux fonctions de transfert.

III.3.4.-CORRECTEUR D'ORDRE PLUS ELEVE

Dans l'intention d'améliorer la robustesse vis-à-vis la perturbation nous avons cherché à synthétiser un correcteur d'ordre plus élevé.

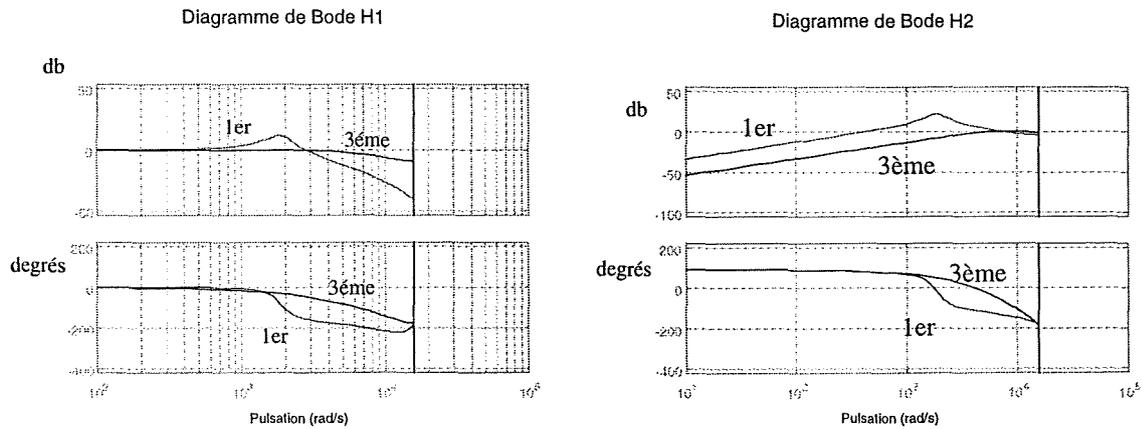


figure III.8 : représentation des diagrammes de bode de H1(z)(premier ordre) et un autre de troisième ordre.

Dans le correcteur d'ordre trois on réalise un réglage de placement de pôles et non un réglage de compromis comme précédemment.

On peut envisager un correcteur de ce type pour améliorer les performances dans le fonctionnement du système.

III.3.5.-PROBLEME DU DECOUPLAGE ECHANTILLONNE

Le termes de découplage $(Vsd)_{dec}$ et $(Vs_q)_{dec}$ (eq. II.75) permettent effectivement d'obtenir un système découplé, où chaque équation ne fait intervenir qu'une seule variable d'état [BAV-95]. On a alors des fonctions de transfert simples (premier ordre).

Après avoir additionné les termes issus des régulateurs aux termes de découplage, on déduit les tensions Vsd et Vsq à appliquer. Pour la MLI, il faut exprimer ces tensions dans le repère fixe (α, β) . Mais l'angle « ρ » entre le repère (d, q) et (α, β) varie au cours d'une période. On utilise donc l'angle moyen estimé pour faire le changement de repère. En supposant ω_s à peu près constante, le décalage angulaire au cours d'une période est de $\omega_s T_E$. Si l'on est à la période d'échantillonnage k , il faut calculer les tensions Vs_α et Vs_β à partir des tensions Vsd et Vsq en utilisant l'angle $\rho(k) + \omega_s T_E$. Quand la vitesse augmente, et donc ω_s , les résultats sont nettement dégradés si ce décalage angulaire n'est pas pris en compte.

III.3.6.-GESTION DE LA LIMITATION DE LA GRANDEUR DE COMMANDE

Il est nécessaire de traiter les cas où la sortie de la commande dans le référentiel α, β est limitée. Si on atteint la limitation le système est en boucle ouverte. Dans ce cas là, il ne joue plus son rôle et nous devons éviter que le système perde ses performances.

Nous pouvons ajouter une boucle d'« anti-saturation » qui agit au moment où arrive la saturation. La boucle ajoutée vient « compenser » ce qu'il y a « de trop » en sortie.

La figure suivante montre d'une part la boucle de courant avec la gestion de limitation et d'autre part montre uniquement la boucle de anti-saturation pour le calcul du gain S_i .

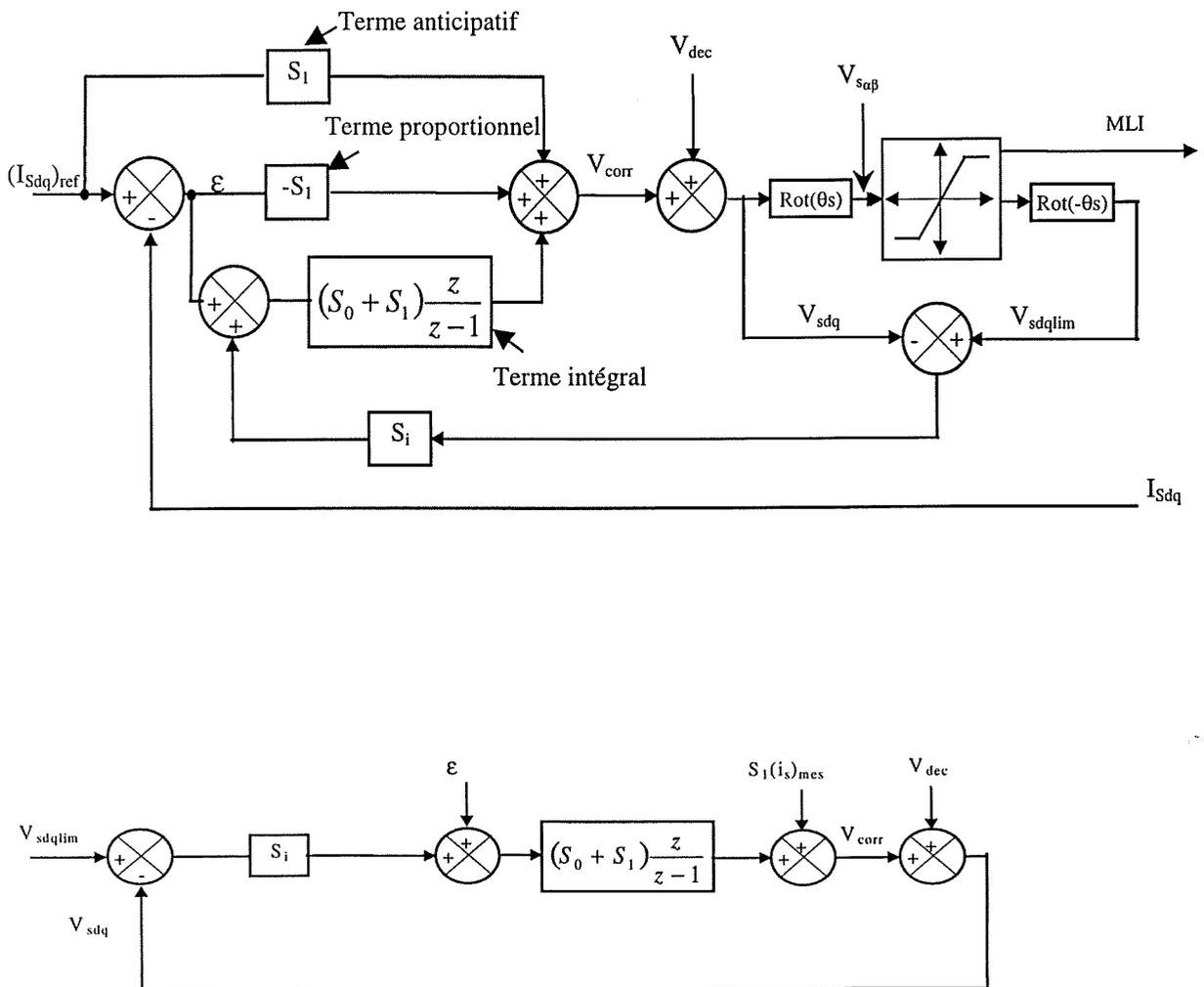


figure III.9 : limitation ou stabilisation du terme intégral

$$V_{corr} = S_1(i_s)_{mes} + (S_0 + S_1) \frac{z}{z-1} \varepsilon + S_i(S_0 + S_1) \frac{z}{z-1} [(V_{sdq})_{lim} - (V_{sdq})]$$

Si on développe cette expression on peut arriver à :

$$V_{corr} = \frac{z-1}{z-1+S_i(S_0+S_1)z} (i_s)_{mes} + \frac{(S_0+S_1)z}{z-1+S_i(S_0+S_1)z} \varepsilon + \frac{S_i(S_0+S_1)}{z-1+S_i(S_0+S_1)z} [(V_{sdq})_{lim} - (V_{sdq})]$$

La dynamique de cette boucle est définie par son pôle : $z = \frac{1}{1+S_i(S_0+S_1)}$

S'il n'y a pas de limitation $(V_{sdq})_{lim} - (V_{sdq}) = 0$, la boucle n'intervient pas.

Il y a aussi une manière plus simple de traiter la saturation avec limitation de la sortie du correcteur en bloquant l'intégrateur et empêchant ainsi de continuer à évoluer lorsqu'il y a saturation de la commande.

Dans notre application, nous avons aussi le handicap de devoir traiter simultanément les limitations des deux correcteurs dans les axes « d » et « q ». Dans ce cas là, les simulations nous sommes amenés à donner priorité à l'axe du flux (axe « d »). Nous faisons travailler la boucle de l'axe « d » et puis celle de l'axe « q » avec des limitations générées par la boucle de l'axe « d ». Ceci veut dire qu'on respectera le flux demandé mais s'il n'y a pas assez de tension pour arriver à donner le couple demandé on le limitera à la valeur maximale permise par les conditions de fonctionnement.

Le problème posé ci-dessus peut être réglé en pratique par une bonne gestion des consignes de flux et du couple en fonction des conditions de travail.

III.4.- BOUCLE DE FLUX

III.4.1.-CHOIX ET REGLAGE DU CORRECTEUR

La boucle de flux est décrite à la figure suivante :

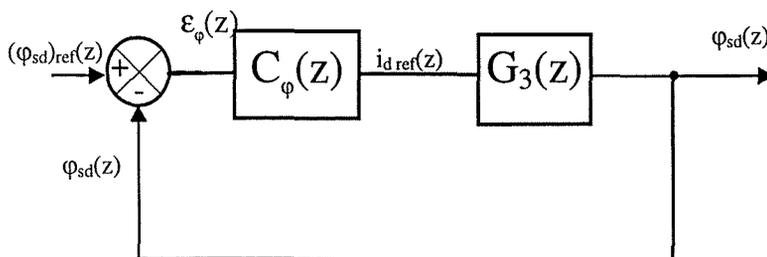


figure III.10: représentation de la boucle de flux

$$G_3(z) = \hat{L}_m \cdot \frac{1-a}{z-a} \quad \text{avec } a = e^{-\frac{T_\varphi}{\tau}} \quad (\text{eq. III.13})$$

Nous avons, dans ce cas, négligé le retard par rapport à la période d'échantillonnage de la boucle de flux qui est grande devant la période de la boucle de commande.

Le correcteur C_φ est un correcteur de type PI et nous réaliserons un réglage par compensation pôle/zéro car il n'y a pas de perturbation pour cette boucle. On a alors simplement:

$$C_\varphi(z) = \frac{s_0 \cdot z + s_1}{z-1} \quad (\text{eq. III.14})$$

où s_0 et s_1 sont les paramètres à définir.

Nous définissons la constante de temps τ de la boucle fermée et nous en déduisons les deux paramètres :

$$s_0 = \hat{L}_m \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T_\varphi}{\tau}}}{1-a} \quad (\text{eq. III.15})$$

$$s_1 = -as_0$$

Soit encore $K_p = -s_1$ et $K_i T = s_0 + s_1$

Application numérique :

Si $T_\varphi = 10T_E$ et $\tau = 0.02s$ nous obtenons,

$$S_0 = 3987 \text{ et } S_1 = -3909.7$$

Dans cette boucle, les problèmes de limitations sont moins contraignants que dans les boucles de courant. Le but de la boucle de flux est d'accélérer le fluxage de la machine et pouvoir appliquer le couple le plus rapidement possible.

En limitation on se contentera de bloquer l'intégrateur.

III.5.- FONCTIONNEMENT A FLUX VARIABLE

III.5.1.-CALCUL DE LA REFERENCE DE FLUX

Le fonctionnement à flux variable commence au moment où l'on arrive à la tension maximale que l'on estime pouvoir être délivrée par l'onduleur. A partir de ce moment, si l'on veut continuer à accroître la vitesse, il est nécessaire de diminuer le flux d'où le nom de défluxage donné à cette action.

En flux rotorique orienté on ne peut pas défluxer selon la loi $1/\omega_s$ car on ne reste pas alors à tension constante. On va donc effectuer un contrôle de la tension de sortie de l'onduleur avec un correcteur de type intégral.(on n'a pas ajouté de terme proportionnel pour des raisons de stabilité).

On a alors le schéma suivant :

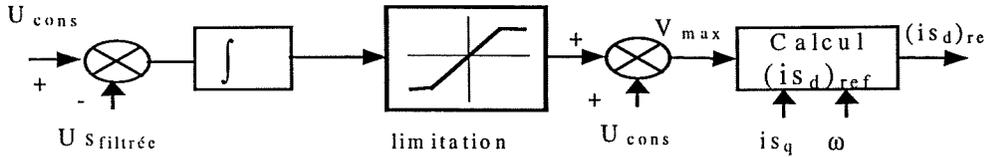


figure III.11 : régulation de tension

Dans ce schéma, si $U_{s\text{filtrée}}$ (U_s après filtrage) dépasse U_{cons} , V_{max} diminue et $(i_{sd})_{\text{ref}}$ aussi. Ceci va provoquer une diminution de U_s . Inversement si, U_s est inférieure à U_{cons} , V_{max} augmente, $(i_{sd})_{\text{ref}}$ aussi, et par conséquent U_s .

Le gain du correcteur intégral est pour l'instant choisi par des essais en simulation.

En défluxage, la tension en sortie de l'onduleur est asservie à une valeur de consigne constante. En ajoutant la sortie du correcteur intégral à cette consigne, on obtient une tension V_{max} . A partir de cette tension, on calcule la consigne de flux nécessaire pour le point de fonctionnement donné (i_{sq} , ω) de la façon suivante :

En régime établi les équations de la machine dans le référentiel de Park deviennent (eq. II.75) :

$$V_{s_d} = R_s \cdot i_{s_d} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{s_q}$$

$$V_{s_q} = R_s \cdot i_{s_q} + \omega_s \cdot L_s \cdot i_{s_d}$$

Si on élève au carré les deux équations et qu'ensuite on les additionne, en résolvant un système de deuxième degré, on obtient : i_{sd} désiré, c'est à dire, la consigne de $i_{sd}(i_{sdref})$:

$$(i_{s_d})_{ref} = -\frac{(1-\sigma) \cdot R_s \cdot \omega_s \cdot L_s \cdot i_{s_q}}{R_s^2 + (\omega_s \cdot L_s)^2} + \sqrt{\frac{V_{\text{max}}^2}{R_s^2 + (\omega_s \cdot L_s)^2} - \frac{(R_s^2 + \sigma \cdot \omega_s^2 \cdot L_s^2)^2}{(R_s^2 + \omega_s^2 \cdot L_s^2)^2}} \cdot i_{s_q}^2$$

Si l'on considère que $R_s^2 \ll \sigma \cdot (\omega_s \cdot L_s)^2$:

$$(i_{sd})_{ref} = -\frac{(1-\sigma) \cdot R_s}{\omega_s \cdot L_s} \cdot i_{zq} + \sqrt{\left(\frac{V_{max}}{\omega_s \cdot L_s}\right)^2 - (\sigma \cdot i_{sq})^2} \quad (\text{eq. III.16})$$

Et finalement on aura le flux rotorique de référence :

$$(\varphi_r)_{ref} = L_m \cdot i_{sd} = -L_m \cdot \frac{(1-\sigma) \cdot R_s}{\omega_s \cdot L_s} \cdot i_{zq} + \sqrt{\left(\frac{V_{max} \cdot L_m}{\omega_s \cdot L_s}\right)^2 - (\sigma \cdot L_m \cdot i_{sq})^2} \quad (\text{eq. III.17})$$

Lors du fonctionnement à flux variable, on travaille alors pratiquement à tension constante U_{cons} . Les difficultés sont multiples et contradictoires : maintien de la tension au niveau le plus élevé pour exploiter au mieux l'alimentation et réserve d'une plage de tension pour régler les courants par exemple.

Il faut se souvenir que la difficulté principale vient du fait que, d'une part, en régime électromagnétique établi, v_{sq} impose i_{sd} et v_{sd} impose i_{sq} à cause des forts couplages (eq. II.75) et, d'autre part, en régime électromagnétique variable, la variation de v_{sd} contrôle i_{sd} et la variation de v_{sq} contrôle i_{sq} .

Il est donc indispensable de laisser une marge de tension pour que les correcteurs puissent travailler sans aller en limitation systématiquement.

L'augmentation de la fréquence et la réduction de l'indice de modulation introduisent progressivement des perturbations qui entraînent un déséquilibre des courants vis-à-vis duquel les correcteurs ne peuvent intervenir que si leur performances sont suffisantes dans cette plage de fréquence.

Des paramètres tels que la consigne de tension, la fréquence de MLI et la fréquence de la commande sont donc particulièrement critiques dans cette plage de fonctionnement.

Remarque : pour $T_E = 0,0002s$ on a pu utiliser des valeurs de tension de référence qui donnent un fondamental de tension compris entre 93 et 97% du fondamental de la tension lors du fonctionnement en pleine onde de l'onduleur.

III.5.2.-RESULTATS DE SIMULATION

Nous avons implanté l'ensemble du système dans un logiciel adapté à la simulation des association machine/convertisseur/commande (MC2), développé au laboratoire.

De manière générale on a pris une inertie mécanique faible pour obtenir des temps de simulations commodes pour les études.

La figure III.12 présente une vision générale du fonctionnement à flux constant puis à flux variable : la tension croît jusqu'à U_{cons} qui représente 93.5% du fondamental de la pleine

onde. A ce moment là, on effectue la régulation de tension de manière à la maintenir constante et pouvoir augmenter la vitesse. Ceci nécessite une diminution du flux. Comme on travaille ici en contrôle de courant ceci fait que le couple diminue avec la même allure que le flux (i_{sq} constant).

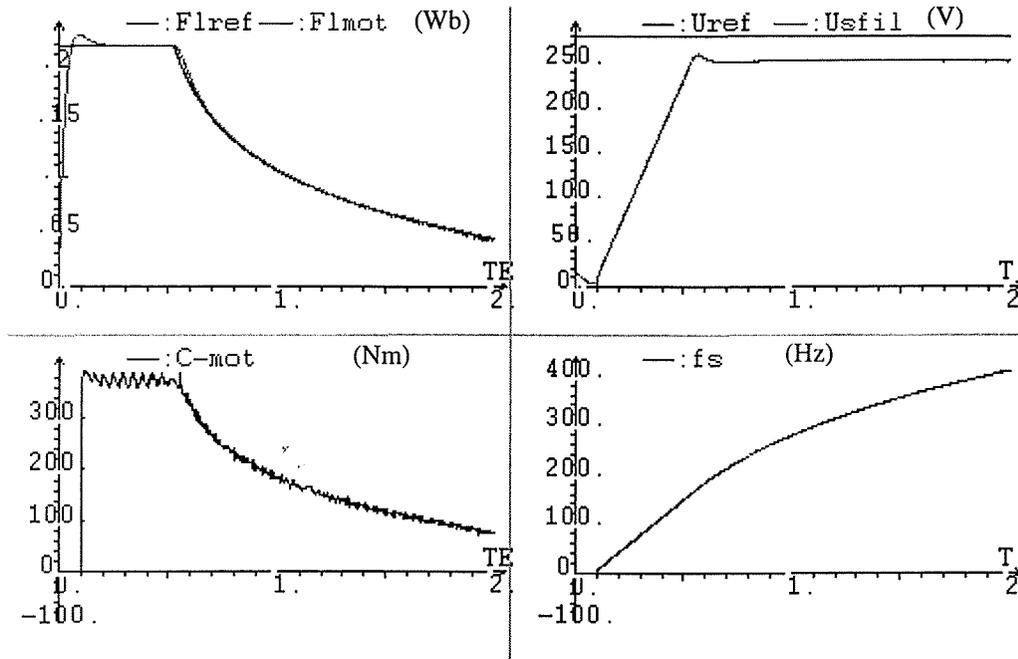


figure III.12 : fonctionnement général sur une large plage de fréquence. $T_E=T_{MLI}=5kHz$

Nota : U_{ref} représente l'amplitude du cercle circonscrit à l'hexagone et non pas le fondamental de la pleine onde.

III.6.- MLI VECTORIELLE

III.6.1.- FONCTIONNEMENT A BASSE FREQUENCE

Dans ce mode de fonctionnement aux valeurs de tension relativement faibles, l'effet des temps de garde intervient. Ces temps représentent le temps mort théorique entre le blocage d'un interrupteur statique et l'allumage de son complémentaire. Dans ce cas, la tension d'une phase par rapport au point fictif n_0 à l'entrée de l'onduleur n'est plus $V_{an_0} = \beta_a \cdot \frac{V_c}{2}$ mais

$V_{an_0} = \beta_a \cdot \frac{V_c}{2} - (sgn i_a) \cdot \frac{2 \cdot t_g}{T_{MLI}} \cdot \frac{V_c}{2} = \beta'_a \cdot \frac{V_c}{2}$. La figure III.13 montre cet effet des temps de garde.

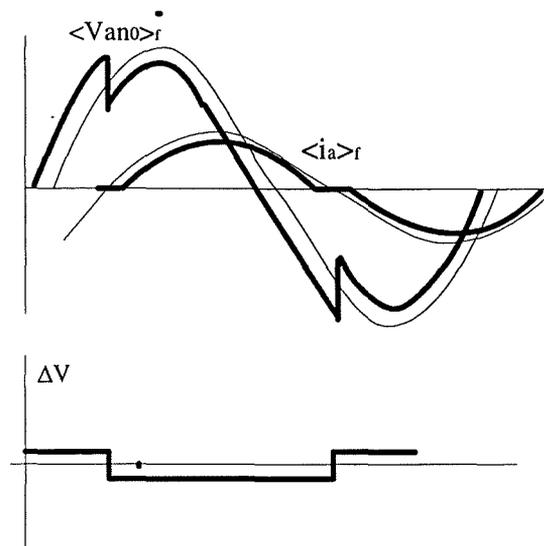


figure III.13 : effet du temps de garde

Ceci revient donc à superposer au fondamental de tension un créneau en opposition de phase avec le fondamental du courant de phase. Ce créneau de tension va introduire des harmoniques de faible rang (3, 5, 7,...) dans la tension et les courants. Ces harmoniques vont être à l'origine de couples pulsatoires à basses fréquences ($6 \cdot f_s$, $12 \cdot f_s$,...) et de composantes pulsatoires ($6 \cdot f_s$, $12 \cdot f_s$,...) dans les courants transformés.

Si l'on amène l'influence de cet effet à la tension de phase, on a :

$$V_{an} = \beta_a \cdot \frac{V_c}{2} - \left(2 \cdot \text{sgn } i_a - \text{sgn } i_b - \text{sgn } i_c \right) \cdot \frac{2 \cdot t_g}{3 \cdot T_{MLI}}. \quad (\text{eq. III.18})$$

On voit bien que les temps de garde provoquent une perturbation sur ces grandeurs.

III.6.1.1.-Correction de la compensation de l'effet de temps de garde t_g :

Pour reconstituer les tensions du moteur à partir des variables de commande et ainsi atténuer les effets des temps de garde, il est nécessaire de faire une compensation adéquate. Il est nécessaire pour cela de connaître les signes des courants de phase.

Au moment d'effectuer cette correction, le retard d'une période de MLI entre l'instant de la mesure et l'instant d'application de la compensation doit être prise en compte. Il sera alors nécessaire de faire une « prévision » des valeurs des courants statoriques à l'instant de la correction. Le courant statorique corrigé sera donc :

$$\left(\bar{i}_s(k) \right)_c = (i_{s_a})_c + j \cdot (i_{s_\beta})_c = (i_{s_d} + j \cdot i_{s_q}) \cdot (\cos \theta_{s_c} + j \cdot \sin \theta_{s_c})$$

avec :

θ_{s_r} : position statorique corrigée.

Cette position est obtenue grâce à : $\theta_{s_c}(k) = \theta_s(k) + \omega_{s_c}(k) \cdot T_E$ où :

ω_{s_c} : pulsation statorique corrigée. ($\omega_{s_c}(k) = \omega(k) + \omega_R(k)$)

Finalement, on applique la transformation inverse de Concordia aux composantes statoriques (α, β) corrigées :

$$(i_{s_a})_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i_{s_\alpha}$$

-

$$(i_{s_b})_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(-\frac{1}{2} i_{s_\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s_\beta}\right) \quad (\text{eq. III.19})$$

$$(i_{s_c})_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(-\frac{1}{2} i_{s_\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s_\beta}\right).$$

Ce sont les signes de ces courants qui sont utilisés pour effectuer les compensations.

Remarque importante :

Il faut noter la différence entre le temps de garde et la durée effective de la commutation d'un interrupteur à l'autre. Les temps de garde fixés par la commande correspondent à une majoration du temps effectif pour la commutation, par mesure de sécurité. Les temps qu'il faudrait compenser sont en fait les temps de commutation effectifs mais on ne connaît effectivement que les temps de garde.

La figure III.14 présente la comparaison entre un fonctionnement idéal sans temps de garde (tg) et un autre avec $tg=5\mu s$ sans compensation.

On voit que le temps de garde provoque des oscillations à 6 fois f_s et ses multiples dans les courants des axes « d » et « q ». L'observation des sorties des correcteurs de courant montre qu'ils sont obligés de fournir un effet complémentaire pour « compenser » d'une certaine façon l'effet du temps de garde. Les oscillations sur ces sorties sont aussi à une fréquence 6 fois f_s et ses multiples.

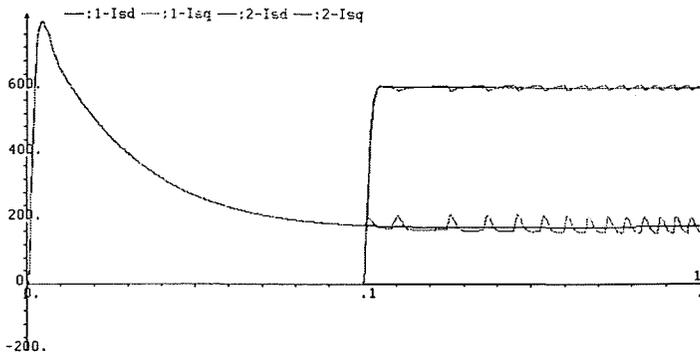


figure III.14 : fonctionnement idéal sans et avec temps de garde égal à 5µs (sans compensation)

La figure III.15 compare le cas où on a t_g vaut 5µs et où l'on fait une compensation pour un temps de garde de 2.5µs et le cas idéal.

Les résultats montrent que l'on a diminué les problèmes précédemment cités.

Cet essai est présenté car, même si l'on connaît le t_g théorique, on ne connaît pas le t_g effectif (durée de conduction effective des diodes). Cependant, ces résultats nous montrent qu'au moins une compensation partielle est obtenue.

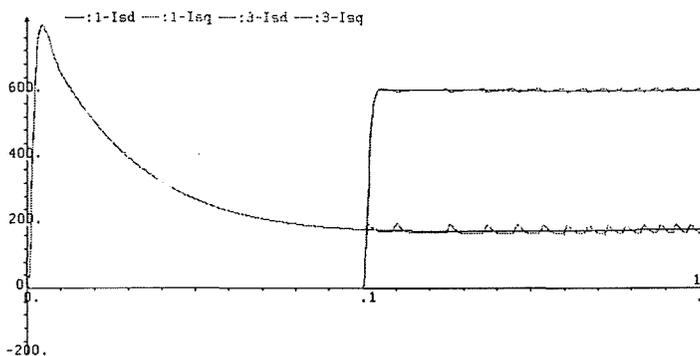


figure III.15 : fonctionnement idéal sans et avec temps de garde égal à 5µs (avec compensation partielle de 2.5 µs)

La figure III.16 montre le cas où $t_g=5\mu s$, avec compensation complète, comparé au cas idéal.

On obtient une compensation quasi-parfaite.

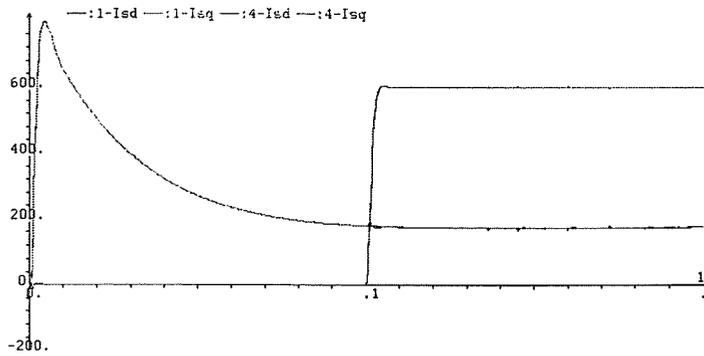


figure III.16 : fonctionnement idéal sans et avec temps de garde égal à $5\mu s$ (avec compensation de $5\mu s$)

Quand on est à basse vitesse, avec une tension faible, l'effet des temps de garde est donc non négligeable. Quand la vitesse devient suffisamment grande : les effets des temps de garde deviennent négligeables devant la tension appliquée et les passages par zéro de courants surviennent à une fréquence plus élevée. La correction des temps de garde ne sera donc effectué qu'à basse vitesse.

III.6.2.-FONCTIONNEMENT A HAUTE FREQUENCE

La tension moyenne maximale que peut fournir l'onduleur est limitée par l'hexagone décrit à la figure suivante.

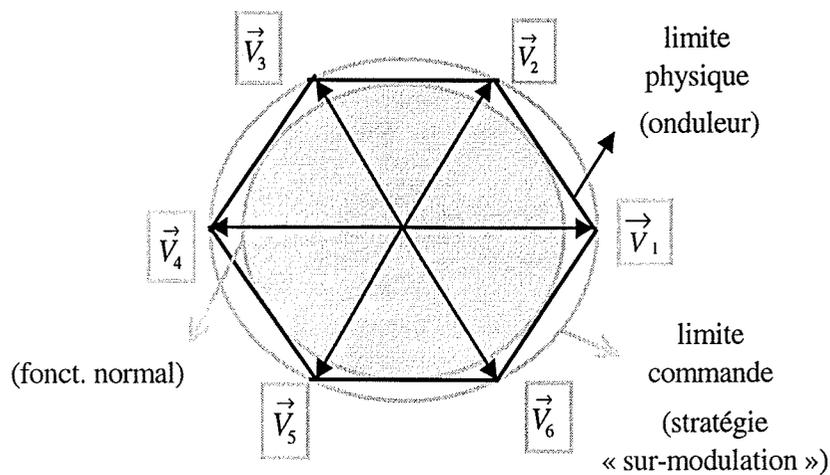


figure III.17 : les vecteurs en sortie de l'onduleur

En général, on se limite au cercle inscrit pour que les composantes de tension restent sinusoïdales. Si l'on essaie d'aller au-delà de cette limite c'est à dire d'approcher de la tension maximale, on obtiendra une trajectoire d'extrémité du vecteur tension écriêté par l'hexagone. Les fondamentaux des composantes de tension obtenue augmentent. On dit alors que l'on

fonctionne en « sur-modulation ». Le Tableau III.1 est un tableau récapitulatif des valeurs des modules des vecteurs et d'amplitudes des fondamentales pour les différents limites de fonctionnement.

Limites	Module du vecteur	Amplitude du fondamental
<i>Cercle inscrit</i>	$\frac{U_0}{\sqrt{2}}$	$\frac{U_0}{\sqrt{3}}$
<i>Cercle circonscrit</i>	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0$	$\frac{2}{3}U_0$
<i>Pleine onde</i>	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0$	$\frac{2}{\pi}U_0$

Tableau III.1 : valeurs des tensions pour les différents limites fonctionnement

Lorsque l'extrémité du vecteur tension moyen est sur l'hexagone, les vecteur tensions nuls ne sont plus appliqués. Le nombre de commutations est donc fortement réduit, divisé par trois pendant la « sur-modulation » maximale.

Le fonctionnement en « sur-modulation » permet donc d'obtenir une tension plus forte en sortie de l'onduleur et de diminuer les pertes par commutation. Par contre, il provoque la génération d'harmoniques de tension de plus faible rang, d'amplitudes d'autant plus élevées que l'on se rapproche de l'hexagone. Ces harmoniques vont produire des harmoniques de courants à l'origine de couples pulsatoires. Ces oscillations vont entraîner la réaction inutile de la commande. Il faut donc les rendre inobservables par la commande.

Pour remédier à ce problème, nous avons proposé la solution présentée ci-dessous :

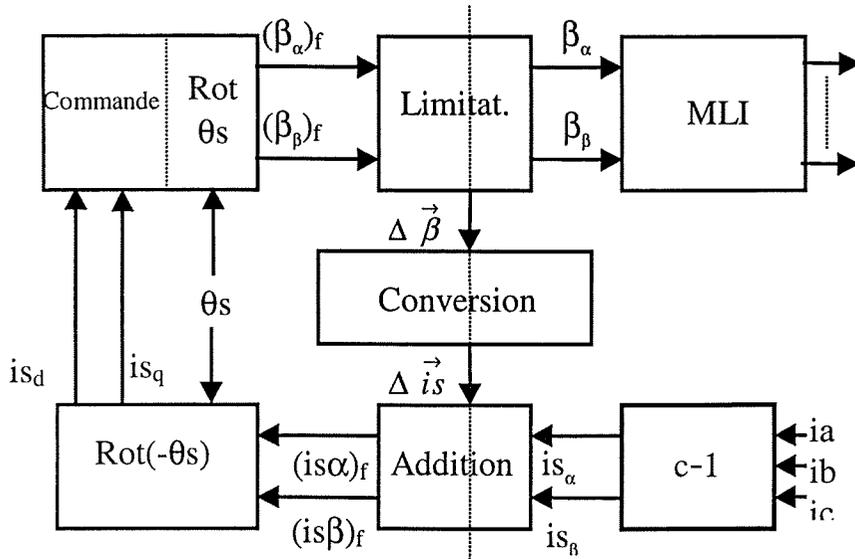


figure III.18 : stratégie pour le fonctionnement en « sur-modulation »

Elle consiste à laisser évoluer la commande non pas jusqu'à l'hexagone (limitation physique) mais jusqu'au cercle qui circonscrit l'hexagone (voir figure III.17). Quand on sera en sur-modulation on aura $\beta_f > \beta_{max}$ onduleur mais l'onduleur fournira la tension correspondant à β_{max} onduleur et non à β_f . (La commande génère toujours une grandeur correspondant au fondamental, β_f).

La figure III.19 présente les deux grandeurs :

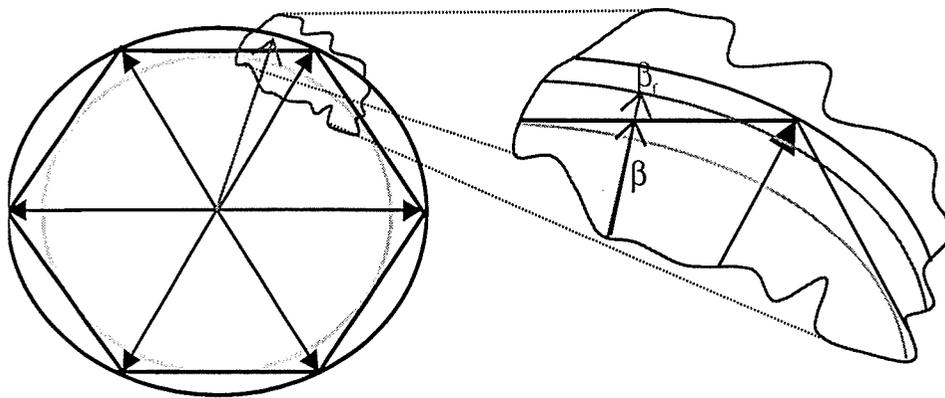


figure III.19 : β_f en « sur-modulation »

A partir de cet écart de β , on pourra déduire un incrément de \bar{i}_s (la valeur de l'écart sur le courant correspondant) et l'ajouter aux courants mesurés. Les valeurs des courants que voit la commande correspondront bien à sa sortie. Ceci veut dire que l'on est arrivé à cacher à la commande les oscillations introduites par les déformations « hexagonales » dues au fonctionnement en « sur-modulation ».

Pour réaliser ceci, on considère que la commande élabore des fondamentaux de valeurs moyennes :

$$\langle \bar{V}_s \rangle_f = R_s \cdot \langle \bar{i}_s \rangle_f + \frac{d \langle \bar{\varphi}_s \rangle_f}{dt} \quad \text{dans un référentiel fixe.}$$

Le système est contrôlé par une tension moyenne :

$$\langle \bar{V}_s \rangle = R_s \cdot \langle \bar{i}_s \rangle + \frac{d \langle \bar{\varphi}_s \rangle}{dt}$$

$$\text{On exprime : } \Delta \bar{V}_s = \langle \bar{V}_s \rangle - \langle \bar{V}_s \rangle_f$$

Pour ω_s peu élevée, $\frac{f_{MLU}}{f_s}$ est grand et, par conséquent, on peut considérer que les fondamentaux des valeurs moyennes sont égaux aux valeurs moyennes : $\langle \bar{V}_s \rangle_f = \langle \bar{V}_s \rangle$.

Pour ω_s élevée, $\frac{f_{MLU}}{f_s}$ n'est plus très grand mais on peut considérer, pour simplifier, que

$$R_s \cdot \langle \bar{i}_s \rangle \ll \frac{d \langle \bar{\varphi}_s \rangle}{dt} \quad \text{et} \quad R_s \cdot \langle \bar{i}_s \rangle_f \ll \frac{d \langle \bar{\varphi}_s \rangle_f}{dt}.$$

$$\text{Donc, } \langle \bar{V}_s \rangle \approx \frac{d \langle \bar{\varphi}_s \rangle}{dt} \quad \text{et} \quad \langle \bar{V}_s \rangle_f \approx \frac{d \langle \bar{\varphi}_s \rangle_f}{dt}$$

On peut écrire par ailleurs :

$$\langle \bar{\varphi}_s \rangle_f = \frac{L_m}{L_r} \cdot \langle \bar{\varphi}_r \rangle_f + \sigma \cdot L_s \langle \bar{i}_s \rangle_f \quad \text{et} \quad \langle \bar{\varphi}_s \rangle = \frac{L_m}{L_r} \cdot \langle \bar{\varphi}_r \rangle + \sigma \cdot L_s \langle \bar{i}_s \rangle$$

avec $\frac{L_m}{L_r} \cdot \langle \bar{\varphi}_r \rangle_f \approx \frac{L_m}{L_r} \cdot \langle \bar{\varphi}_r \rangle$ car le flux rotorique est peu affecté par les écarts d'évolution de $\bar{\varphi}_s$ et \bar{i}_s .

$$\text{Donc, } \langle \bar{\varphi}_s \rangle - \langle \bar{\varphi}_s \rangle_f \approx \sigma \cdot L_s \cdot (\langle \bar{i}_s \rangle - \langle \bar{i}_s \rangle_f)$$

$$\text{et } \Delta \bar{V}_s = \langle \bar{V}_s \rangle - \langle \bar{V}_s \rangle_f \approx \frac{d}{dt} (\langle \bar{\varphi}_s \rangle - \langle \bar{\varphi}_s \rangle_f) \approx \sigma \cdot L_s \frac{d}{dt} (\langle \bar{i}_s \rangle - \langle \bar{i}_s \rangle_f)$$

$$\text{Donc } \Delta \bar{V}_s \approx \sigma \cdot L_s \frac{d}{dt} \Delta \bar{i}_s \text{ ou bien } \Delta \bar{i}_s = \langle \bar{i}_s \rangle - \langle \bar{i}_s \rangle_f \approx \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \int_0^t \Delta \bar{V}_s \cdot dt$$

Si l'on veut $\Delta \bar{i}_s$ en fonction de $\Delta \bar{\beta}$:

$$\Delta \bar{i}_s \approx \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \int_0^t \Delta \bar{\beta} \cdot \frac{U_c}{2} \cdot dt \quad (\text{eq. III.20})$$

Implantation de la correction du vecteur courant

Afin d'avoir une compensation stable, on utilise un quasi-intégrateur (1^{er} ordre) plutôt qu'un intégrateur pur. C'est à dire :

$$\text{Au lieu de : } \frac{d}{dt} \Delta \bar{i}_s = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \frac{U_c}{2} \cdot \Delta \bar{\beta}$$

$$\text{On utilise : } \tau \cdot \frac{d}{dt} \Delta \bar{i}_s + \Delta \bar{i}_s = \frac{\tau}{\sigma \cdot L_s} \cdot \frac{U_c}{2} \cdot \Delta \bar{\beta}$$

L'équation récurrente à implanter s'écrit alors :

$$\tau \cdot \left[\frac{\Delta \bar{i}_s(k) - \Delta \bar{i}_s(k-1)}{T} \right] + \Delta \bar{i}_s(k) = \frac{\tau}{\sigma \cdot L_s} \cdot \frac{U_c}{2} \cdot \Delta \bar{\beta}(k) \quad T \text{ étant la période de MLI.}$$

Et si l'on résout l'équation ci-dessus, on obtient :

$$\Delta \bar{i}_s(k) = \left(\frac{\tau}{\tau + T} \right) \cdot \left[\Delta \bar{i}_s(k-1) + T \cdot \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \frac{U_c}{2} \cdot \Delta \bar{\beta}(k) \right]$$

A ce stade, o.. doit prendre en compte le retard entre la période de MLI et la période de commande. Alors, pour calculer $\Delta \bar{i}_s$ à un instant k, on utilisera pendant une demie période $\Delta \bar{\beta}$ de l'instant k-2 et $\Delta \bar{\beta}$ de l'instant k-1 pendant l'autre moitié de période. Ceci modifie l'expression ci-dessus de la façon suivante :

$$\Delta \bar{i}_s(k) = \left(\frac{\tau}{\tau + T} \right) \cdot \left[\Delta \bar{i}_s(k-1) + T \cdot \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \frac{U_c}{2} \cdot \left(\frac{\Delta \bar{\beta}(k-2) + \Delta \bar{\beta}(k-1)}{2} \right) \right]$$

Il reste à choisir la constante de temps τ . On sait que l'intégrateur pur correspond à une constante de temps infinie. τ doit être ici choisie de l'ordre de quelques dizaines de périodes de MLI, tout en restant suffisamment faible pour que l'amortissement de la composante continue soit court.

$$\text{Avec le premier ordre } F(j\omega_s) = \frac{\tau}{1 + j\omega_s \cdot \tau}$$

$$|F(j\omega_s)| = \frac{\tau}{\sqrt{1 + \omega_s^2 \cdot \tau^2}} \text{ et } \text{Arg}(F(j\omega_s)) = -\text{Arctg}(\omega_s \cdot \tau)$$

Pour avoir un « intégrateur » correct, il faut environ $\omega_s \approx \frac{60}{\tau}$:

Ceci nous donne un argument de : $-\text{Arctg}(60) \approx -89^\circ$ ce qui est près de -90° .

Donc, la valeur de la constante de temps est donnée par $\tau \approx \frac{60}{\omega_s}$.

Remarque spécifique :

Pour $\omega_s = 900 \text{ rad/s}$, environ la pulsation à partir de laquelle il y a « sur-modulation », on aura $\tau = 67 \text{ ms}$, 333 fois la période de MLI. Pour des pulsations plus fortes, le rapport vis à vis la période de MLI sera encore plus favorable.

Remarque : Si l'on travaille en « sur-modulation », on aura $(V_{an_0})_f$ égal à $(V_{an_0})_f$ de la pleine

onde si et seulement si $\frac{f_{MLI}}{f_s} = 6$ avec la MLI synchrone. Pour $\frac{f_{MLI}}{f_s} = 12$ on a $(V_{an_0})_f = 96.6\%$ de

$(V_{an_0})_f$ de la pleine onde et pour $\frac{f_{MLI}}{f_s} = 18$ on a 96%, toujours en considérant la MLI synchrone.

III.6.2.1.-Résultats de simulation

Nous allons illustrer le phénomène de la sur-modulation et l'effet de la compensation du vecteur \vec{i}_s .

La figure III.20 montre le comportement du système à $U_{\text{cons}} = 93.5\%$ du fondamental de la pleine onde avec une fréquence de MLI et de commande égale à 5Khz quand on ne fait pas la compensation du vecteur courant issu de la limitation de β . On fonctionne jusqu'à $f_s = 400 \text{ Hz}$. On voit les courants I_{sd} et I_{sq} images du flux et du couple respectivement, les sorties des correcteurs plus au moins stabilisées. On montre le phénomène de la « sur-modulation » avec le module des sorties des correcteurs de courant (β_{com} ou β_f) et la valeur de commande appliquée à l'onduleur (β_{appl} ou β). Les instants pour lesquels β_{com} est supérieur à β_{appl} signifie que l'on est allé plus loin que le cercle inscrit à l'hexagone, c'est à dire, que l'on travaille en limitation de commande.

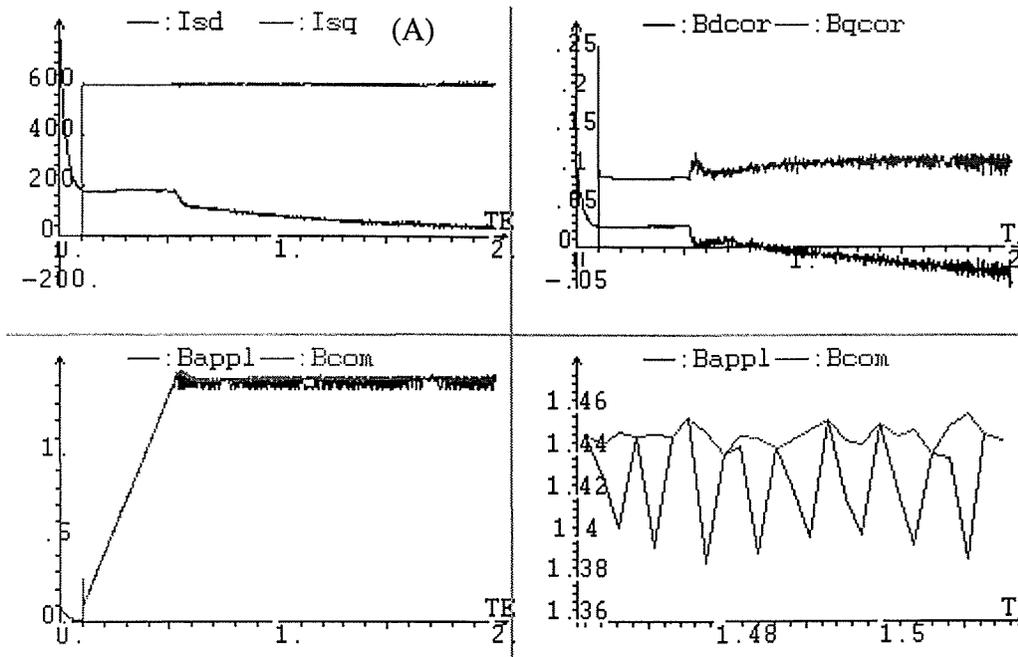


figure III.20 : fonctionnement général sans la compensation du vecteur courant.
 $T_E=T_{MLI}=5kHz$

La figure III.21 correspond à la suite de la figure III.20. Le fonctionnement « hexagonal » fait réagir la commande. On perd le contrôle : ce mode de fonctionnement fait apparaître des oscillations qui vont venir perturber la commande qui va essayer de les compenser. On peut constater que les sorties des correcteurs de courants (β_{dcor} et β_{qcor}) divergent à cause de ces oscillations.

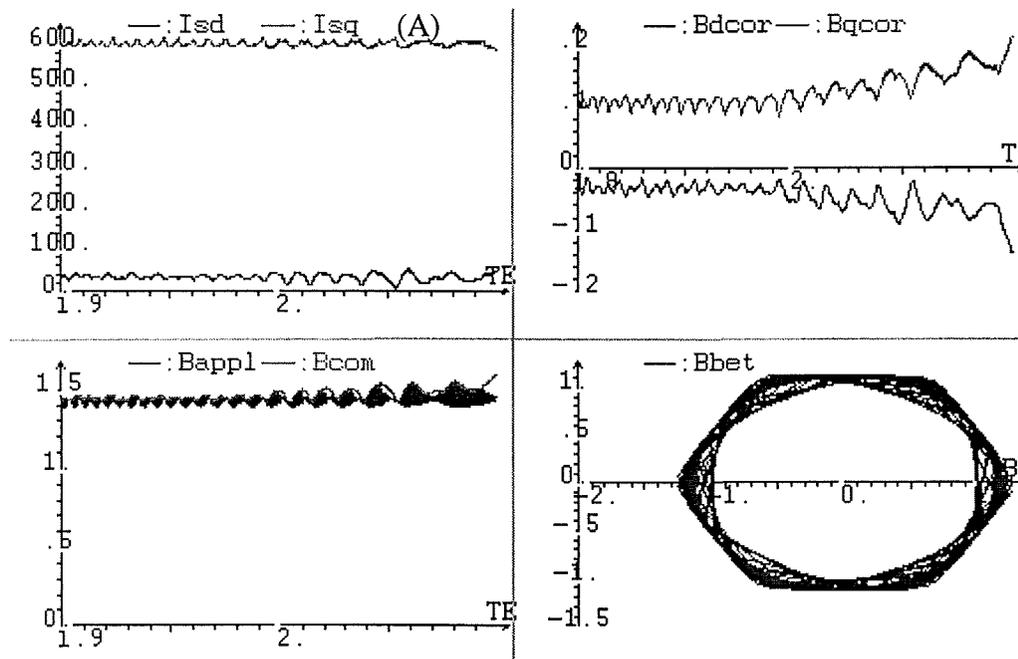


figure III.21 : fonctionnement sans la compensation du vecteur courant. $T_E=T_{MLI}=5kHz$

Les figure III.22 et figure III.23 montrent le même fonctionnement que précédemment mais avec la compensation du vecteur courant statorique pour compenser l'effet de la sur-modulation. La fréquence statorique est d'environ 450hz c'est à dire que contrairement au cas des figures précédentes on a dépassé 400hz sans que la commande perde le contrôle. On est donc arrivé à rendre inobservable les oscillations inhérentes au fonctionnement en sur-modulation.

On peut faire une remarque spéciale concernant les oscillations du couple de la figure III.23 . C'est le fonctionnement en sur-modulation qui les provoquent. On voit que les oscillations sont plus fortes quand β_{appl} diffère de β_{com} .

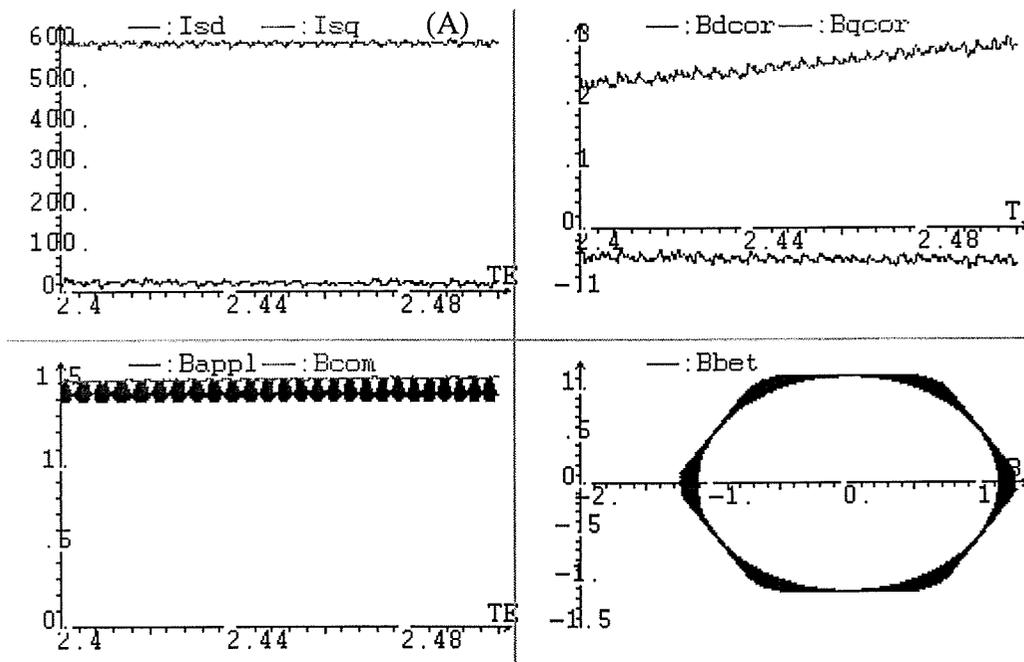


figure III.22 : fonctionnement avec compensation du vecteur courant. $T_E=T_{MLI}=5kHz$

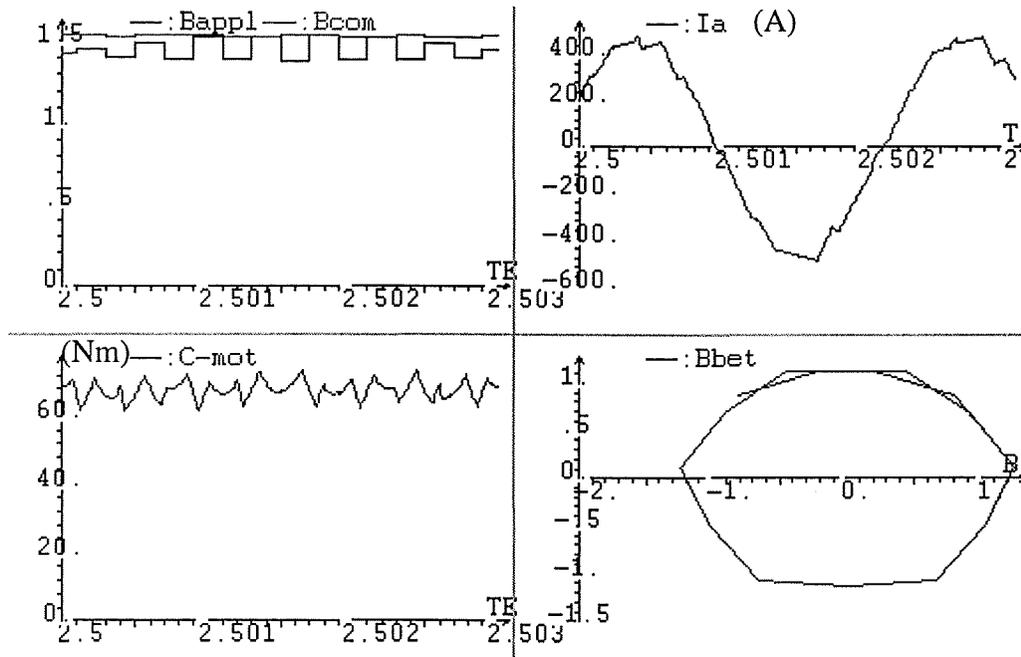


figure III.23 : fonctionnement avec compensation du vecteur courant. $T_E = T_{MLI} = 5\text{kHz}$

Pour atteindre de hautes fréquences de fonctionnement, la valeur de la fréquence de découpage est importante. Nous avons prévu de fonctionner à 5kHz mais on pourra être amené à passer à des fréquences plus faibles pour des contraintes temporelles (problème d'implantation). Les prochains résultats donnent un aperçu de cette capacité.

La figure III.24 présente des résultats équivalents à ceux de la figure précédente mais avec une fréquence de MLI de 4Khz. Les résultats sont très proches de précédents. Le système est donc capable de fonctionner correctement à cette fréquence. Ceci veut dire que l'on gagne du point de vue des pertes de commutation et aussi de la contrainte sur le temps d'exécution de l'algorithme. Nous notons que les oscillations de couple sont légèrement plus fortes.

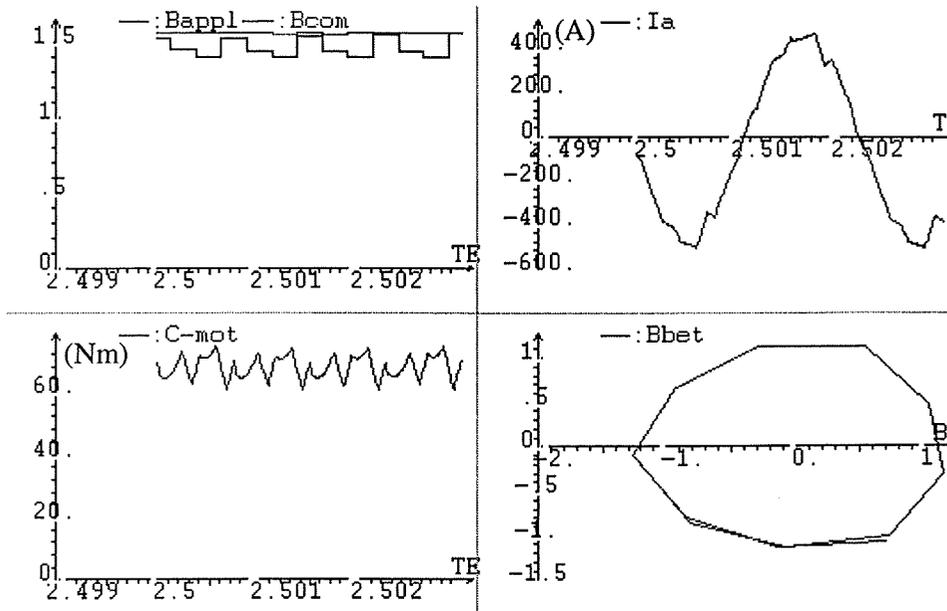


figure III.24 : fonctionnement avec compensation du vecteur courant. $T_E=T_{MLI}=4\text{kHz}$

On arrive à des valeurs minimales de l'indice de modulation : $n_{\min} = \frac{f_{mli}}{(f_s)_{\max}} = \frac{4000}{455} = 8.79$

(On peut constater cette valeur dans la courbe $\beta_\beta=f(\beta_\alpha)$: le nombre de vecteurs pour faire un tour est presque égal à neuf).

La figure III.25 présente des résultats équivalents pour une fréquence de MLI de 3.33kHz. On a encore un fonctionnement correct mais il faut prendre garde aux pulsations de couple qui deviennent de plus en plus importantes.

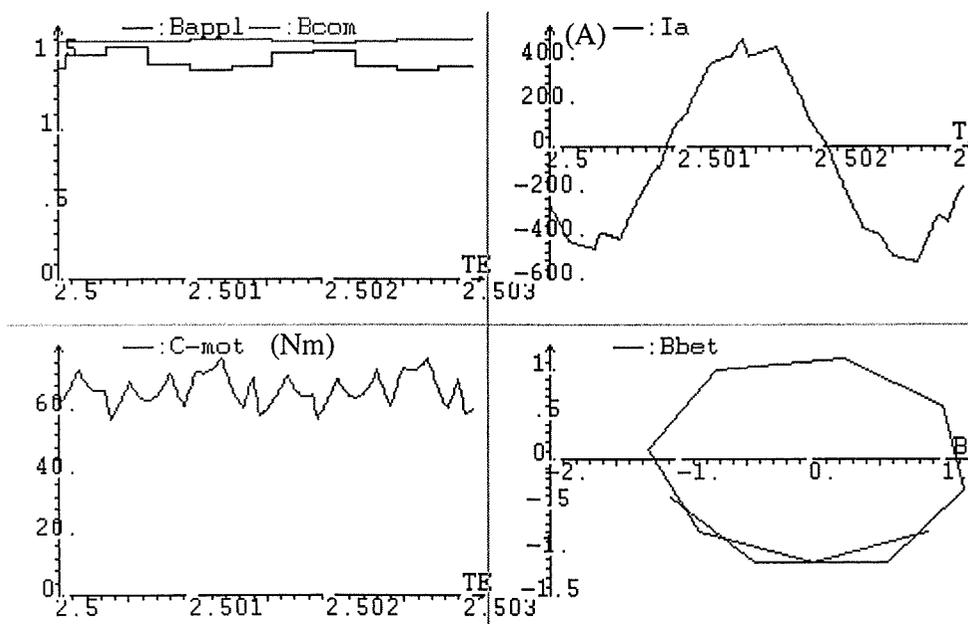


figure III.25 : fonctionnement avec compensation du vecteur courant. $T_E=T_{MLI}=3.33\text{kHz}$

Dans ce cas là, l'indice prend des valeurs vérifiant : $n_{\min} = \frac{f_{mli}}{(f_s)_{\max}} = \frac{3333}{455} = 7.33$

III.7.-RECONSTITUTION DES GRANDEURS

III.7.1.-RECONSTITUTION DU FLUX

III.7.1.1.- Introduction

Le **flux rotorique** est une variable non mesurable directement. Cependant, pour la réalisation de la commande, nous avons besoin de connaître son **amplitude** et son **orientation**.

Pour reconstituer le flux, nous avons deux grandes familles de fonctions : des estimateurs de flux, ou des observateurs de flux.

La commande vectorielle dans sa version la plus simple utilise un estimateur de flux fondé sur l'expression du flux rotorique dans la machine (eq. II.82). Extrêmement simple, il ne répond pas de façon complètement satisfaisante aux besoins de précision et de rapidité. Les estimateurs de flux peuvent être utilisables à partir d'une certaine vitesse mais posent des problèmes à faible vitesse à cause des incertitudes sur la connaissance de R_s .

Un observateur permet de reconstituer le flux dans des conditions où l'estimateur est inefficace.

L'**observateur** recherché doit fonctionner correctement particulièrement à **basse vitesse** et doit être **robuste** et **fiable**. Dans la littérature, nous avons trouvé plusieurs structures d'observateurs [KUB-90], [KUB-91], [SCH-92], [TAJ-91], [VER-88] et nous avons dû faire le choix qui nous convenait le mieux.

Une des difficultés pour la synthèse de l'observateur réside dans la grande variation de la dynamique du procédé du fait de sa grande plage de vitesse. Un observateur classique avec des gains fixes ne suffira pas car il ne pourra pas être « optimal » au delà d'une plage de fréquence limitée. Nous sommes donc obligés de choisir un observateur avec des gains variables. Ceci amène une contrainte supplémentaire car il va falloir recalculer des coefficients périodiquement.

Dans la recherche d'**observateurs à gain variable**, nous avons choisi un observateur complet très intéressant car il possède une dynamique proportionnelle à celle de la machine. Les variables observées sont les flux rotoriques et les courants statoriques. L'asservissement des courants observés vis à vis des vrais courants joue favorablement en terme de stabilité.

Nous aborderons le problème posé par sa discrétisation. Nous parlerons brièvement de l'estimateur de flux et de la transition entre les deux fonctions. Ensuite, nous exposerons une **méthode pour estimer la vitesse** qui repose sur le flux observé/estimé et qui permet de ne pas utiliser un capteur spécifique. Quelques résultats à basse vitesse seront présentés afin d'avoir une idée du comportement de l'ensemble dans la zone de fonctionnement la plus délicate.

III.7.1.2.- Observateur de flux

La dynamique de l'observateur doit toujours être au moins la même que celles des variables d'état de la machine pour pouvoir suivre le comportement des grandeurs à reconstruire. Ceci nous a amené à utiliser une structure qui possède une dynamique toujours proportionnelle à celle de la machine (les pôles de l'observateur sont proportionnels à ceux de la machine à induction). Grâce à cette considération, et sachant qu'une machine à induction est stable en elle-même, l'observateur lui-même restera stable.

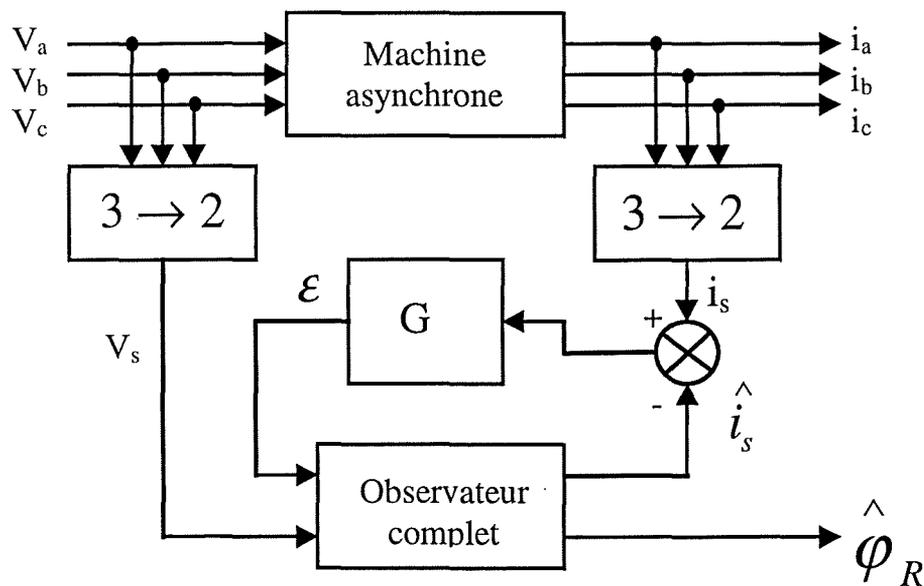


figure III.26 : schéma de l'observateur

Dans le schéma de la figure III.26, les variables reconstruites sont les courants statoriques et les flux rotoriques dans le référentiel fixe (Concordia) : $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$, les entrées étant les tensions appliquées au stator de la machine. Il faut noter que les gains de la matrice G varient avec la vitesse de manière que les pôles soient proportionnels à ceux de la machine.

Les équations de l'observateur proposé dans le schéma précédent sont les suivantes [LUB-99]:

En notant X le vecteur des variables d'état, U le vecteur des entrées, A_ω la matrice d'état qui dépend de la vitesse, B la matrice d'entrée et G la matrice des gains :

$$\hat{X} = [\hat{i}s_\alpha \quad \hat{i}s_\beta \quad \hat{\varphi}r_\alpha \quad \hat{\varphi}r_\beta]^T \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad U = \begin{bmatrix} Vs_\alpha \\ Vs_\beta \end{bmatrix}$$

$$A_\omega = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & \frac{a_{12}}{\tau_r} & a_{12}\omega \\ 0 & a_{11} & -a_{12}\omega & \frac{a_{12}}{\tau_r} \\ a_{21} & 0 & a_{22} & -\omega \\ 0 & a_{21} & \omega & a_{22} \end{bmatrix} \quad \text{avec :} \quad \begin{aligned} a_{11} &= \frac{-R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma \cdot \tau_r} \\ a_{12} &= \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \\ a_{21} &= \frac{L_m}{\tau_r} \\ a_{22} &= -\frac{1}{\tau_r} \end{aligned} \quad (\text{eq. III.21})$$

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix} \quad \text{avec :} \quad \begin{aligned} g_1 &= (k-1)(a_{11} + a_{22}) \\ g_2 &= (k-1)\omega \\ g_3 &= (k^2 - 1) \left(a_{21} + \frac{a_{11}}{a_{12}} \right) - \frac{g_1}{a_{12}} \\ g_4 &= -\frac{g_2}{a_{12}} \end{aligned}$$

k étant le coefficient que nous allons utiliser pour placer les pôles de l'observateur.

D'après la bibliographie [KUB-90], il est convenable d'avoir un rapport entre 1.5 et 5. Les simulations nous ont montrés qu'il est difficile de donner une dynamique à l'observateur deux fois supérieure à celle de la machine. Nous sommes restés à un rapport de 1.5.

La figure III.27 montre l'évolution des pôles de la machine et ceux de l'observateur :

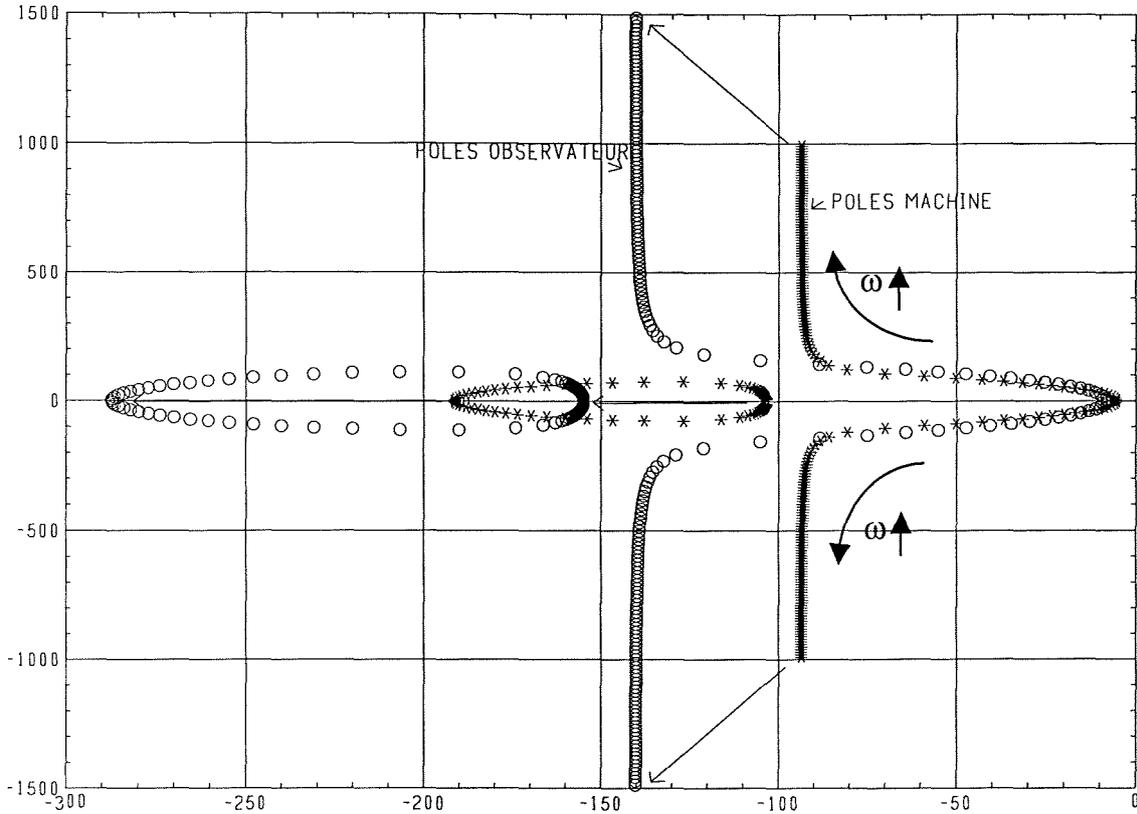


figure III.27 : Evolution des pôles de la machine et de l'observateur en fonction de la vitesse

Nous observons sur cette figure que la dynamique de l'observateur reste effectivement proportionnelle à celle de la machine. L'observateur proposé est donc stable.

Remarque : nous voyons que pour $k=1$ la matrice G devient nulle et donc il n'y a pas de retour. L'observateur travaille en boucle ouverte.

III.7.1.3.- Discrétisation

Cette matrice qui assure les fonctions d'un correcteur est calculée à chaque période de calcul de manière à avoir la dynamique désirée. Le fait de fixer la dynamique de l'observateur par rapport à la dynamique de la machine augmente donc le temps de calcul.

Pour implanter l'observateur nous devons procéder à sa discrétisation.

La représentation continue s'exprime :

$$\frac{d}{dt} \bar{X}(t) = A_{\omega} \cdot \bar{X}(t) + B \cdot \bar{U}(t) \tag{eq. III.22}$$

Cette équation différentielle a comme solution :

$$\bar{X}(t) = \phi(t, t_0) \cdot \bar{X}(t_0) + \int_{t_0}^t \phi(t, \theta) \cdot B \cdot \bar{U}(\theta) \cdot d\theta$$

tel que $\phi(t, t_0) = e^{A_\omega(t-t_0)}$ matrice de transition.

Aux instants d'échantillonnage, nous avons les états suivants :

$$\bar{X}[(k+1) \cdot T] = e^{A_\omega[(k+1)T - kT]} \cdot \bar{X}[k \cdot T] + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A_\omega[(k+1)T - \theta]} \cdot B \cdot \bar{U}(\theta) \cdot d\theta \text{ soit encore}$$

$$\bar{X}(k+1) = e^{A_\omega T} \cdot \bar{X}[k \cdot T] + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A_\omega[(k+1)T - \theta]} \cdot B \cdot \bar{U}(\theta) \cdot d\theta \quad (\text{eq. III.23})$$

Et nous pouvons en tirer une représentation analogue à la représentation continue :

$$\bar{X}(k+1) = A_d \bar{X}(k) + B_d \bar{U}(k) \quad (\text{eq. III.24})$$

La matrice A_d devient une matrice exponentielle : $e^{A_\omega T_E}$.

Nous pouvons approcher cette exponentielle de la façon suivante en considérant que les angles $\omega_s T_E$ sont faibles :

$$e^{A_\omega T_E} = I + A_\omega T_E + \frac{1}{2} T_E^2 A_\omega^2 + \frac{1}{3 \cdot 2} T_E^3 A_\omega^3 + \dots$$

Pour l'implantation, nous devons retenir un nombre réduit de. Nous avons donc un compromis à réaliser entre l'exactitude souhaitée et le temps de calcul du développement choisi.

Pour donner une idée de l'effet de la discrétisation, nous montrons sur la figure III.28 les évolutions des pôles de l'observateur continu ainsi que ceux des observateurs discrets (1^{er} et 2^{ème} ordre).

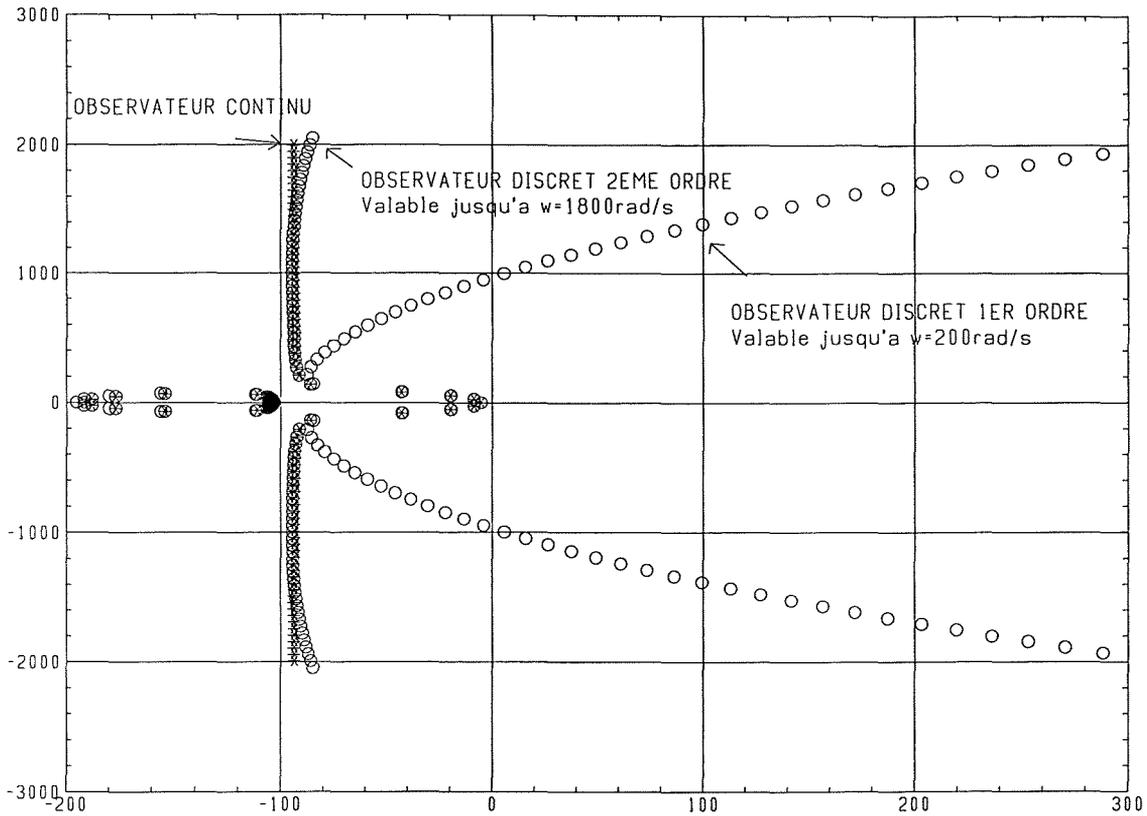


figure III.28: localisation des pôles des observateurs continu, discret 1^{er} et 2^{ème} ordre.

Nous pouvons conclure de cette figure que l'approximation par le développement au premier ordre est valable jusqu'à $\omega=200\text{rad/s}$ ($f=32\text{Hz}$) et un développement au deuxième ordre nous amène jusqu'à $\omega=1800\text{rad/s}$ ($f=286\text{Hz}$).

Dans un premier temps, nous réalisons pour l'implantation un développement au 1^{er} ordre, c'est à dire, la discrétisation la plus simple.

$$\bar{X}(k+1) = (I + A_{\omega}T_E)\bar{X}(k) + B_dT_E\bar{U}(k) \quad (\text{eq. III.25})$$

Cette approximation équivaut à faire la dérivée de la façon suivante : $\frac{d}{dt}X = \frac{X_k - X_{k-1}}{T_E}$

La figure III.29 présente le résultat en simulation de l'observateur discrétisé au premier ordre.

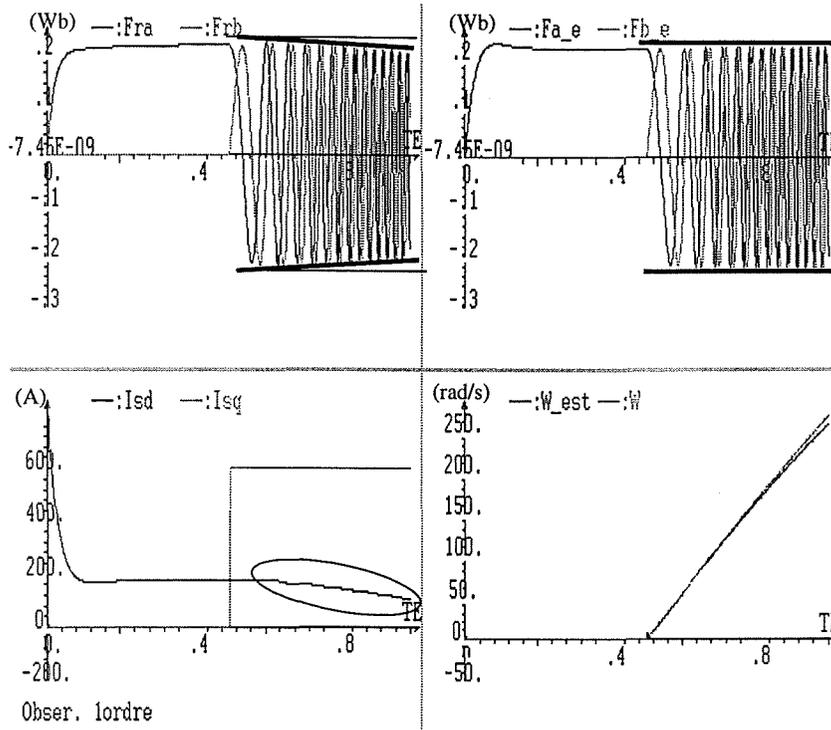


figure III.29 : Observateur discret 1^{er} ordre : $\varphi_{\alpha}, \varphi_{\beta}$ réel et estimé, i_{sd} et i_{sq} , ω réelle et estimée

Nous pouvons apprécier qu'au fur et à mesure que la pulsation croit, le flux dans la machine décroît en amplitude alors que le flux estimé reste à amplitude constante.

Remarque :

Le développement au premier ordre n'est plus valable au delà d'une pulsation de $\omega=200\text{rad/s}$ pour une période d'échantillonnage de $200\mu\text{s}$.

Avec un développement au deuxième ordre, l'équation d'état discrète s'écrit :

$$\bar{X}_{(k+1)} = \left(I + A_{\omega} \cdot T_E + \frac{1}{2} \cdot T_E^2 \cdot A_{\omega}^2 \right) \cdot \bar{X}_{(k)} + T_E \cdot \left(B + \frac{T_E}{2} \cdot A_{\omega} \cdot B \right) \cdot U_{(k)} \quad (\text{eq. III.26})$$

La figure III.30 présente le résultat obtenu avec cet observateur :

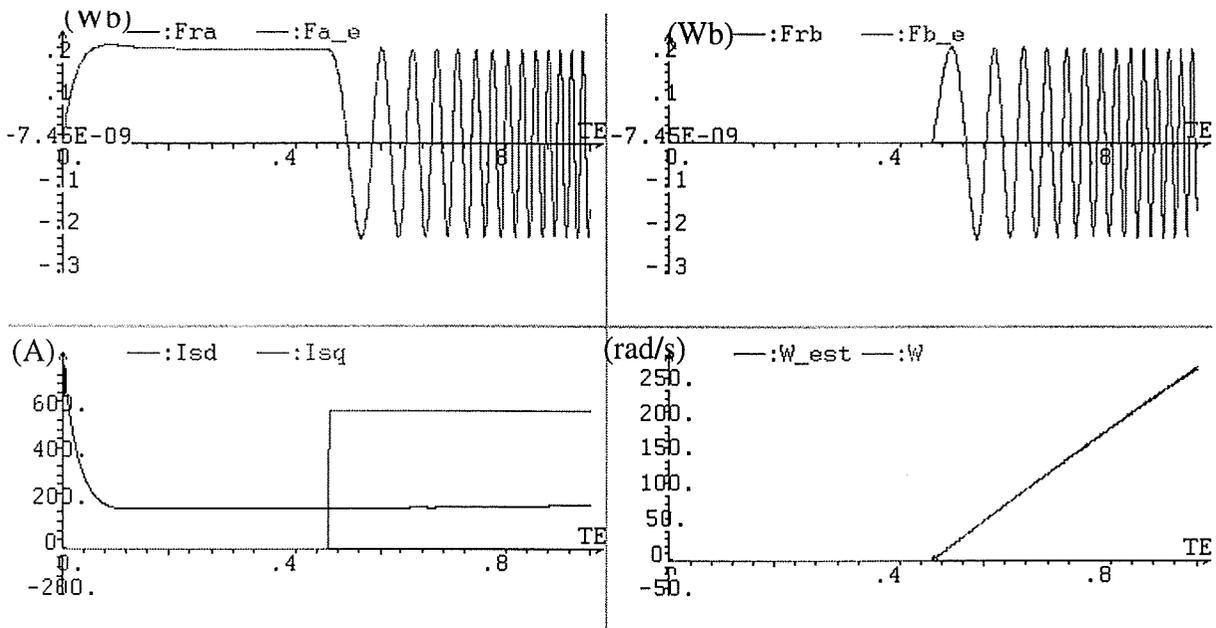


figure III.30 : Observateur discret 2^{ème} ordre : $\varphi_\alpha, \varphi_\beta$ réel et estimé, i_{sd} et i_{sq} , ω réelle et estimée

Dans ce cas, la reconstitution du flux est correcte jusqu'à une pulsation de 1800 rad/s.

Plus on augmente l'ordre, plus les calculs seront précis mais plus leur durée sera importante. Pour obtenir un compromis, il est possible d'envisager une autre solution : utiliser l'observateur avec développement au premier ou bien deuxième ordre à basse vitesse et utiliser un simple estimateur à moyenne et haute vitesse. L'estimateur repose sur l'équation $\vec{\varphi}_s = \int \vec{V}_s - R_s \cdot \vec{i}_s$. Cet estimateur ne peut pas être utilisé à basse vitesse car le paramètre R_s joue alors un rôle important et une imprécision dans sa connaissance n'assure pas une bonne estimation. Mais, à partir d'une certaine vitesse, nous pouvons considérer la résistance négligeable. De plus, n'ayant jamais à intégrer un signal continu, nous pouvons remplacer l'intégrateur par un transfert au premier ordre.

III.7.1.4.- Transition observateur - estimateur

Conduire l'estimation du flux de deux manières différentes oblige à gérer la transition qui assure le passage entre les deux méthodes et dans les deux sens.

La transition consiste essentiellement à initialiser les termes récurrents. Le passage à l'estimateur nécessite d'initialiser l'intégrateur. Si le passage à l'observateur s'effectue à un instant k , on doit initialiser les termes de flux et de courant de l'instant $k-1$.

Il est important de plus de fixer un écart entre les fréquences de passage de l'observateur vers l'estimateur et le passage inverse.

Les essais nous ont appris qu'un hystérésis de 10 Hz peut suffire.

La figure III.31 montre le passage de l'observateur développé au premier ordre à l'estimateur.

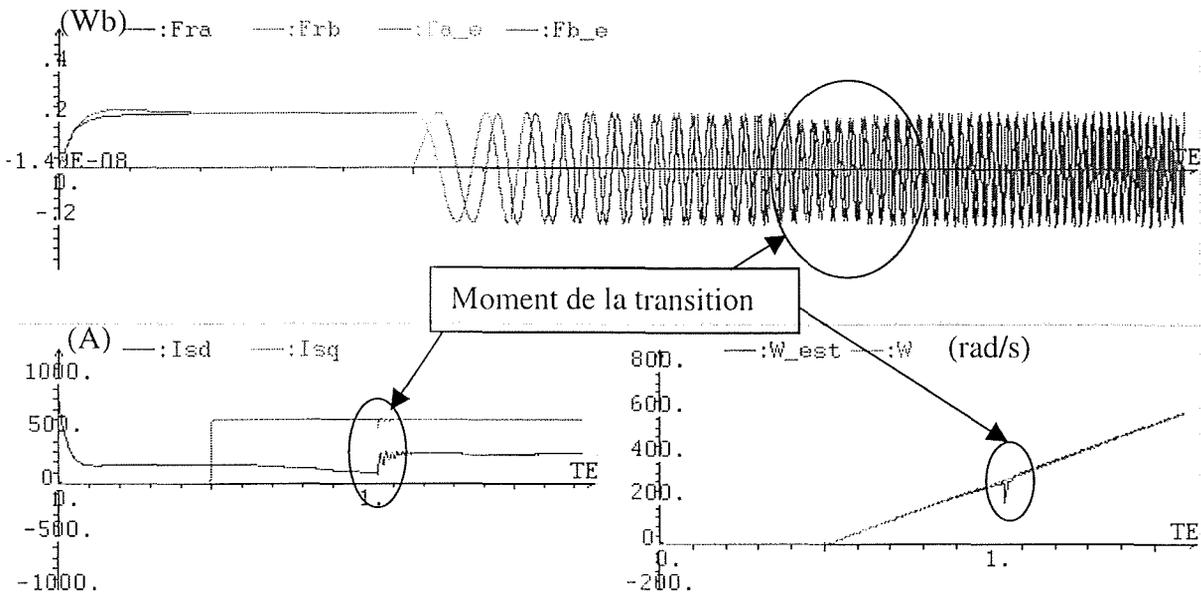


figure III.31 : transition entre l'observateur et l'estimateur à vitesse croissante

Nous pouvons constater qu'il reste un transitoire mais cette solution peut constituer une alternative acceptable n'exigeant pas de calculs très compliqués.

Une transition graduelle peut aussi être envisagée. Au lieu de faire la transition instantanément, d'un échantillon à l'autre, on peut définir une plage de fréquence $[f_1, f_2]$ dans laquelle l'observateur et l'estimateur fonctionnent tous les deux, de façon à obtenir une moyenne pondérée des deux. La figure suivante explique ce fonctionnement :

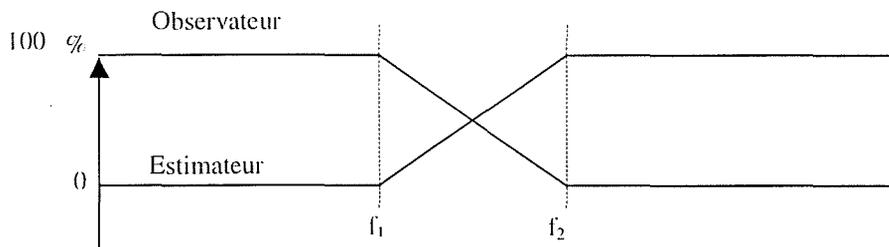


figure III.32 : transition graduelle entre l'observateur et l'estimateur

La fréquence f_1 doit être choisie à une valeur où l'observateur est encore valable, puis la fréquence $f_2 = f_1 + 10\text{Hz}$.

III.7.2.-ESTIMATEUR DE VITESSE

En général la vitesse est variable. Cependant, il est valide de traiter la vitesse comme un paramètre constante si sa variation est lente par rapport à celles de flux et courants (ce qui est vrai dans cette application). En se basant dans le concept de super-stabilité, nous allons estimer la vitesse de manière que le système élaboré soit asymptotiquement stable.

En faisant la différence entre le système réel et celui estimé on obtient l'expression suivante :

$$P \begin{bmatrix} \varepsilon_i \\ \varepsilon_\varphi \end{bmatrix} = (A + G) \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_i \\ \varepsilon_\varphi \end{bmatrix} + \Delta A \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\varphi}_r \end{bmatrix} = (A + G) \cdot \varepsilon - W \quad (\text{eq. III.27})$$

avec $\varepsilon_i = i_s - \hat{i}_s$, $\varepsilon_\varphi = \varphi_r - \hat{\varphi}_r$, $\Delta A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{J \cdot L_m}{\sigma \cdot L_R \cdot L_S} \\ 0 & J \end{bmatrix} \cdot (\omega - \hat{\omega})$ et $W = -\Delta A \cdot [\hat{i}_s, \hat{\varphi}_r]^T$

Le système est hyperstable si nous remplissons deux conditions. D'une part la matrice $[pI - (A + G)]^{-1}$ doit être strictement positive réelle. Nous pouvons montrer que c'est le cas mais la démonstration est particulièrement longue et laborieuse [YAN-92].

D'autre part la partie non linéaire doit satisfaire le critère de Popov :

$$\int_0^{t_0} \varepsilon^T \cdot W \cdot dt \geq -\lambda^2, \lambda = \text{const} \quad (\text{eq. III.28})$$

L'intégral peut se mettre de la forme suivante:

$$\begin{aligned} \int_0^{t_0} \varepsilon^T \cdot W \cdot dt &= -\int_0^{t_0} [\varepsilon_i, \varepsilon_\varphi]^T \cdot (\Delta A \cdot \Delta w) dt = \\ &= -\int_0^{t_0} \left(M - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_S \cdot L_R} \right) \cdot (\omega - \hat{\omega}) \cdot (\varepsilon_i^T \cdot J \cdot \hat{\varphi}_R) dt \end{aligned} \quad (\text{eq. III.29})$$

où ε_φ es remplacé par $M\varepsilon_i$, si on assume $|\varepsilon_\varphi| \leq M|\varepsilon_i|$.

Si on réalise l'estimation de vitesse suivant l'équation (eq. III.30) :

$$\omega = \left(Kp + \frac{Ki}{p} \right) \cdot (\varepsilon_{i\alpha} \cdot \hat{\varphi}_\beta - \varepsilon_{i\beta} \cdot \hat{\varphi}_\alpha) \quad \text{avec} \quad \begin{aligned} \varepsilon_{i\alpha} &= i_\alpha - \hat{i}_\alpha \\ \varepsilon_{i\beta} &= i_\beta - \hat{i}_\beta \end{aligned} \quad (\text{eq. III.30})$$

K_p et K_i étant les termes proportionnelle et intégral respectivement.

On peut démontrer que l'intégral vérifie le critère de Popov en partant de l'équation suivante :

$$\int_0^{t_0} k \left\{ \frac{df(t)}{dt} \right\} f(t) \cdot dt = \frac{k}{2} [f^2(t_0) - f^2(0)] \geq -\frac{1}{2} k f^2(0) \quad (\text{eq. III.31})$$

en posant $f(t) = \varepsilon_i^T \cdot \hat{\varphi}_R$

Nous pouvons en conclure que le système est asymptotiquement stable en boucle fermée.

Le sens physique de l'équation (eq. III.30) n'est pas évident à voir. Mais on peut en donner une interprétation. Premièrement, un produit vectoriel est fait entre les courants et les flux. Ceci nous donne une grandeur homogène à un couple et proportionnelle à une accélération. L'intégrale de cette accélération nous donne bien une vitesse. Deuxièmement, les erreurs d'estimation des courants sont produites (en dehors de possibles erreurs des mesures ou des imprécisions des paramètres) par des accélérations de la machine. Les accélérations provoquent des décalages dans le temps des courants estimés par rapport aux courants réels. Si la machine accélère, le vecteur courant sera en avance par rapport au courant estimé. Nous utilisons cet écart pour avoir une idée de l'accélération et donc de la vitesse.

Cependant cet estimateur de vitesse a occasionné quelques problèmes par la suite. La théorie est juste mais dans la mise en œuvre le fait de travailler avec des courants mesurés bruités rend difficile son exploitation. Le bruit et les imprécisions de mesure font que l'estimation de vitesse n'est pas utilisable dans la commande.

Une deuxième méthode est donc utilisée ; elle consiste à exploiter directement l'estimation du vecteur flux rotorique pour en déduire la pulsation statorique. Une fois que ω_s est connue, on obtient la vitesse rotorique à partir de l'expression $\omega = \omega_s - \omega_r$, en sachant que la pulsation rotorique est théoriquement égale à :

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{\hat{\tau}_r} \cdot \frac{i_{s_q}}{i_{s_d}} \quad (\text{eq. III.32})$$

L'avantage de se servir du flux rotorique et non du flux statorique est que le flux rotorique tourne de façon plus régulière que le flux statorique.

On peut déduire tout de suite la position statorique :

$$\hat{\theta}_r = \text{Arctg} \left(\frac{\hat{\varphi}_{r_\beta}}{\hat{\varphi}_{r_\alpha}} \right) \quad (\text{eq. III.33})$$

En appliquant la dérivée on obtient la pulsation statorique :

$$\hat{\omega}_s = \frac{d\hat{\theta}_s}{dt} = \frac{1}{\hat{\varphi}_r} \left[\hat{\varphi}_{r_\alpha} \frac{d(\hat{\varphi}_{r_\beta})}{dt} - \hat{\varphi}_{r_\beta} \frac{d(\hat{\varphi}_{r_\alpha})}{dt} \right] \quad (\text{eq. III.34})$$

Les expressions des dérivées des flux sont calculées grâce aux équations suivants :

$$\frac{d(\hat{\varphi}_{r_{\alpha,\beta}})}{dt} = \frac{L_r}{L_m} \left[\frac{d(\hat{\varphi}_{s_{\alpha,\beta}})}{dt} - \sigma L_s \frac{d(i_{s_{\alpha,\beta}})}{dt} \right] \quad \text{avec : } \frac{d(\hat{\varphi}_{s_{\alpha,\beta}})}{dt} = V_{s_{\alpha,\beta}} - R_s \cdot i_{s_{\alpha,\beta}}$$

L'équation (eq. III.34) se simplifie si l'on travaille en échantillonné sachant que :

$$\left(\widehat{\varphi}_{r\alpha}\right)_{k-1} = \left(\widehat{\varphi}_r\right)_{k-1} \cdot \cos\left(\widehat{\theta}_s\right)_{k-1} \quad \left(\widehat{\varphi}_{r\alpha}\right)_k = \left(\widehat{\varphi}_r\right)_k \cdot \cos\left(\widehat{\theta}_s\right)_k$$

$$\left(\widehat{\varphi}_{r\beta}\right)_{k-1} = \left(\widehat{\varphi}_r\right)_{k-1} \cdot \sin\left(\widehat{\theta}_s\right)_{k-1} \quad \left(\widehat{\varphi}_{r\beta}\right)_k = \left(\widehat{\varphi}_r\right)_k \cdot \sin\left(\widehat{\theta}_s\right)_k$$

$$\left(\widehat{\varphi}_r\right)_k \equiv \left(\widehat{\varphi}_r\right)_{k-1}$$

$$\sin\left[\left(\widehat{\theta}_s\right)_k - \left(\widehat{\theta}_s\right)_{k-1}\right] = \sin\left(\widehat{\theta}_s\right)_k \cdot \cos\left(\widehat{\theta}_s\right)_{k-1} - \sin\left(\widehat{\theta}_s\right)_{k-1} \cdot \cos\left(\widehat{\theta}_s\right)_k \equiv \left(\Delta\widehat{\theta}_s\right)_k$$

on arrive à :

$$\left(\Delta\widehat{\theta}_s\right)_k \equiv \frac{1}{\left(\varphi_r^2\right)_k} \left[\left(\widehat{\varphi}_{r\beta}\right)_k \left(\widehat{\varphi}_{r\alpha}\right)_{k-1} - \left(\widehat{\varphi}_{r\alpha}\right)_k \left(\widehat{\varphi}_{r\beta}\right)_{k-1} \right] \quad (\text{eq. III.35})$$

et par conséquent on obtient l'estimateur de $\widehat{\omega}_s$:

$$\left(\widehat{\omega}_s\right)_k \equiv \frac{1}{\left(\varphi_r^2\right)_k} \frac{1}{T_E} \left[\left(\widehat{\varphi}_{r\beta}\right)_k \left(\widehat{\varphi}_{r\alpha}\right)_{k-1} - \left(\widehat{\varphi}_{r\alpha}\right)_k \left(\widehat{\varphi}_{r\beta}\right)_{k-1} \right] \quad (\text{eq. III.36})$$

On peut en déduire ensuite :

$$\widehat{\omega} = \widehat{\omega}_s - \widehat{\omega}_r \quad (\text{eq. III.37})$$

La précision de l'estimation va dépendre directement de l'exactitude de la connaissance de la constante de temps rotorique et de l'inductance magnétisante. En effet la pulsation rotorique peut être mise sous la forme :

$$\widehat{\omega}_r = \frac{\widehat{R}_r}{\widehat{L}_r} \frac{\widehat{L}_m}{\widehat{\varphi}_r} i_{sq} \quad (\text{eq. III.38})$$

Il sera nécessaire de réaliser un filtrage de la vitesse en aval de façon à avoir une dynamique cohérente par rapport à la réalité. Le filtrage numérique proposé est simple et de la forme suivante :

$$\widehat{\omega}_k = a \cdot \widehat{\omega}_{k-1} + (1-a) \cdot (\widehat{\omega}_s - \widehat{\omega}_r)$$

$$\text{avec } a = e^{-\frac{T_E}{\tau_f}} ; \tau_f \text{ constante de temps du filtre.} \quad (\text{eq. III.39})$$

III.7.3.-ROBUSTESSE

III.7.3.1.- Introduction

Nous avons défini une commande vectorielle sans capteur de vitesse. Nous allons maintenant étudier l'influence des variations d'états magnétique et thermique ainsi que les différentes incertitudes sur le comportement de l'ensemble du système.

III.7.3.2.-Influence des variations des résistance

Nous savons que les résistances varient avec la température. Mais nous ne possédons pas de capteur de température pour être informé de ces variations. Nous allons voir quels sont les effets causés par des incertitudes dans la connaissance de leur valeurs.

III.7.3.3.- Résistance statorique :

Dans la figure III.33, nous présentons les résultats dans le cas où la résistance statorique estimée \hat{R}_s est supérieure à la résistance moteur R_s .

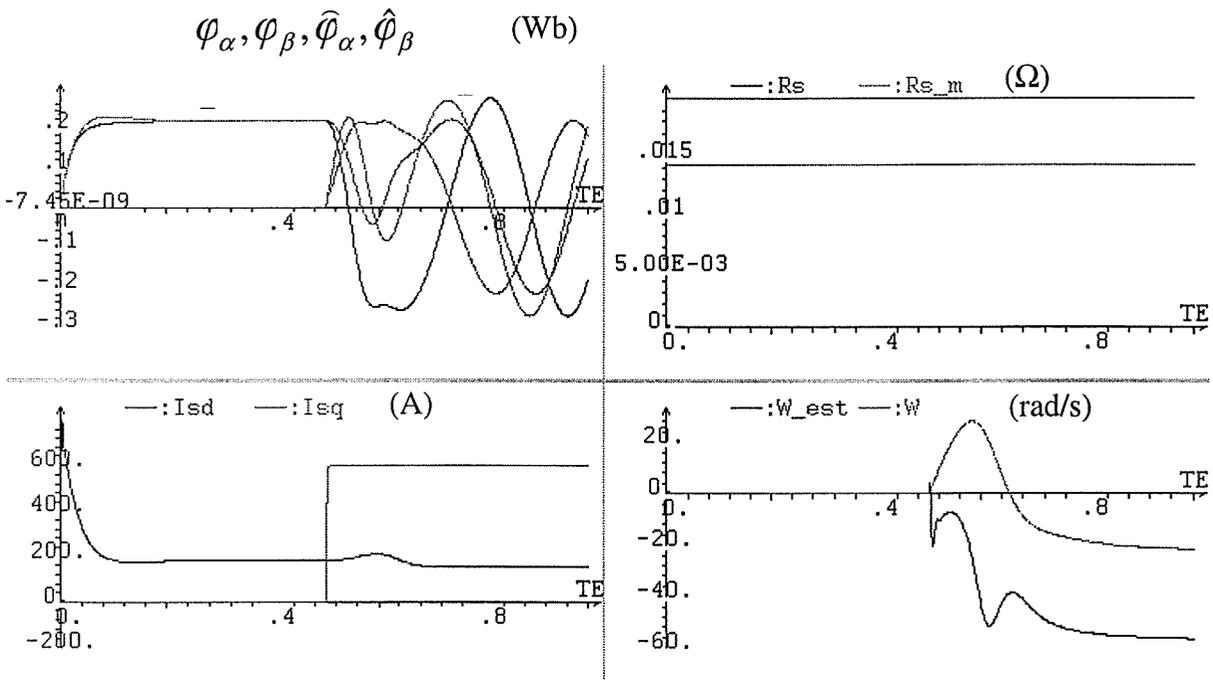


figure III.33 : Résistance estimée supérieure à celle réelle (50%)

Le résultat montre que cet écart dans la résistance estimée devient catastrophique. Ceci est un problème classique dans les commandes sans capteur de vitesse [ZOL-97] (voir II.5.5). Le système n'arrive pas à surmonter l'erreur d'estimation sur R_s .

Dans la figure III.34, nous avons aussi une erreur dans R_s , mais cette fois ci, \hat{R}_s est inférieure à celle de la machine.

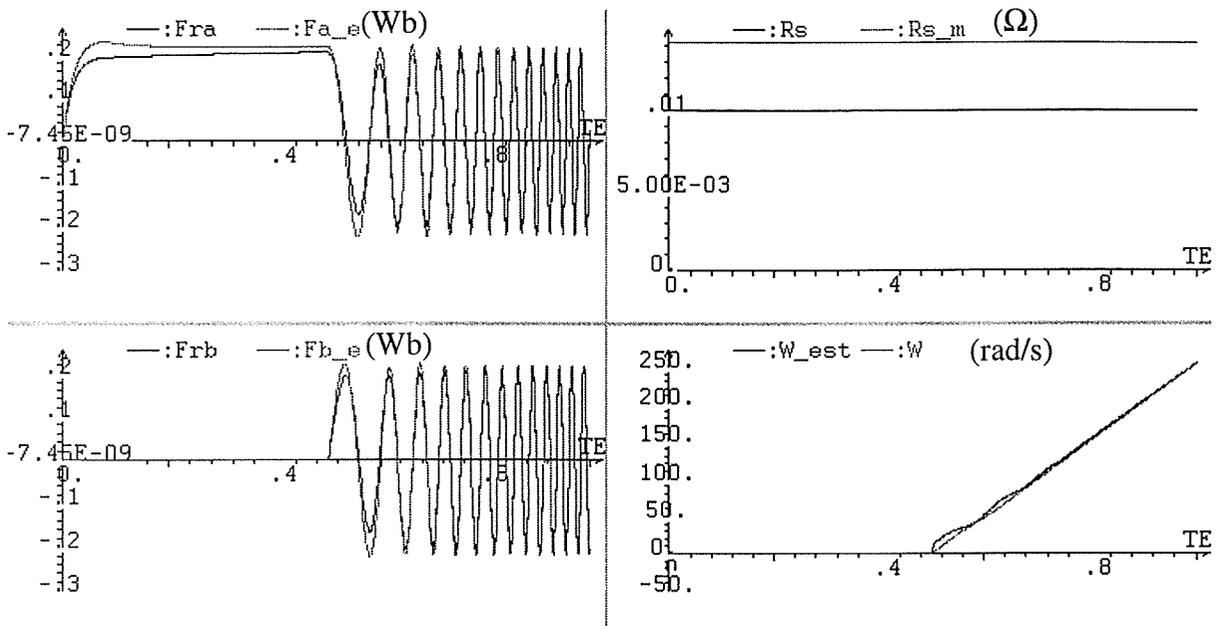


figure III.34 : Résistance estimée inférieure à celle réelle (50%)

Le résultat n'est plus le même que le précédent. Nous observons une faible erreur dans le flux pendant l'établissement du flux qui disparaît au fur et à mesure que la vitesse de la machine augmente, le terme résistif devenant moins influent.

Nous pouvons donc conclure, qu'en ce qui concerne la résistance R_s , il est indispensable d'avoir une valeur estimée toujours inférieure ou égale à celle de la machine. Une solution très simple consisterait à appliquer un coefficient proche mais inférieur à un pour avoir une marge de sécurité et éviter ainsi de possibles risques d'instabilité (figure III.33). Nous pouvons également envisager une adaptation des valeurs de la résistance R_s .

Correction de la résistance statorique [KAT-97], [YAN-93]:

La solution proposée pour la correction de R_s est la suivante :

$$\frac{d(\hat{R}_s)}{dt} = \lambda (\varepsilon_{is_\alpha} \hat{i}_{s_\alpha} + \varepsilon_{is_\beta} \hat{i}_{s_\beta}) \quad \text{où} \quad \begin{cases} \varepsilon_{is_\alpha} = \hat{i}_{s_\alpha} - i_{s_\alpha} \\ \varepsilon_{is_\beta} = \hat{i}_{s_\beta} - i_{s_\beta} \end{cases} \quad \text{et } \lambda > 0 \quad (\text{eq. III.40})$$

L'estimation de R_s est faite à partir des courants estimés et des erreurs sur les courants. Cette méthode repose sur le fait que les erreurs dans l'estimations de courants sont dues aux erreurs sur la connaissance de R_s . Ces erreurs sont pondérées par les valeurs estimées de manière à

avoir une erreur globale que nous utiliserons pour agir sur la résistance R_s . La valeur de λ est calculée empiriquement.

Pendant l'établissement du flux, la vitesse de rotation étant nulle, une erreur dans la connaissance de R_s va venir provoquer une mauvaise estimation des courants. Ceci nous amène à utiliser ces erreurs de courants pour corriger la valeur de la résistance R_s . Dans la figure III.35, nous avons supposé une valeur de \hat{R}_s estimée de 0.02Ω , soit une erreur de +50% par rapport à la résistance de la machine ($R_s=0.0142\Omega$).

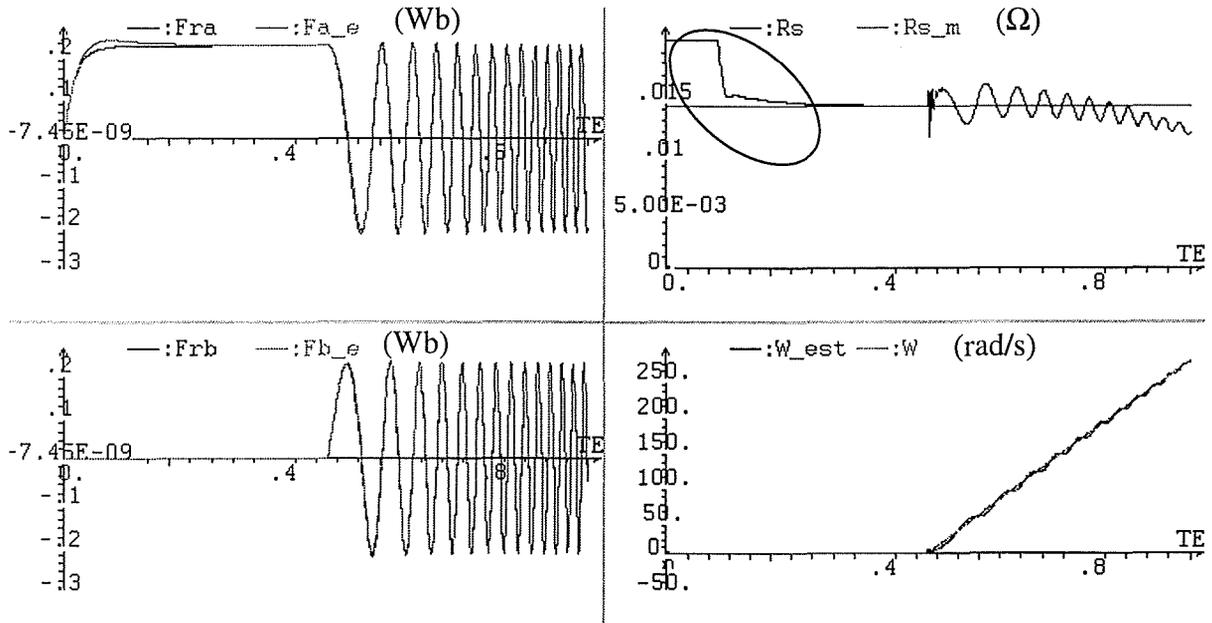


figure III.35 : Correction de R_s . $\hat{R}_{s\text{initiale}} > R_s$.

Nous commençons à partir de $t=0.1s$ à utiliser l'algorithme de correction de \hat{R}_s et nous pouvons observer qu'en moins de 300ms nous arrivons à bien identifier R_s .

A partir de l'instant d'application du couple, nous avons laissé active la correction de R_s pour tester son comportement. Nous voyons que l'estimation commence à osciller et nous constatons aussi une dérive. L'explication que nous pouvons donner à ces phénomènes est que quand le couple est appliqué, la tension (Vs) commence à croître. Plus elle croît, moins la valeur de R_s a de l'influence et donc plus son estimation est difficile.

Dans l'application visée, l'arrêt du véhicule se produit relativement souvent. De plus, les variations thermiques ont toujours une constante de temps élevée. Nous savons aussi que dans le stator nous disposons d'un circuit d'eau pour le refroidissement. Tout ceci nous amène à conclure que l'estimation de \hat{R}_s peut être faite seulement pendant les arrêts du véhicule.

La figure III.36 montre le cas où nous partons d'une valeur plus petite pour la résistance estimée. L'estimation converge bien vers la valeur réelle. A partir de l'instant d'application du couple, nous avons les mêmes phénomènes que précédemment.

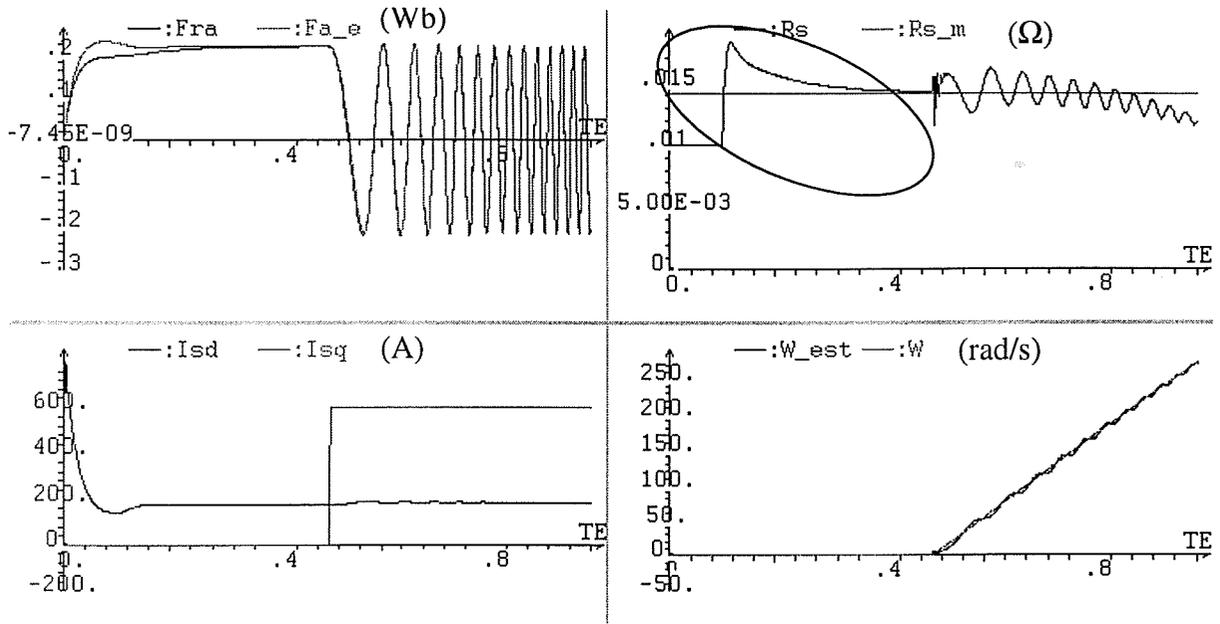


figure III.36 : Correction de R_s . $\hat{R}_{s_{initiale}} < R_s$. Erreur #50%.

Un autre moyen d'estimer la résistance R_s pourrait être de considérer la trajectoire du courant statorique, c'est à dire, la courbe $i_\beta = f(i_\alpha)$. Nous devons agir de façon que le cercle décrit par le courant soit centré par rapport à l'origine (point (0,0)). Le problème de cette méthode est que nous ne pouvons pas dissocier cet effet de celui des offsets de courant.

III.7.3.4.-Résistance rotorique : R_r

De la même manière que pour la résistance R_s , la résistance R_r va varier avec la température.

Nous allons donc voir les effets que peuvent provoquer la méconnaissance de ce paramètre.

La figure III.37 nous montre le résultat obtenu dans le cas où \hat{R}_r estimée est supérieure à R_r moteur.

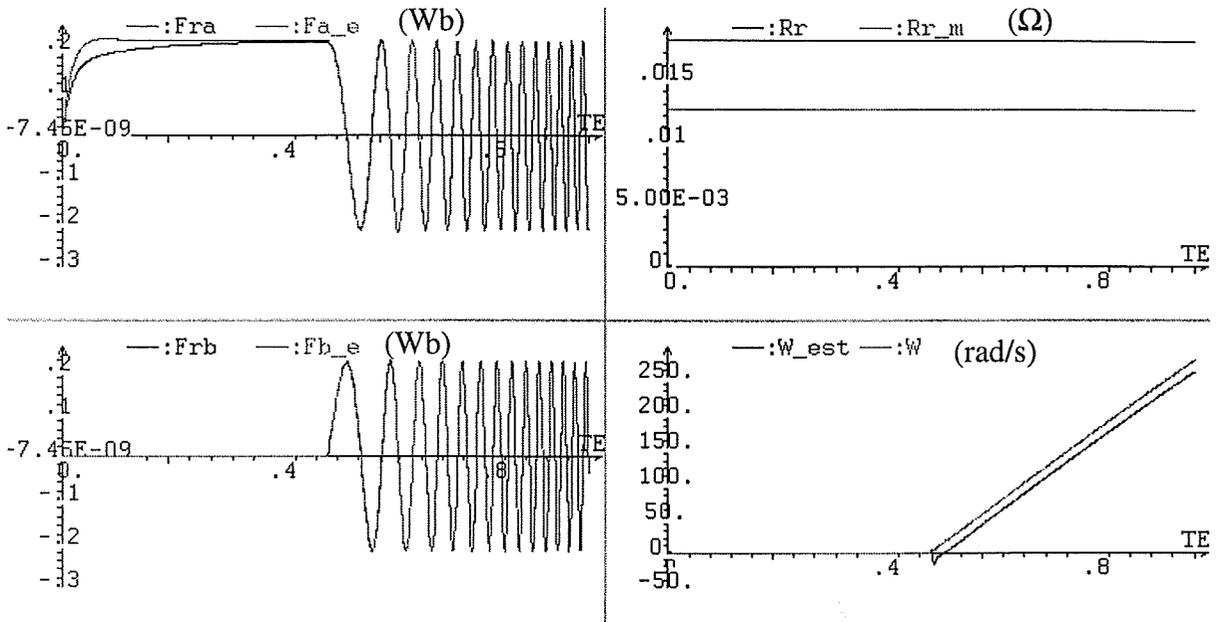


figure III.37 : $\hat{R}_r > R_r$. Erreur # 50%

Nous voyons que le résultat reste très satisfaisant. Pendant l'établissement du flux de la machine, il y a un faible écart transitoire dû à la méconnaissance de la constante de temps rotorique. Dans l'estimation de la vitesse, nous voyons aussi un écart constant et proportionnel à l'erreur commise sur τ . Malgré cet écart de vitesse et même si la vitesse utilisée dans l'observateur de flux ne correspond pas à la vitesse réelle, nous ne voyons pas d'erreur dans l'observateur à cause de l'asservissement des courants estimés.

Le fait d'avoir un écart dans la vitesse estimée peut occasionner des problèmes au niveau de la détection d'un arrêt. Le conducteur lui même pourra prendre en charge la tâche de détection d'un arrêt.

Maintenant, nous supposons la résistance $\hat{R}_r < R_r$. La figure III.38 suivante montre le résultat de la simulation :

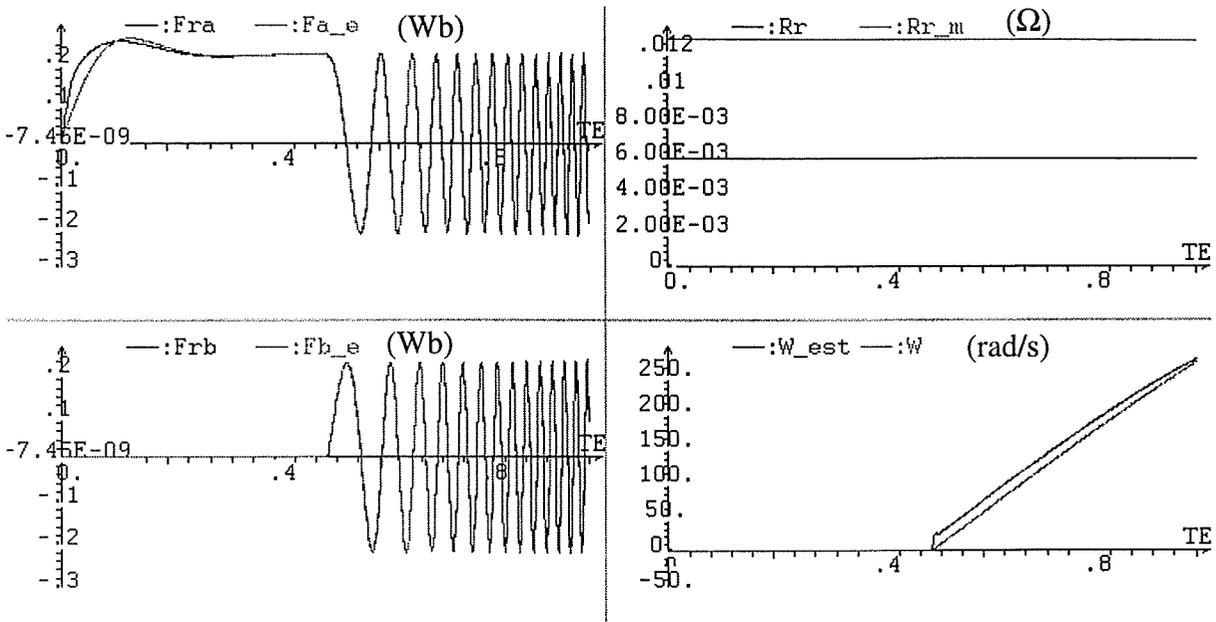


figure III.38 : $\hat{R}_r < R_r$ (erreur 50%)

Nous pouvons en tirer les mêmes conclusions que dans le cas où $\hat{R}_r < R_r$ était supérieure : transitoire pendant le fluxage et écart dans l'estimation de vitesse.

Correction de la résistance rotorique R_r :

L'estimation de R_r est normalement impossible sans capteur de vitesse car une erreur dans ce paramètre amène une erreur dans l'estimation de la vitesse.

Si nous disposions d'un capteur nous pourrions asservir la vitesse estimée à celle donnée par le capteur et corriger de cette façon le paramètre R_r .

Nous avons trouvé aussi d'autres méthodes qui consistent à corriger \hat{R}_r en fonction de la correction appliquée sur \hat{R}_s [KUB-91]. C'est vrai que la tendance d'évolution des deux résistances est la même. Donc, éventuellement nous pourrions dire que

$$\hat{R}_r = \hat{R}_{r0} + k \cdot (\hat{R}_s - \hat{R}_{s0}) \text{ avec } k = \frac{\hat{R}_{r0}}{\hat{R}_{s0}}.$$

Une autre solution possible est de superposer un courant alternatif au courant de l'axe du flux, pour identifier R_r . D'après la bibliographie [KAT-97], il est préférable que le courant alternatif injecté contienne plusieurs composantes de fréquences différentes. De plus, son amplitude doit être relativement faible vis à vis du courant de l'axe du flux pour ne pas perturber le fonctionnement attendu.

Suite aux particularités de l'application, on pourrait profiter les instant où le conducteur arrête le véhicule (application du frein mécanique). A ce stade, nous savons que la vitesse du

véhicule est nulle. Nous pouvons donc corriger la résistance estimée \hat{R}_r , car l'écart dans l'estimation de la vitesse est proportionnel à l'erreur commise sur \hat{R}_r .

III.7.3.5.- Influence des variations de l'état magnétique

Prise en compte de la variation de l'état magnétique :

Dans la présente application la zone de fréquence du fonctionnement en défluxage est importante. Ceci rend nécessaire la prise en compte des variations des inductances du modèle de la machine. On a procédé en utilisant une loi approchée respectant la courbe de variation fournie par le constructeur et en prenant comme hypothèse très simplificatrice que les inductances de fuite sont constantes.

L'inductance magnétisante, L_m , est fonction du flux magnétisant dans la machine. Dans le cas du moteur utilisé, l'inductance magnétisante varie suivant une loi dont la forme est donnée par la figure suivante:

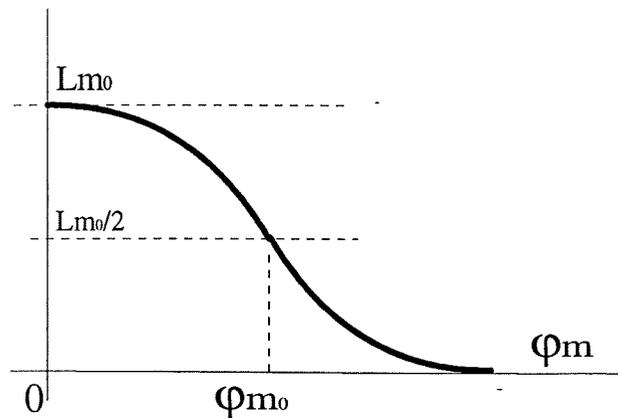


figure III.39 : variation de l'état magnétique

Cette loi peut être approchée par une expression de la forme :

$$L_m = L_{m_0} \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \cdot \text{Arctg} \left(a \cdot (\phi_m - \phi_{m_0}) \right) \right] \text{ avec :}$$

L_{m_0} : l'inductance magnétisante à flux magnétique nul (largeur du cycle d'hystérésis négligée). (eq. III.41)

a : paramètre à définir.

On sait que :

$$\phi_m = \phi_{m_0} \quad \Rightarrow \quad L_m = \frac{L_{m_0}}{2}$$

$$\phi_m \rightarrow \infty \quad \Rightarrow \quad L_m \rightarrow 0$$

$$\varphi_m = 0 \quad \Rightarrow \quad L_m = L_{m_0} \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \cdot \text{Arctg}(a \cdot \varphi_{m_0}) \right]$$

La valeur de a est définie par :

$$\frac{dL_m}{d\varphi_m} = \frac{L_{m_0}}{\pi} \cdot \frac{a}{(1 + a^2 \cdot (\varphi_m - \varphi_{m_0})^2)}$$

Si l'on approxime la dérivée autour du point $\left(\varphi_{m_0}, \frac{L_{m_0}}{2} \right)$ par une droite on obtient :

$$a = \frac{\pi}{L_{m_0}} \cdot \left(\frac{dL_m}{d\varphi_m} \right)_{\varphi_{m_0}}$$

Dans le cas du moteur utilisé:

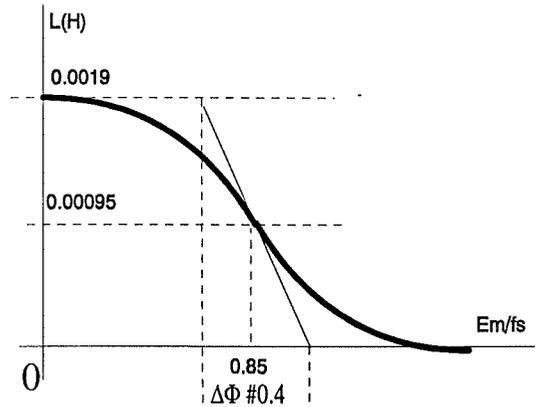


figure III.40: $L = f\left(\frac{E_m = E_{eff}}{f_s}\right)$

$$L_{m_0} = 0.0019 \text{ H}$$

$$\frac{dL_m}{d\Phi} \approx \frac{\Delta L_m}{\Delta \Phi} = \frac{0.0019}{0.4} = 0.00475$$

Si on fait le rapport entre $\frac{E_{eff}}{f_s}$ et φ_m :

$$\varphi_m = \sqrt{3} \cdot \Phi_{eff} = \sqrt{3} \cdot \frac{E_{eff}}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{E_{eff}}{f_s} \right) = 0.2757 \cdot \left(\frac{E_{eff}}{f_s} \right). \quad (\text{eq. III.42})$$

En appliquant l'expression au-dessus à $\frac{E_{eff}}{f_s} = 0.85$, il correspond $\varphi_{m_0} = 0.2343 \text{ Wb}$

Et pour $\Delta \Phi = 0.4 \Rightarrow \Delta \varphi = 0.2757 \cdot 0.4 = 0.11026 \text{ Wb}$

Finalement on peut approximer la dérivée de L_m par rapport à φ_m :

$$\frac{dL_m}{d\varphi_m} \approx \frac{\Delta L_m}{\Delta \varphi_m} = \frac{0.0019}{0.11026} = 0.01723 \text{ et par conséquent } a = 28.49 \text{ Wb}^{-1}.$$

On a ainsi défini la loi de variation de l'inductance magnétisante et on pourra avoir un modèle qui prend en compte les différents états magnétiques.

$$L_m = 0.0019 \cdot \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \cdot \text{Arctg}(28.49 \cdot (\varphi_m - 0.2343)) \right]. \quad (\text{eq. III.43})$$

A partir de cette inductance et des courants, on obtient le flux magnétisant dans les axes d et q:

$$\begin{aligned} \varphi_{m_d} &= L_m \cdot (i_{s_d} + i_{r_d}) \\ \varphi_{m_q} &= L_m \cdot (i_{s_q} + i_{r_q}) = \frac{L_m}{L_r} \cdot (L_r - L_m) \cdot i_{s_q}. \end{aligned} \quad (\text{eq. III.44})$$

L'expression suivante permet d'obtenir i_{rd} quand i_{sd} varie :

$$\tau_r \cdot \frac{di_{r_d}}{dt} + i_{r_d} = -\tau_r \cdot \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \cdot \frac{di_{s_d}}{dt} \quad (\text{eq. III.45})$$

On a donc :

$$\varphi_m = \sqrt{(i_{s_d} + i_{r_d})^2 + \left(\frac{L_r - L_m}{L_r} \right)^2 \cdot i_{s_q}^2} \quad (\text{eq. III.46})$$

Pour l'étude de l'influence de l'état magnétique nous avons introduit cette loi dans le modèle de la machine du logiciel de simulation. Pour la commande nous avons choisi de garder les paramètres des inductances constantes.

La figure III.41 montre les résultats obtenus:

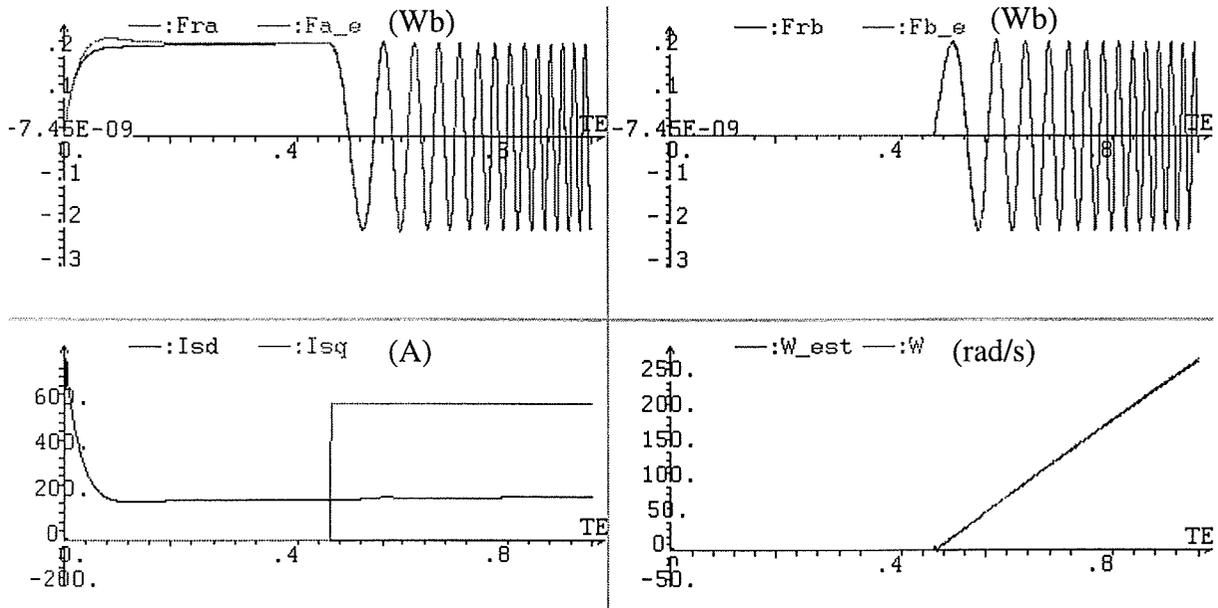


figure III.41 : Prise en compte de la saturation du flux magnétique

Nous pouvons observer que pendant l'établissement du flux il existe un petit écart entre le flux de la machine et le flux observé. Toutefois, cet écart reste sans importance et nous pouvons considérer que la prise en compte de la saturation n'altère pas le bon fonctionnement de l'observateur avec des paramètres d'inductance constants.

Nous avons aussi testé l'identification des inductances à partir d'une estimation du flux magnétisant. Les résultats ont été satisfaisants dans le cas où la machine ne tournait pas. Mais, dès que nous appliquons un couple, nous constatons une dérive dans les inductances identifiées.

Suite à ces problèmes en travaillant avec des paramètres magnétiques variables nous restons avec des paramètres constantes. La figure III.41 précédente nous montre que les résultats obtenus sont satisfaisants.

Pour prendre en compte l'influence de la saturation en défluxage, nous utilisons une estimation de flux issu de l'équation rotorique (eq. II.73) et l'expression $\hat{L}_m \cdot I_{mR} = \hat{\Phi}_{Rd}$:

$$\frac{d\hat{\Phi}_{Rd}}{dt} = \hat{R}_r \cdot \left(\frac{\hat{L}_{m0}}{\hat{L}_{R0}} \right) (I_{Sd} - I_{mR})$$

$$\text{avec } \frac{\hat{L}_{m0}}{\hat{L}_{R0}} \approx \frac{L_m}{L_R} \quad (\text{eq. III.47})$$

$\hat{L}_{m0}, \hat{L}_{R0}$: sans saturation

A partir de cette équation on peut déduire un estimateur de flux décrite sur la figure III.42 :

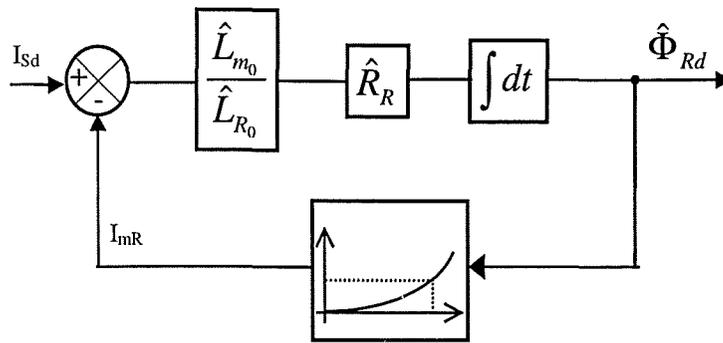


figure III.42 : estimateur de flux rotorique prenant en compte la saturation

III.7.3.6.- Influence des temps de commutation

La figure III.43 montre le résultat obtenu en introduisant les 5µs de temps de garde dans le modèle de l'onduleur.

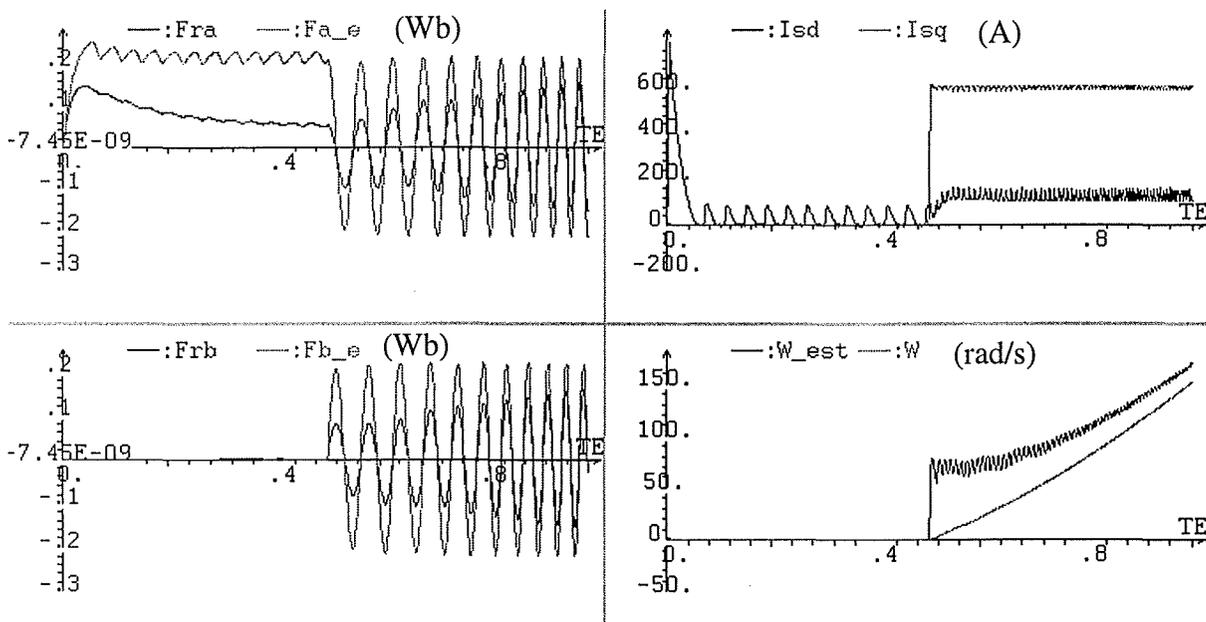


figure III.43: temps de garde de 5µs.

Nous pouvons constater que les temps de garde jouent un rôle important quand la tension appliquée au moteur est faible. Dès que la tension devient importante, les temps de conduction des IGBT sont très supérieurs aux temps de garde et leur effet est fortement atténué.

Sur la figure III.43, nous constatons que, pendant l'établissement du flux, le flux observé a une très mauvaise valeur. Mais quand nous appliquons le couple, la vitesse et la tension

augmentent et le système arrive à rattraper les valeurs réelles. L'observateur ne devient jamais instable.

Correction des temps de garde :

Nous devons tester la correction proposée dans le paragraphe III.6 mais en boucle fermée, c'est à dire en utilisant les informations données par l'observateur.

La figure III.44 montre le résultat obtenu quand nous corrigeons avec un temps égal au temps de garde de l'onduleur.

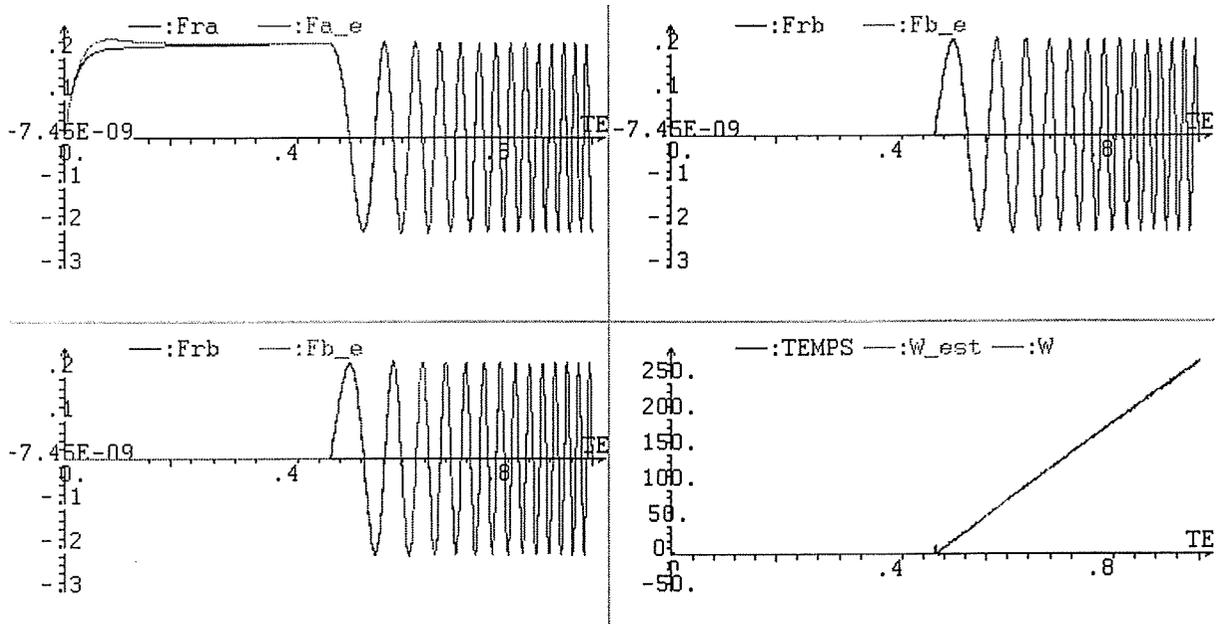


figure III.44 : Compensation de temps de garde, 5µs.

Les variables observées et estimées suivent fidèlement les variables réelles.

Nous montrons également l'effet de cette compensation quand nous effectuons une compensation partielle. La figure III.45 présente l'évolution des variables.

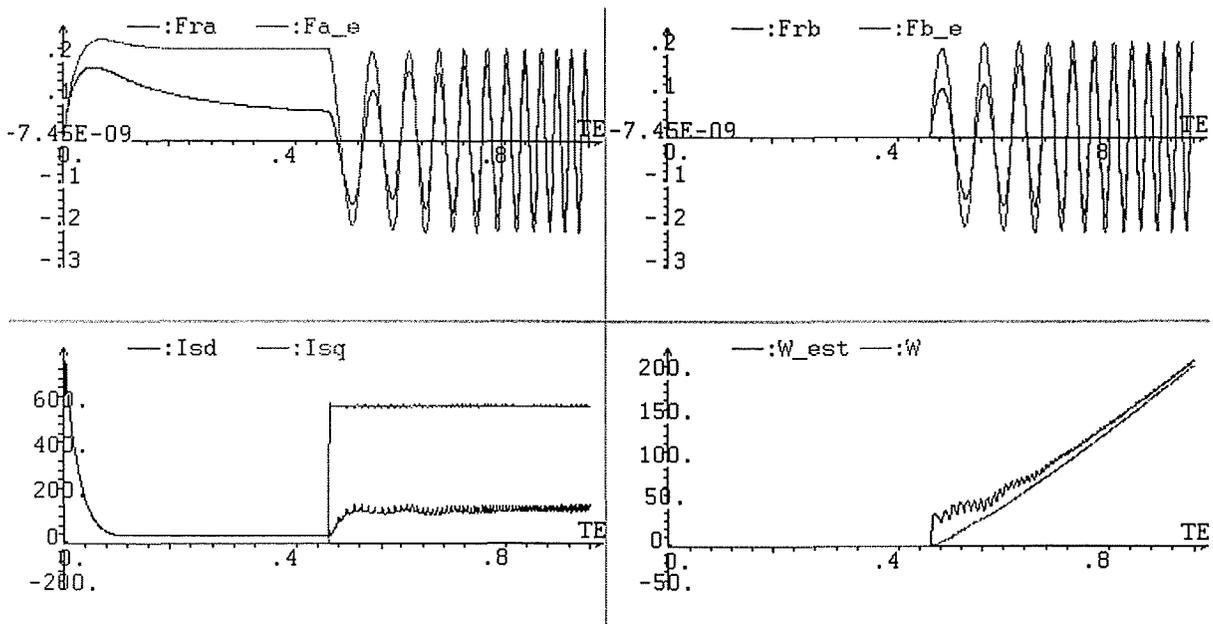


figure III.45 : Compensation partielle de temps de garde, 2.5µs.

Si nous faisons la comparaison de cette figure avec celle où nous n'avons pas appliqué la compensation, nous pouvons en conclure que ne pas connaître le temps effectif de commutation avec exactitude n'empêche pas qu'une compensation partielle améliore les résultats d'observations.

III.7.3.7.- Influence des erreurs de mesure

Erreur de mesure du capteur de tension à l'entrée de l'onduleur :

La figure III.46 montre le résultat de simulation avec une tension à l'entrée de l'onduleur de 350V avec une valeur de 300V donnée par le capteur (cas très pessimiste).

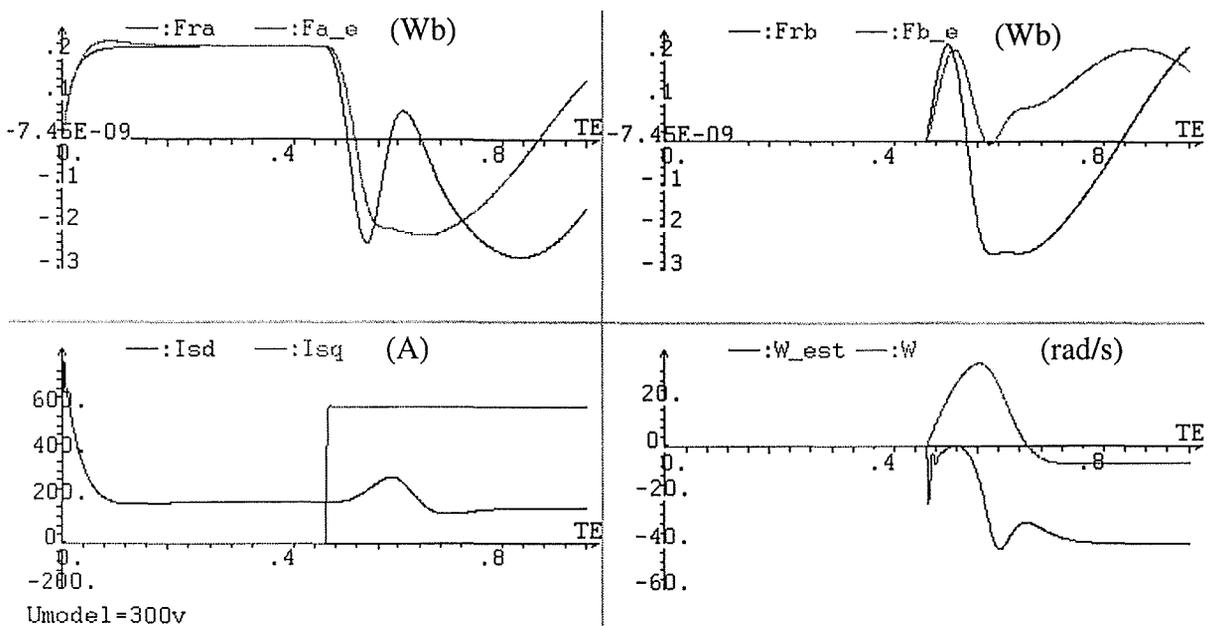


figure III.46 : Tension mesurée inférieure à celle à l'entrée de l'onduleur

Nous constatons que, dès que nous appliquons le couple, l'observateur de flux et l'estimateur de vitesse ne rendent pas compte des phénomènes physiques attendus.

Si la tension mesurée est de 400V (supérieure à celle qui existe) nous voyons que le résultat est satisfaisant. De faibles écarts existent sur les flux et vitesse observés comme le montre la figure III.47:

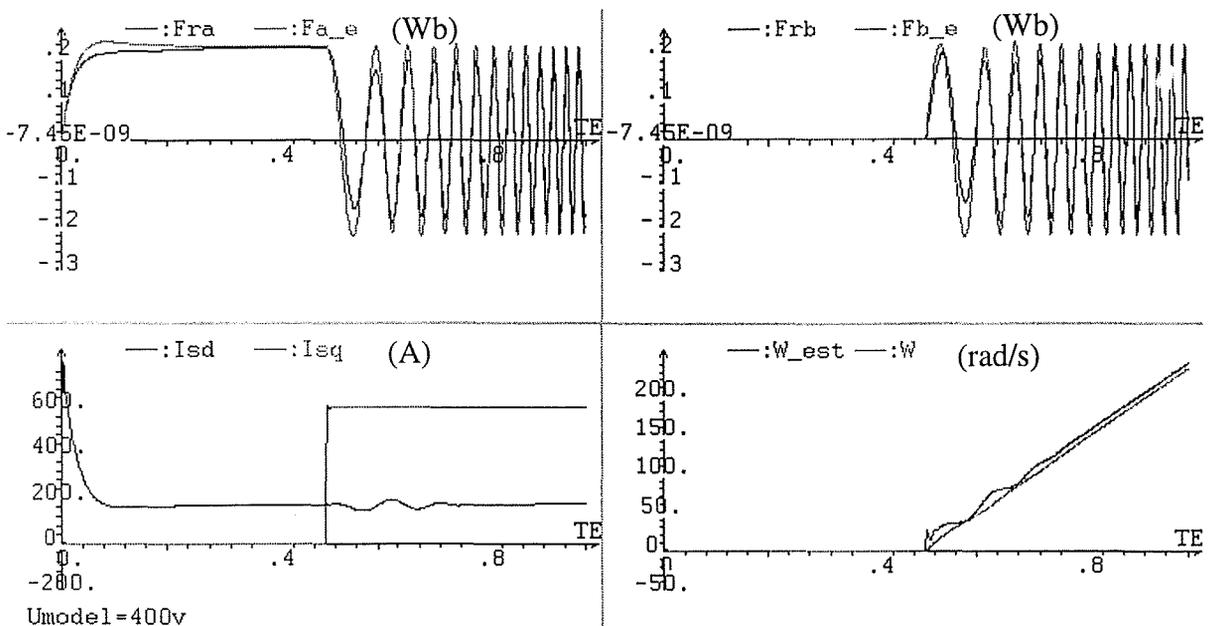


figure III.47 : tension mesurée supérieure à celle à l'entrée de l'onduleur

L'effet de cette erreur de mesure sur le capteur de tension est similaire à celui de l'erreur dans la connaissance de la résistance R_s . Nous pouvons en tirer de ces résultats qu'il est

convenable d'appliquer un coefficient de sécurité pour la mesure de la tension. Un facteur proche mais supérieur à un. Plus on prend un facteur loin de un, plus on prend de la marge pour supporter des erreurs dans la mesure de tension mais également plus on perturbe le fonctionnement dans des conditions normales (sans erreurs de mesure). Le but reste toujours d'assurer un bon comportement du système.

Offsets de courant

Nous allons voir les effets des offsets dans les mesures des courants. Nous avons supposé que les capteurs de courants ont un offset de 10A. Les consignes de courant sont de 175A pour i_{sd} et de 200A pour i_{sq} . On commet donc des erreurs de l'ordre de 5% par rapport aux consignes.

La figure III.48 suivante montre les résultats obtenus :

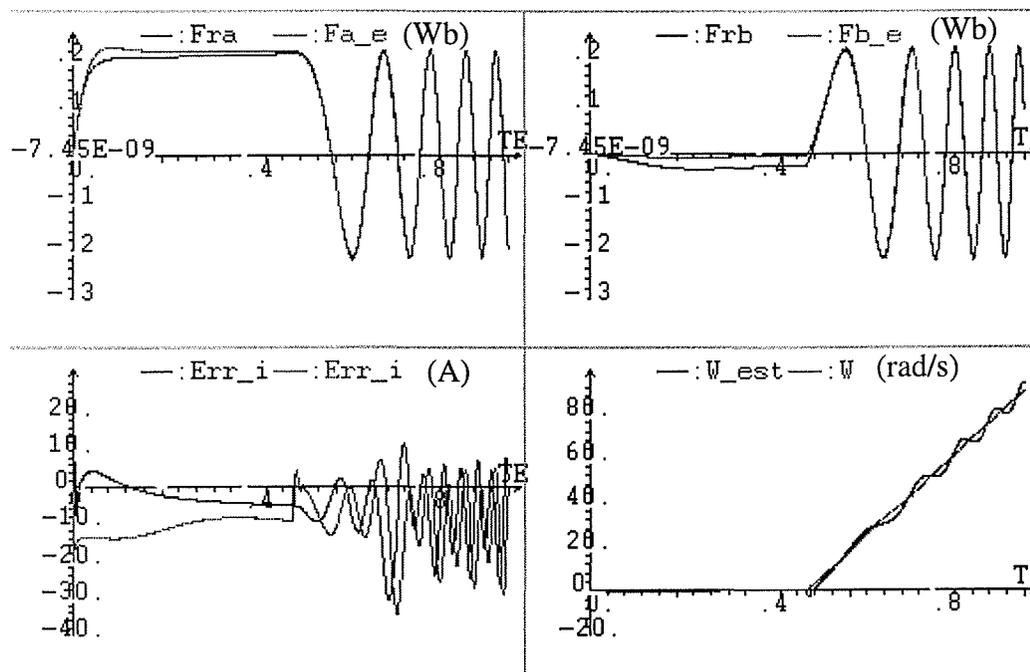


figure III.48 : Offset de courant de 10A.

Nous montrons sur cette figure les flux réels et estimés, les erreurs dans l'estimateur des courants par rapports aux courants mesurés et la vitesse réelle par rapport à la vitesse mesurée.

Nous pouvons voir que le flux estimé rattrape bien le flux réel. Dans l'estimation de la vitesse, nous notons des oscillations. La commande continue à marcher mais les performances sont dégradées.

Correction d'offset de courant :

Nous n'avons pas étudié les possibilités pour corriger des offset de courant. Cependant, nous pouvons citer une de solution qui consisterait à faire l'intégration des courants sur un nombre

entier de périodes. La valeur de cette intégrale devrait être nulle. Si ce n'est pas le cas, le résultat de l'intégration nous donne la valeur d'offset.

III.7.4.- FONCTIONNEMENT A BASSE VITESSE

En fait, le fonctionnement à basse vitesse est toujours un peu délicat. C'est à basse vitesse que l'observateur a le plus du mal à reconstruire les variables d'état à cause des faibles valeurs des tensions. Nous avons décidé de réaliser quelques simulations qui nous serviront de support pour l'implantation à venir.

Nous allons simuler différents démarrages du véhicule selon le profil du parcours: sur en parcours plat, en pente positive et négative. Nous allons aussi appliquer un couple de charge tout en restant à l'arrêt (vitesse nulle).

Les figure III.49 et figure III.50 simulent le comportement véhicule à plat. Nous supposons une consigne de vitesse trapézoïdale : séquence de démarrage, vitesse constante et freinage jusqu'à l'arrêt du véhicule sur une échelle de temps très courte.

Dans la figure III.49, nous comparons d'une part la vitesse estimée et la vitesse réelle avec celle de référence (Nous pouvons imaginer que la vitesse de référence équivaut à l'action du chauffeur) et d'autre part le couple moteur appliqué pour réussir à avoir la consigne désirée.

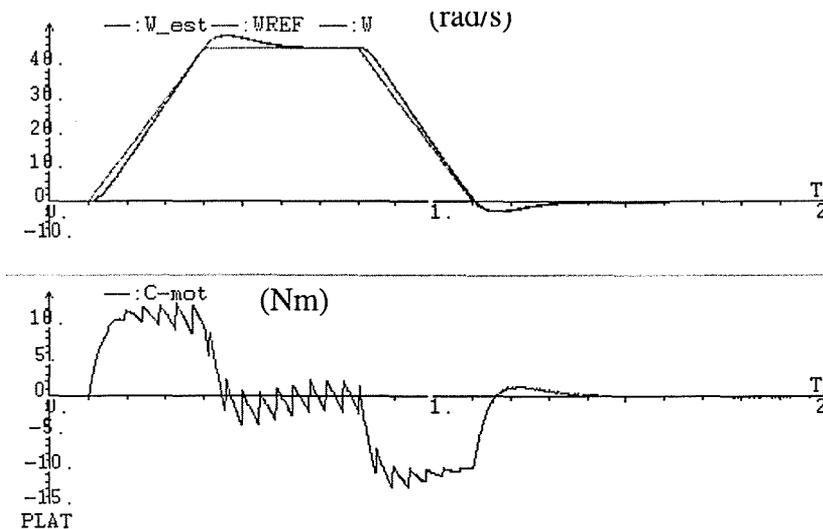


figure III.49 : Fonctionnement à plat. Vitesse et couple.

La figure III.50 montre le flux dans la machine et l'estimation de flux donnée par l'observateur. Le résultat est très bon, même à l'arrêt.

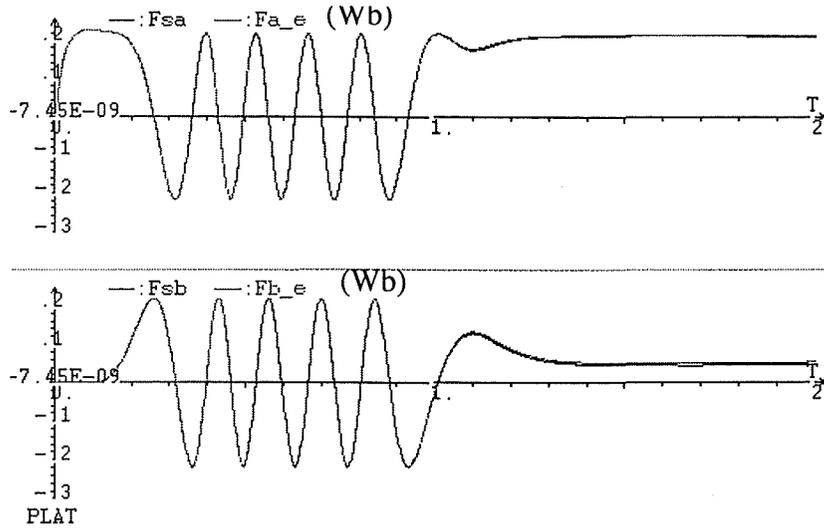


figure III.50 : Fonctionnement à plat. Flux réel et observé.

Maintenant, nous allons simuler un fonctionnement sur un parcours en montée (application d'un couple résistant de 20Nm à $t=0.15s$ après démarrage de la machine) et nous appliquons la même consigne que précédemment. Les résultats obtenus sont montrés sur les figure III.51 et figure III.52.

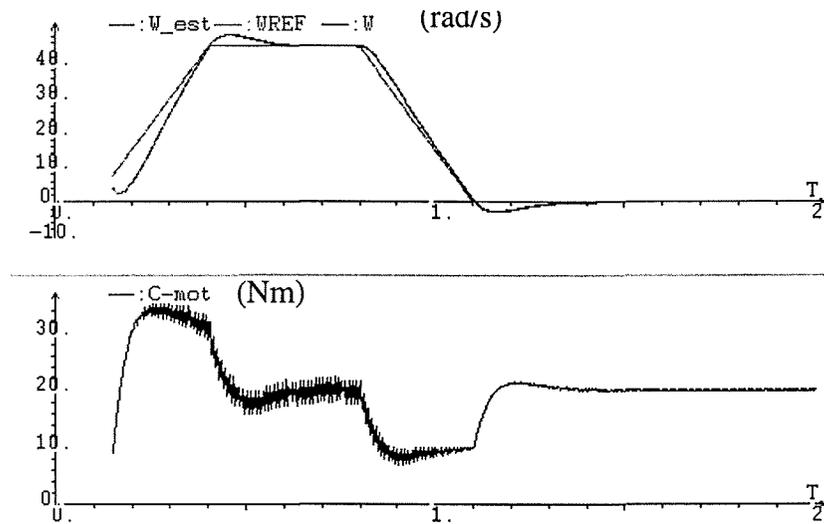


figure III.51 : Fonctionnement en pente positive. Vitesse et couple.

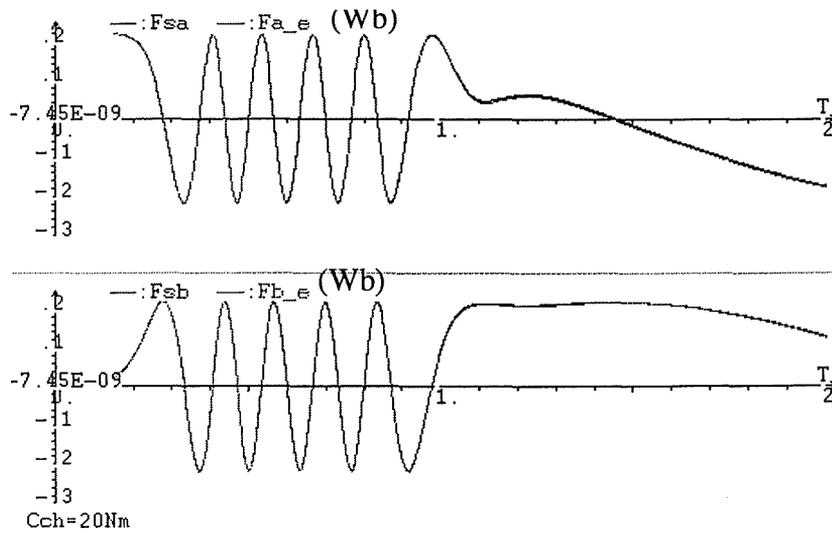


figure III.52 : Fonctionnement en pente positive. Flux réel et observé.

Puis, nous avons fait la même chose sur un parcours en descente (application d'un couple entraînant de 20Nm à $t=0.15\text{s}$ après démarrage de la machine). Les figure III.53 et figure III.54 montrent les résultats obtenus.

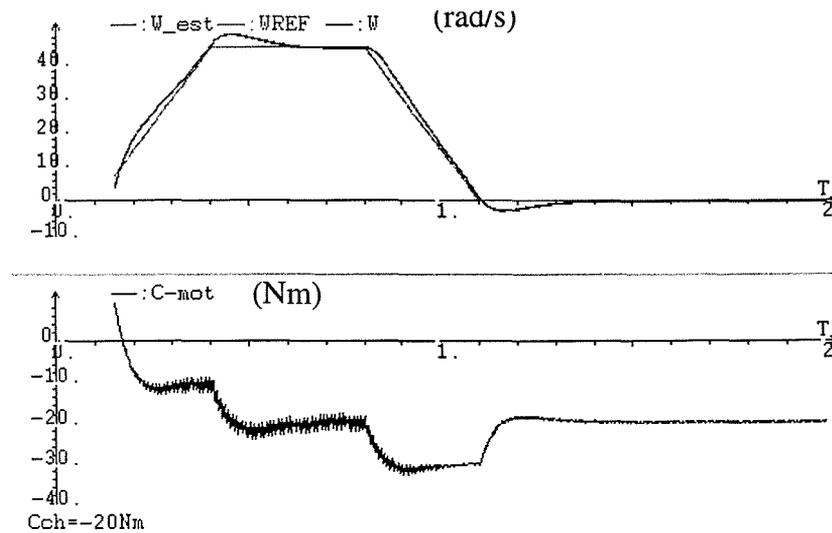


figure III.53 : Fonctionnement en pente négative. Vitesse et couple.

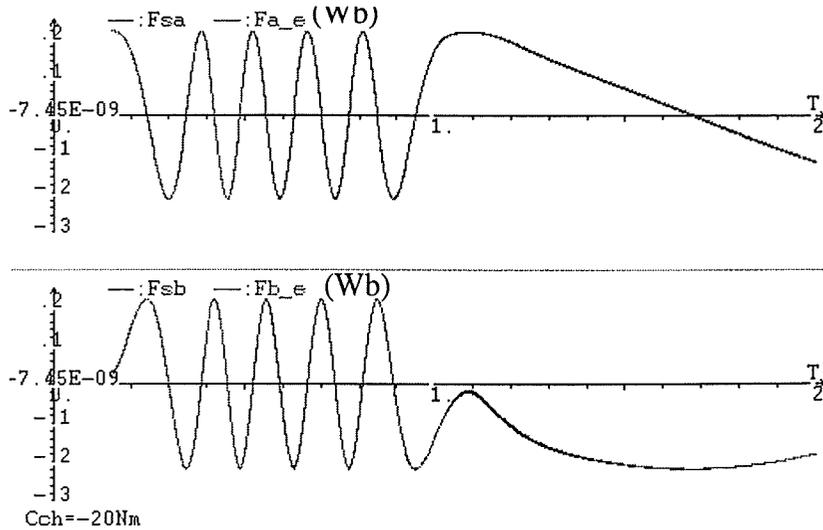


figure III.54 : Fonctionnement en pente négative. Flux réel et observé.

Les résultats donnés par l'observateur nous paraissent très satisfaisants dans tous ces cas.

Et finalement, nous avons fait une dernière simulation et nous supposons que nous voulons avoir le véhicule arrêté mais il subit un fort couple extérieur. Le résultat apparaît sur la figure III.55.

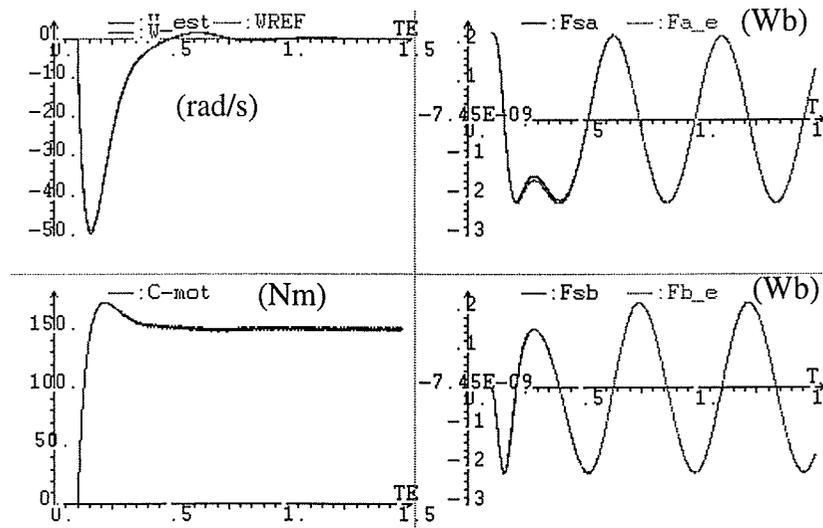


figure III.55 : Fort « à coup » à vitesse désirée nulle

Là encore les résultats sont satisfaisants.

Nous avons donc pu constater un bon comportement de l'ensemble à basse vitesse.

III.8.- FONCTIONNEMENT EN DERIVE

Nous devons traiter un phénomène très important dans l'application qui nous concerne : la dérive. Dans le démarrage en côte et du fait que nous ne disposons pas de mesure de vitesse,

nous devons affronter une situation dans laquelle le véhicule peut reculer au moment du démarrage sans que la commande puisse s'en apercevoir et donc avoir une vitesse estimée nulle et une vitesse réelle négative.

Pour simuler cette situation, nous donnons une vitesse initiale négative au véhicule et nous regardons si l'observateur de flux arrive à rattraper le flux réel, à partir duquel on doit estimer la vitesse.

Dans l'estimateur de vitesse nous avons introduit un filtrage compte tenu que cette grandeur varie lentement. Cependant, au moment du démarrage nous devons donner à l'estimateur de vitesse plus de champ de variation pour qu'il puisse corriger assez rapidement l'erreur initiale. Ceci revient à dire que l'on donnera deux valeurs différentes à la constante « a » du filtre de vitesse (eq. III.39) : une pour le démarrage, et une autre plus grande pour le reste du fonctionnement.

La figure III.56 montre un exemple sous Matlab avec une vitesse initiale de 5Km/h environ correspondant à une fréquence de -25Hz et une inertie plus forte que dans les simulations précédentes (5Nms^2 au lieu de 0.5Nms^2) pour avoir une dynamique plus fidèle à la réalité. Nous pouvons voir le flux réel et estimé (composante α), le couple réalisé dans la machine, la position en radians de la machine et la vitesse réelle et estimée en Hz :

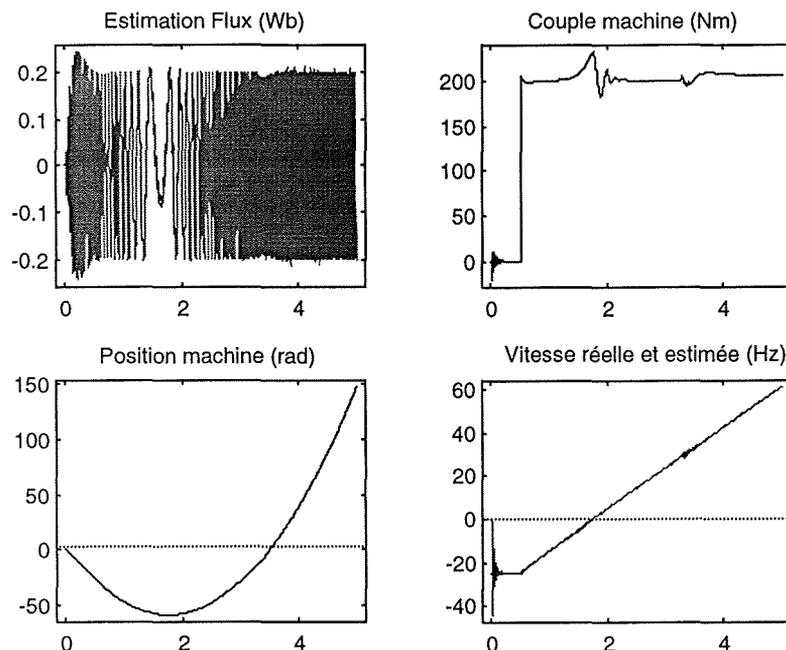


figure III.56 : démarrage avec un écart de vitesse

Dans cette figure, la vitesse estimée rattrape la vitesse réelle et nous arrivons à établir le couple. Le point critique dans cette manœuvre, une fois la vitesse estimée égale à la réelle, réside au moment du changement de signe de la vitesse (fonctionnement à très basse vitesse). Nous constatons un transitoire dans le couple. La deuxième oscillation dans le couple correspond à la transitoire entre l'observateur et l'estimateur de flux.

La figure III.57 montre le flux estimé et flux machine au moment du changement de signe.

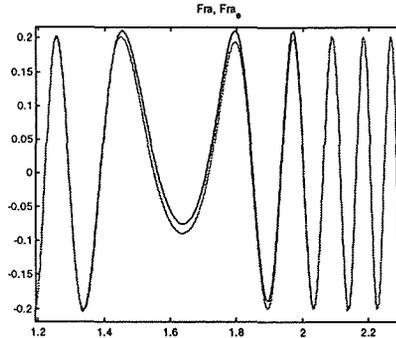


figure III.57 : φ_α réel et estimé au moment du changement de signe de la vitesse

Dans la figure III.58 nous montrons le comportement de l'estimateur de vitesse au démarrage. Dans la mise en œuvre pratique il faudra adapter le paramètre « a » à la dynamique du système et aux erreurs de dérives que l'on devra affronter.

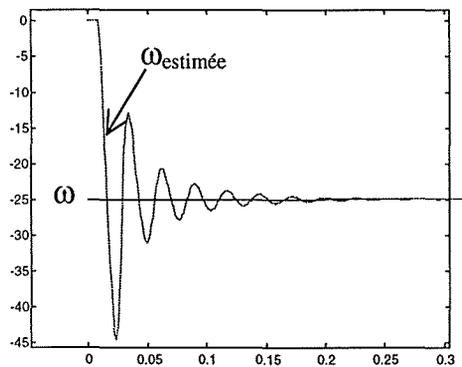


figure III.58 : vitesse réelle et estimée au démarrage

III.9.- INFLUENCE SUR LES PERFORMANCES DU SYSTEME DE L'INSTANT D'ECHANTILLONNAGE DURANT LA PERIODE DE MLI

Nous avons vu au début du chapitre qu'il y avait deux séries d'instant privilégiés pour l'échantillonnage des grandeurs physiques : au début de la période de MLI et au milieu de cette période (pour les MLI centrées en particulier). Ces instants correspondent à des milieux

de zones d'application de vecteurs nuls , donc sans risque de commutation des interrupteurs ce qui peut permettre de se passer d'un filtre pour les mesures de courants.

Dès que l'indice de modulation ne peut plus être considéré comme « grand » une différence apparaît et s'accroît entre les fonctionnements correspondant à chaque série d'échantillonnages. Il faut se souvenir cependant que le fonctionnement de référence est en principe celui qui correspond aux échantillonnages en milieu de périodes.

Il est donc utile d'analyser les différences de comportement et d'établir des relations entre les principales grandeurs pour chacun de ces fonctionnements.

Des simulations effectuées dans ces différentes conditions (figure III.59) peuvent permettre d'établir une modélisation simple de ces comportements en considérant un régime électromagnétique établi, ou lentement variable relativement à l'échelle de temps où s'effectue l'analyse (quelques périodes de MLI successives). On peut alors en déduire des relations qui permettent, lorsque les échantillonnages sont effectués en début de périodes, soit d'estimer les écarts de fonctionnements soit, éventuellement, de corriger en temps réel ces écarts en permettant l'utilisation de l'estimation des courants en milieu de période (figure III.60).

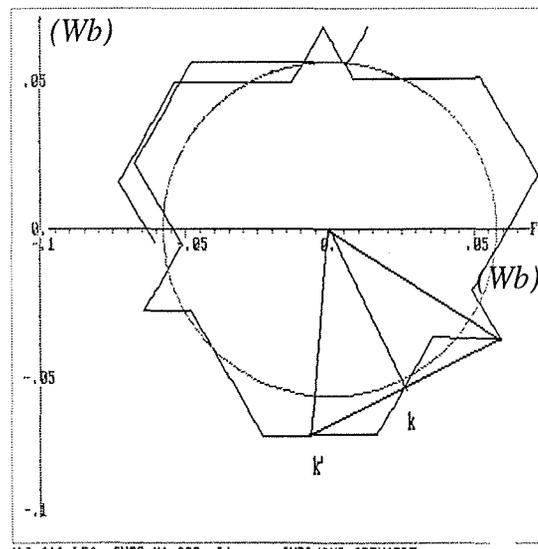


figure III.59 : fonctionnement à $f_{MLI} = 2500$ Hz., $f_{Commande} = 2500$ Hz et $f_s = 430$ Hz.
Trajectoires des extrémités des vecteurs flux statorique (polygonale) et rotorique (circulaire).
Délimitation d'une période de MLI.

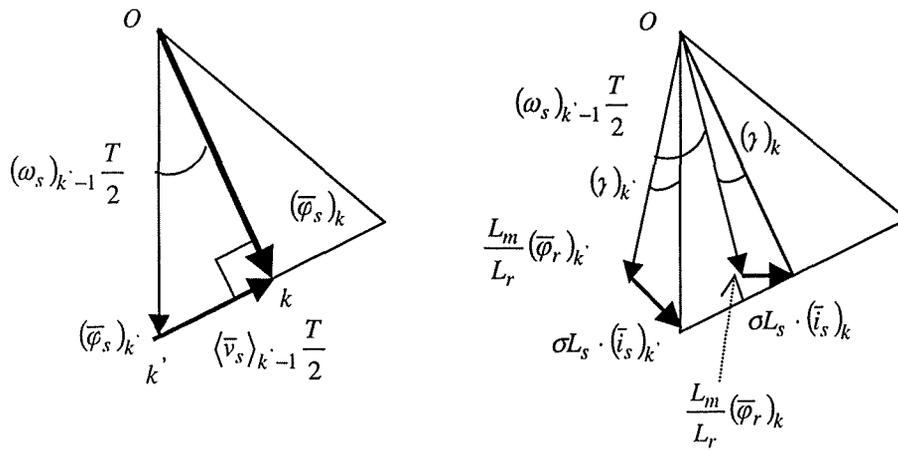


figure III.60 : détermination des vecteurs flux statoriques. Evolution du vecteur courant.

Expressions des flux :

Le flux estimé à l'instant k peut s'écrire (le terme résistif est négligé):

$$(\bar{\varphi}_s)_k = (\bar{\varphi}_s)_{k'} + \frac{T}{2} \langle \bar{v}_s \rangle_{k'-1} \quad (\text{eq. III.48})$$

On peut en déduire, d'après la figure III.60, les relations :

$$\sin\left((\omega_s)_{k'-1} \frac{T}{2}\right) = \frac{\langle \bar{v}_s \rangle_{k'-1} \frac{T}{2}}{(\bar{\varphi}_s)_{k'}} \quad \tan\left((\omega_s)_{k'-1} \frac{T}{2}\right) = \frac{\langle \bar{v}_s \rangle_{k'-1} \frac{T}{2}}{(\bar{\varphi}_s)_k} \quad (\text{eq. III.49})$$

D'où les expressions du vecteur flux statorique aux instants k et k' :

$$(\bar{\varphi}_s)_k = -j \frac{\langle \bar{v}_s \rangle_{k'-1} \frac{T}{2}}{\tan\left((\omega_s)_{k'-1} \frac{T}{2}\right)} \quad (\text{eq. III.50})$$

$$(\bar{\varphi}_s)_{k'} = -j \frac{\langle \bar{v}_s \rangle_{k'-1} \frac{T}{2}}{\sin\left((\omega_s)_{k'-1} \frac{T}{2}\right)} e^{-j\left((\omega_s)_{k'-1} \frac{T}{2}\right)}$$

Ecart sur les valeurs du couple :

L'erreur effectuée sur le couple peut être estimée en utilisant les deux expressions du couple aux deux instants d'échantillonnage :

$$(\Gamma)_k = p \frac{L_m}{\sigma L_s \cdot L_r} \cdot (\varphi_r)_{k'} \cdot (\varphi_s)_k \cdot \sin(\gamma)_k \quad (\text{eq. III.51})$$

$$(\Gamma)_k = p \frac{L_m}{\sigma L_s \cdot L_r} \cdot (\varphi_r)_k \cdot (\varphi_s)_k \cdot \sin(\gamma)_k$$

où $(\bar{\varphi}_r)_k = (\bar{\varphi}_r)_k$ et $(\gamma)_k = (\gamma)_k$.

On peut en effet considérer, en régime établi, que les vecteurs flux rotoriques et statoriques ont tourné d'un même angle $\left((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2} \right)$ entre ces deux instants. La relation entre les deux valeurs du couple s'en déduit alors facilement en utilisant les expressions des vecteurs flux statoriques déjà établies :

$$(\Gamma)_k = (\Gamma)_k \cdot \cos\left((\omega)_{k-1} \frac{T}{2} \right) \quad (\text{eq. III.52})$$

On peut constater que le couple est plus faible au milieu de la période de MLI. Il en résulte donc que lorsqu'on contrôle la machine avec les composantes des courants échantillonnés en début de période de MLI le couple effectif fourni par la machine est plus faible que le couple estimé contrôlé l'écart s'aggravant quand la fréquence statorique augmente (voir figure III.61).

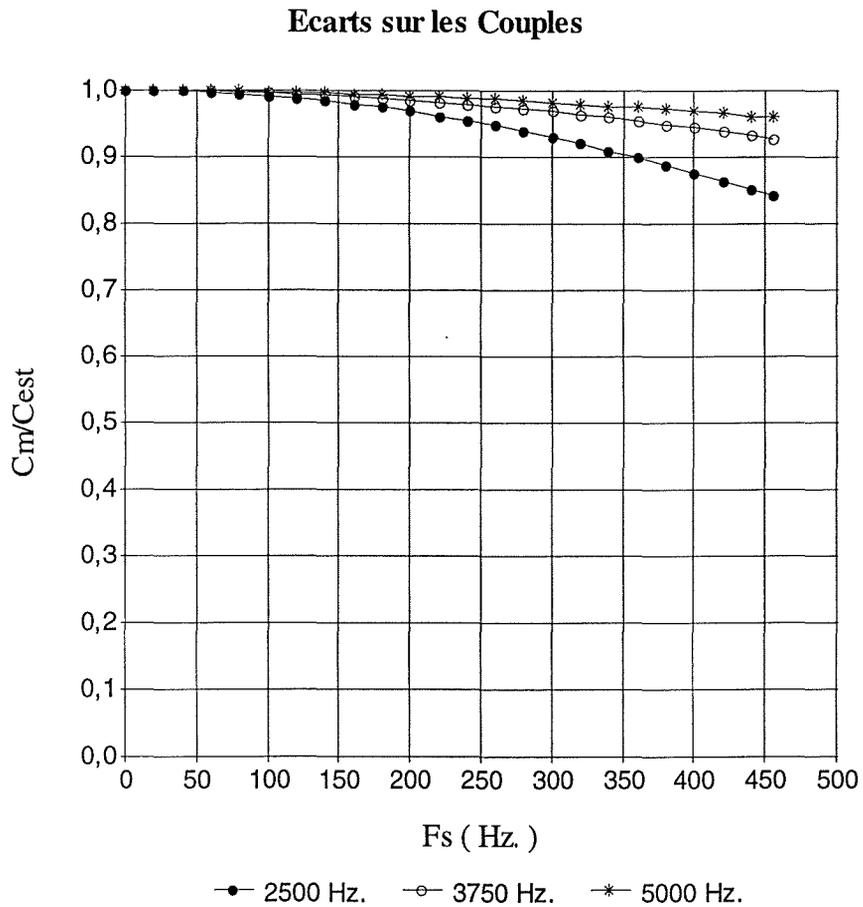


figure III.61 : Ecart théorique entre les valeurs du Couple en fonctions de la fréquence statorique.

Ecart sur les valeurs des composantes du vecteur courant :

Les simulations de fonctionnements à fréquence statorique élevée mettent bien en évidence l'écart important entre les valeurs du module du vecteur courant statorique aux débuts et aux milieux des périodes de MLI. (voir figure III.62). Un calcul simple à partir des expressions des flux statoriques à ces différents instants permet d'évaluer cet écart.

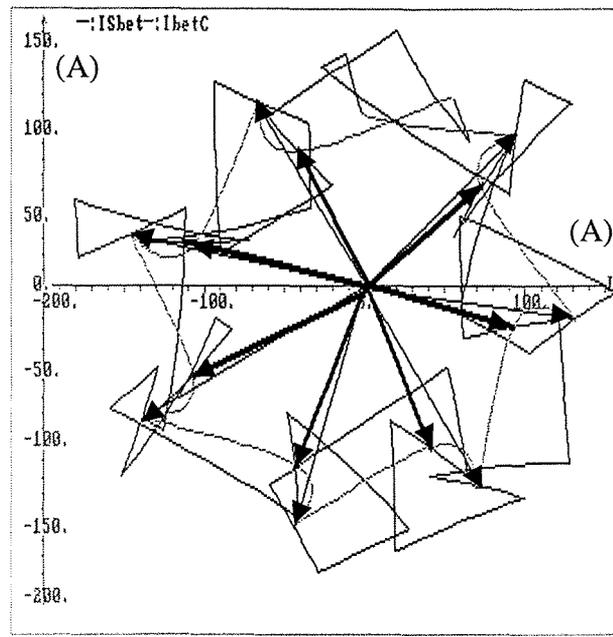


figure III.62 : fonctionnement à $f_{MLI} = 2500$ Hz, $f_{Commande} = 1250$ Hz et $f_s = 330$ Hz.
Trajectoires des extrémités du vecteur courant (courbe noire), du vecteur courant traité (vecteur courant instantané correspondant au vecteur tension moyen : courbe grise)

- : vecteur courant échantillonné au début de la période de MLI
- : vecteur courant échantillonné au milieu de la période de MLI

Les vecteurs flux rotoriques aux différents instants d'échantillonnage peuvent être estimés par les expressions suivantes :

$$\frac{L_m}{L_r} \cdot (\bar{\varphi}_r)_k = (\bar{\varphi}_s)_k - \sigma L_s \cdot (\bar{i}_s)_k \tag{eq. III.53}$$

$$\frac{L_m}{L_r} \cdot (\bar{\varphi}_r)_k = [(\bar{\varphi}_s)_k - \sigma L_s \cdot (\bar{i}_s)_k] \cdot e^{j(\omega_s)_k \frac{T}{2}}$$

En partant de l'expression reliant vecteur courant et vecteurs flux à l'instant k :

$$\sigma L_s \cdot (\bar{i}_s)_k = (\bar{\varphi}_s)_k - \frac{L_m}{L_r} \cdot (\bar{\varphi}_r)_k \tag{eq. III.54}$$

on peut déduire en introduisant les expressions des flux rotorique et statorique précédentes une relation entre vecteurs courants statoriques aux deux instants d'échantillonnage :

$$\left(\bar{i}_s\right)_k = \left(\bar{i}_s\right)_k \cdot e^{-j((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2})} + j \frac{\langle \bar{v}_s \rangle_{k-1} \frac{T}{2}}{\sigma L_s} \cdot \frac{1 - \cos((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2})}{\sin((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2})} \quad (\text{eq. III.55})$$

On peut en déduire des expressions utilisables pour l'estimation des composantes du vecteur courant à l'instant k à partir des composantes à l'instant k' :

$$\left(i_{s\alpha}\right)_k = \left(i_{s\alpha}\right)_k \cdot \cos((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2}) - \left(i_{s\beta}\right)_k \cdot \sin((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2}) - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1 - \cos((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2})}{\sin((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2})} \langle v_{s\beta} \rangle_{k-1} \frac{T}{2} \quad (\text{eq. III.56})$$

$$\left(i_{s\beta}\right)_k = \left(i_{s\alpha}\right)_k \cdot \sin((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2}) + \left(i_{s\beta}\right)_k \cdot \cos((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2}) + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1 - \cos((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2})}{\sin((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2})} \langle v_{s\alpha} \rangle_{k-1} \frac{T}{2}$$

A partir de ces relations il peut être envisageable de réaliser la commande avec les composantes estimée dans le référentiel (dq) à l'instant k (noté $((\dots)_{dq})_k$) puisque sa position peut être déduite de celle du référentiel (dq) à l'instant k' (noté $((\dots)_{dq})_{k'}$) :

$$\left(\bar{i}_s\right)_{dq,k} = \left(\bar{i}_s\right)_{\alpha\beta,k} \cdot e^{-j(\theta_s)_k}$$

$$\left(\bar{i}_s\right)_{dq,k} = \left(\bar{i}_s\right)_{\alpha\beta,k} e^{-j\left((\theta_s)_k + (\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2}\right)} \quad (\text{eq. III.57})$$

$$\left(\bar{i}_s\right)_{dq,k} = \left(\bar{i}_s\right)_{dq,k} + j \frac{1}{\sigma L_s} \cdot \frac{1 - \cos((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2})}{\sin((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2})} \left(\left(\langle \bar{v}_s \rangle_{k-1} \right)_{dq} \right)_k \cdot \frac{T}{2} e^{-j((\omega_s)_{k-1} \frac{T}{2})}$$

Une telle correction est cependant limitée en performance par les hypothèses faites (dynamique relativement lente des grandeurs) qui ne sont plus correctement vérifiées en cas de transitoire rapide (échelon de consigne) et à grande vitesse où les correcteurs de courant sont sollicités en permanence pour compenser les oscillations qui apparaissent comme cela sera vu plus loin.

III.10.- LIMITES DE FONCTIONNEMENT A FREQUENCES ELEVEES

Lorsque l'indice de modulation diminue les simulation permettent de constater un « décentrage progressif » de la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique la

trajectoire de l'extrémité du vecteur flux rotorique restant circulaire (tout au moins au début du phénomène) (cf. figure III.63a). Il en résulte l'apparition d'une oscillation de l'amplitude du vecteur courant (cf. figure III.63b) qui correspond à l'apparition dans les courants d'une composante à fréquence plus faible que celle des fondamentaux (cf. figure III.63c). La conséquence directe est une oscillation sur le couple à une fréquence proche de celle des fondamentaux (cf. figure III.63b).

L'oscillation sur le module du vecteur courant conséquence du décentrage de la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique s'explique par la relation :

$$\bar{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\bar{\varphi}_s - \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{\varphi}_r \right)$$

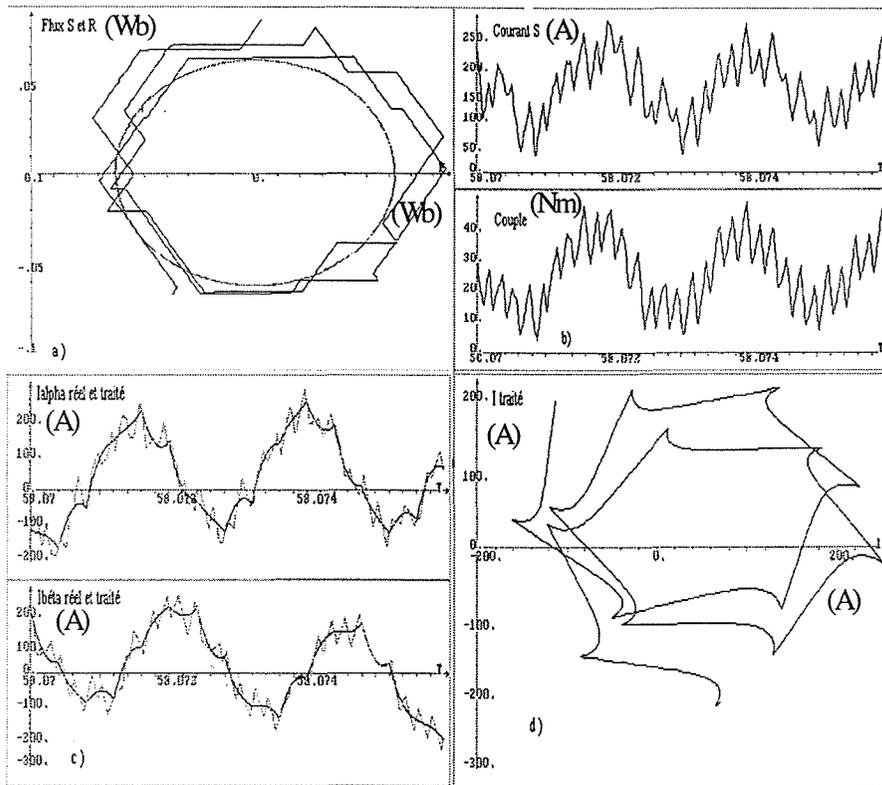


figure III.63 : fonctionnement à $f_s \approx 410\text{Hz}$. (Structure avec $f_{MLI} = 2500\text{Hz}$. et $f_{Com} = 1250\text{Hz}$.)

- Trajectoires des extrémités des vecteur flux statorique (polygonale) et rotorique (circulaire).
- Evolution du module du vecteur courant statorique et du couple moteur.
- Evolution des courants transformés $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ réels et traités (courants correspondants aux tensions moyennes).
- Trajectoire de extrémités du vecteur courant traité.

Cette oscillation s'effectue à une période voisine de la période de rotation. On peut l'approcher en considérant pour le vecteur flux statorique la superposition de deux vecteurs de modules constants tournant à des vitesses différentes :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{sn} + \bar{\varphi}_{so} = \varphi_{sn} e^{j(\omega_s t + \gamma)} + \varphi_{so} e^{-j(\frac{\omega_s t}{q})} \quad \text{et} \quad \bar{\varphi}_r = \varphi_r e^{j(\omega_s t)}$$

où q est un nombre ≈ 7 dans le fonctionnement présenté sur la figure III.63.

Donc :

$$\bar{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\varphi_{sn} e^{j(\omega_s t + \gamma)} + \varphi_{so} e^{-j(\frac{\omega_s t}{q})} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \varphi_r e^{j(\omega_s t)} \right) = i_{sn} e^{j(\omega_s t + \xi)} + i_{so} e^{-j(\frac{\omega_s t}{q})} = \bar{i}_{sn} + \bar{i}_{so}$$

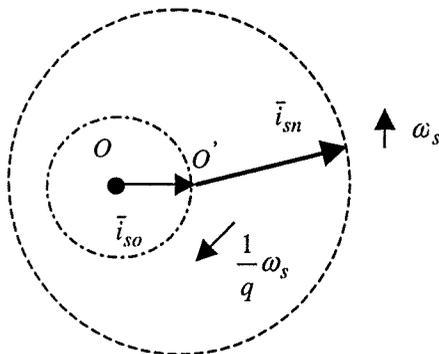


figure III.64 : modélisation très simplifiée du vecteur courant statorique.

On en déduit :

$$i_s^2 = \bar{i}_s \cdot \bar{i}_s^* = i_{sn}^2 + i_{so}^2 + 2i_{sn}i_{so} \cdot \cos\left(\omega_s(1 + \frac{1}{q})t + \xi\right)$$

et

$$\Gamma = p \frac{L_m}{\sigma L_s \cdot L_r} \cdot \text{Imag}(\bar{\varphi}_s \cdot \bar{\varphi}_r^*)$$

(eq. III.58)

$$\Gamma = p \frac{L_m}{\sigma L_s \cdot L_r} \cdot \varphi_r \cdot \varphi_{sn} \cdot \sin \gamma - p \frac{L_m}{\sigma L_s \cdot L_r} \cdot \varphi_r \cdot \varphi_{so} \cdot \sin\left(\omega_s(1 + \frac{1}{q})t\right)$$

Aux fréquences fondamentales où apparaissent ces phénomènes les termes de découplage et les correcteurs de courants sont généralement impuissants à corriger les oscillations qui entraînent l’instabilité du système quand la fréquence statorique continue à croître.

Par ailleurs la présence d’un « sous-harmonique » d’ordre $\frac{1}{q}$ peut poser des problèmes au niveau des corrections de déphasage des filtres de mesure des courants quand il y en a car généralement celles-ci ne s’appliquent qu’aux fondamentaux.

III.10.1.-LIMITES DE FONCTIONNEMENT FREQUENCES ELEVEES SELON LES STRUCTURES

Pour déterminer les valeurs de fréquences statoriques maximales atteignables sans oscillation des courants, selon les structures de la commande, différents essais en simulation ont été effectués avec une configuration simplifiée : échantillonnage en milieu de période de MLI, utilisation d’un capteur de vitesse, découplage par matrice de transfert inverse, pas de filtrage des courants, pas de boucle de flux.

Les résultats obtenus sont rassemblés dans le Tableau III.2 :

f_{Com} (Hz.)	Temps calcul Maximum (μ s.)	Retard (μ s.)	f_{MLI} (Hz.)	$(f_s)_{max}$ (Hz.)	$n_c = \frac{f_{Com}}{(f_s)_{max}}$	$n = \frac{f_{MLI}}{(f_s)_{max}}$	Nb . de vecteurs tension extrapolés
1250	600	800	2500	410	3,05	6,10	1 sur 2
	666	800	3750	390	3,20	9,61	2 sur 3
	700	800	5000	375	3,33	13,33	3 sur 4
1690	443	590	3380	455	3,71	7,43	1 sur 2
2500	200	400	2500	455	5,50	5,50	Aucun

Tableau III.2 : limite de fonctionnement à fréquence maximale selon la structure.

L'examen des résultats montre que l'augmentation de la fréquence de MLI, à fréquence de commande constante n'améliore pas les performances, le nombre de vecteurs tension extrapolés augmentant également ce qui réduit notablement les possibilités de contrôle. Un compromis acceptable pour disposer d'un temps de calcul suffisant se réduit donc au cas où la fréquence de MLI est double de la fréquence de commande. Pour atteindre la fréquence maximale dans ces conditions il est nécessaire d'augmenter celle-ci (1690 Hz. dans les conditions de simulations retenues).

Le type de découplage influe également les performances, à cause de l'inefficacité à haute fréquence du découplage par retour d'état en commande échantillonnée (cf. chapitre II), comme le montre les résultats du Tableau III.3. La fréquence maximale est réduite alors à 265Hz..

f_{Com} (Hz.)	Temps calcul Maximum (μ s.)	Retard (μ s.)	f_{MLI} (Hz.)	$(f_s)_{max}$ (Hz.)	$n_C = \frac{f_{Com}}{(f_s)_{max}}$	$n = \frac{f_{MLI}}{(f_s)_{max}}$	Nb . de vecteurs tension extrapolés
1250	600	800	2500	265	4,72	9,43	1 sur 2

Tableau III.3 : limite de fonctionnement à fréquence maximale avec découplage par retour d'état.

Le filtrage des courants réduit également les performances, à cause de l'inefficacité, précédemment évoquée, à haute fréquence de la correction de phase, comme le montre les résultats du Tableau III.4.

f_{Com} (Hz.)	Temps calcul Maximum (μ s.)	Retard (μ s.)	f_{MLI} (Hz.)	$(f_s)_{max}$ (Hz.)	$n_C = \frac{f_{Com}}{(f_s)_{max}}$	$n = \frac{f_{MLI}}{(f_s)_{max}}$	Nb . de vecteurs tension extrapolés
1250	600	800	2500	260	4,81	9,62	1 sur 2

Tableau III.4 : limite de fonctionnement à fréquence maximale avec filtres sur les mesures de courants.

L'instant d'échantillonnage influence également les performances, à cause de l'augmentation du retard conséquence d'un échantillonnage en début de période, comme le montre les résultats du Tableau III.5.

f_{Com} (Hz.)	Temps calcul Maximum (μ s.)	Retard (μ s.)	f_{MLI} (Hz.)	$(f_s)_{max}$ (Hz.)	$n_C = \frac{f_{Com}}{(f_s)_{max}}$	$n = \frac{f_{MLI}}{(f_s)_{max}}$	Nb . de vecteurs tension extrapolés
1250	800	1000	2500	340	3,68	7,36	1 sur 2

Tableau III.5 : limite de fonctionnement à fréquence maximale avec échantillonnage en début de période de MLI .

III.10.2.-VERS UNE STABILISATION DU FONCTIONNEMENT A FREQUENCES ELEVEES

L'estimation du flux statorique vue précédemment permet d'envisager la possibilité de limiter les oscillations sur les courants et le couple en imposant à l'extrémité du vecteur flux statorique estimé aux instants d'échantillonnage de rester dans une plage d'hystérésis de $\pm\Delta\varphi$ autour d'une référence calculée par la relation :

$$(\varphi_s)_{ref} = \frac{(v_s)_{ref}}{\omega_s}$$

où $(v_s)_{ref}$ est la référence de la boucle de régulation de tension.

Le principe de la correction est l'application de vecteurs de tension moyen, calculé à chaque période d'échantillonnage, et orientant l'évolution du flux statorique de telle sorte qu'elle reste dans la plage d'hystérésis. Ce vecteur n'est effectivement appliqué que dans la mesure où celui calculé par la commande ne convient pas pour cet objectif de stabilité prioritaire.

La figure III.65 illustre une méthode de calcul de la correction d'angle $\Delta\rho$ du vecteur tension à appliquer pour orienter l'évolution de l'extrémité du vecteur flux statorique à l'intérieur de la plage d'hystérésis après détection d'une atteinte du seuil haut $(\varphi_s)_{ref} + \Delta\varphi$. Elle est obtenue par la relation :

$$\tan(\Delta\rho) = \frac{\Delta\varphi \cdot \cos\left(\omega_s \frac{T}{2}\right)}{2((\varphi_s)_{ref} + \Delta\varphi) \cdot \sin\left(\omega_s \frac{T}{2}\right) - \Delta\varphi \cdot \sin\left(\omega_s \frac{T}{2}\right)}$$

dont on tire par approximation :

$$\Delta\rho \cong K_\rho \frac{\Delta\varphi}{2(\varphi_s)_{ref} \tan\left(\omega_s \frac{T}{2}\right)}$$

où K_ρ est un paramètre de réglage < 1 .

Un essai en simulation a permis de vérifier qu'une telle méthode pouvait s'avérer efficace et permettre d'atteindre la fréquence maximale théorique.

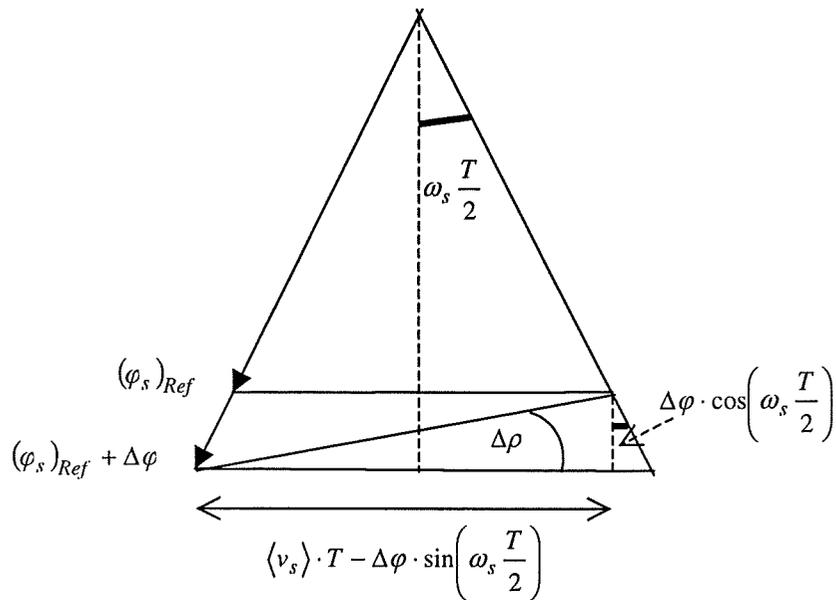


figure III.65 : Exemple de calcul de la correction d'angle du vecteur tension.

III.11.-CONCLUSION

Tout au long de ce chapitre nous avons défini et développé le pilotage de la structure de la commande choisie dans le chapitre précédent.

Nous avons défini et organisé les différents tâches à accomplir. Ensuite, nous avons étudié les boucles de courant comme la boucle de flux. Dans les boucles de courant nous avons fait ressortir le problème du découplage échantillonné et en conséquence l'importance d'une bonne réjection vis à vis des perturbations.

La grande plage de fonctionnement nous amène à avoir une zone importante à flux variable. Nous avons ajouté une boucle de tension, pour travailler à tension constante, qui donne la consigne de flux selon l'état du fonctionnement.

L'onduleur est commandé par une MLI vectorielle. A basse fréquence nous avons traité les temps de garde et leurs compensations, à haute vitesse un mode de fonctionnement en surmodulation a été étudié pour arriver à avoir des valeurs de tension plus grandes tout en sachant que l'on introduit des harmoniques qui générerons des couples pulsatoires.

Ensuite, un observateur de flux d'ordre complet à gain variable a été étudié. Nous avons vu son comportement et sa numérisation. Le fonctionnement de cet observateur est limité aux

basses fréquences. Nous avons donc utilisé un estimateur de flux aux hautes fréquences et nous avons assuré la transition de l'observateur à l'estimateur et vice-versa.

Les performances de l'observateur à basse vitesse ont été testées en absence de capteur mécanique dans différentes conditions.

Pour avoir une idée du comportement du pilotage vis à vis des variations de paramètres électriques nous avons réalisé quelques simulations en introduisant des erreurs dans ces paramètres. Nous avons ainsi vérifié le rôle important de la résistance statorique à très basse vitesse.

Quelques identifications en ligne ont été proposées et testées pour adapter les paramètres variables.

Les conséquences des erreurs de mesure ont été aussi regardées.

Les études de robustesse et identification en ligne nous ont servies pour avoir une idée générale.

Pour évaluer les problèmes que l'on pourrait rencontrer dans la phase d'implantation nous avons évalué les performances du système selon l'instant d'échantillonnage durant la période de MLI et selon la structure (fréquences respectives de la MLI et de la commande).

Le chapitre suivant est consacré entièrement à la mise en œuvre de cette commande.

Chapitre IV : IMPLANTATION DE LA COMMANDE RETENUE

IV.1.- INTRODUCTION

Une partie importante de ce travail a consisté à implanter la commande développée au cours du chapitre précédent.

Pour une implantation en milieu industriel la démarche de mise en place est la suivante :

- Premièrement, un test est effectué avec un **simulateur de la chaîne de puissance** (analogique, dans ce cas). Dans cette première étape, nous avons la possibilité de tester sans risque les cartes et la commande en temps réel.
- Un deuxième test est effectué sur un **banc d'essai**. Ce banc d'essai met en œuvre la chaîne de traction installée sur le véhicule électrique : mêmes moteurs et mêmes onduleurs.
- Finalement la commande est implantée, testée et validée sur un **véhicule prototype**.

Dans cette démarche nous avons rencontré quelques contraintes telles que :

Contraintes d'accès : disponibilité limitée du matériel. Il fallait respecter les priorités de développement de notre partenaire.

Contraintes technologiques : carte de commande imposée. Nous avons dû mettre en œuvre un matériel pour lequel nous n'avons pas la maîtrise totale de l'environnement. Nous avons dû travailler sur la base d'un noyau logiciel existant réduisant les performances d'implantation.

Contrainte stratégique : il fallait démontrer le fonctionnement et la fiabilité de quelques fonctions précises, dans des délais de temps limités.

Ceci fait ressortir l'utilité complémentaire d'une implantation locale en laboratoire où la disponibilité est garantie et ainsi que la maîtrise technologique (structure plus légère).

L'implantation a eu donc lieu en plusieurs étapes et dans plusieurs environnements, à différents niveaux.

- 1) En laboratoire, sur un banc de contrôle vectoriel de machine asynchrone de faible puissance.

L'objectif fixé était la **validation** des fonctions particulièrement à **basse vitesse et sans capteur de vitesse**.

Ce banc nous a permis d'obtenir les premiers résultats expérimentaux.

2) En milieu industriel avec deux objectifs :

Démontrer la **validité de certaines fonctions d'une commande sans capteur sur un véhicule démonstrateur**.

Mettre en place l'ensemble de la commande et définir les fonctionnalités pour une future carte plus adaptée.

Toutes les implantations sont basées sur l'utilisation d'un processeur de signal (DSP), comme la plupart des réalisations actuelles concernant le contrôle vectoriel des machines électriques alternatives. La nécessité d'un DSP s'impose par la complexité des algorithmes à mettre en œuvre, les précisions et performances demandées, et surtout le fonctionnement en temps réel de la commande à des périodes d'échantillonnage de plus en plus courtes. L'utilisation d'un processeur de signal apporte un gain au niveau du temps d'exécution grâce au haut niveau de parallélisme dans le traitement des instructions. Un autre aspect important de ce choix concerne les possibilités d'interfaçage avec des éléments extérieurs et la facilité de programmation. Enfin le développement de ce type de composants et sa spécialisation récente dans le contrôle des moteurs électriques permettent désormais de bénéficier de bons rapports prix/performances.

Au cours de ce chapitre nous montrerons les différentes étapes d'implantation, les résultats obtenus, ainsi qu'une analyse de ces résultats. Nous essayerons aussi de ressortir les points délicats ou critiques de cette commande.

IV.2.-BANC DU LABORATOIRE : DESCRIPTION ET RESULTATS

Le laboratoire dispose d'un dispositif expérimental (annexe 4) pour la commande vectorielle de machine asynchrone. La puissance est de 7Kw et la fréquence nominale de 50Hz. Il nous a permis de tester une partie de la commande pour faire une première validation expérimentale des nos algorithmes.

L'implantation de la commande est réalisée sur une carte processeur de signal intégrée dans un micro-ordinateur PC. Cette carte de développement est basée sur le processeur

TMS320C30 de TEXAS INSTRUMENT [TMS-94]. Elle comprend tout l'environnement proche du processeur (adressage, mémoires, interface avec le PC, logiciels résidants) ainsi qu'un bus d'interfaçage (DSPLINK) bidirectionnel permettant des échanges (entrées/sorties) directs avec le procédé. Cette carte est fournie avec l'ensemble des outils logiciels nécessaires aux applications utilisateurs.

Les algorithmes peuvent être écrits en langage assembleur du DSP, ou en langage C, solution retenue dans un premier temps du fait d'une meilleure lisibilité et compréhension en vue des évolutions ultérieures.

IV.2.1.-PRESENTATION MATERIELLE DE LA CARTE PROCESSEUR DE SIGNAL.

Les principales caractéristiques du processeur de signal utilisé sont :

- temps de cycle de 60 ns, (horloge 33.3 MHz),
- mémoire ROM interne de 4036x32 bits,
- mémoire RAM interne de 2048x32 bits,
- instructions et données sur 32 bits,
- 24 bits d'adresses
- opérations sur des variables entières et flottantes,
- possibilités d'opérations en parallèle,
- deux bus parallèles externes avec 32 bits de données.
- un jeu d'instructions élargies.

Des renseignements sur d'autres caractéristiques de la carte DSP sont présentées en annexe 5.

IV.2.2.- DEVELOPPEMENT LOGICIEL.

Les algorithmes ont été écrits en langage C pour faciliter l'implantation.

Le développement s'effectue sur le PC et fournit en programme complet téléchargeable dans la carte DSP. Le téléchargement, l'exécution et la mise au point du programme s'effectuent à l'aide d'un débogueur. Le débogueur est constitué de deux programmes : l'un exécuté par le PC (interface utilisateur) et l'autre exécuté sur le DSP. Ils utilisent pour communiquer l'interface PC.

IV.2.3.-STRUCTURE GENERALE DU DISPOSITIF EXPERIMENTAL.

De manière à communiquer directement entre le DSP, le système à commander et l'utilisateur, une carte d'interface spécifique a été développée. Les échanges d'information entre le DSP et cette carte passe par le bus d'interface "DSPLINK".

La figure IV.1 de la page suivante présente la structure générale du dispositif expérimental, et la mise en œuvre de la carte DSP. La carte d'interface est également intégrée dans le PC, mais ne possède pas d'interface propre avec le bus PC.

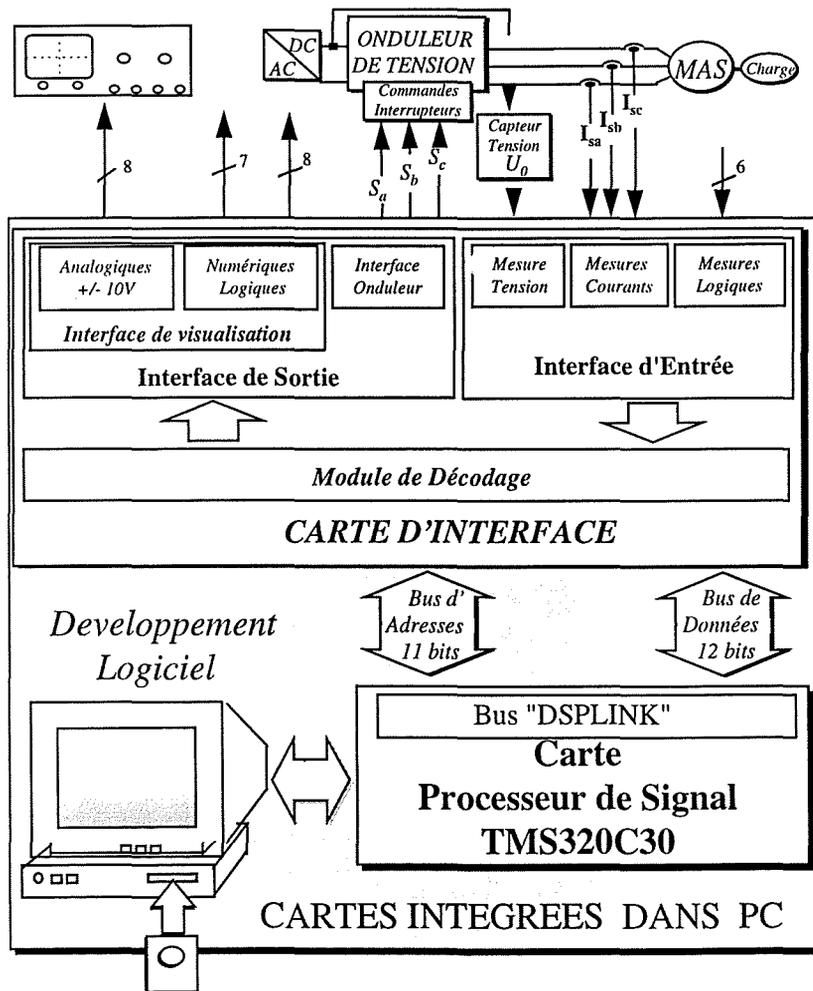


figure IV.1 : structure générale du dispositif expérimental

IV.2.4.- PRESENTATION DE LA CARTE INTERFACE.

La carte réalise plusieurs fonctions :

- Acquisition à la période d'échantillonnage T_e des grandeurs mesurées.
- Interface de sortie entre la commande calculée (numérique) et la commande des interrupteurs de l'onduleur.
- Traitement des informations
- Communication avec la carte DSP : Le temps d'accès en écriture et en lecture est de 240ns entre les cartes DSP et interface.

Pour cela, un composant spécifique a été utilisé : l'ADMC201 d'ANALOG DEVICES dédié au contrôle vectoriel.

Ce composant comprend notamment :

- Une horloge de travail à 12.5 MHz,
- Une chaîne d'acquisition de mesures analogiques avec un convertisseur analogique numérique (CAN) de 11 bits de résolution à approximations successives, permettant l'échantillonnage simultané de quatre voies (durée d'acquisition totale 14.4 μ s),
- un bloc de compteurs de 12 bits pour la génération d'horloges et la MLI vectorielle,
- des transformations vectorielles de Concordia et de Park, directes et inverses (durée d'exécution = 3.2 μ s),
- un port d'entrées-sorties logiques programmables (6 bits), pour la prise en compte des dispositifs de sécurité extérieurs (défaut onduleur, ...) et pour le lancement et l'arrêt des essais (bouton poussoir Marche/Arrêt).
- différents registres d'interfaces 12 bits, pour les communications.

Pour visualiser en temps réel les différentes données, utilisées et calculées par la commande, suivre temporellement l'exécution du programme de commande, et connaître l'état de la commande, il a été implanté également sur la carte :

- 8 sorties analogiques 12 bits (+/- 10V) configurables suivant les données à visualiser,
- 1 sortie numérique 8 bits programmable.
- 7 sorties logiques (à collecteurs ouverts) utilisées pour visualiser à partir de diodes électroluminescentes l'état du système (Initialisation OK, Marche, Défauts, ...).

IV.2.4.1.-Interface d'entrée et système d'acquisition des mesures.

L'interface d'entrée, après adaptation des niveaux de tension et filtrage, convertit les grandeurs analogiques issues des capteurs de courant et tension en grandeurs numériques. Les capteurs de courant et tension utilisés permettent d'obtenir des mesures isolées.

L'entrée *Convst* de l'ADMC permet de lancer l'acquisition des mesures. Un signal de synchronisation *Pwmsync* est délivré par le composant au début de chaque période de MLI. Nous avons utilisé ce signal, dont nous pouvons programmer la fréquence (de 3 à 25 kHz) via un registre, comme horloge d'échantillonnage des mesures.

Le composant délivre également une information de "fin de conversion" que l'on renvoie sous forme d'interruption (\overline{IRQ}) au processeur de signal pour activer la tâche immédiate correspondante.

La structure générale de la chaîne d'acquisition est présentée à la figure IV.2 :

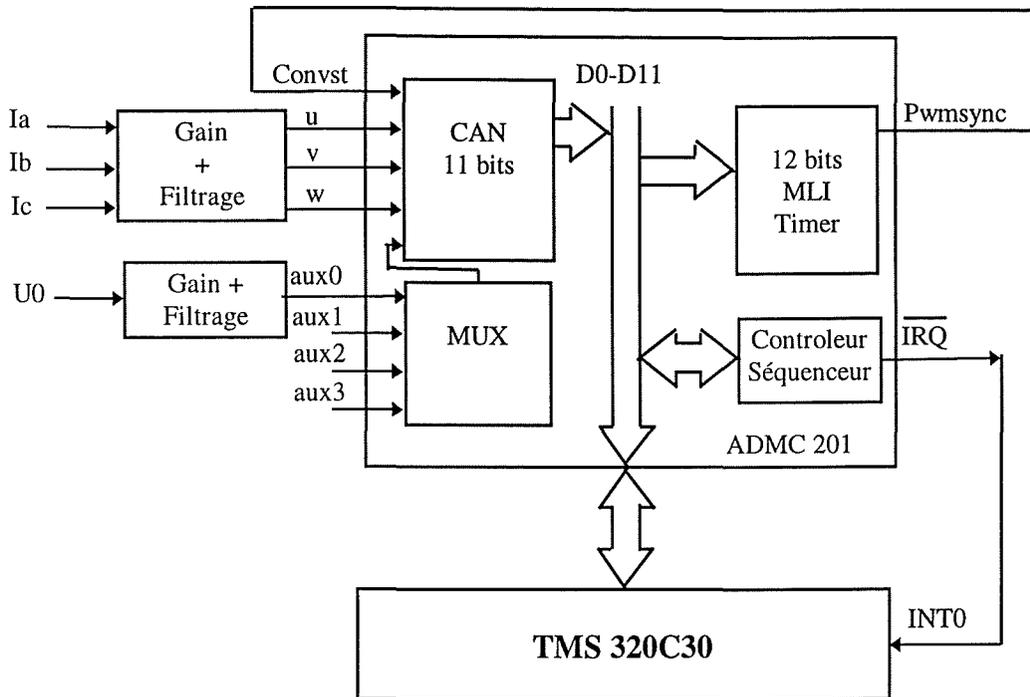


figure IV.2 : Principe de la chaîne d'acquisition des mesures.

Un filtrage des mesures peut être réalisé par des filtres actifs du second ordre de type Butterworth, avec une fréquence de coupure configurable, réglée. La fréquence du fondamental des courants est au maximum de 50 Hz, et la fréquence d'échantillonnage dans la gamme de 3 à 25 kHz.

IV.2.4.2.-Interface de visualisation.

Afin de permettre un suivi et une étude au plus près du fonctionnement de la commande, il a été ajouté au système une interface de visualisation, permettant à l'utilisateur de suivre et analyser les signaux utilisés dans la commande. L'utilisateur peut ainsi visualiser, enregistrer et analyser, par exemple sur un oscilloscope, les grandeurs mesurées, les grandeurs estimées (flux, couple, ...), les grandeurs dans les axes (d,q) et (α,β), les sorties des correcteurs, les commandes envoyées à l'onduleur,

IV.2.4.3.-Interface de sortie : commande onduleur

Elle permet, à partir d'un multiplexeur, de sélectionner à partir d'une sortie logique, la sortie désirée. Le multiplexeur est suivi d'un buffer à collecteur ouvert. Les commandes logiques 0-15V envoyées aux bras de l'onduleur, sont ensuite isolées par un dispositif interne à

l'onduleur. Le multiplexeur est réalisé à partir d'un composant programmable de type PAL (Programmable Array Logique).

IV.2.4.4.- Communications entre les cartes DSP et interface.

Ceci a constitué une des difficultés de la réalisation du dispositif. En effet, les spécifications des timings du TMS320C30, de l'interface DSPLINK et de l'ensemble des composants (numériques) de la carte d'interface ont été tenues en compte. La difficulté principale a concerné le timing très strict de l'ADMC201, non directement compatible avec celui de la carte TMS320C30, avec des temps à respecter de l'ordre de la nanoseconde. Il a été nécessaire de resynchroniser sur l'horloge de l'ADMC201 (12.5 MHz) l'ensemble des signaux (lecture/écriture, ...) de commande du DSP. Pour cela divers composants logiques ont été utilisés : bascules, lignes à retard, compteurs, PAL....

IV.2.5.-ORGANISATION GENERALE DE LA COMMANDE.

Le calcul des commandes des bras de l'onduleur est réalisé à fréquence fixe. Pour cela, la commande doit réaliser au préalable l'acquisition de l'ensemble des grandeurs mesurées. L'ordre d'acquisition est envoyé en début de période de MLI. La fin d'acquisition des mesures active par interruption la tâche de calcul de la nouvelle commande. Le déroulement général peut être représenté par le chronogramme de la figure IV.3.

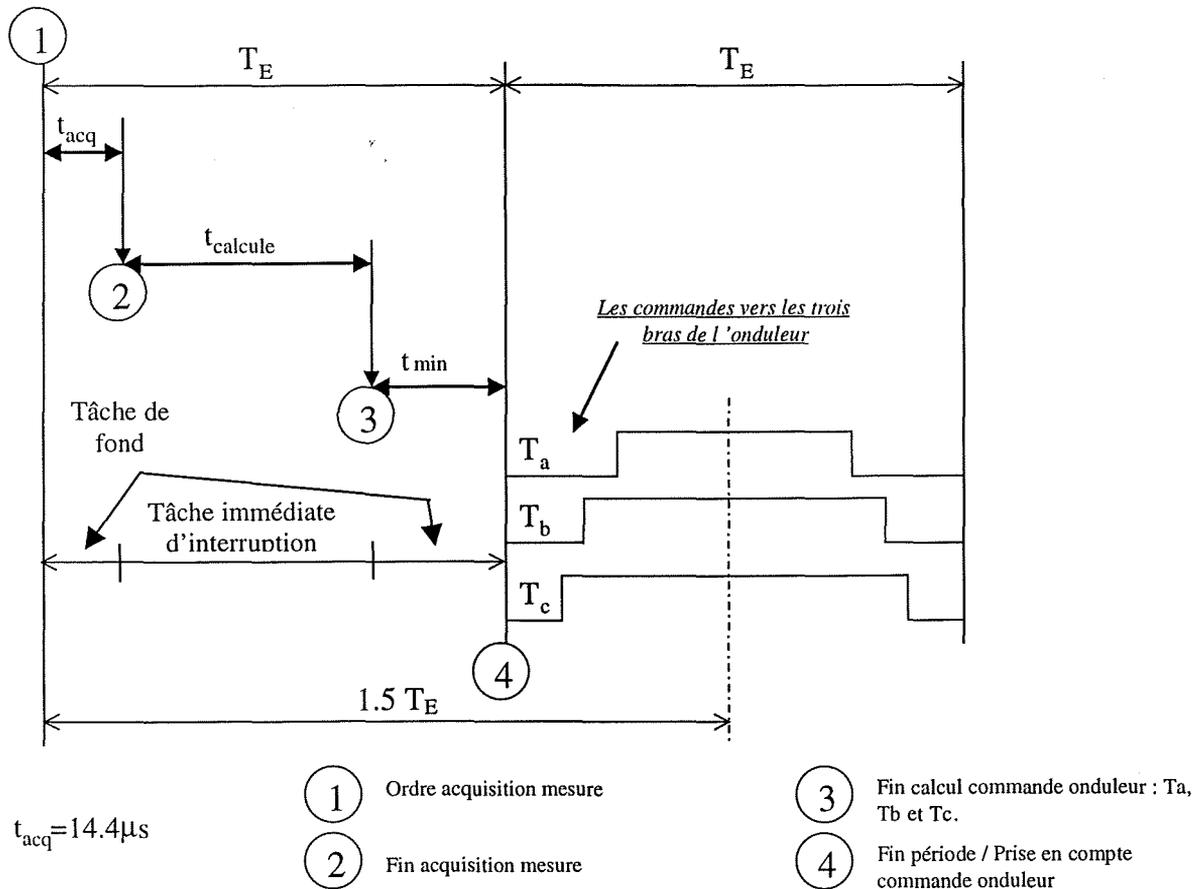


figure IV.3 : Chronogramme des tâches logicielles.

avec les organigrammes simplifiés des taches des figure IV.4 et figure IV.5.

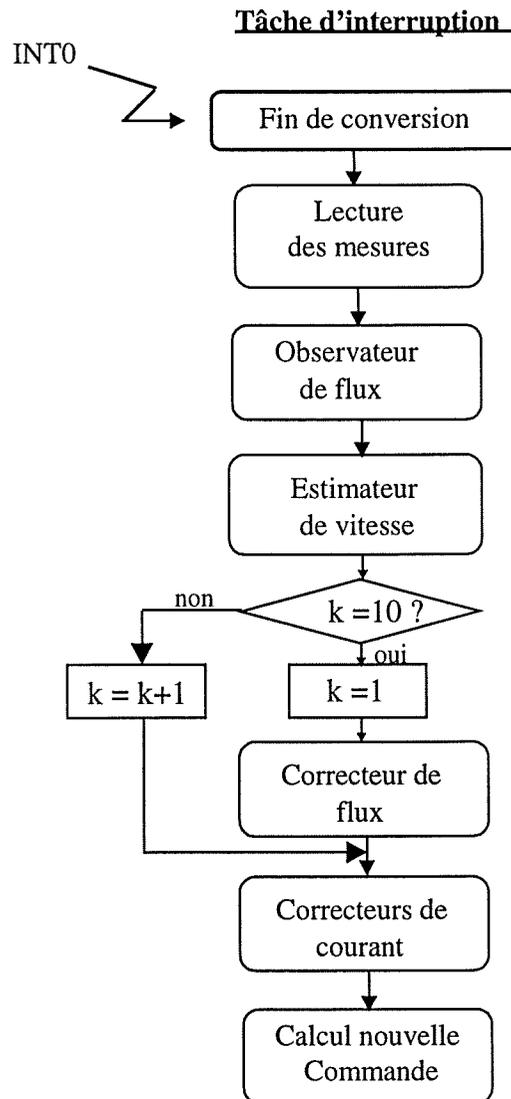


figure IV.4 : Organigramme simplifié de la tâche d'interruption.

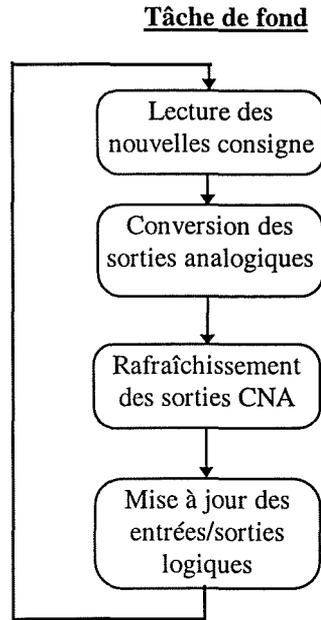


figure IV.5 : *Organigramme de la tâche de fond.*

De façon à vérifier le bon déroulement du programme, notamment au niveau de la succession des tâches d'interruption et de fond, nous avons implanté sur la carte un circuit "Superviseur de processeur" comprenant une fonction chien de garde (Watchdog) mais également un dispositif de surveillance des tensions d'alimentation de la carte.

IV.2.6.-RESULTATS

La commande implantée sur la carte est équivalente à celle décrite au chapitre III mais adaptée aux paramètres du moteur du banc. Nous n'aurons donc pas les mêmes résultats mais un comportement équivalent.

Dans cette phase d'implantation nous cherchons à valider les performances des boucles de courant et celle du flux, ainsi que le fonctionnement sans capteur de vitesse. Le fonctionnement dans les quatre quadrants sera aussi validé. Les bras de l'onduleur sont contrôlés par la MLI vectorielle. Nous avons choisi une fréquence de découpage de 3Khz ($T_{MLI}=333\mu s$), la plus petite que permettait le système, pour éviter des problèmes de durée d'algorithme ($T_E=T_{MLI}$).

Les temps d'exécution des algorithmes implantés s'élève à $120\mu s$.

La figure 4.8 montre l'allure de la réponse du courant I_{sq} dans la machine à un échelon de consigne. Le courant correspond à un couple de 10Nm.

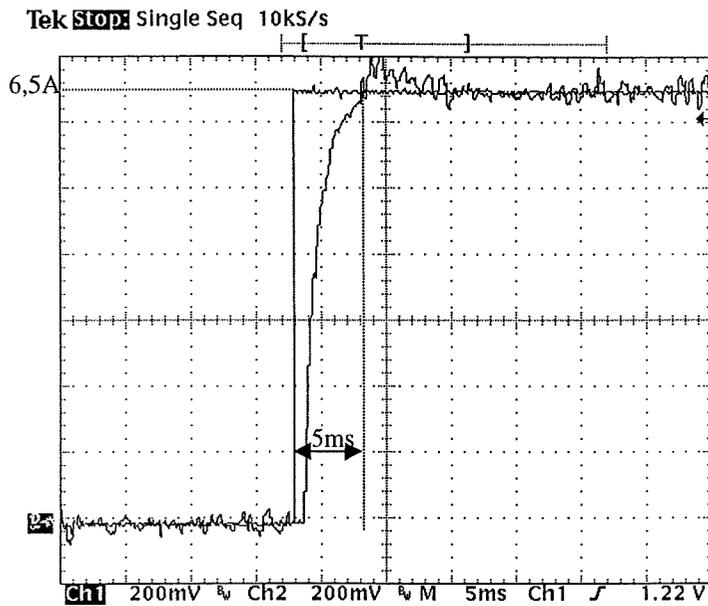


figure IV.6 : réponse à un échelon de courant de 6,5A

Le courant atteint la référence de courant en 5ms environ. Le dépassement que nous voyons dans la réponse est essentiellement dû aux bruits de mesures.

La figure suivante montre le résultat obtenu à un échelon de courant en simulation. Le courant atteint la consigne en 5ms environ.

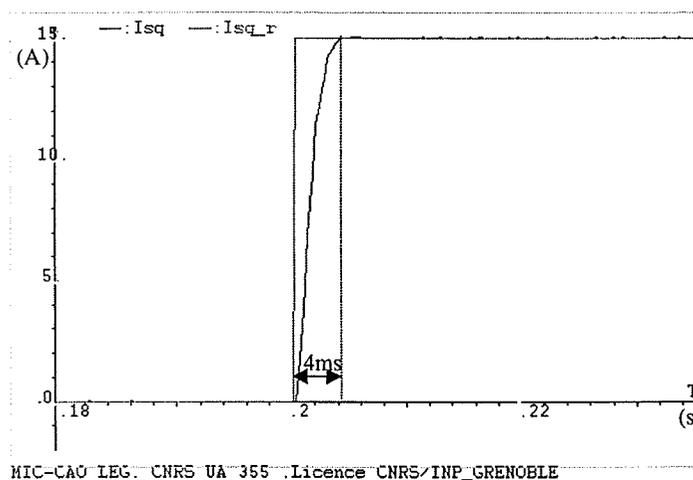


figure IV.7 : réponse à un échelon de courant en simulation

Nous pouvons observé que la réponse de la figure IV.6 correspond bien au comportement attendu dans la figure IV.7.

La figure 4.9 correspond à la réponse à un échelon de flux de 0,8Wb.

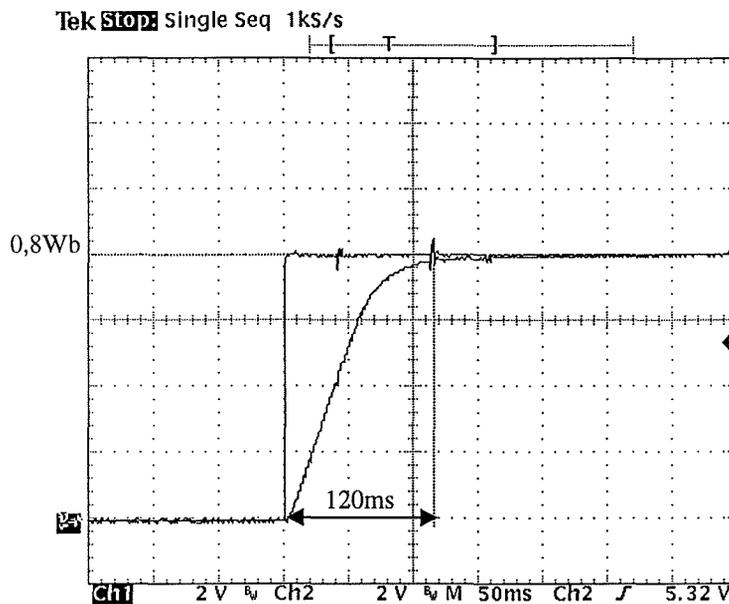


figure IV.8 : réponse à un échelon de flux de 0,8Wb.

Le flux atteint la référence en 120ms, sans dépassement.

La figure suivante montre le résultat théorique en simulation :

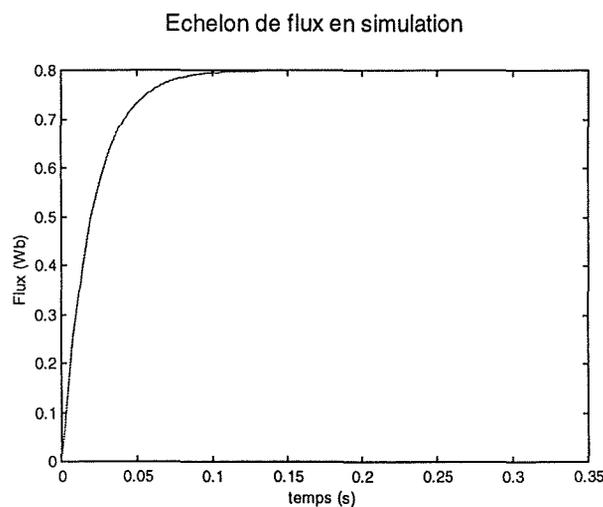


figure IV.9 : réponse à un échelon de flux en simulation

Les résultats obtenus au banc d'essai correspondent bien à ceux obtenus en simulation.

La figure IV.10 montre la vitesse estimée (1) et celle mesurée (2) au démarrage et au freinage jusqu'à l'arrêt.

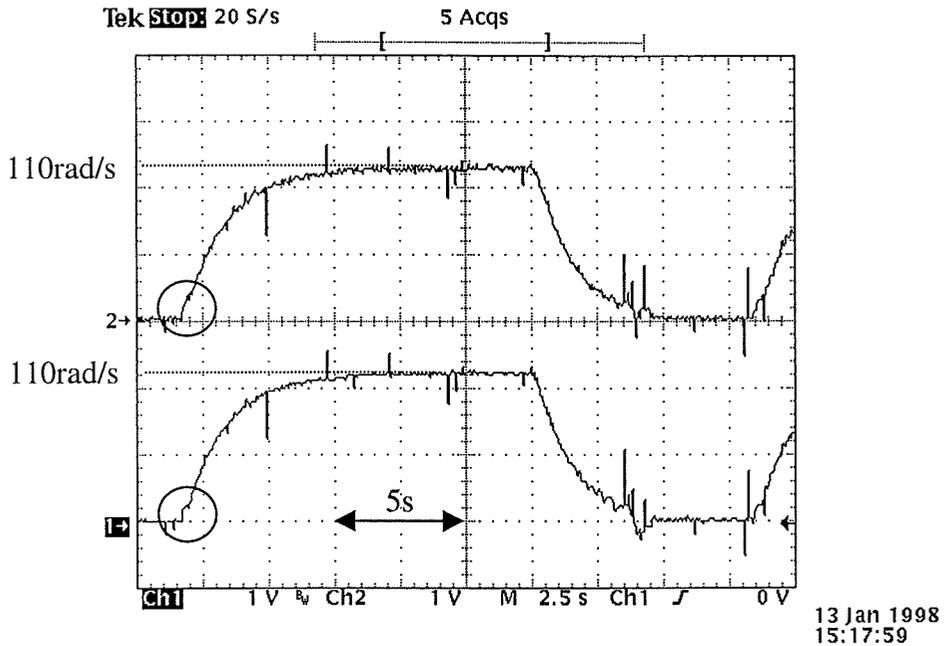


figure IV.10 : vitesse mesurée (2) et vitesse estimée (1)

La vitesse estimée correspond bien avec celle mesurée. Même à très basse vitesse l'estimation est correcte. Cependant, nous remarquons une petite anomalie au moment du démarrage (voir dans les cercles des courbes) : l'estimateur de vitesse calcule un léger échelon. Les impulsions qui apparaissent sur les deux courbes correspondent aux bruits de mesure.

La figure suivante montre θ_s estimé(1) et puis θ_s mesuré(2) au démarrage :

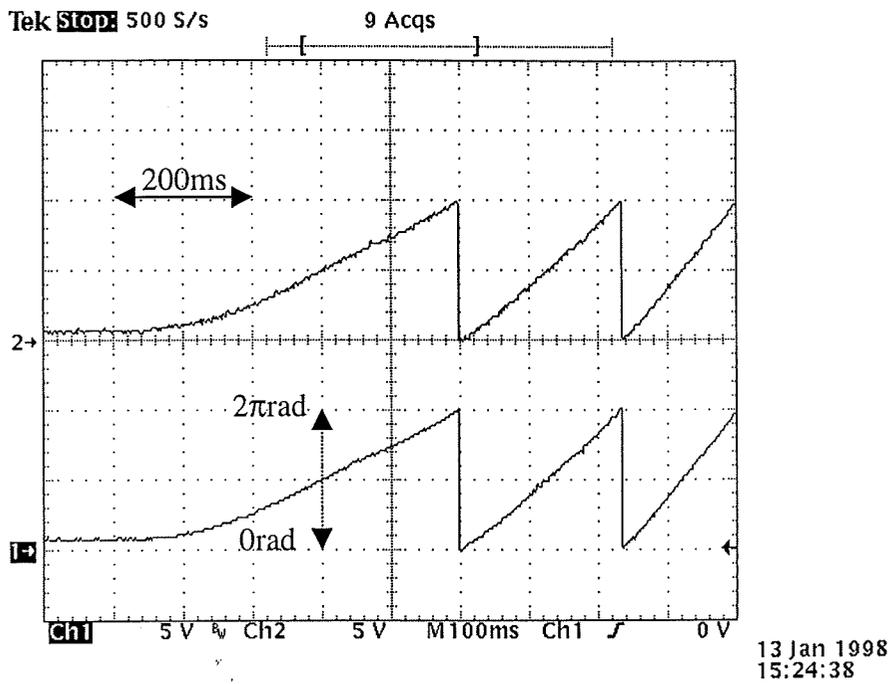


figure IV.11 : θ_s mesuré et θ_s estimé

Dans cette figure nous pouvons constater que l'angle estimé est bon à tout instant, depuis le démarrage. Une erreur dans cet angle correspondrait à une erreur d'orientation du repère de la commande.

La figure IV.12 montre le fonctionnement dans les quatre quadrants : vitesse et couple positifs, positive et négatif, négative et positif et les deux négatifs. Nous appliquons des couples positifs et négatifs en alternance (courbe 1) et nous observons l'évolution de la vitesse (2).

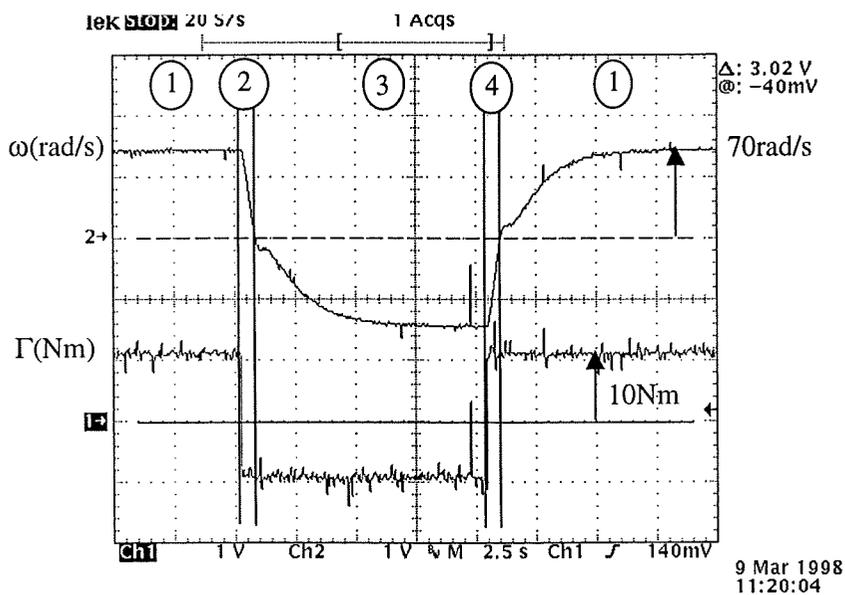


figure IV.12 : fonctionnement en 4 quadrants

Nous pouvons apprécier le fonctionnement général. L'évolution de la vitesse n'est pas tout à fait la même dans les quadrants de traction (1,3) que dans les quadrants de freinage (2,4). Il y a en effet deux configurations différentes. Nous avons une réponse du premier ordre affectée par le changement de structure du système (freinage rhéostatique) et l'influence des temps de garde aux valeurs faibles de la tension.

Ces résultats expérimentaux nous ont permis de valider le fonctionnement sans capteur de vitesse en basse vitesse et dans les quatre quadrants. Dans ces essais les correcteurs de flux et courants ont été également validés.

Remarque : Dans ces essais au laboratoire nous n'avons pas été confrontés aux problèmes liés aux faibles rapports de fréquence entre la fréquence de découpage et la fréquence des fondamentaux (inférieures à 50Hz, ce qui correspond à un indice de modulation minimum de 60).

Il reste donc à valider essentiellement le fonctionnement à haute vitesse et à flux variable.

IV.3.- IMPLANTATION D'UNE COMMANDE SANS MESURE DE VITESSE SUR UNE CARTE ALSTOM : PREMIER OBJECTIF.

Dans le but d'obtenir rapidement une commande qui fasse fonctionner le véhicule électrique démonstrateur sans capteur de vitesse nous avons adopté et complété une commande déjà en place chez l'industriel.

Nous allons donc tout d'abord décrire l'environnement de travail chez l'industriel. Ensuite nous ferons l'état de l'art du pilotage qui tournait au simulateur et puis nous allons implanter l'estimateur de vitesse.

IV.3.1.-ENVIRONNEMENT DE TRAVAIL CHEZ L'INDUSTRIEL

L'environnement de commande chez l'industriel est constitué d'un tiroir AGATE, de son logiciel de travail (Clearcase) ainsi que d'un simulateur analogique.

IV.3.1.1.-Tiroir AGATE (Advanced Gec Alsthom Transport Equipment)

C'est un système de contrôle électronique produit par Alstom Transport. C'est le système standard installé sur les applications ferroviaire pour les régulations, les seuils de protection, les fonctions de puissance et les visualisations.

Ce système est le résultat de l'expérience acquise par le groupe en systèmes de contrôle numérique des convertisseur de puissance utilisé pour la traction. Mais il n'est pas le mieux adapter pour l'application qui nous concerne. Il s'agit en effet d'un système complexe et lourd. Ceci fait que la durée de l'algorithme est relativement importante et ce qui nous amène à travailler à des fréquences d'échantillonnage plus faibles (1.25kHz).

Les mesures de courant incluent un filtre passe bas analogique et ce sont les variables filtrées qui sont utilisées dans la commande.

C'est un module transportable équipé d'une carte mère ou unité de base avec des possibilités d'extension pour des petites cartes. Chaque carte a sa propre fonction.

Il est composé de trois unités : unité de base, d'extension et d'alimentation. Ces unités constituent l'unité de contrôle.

La structure installée dans l'unité de base est basée sur deux microprocesseur de 32 bits : Un Intel i960CA qui assure le dialogue et qui a le rôle du superviseur et un TMS320C31 de Texas Instrument pour le traitement des signaux et les calculs.

L'unité d'extension sert à accroître les ressources d'entrée-sortie de l'unité de contrôle.

La figure suivante donne un aperçu général du produit.

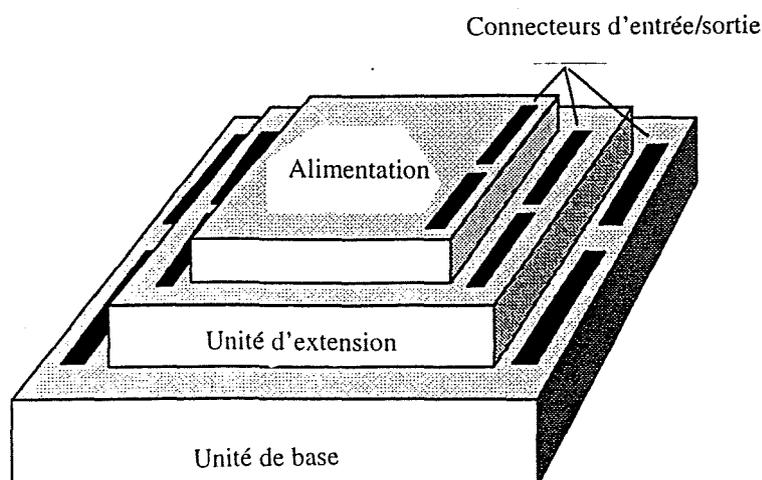


figure IV.13 : Unités du tiroir

Cette carte possède aussi une liaison série RS-232 qui permet de charger le logiciel sur les deux microprocesseurs. Elle sert également pour maintenir un dialogue avec le PC pour la visualisation en temps réel.

IV.3.1.2.-Logiciel ClearCase

Clearcase est un logiciel dans lequel nous pouvons introduire les programmes en langage C, les compiler et les transférer par la liaison série. L'environnement de travail permet d'enregistrer des versions différentes et de récupérer leur sources si nécessaire.

Le pilotage initial est un contrôle vectoriel à flux rotorique orienté avec passage en contrôle scalaire à partir d'une vitesse de base. Elle génère une MLI intersective à 2.5 kHz et effectue les mesures des courants de phase, des tension phase, de la tension d'entrée de l'onduleur et de la vitesse.

Les acquisitions des mesures sont faites à 5Khz et la régulation est faite à 1.25Khz, c'est à dire, tous les 800µs.

IV.3.1.3.-Simulateur Analogique :

Le simulateur analogique dont nous avons disposé est constitué d'un ensemble des cartes électroniques dont le but est de simuler le fonctionnement de la machine asynchrone ainsi que celui de l'onduleur. Il est connecté à la carte de commande.

A partir du simulateur nous avons accès aux variables telles que les tensions, courants, vitesse,...

Sur le simulateur nous pouvons aussi reproduire les actions du conducteur tels que accélérer, freiner, travailler en mode diesel ou bien brancher les perches en passant en fonctionnement trolley. Nous avons la possibilité de travailler en contrôle de vitesse ou bien en contrôle de couple.

Ceci nous permet donc de tester en temps réel le logiciel et également les cartes de commande.

IV.3.2.-IMPLANTATION DE L'OBSERVATEUR DU FLUX ET L'ESTIMATEUR DE VITESSE SUR LE SIMULATEUR.

Nous avons implanté et mis en œuvre l'observateur de flux ainsi que l'estimateur de vitesse à partir des sorties de l'observateur. Dans un premier temps nous l'avons utilisé en boucle ouverte et nous avons pu constater que la vitesse estimée en sortie correspondait bien à celle

fournie par le capteur. Ceci nous a amené à insérer l'observateur dans la boucle et à travailler ainsi sans la mesure de vitesse.

IV.3.3.-PRESENTATION DU BANC ET DU BUS.

Après les tests et validations sur le simulateur, nous avons effectué les mêmes tests sur le banc d'essai.

Au banc nous disposons de deux lignes d'arbre identiques. Le moteur asynchrone au bout de la ligne précédé du réducteur, d'une boîte de transmission du couple et d'un volant d'inertie. Nous disposons donc des moteur, réducteur, onduleur et hacheur freinage. Du point de vue commande, nous avons les mêmes pédales et boutons de commande que dans le véhicule.

Dans chaque ligne d'arbre il y a normalement une génératrice qui fournit des couples résistants. Comme elle n'était pas disponible nous n'avons pas pu tester l'ensemble qu'avec une inertie très faible par rapport à l'inertie du bus.

La phase suivante des tests s'effectue sur le véhicule (annexe 7).

Dans la figure IV.14 nous avons un aperçu schématique des éléments du véhicule :

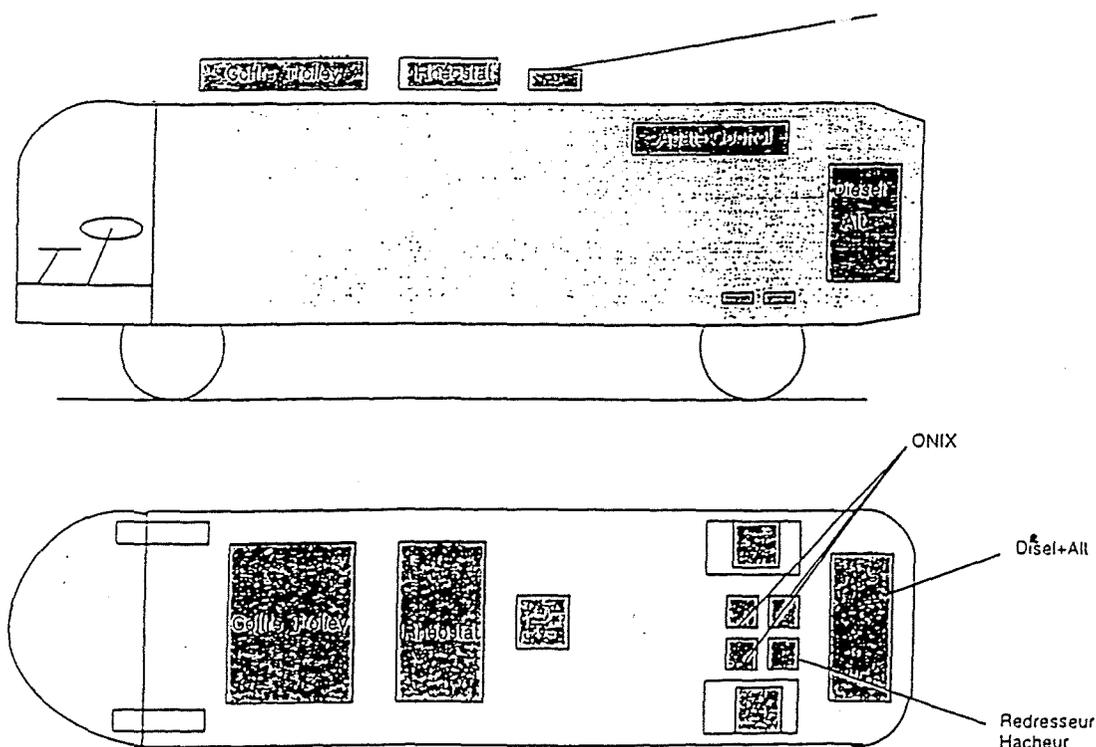


figure IV.14 : schéma des éléments du véhicule électrique

Dans l'annexe 6 on présente une figure dans laquelle on voit plus précisément l'emplacement des moteurs dans les roues et des onduleurs ONIX à l'intérieur du véhicule.

IV.3.4.-PROBLEMES DETECTES. SOLUTIONS PROPOSEES.

Trois gros problèmes sont apparus lors de passage du banc au véhicule : *le reprises en vitesse, les démarrages en côte (apparition du phénomène de la dérive)* et les temps de calculs.

IV.3.4.1.-Reprises :

Le problème des reprises vient du fait que l'onduleur s'arrête si le conducteur n'appuie sur aucune pédale. A ce moment, l'onduleur est inhibé et nous n'avons pas des moyens d'estimer la vitesse. A la reprise, c'est à dire, au moment où le conducteur appuie sur une des pédales, la dernière valeur de la vitesse estimée est utilisée. Elle ne correspond pas généralement à la vitesse réelle. Pour régler ce problème nous pouvons envisager plusieurs solutions :

- Au lieu d'inhiber l'onduleur, nous annulons le couple et la machine reste fluxée. Ceci suffit pour estimer la vitesse.
- Nous utilisons un capteur de vitesse peu précis et peu onéreux pour initialiser l'estimation de la vitesse à chaque reprise.

Nous avons retenu ce dernier cas car le véhicule devra posséder un tel capteur pour le système de freinage ABS.

IV.3.4.2.-Démarrage en côte :

Il y a deux méthodes pour effectuer un démarrage en côte : avec utilisation du frein pneumatique (équivalent du frein à main dans la voiture) ou sans frein.

Si nous utilisons le frein pneumatique il n'y a pas de problème car nous relâchons le frein une fois le couple établi.

Si nous n'utilisons pas le frein, le véhicule part en arrière avant que le couple ne soit établi. Le logiciel de départ n'était pas capable de traiter une vitesse ou une pulsation négative. Dans ces conditions nous ne pouvions pas tester véritablement le démarrage en dérive, la commande étant incapable d'établir le couple.

Provisoirement, nous avons implanté une solution qui détecte dans quel sens tourne le flux estimé. Ceci est fait à partir de l'observateur de flux : nous regardons le sens de rotation du flux rotorique pour détecter la marche arrière ou la marche avant. Si on détecte une valeur négative on la met à zéro (valeur positive la plus petite acceptée par le logiciel).

Ceci a été mis en œuvre et testé sur le véhicule. Nous avons eu des bons résultats quand la pente n'était pas forte mais à partir de certains dénivelés l'écart entre la vitesse réelle et la valeur utilisée (vitesse nulle) devient trop important. La commande ne peut pas établir le couple.

En simulation nous avons vu que l'on est capable de faire face à ce phénomène. Ceci pourra être testé et validé après modification du logiciel pour avoir la possibilité de travailler à vitesse négative.

IV.3.4.3.-Temps d'exécution :

Un troisième problème rencontré pendant la période d'implantation est la durée d'exécution. Compte tenu de la longueur du logiciel déjà implanté, il est arrivé qu'il n'y ait pas assez de temps pour exécuter toutes les tâches, ce que a entraîné des remises à zéro de la commande. L'algorithme nécessite donc d'une révision pour réduire son temps d'exécution, actuellement de l'ordre de 800 μ s. Sur le banc de petite puissance on était à seulement 120 μ s.

IV.3.5.-RESULTATS OBTENUS AVEC LE DEMONSTRATEUR.

Fonctionnement général (figure bus n1)

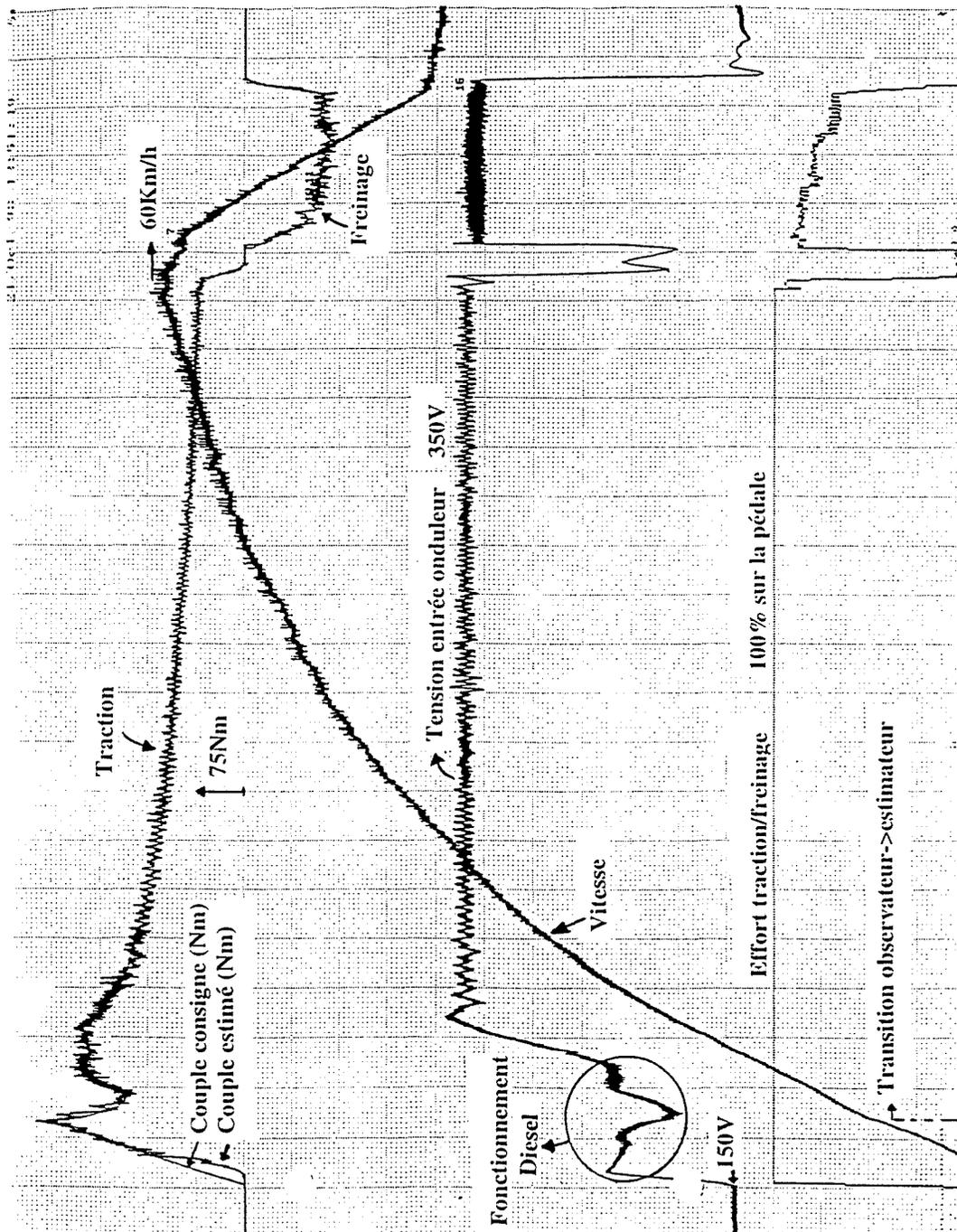


figure bus n1 : fonctionnement général dans le démonstrateur

La figure montre le couple de consigne et le couple estimé, la tension à l'entrée de l'onduleur, la vitesse mesurée et estimée, le % d'effort de traction ou de freinage (la course des pédales

est défini de 0% à 100%) et l'indicateur de fonctionnement en observateur ou estimateur de flux .

Nous avons travaillé en mode diesel jusqu'à une vitesse supérieure à 60 Km/h, c'est à dire une fréquence de plus de 300 Hz.

Au démarrage la tension fournie par le diesel-alternateur est assez faible et irrégulière et ceci entraîne des perturbation sur le couple.

A la fréquence de 30Hz on passe du fonctionnement en observateur du flux au fonctionnement avec l'estimateur de flux : on ne voit pas de perturbation dans la vitesse.

Au moment où on cesse d'appuyer sur l'accélérateur, l'onduleur s'inhibe. Ensuite on appuie sur le frein (redémarrage de l'onduleur à vitesse non nulle : reprise en vitesse) et on passe en freinage. La vitesse décroît. En mode freinage la tension à l'entrée de l'onduleur est régulée à 350v par le hacheur.

Estimateur de vitesse (figure bus n2)

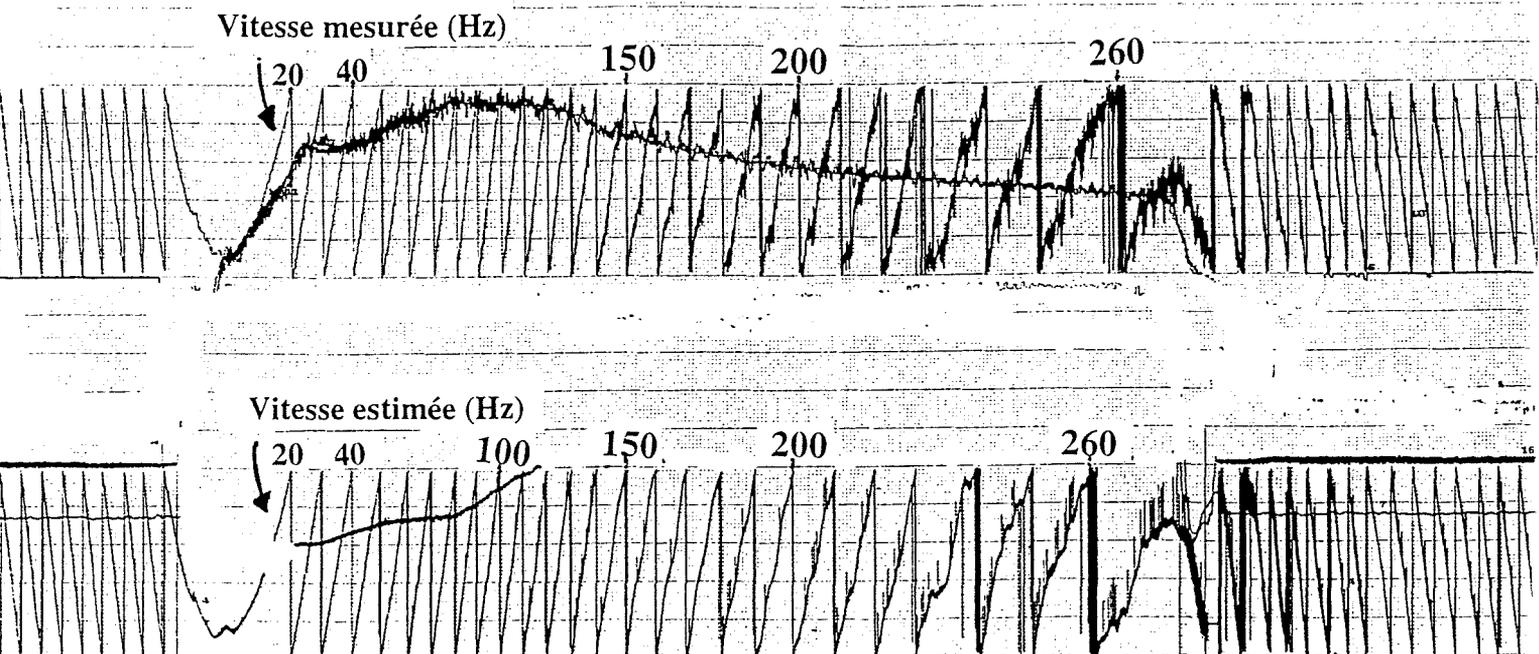


figure bus n2 : vitesse mesurée et vitesse estimée

Le filtrage de la vitesse joue un rôle important pour le bon fonctionnement de la commande. Dans le chapitre III, nous en avons parlé mais nous n'avons pas précisé le réglage car il dépend beaucoup de la dynamique du véhicule. Empiriquement, nous avons ajusté le filtre passe bas à une fréquence de 25Hz. Cette valeur peut être justifiée a posteriori par le raisonnement suivant :

L'accélération maximale permise dans le véhicule correspond à $1,2\text{m/s}^2$ et une vitesse du véhicule de 1m/s correspond à 20Hz. L'accélération maximale vaut ainsi 24Hz/s . La fréquence de coupure du filtre est bien autour de 25Hz.

Dans la figure bus n2, nous pouvons observer que la vitesse estimée est très proche de celle mesurée aussi bien en freinage qu'en traction. Par exemple, l'erreur commise à 265Hz est de 2Hz, erreur inférieure à 1%. Ces erreurs peuvent cependant jouer sur les performances de la commande comme on le verra sur les courbes suivantes.

Résultats comparatifs : 100m de course avec la commande avec capteur (figure bus n3) et sans capteur (figure bus n4).

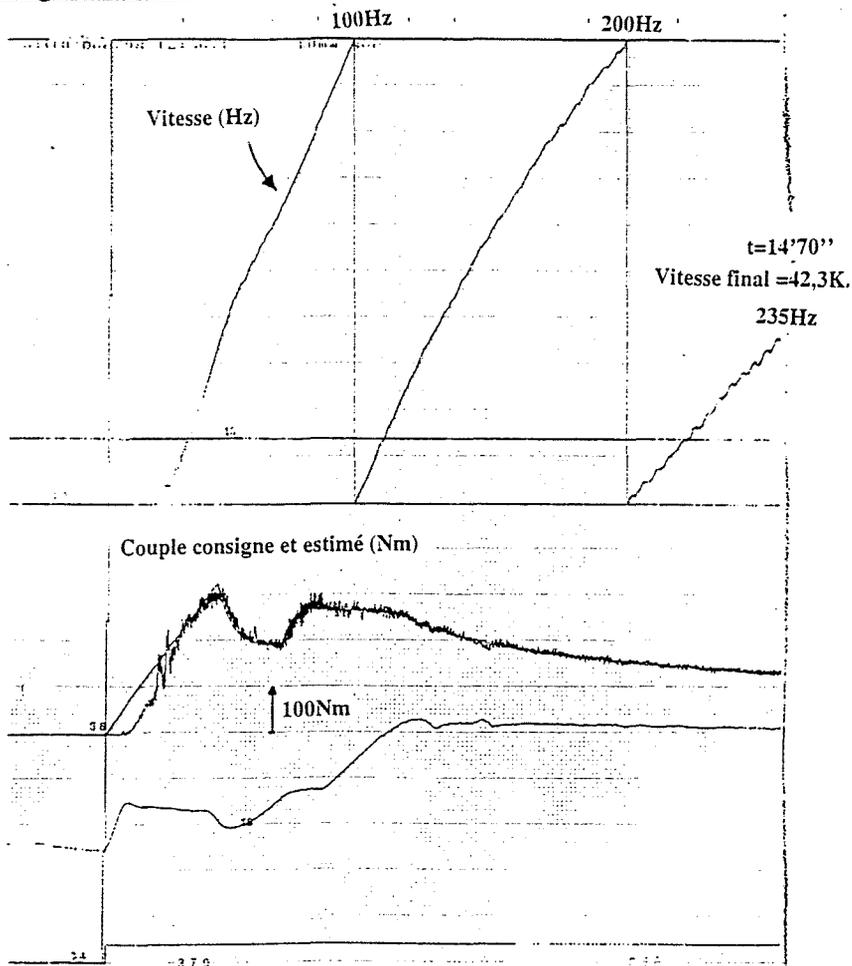


figure bus n3 : Commande avec mesure vitesse. Vitesse et couple.

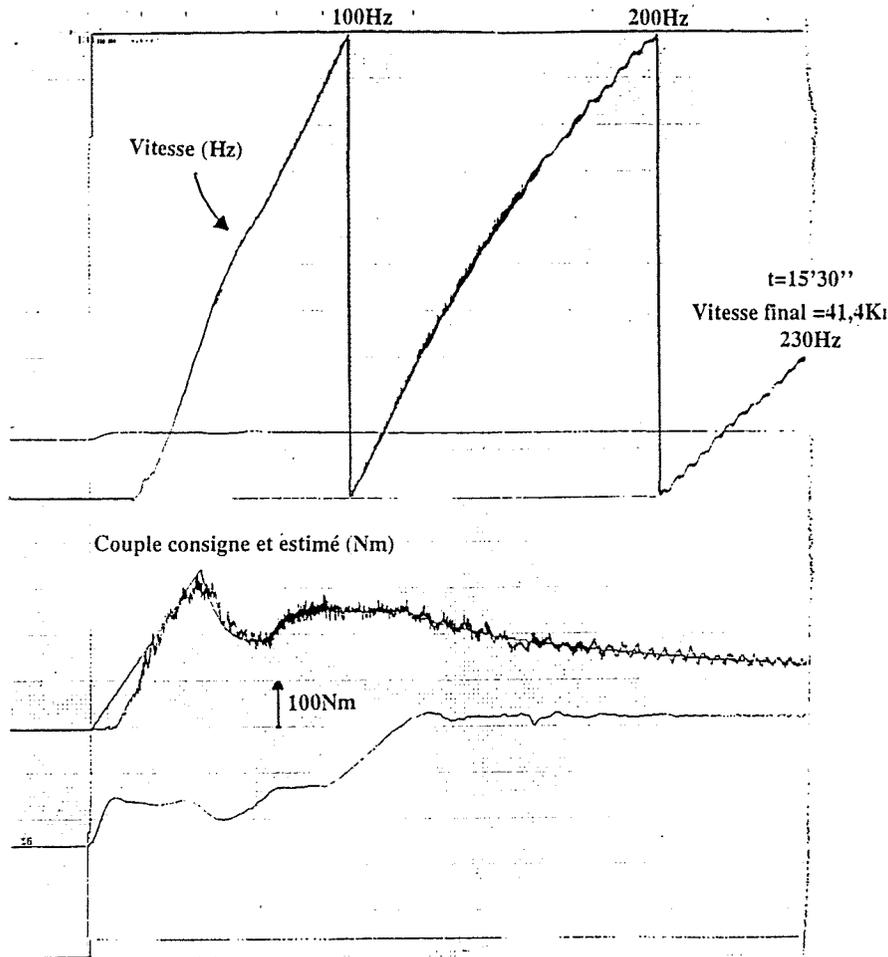


figure bus n4 : *Commande sans mesure vitesse. Vitesse et couple.*

Nous avons mis 14''70 avec le capteur de vitesse et 15''30 sans le capteur de vitesse. Dans les deux cas nous avons travaillé dans les mêmes conditions : mode de fonctionnement en diesel, action à fond sur l'accélérateur. A haute vitesse, les petits écarts entre les vitesses font que l'on fournit moins de couple que prévu. En effet, $\hat{\omega}_R = \omega_S - \hat{\omega}$ et $\omega_R = \omega_S - \hat{\omega}$ avec ω_S imposé par nous. Comme $\hat{\omega} > \omega$ on a $\hat{\omega}_R < \omega_R$ et par conséquent $\hat{\Gamma}_R < \Gamma_R$.

C'est un essai à refaire en fonctionnement en « trolley » pour dissocier des possibles différences venant du comportement du diesel-alternateur. En mode « trolley » on dispose en effet d'une tension constante.

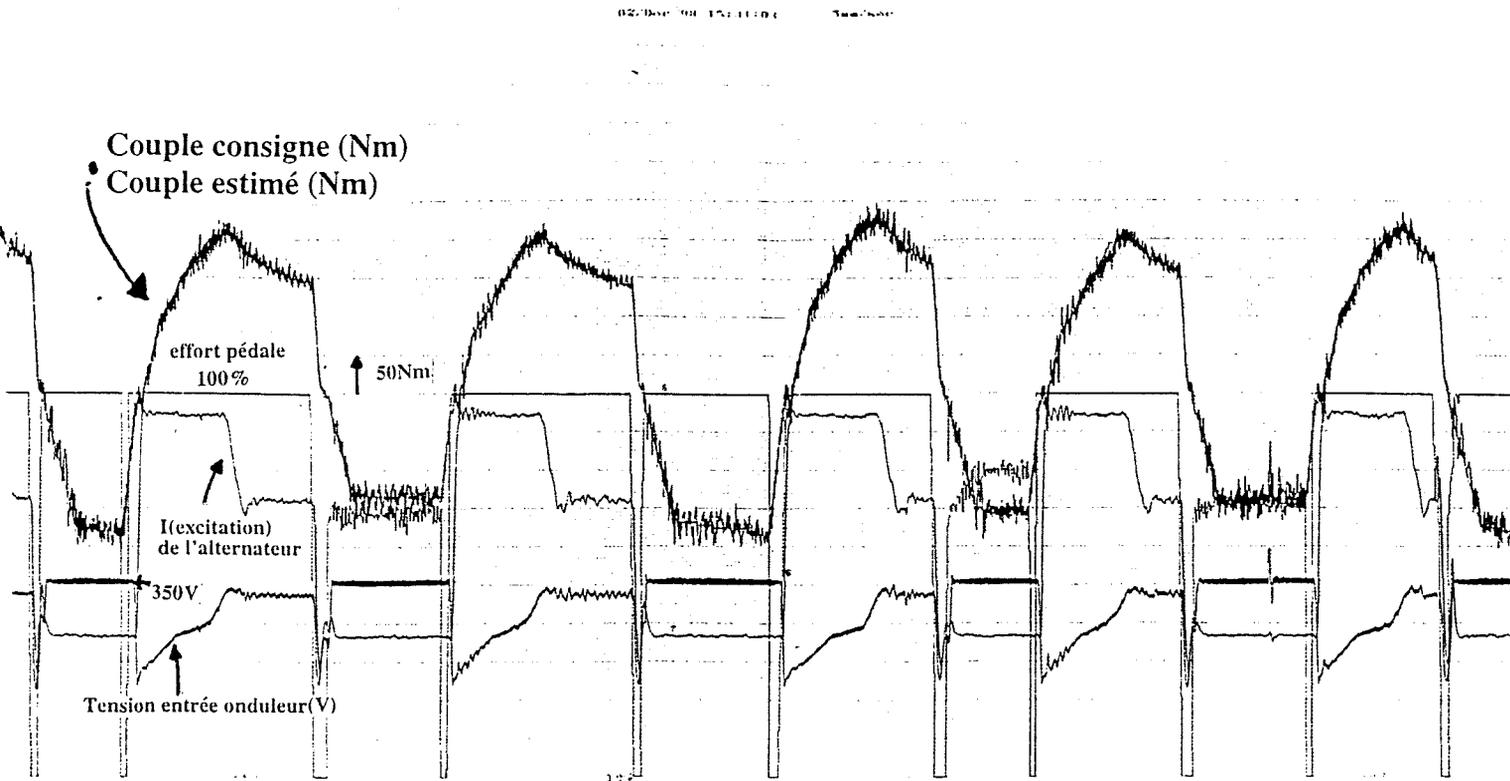
Fonctionnement en traction et en freinage : reprises en vitesse (figure bus n5)

figure bus n5 : Reprises en vitesse. Couple de référence et couple estimé.

La figure bus n5 nous montre le couple de référence et celui estimé d'une part, ainsi que les traces des actions sur les pédales de traction et freinage (effort_valide). Il apparaît aussi la tension à l'entrée de l'onduleur et le courant d'excitation de l'alternateur (sans intérêt dans cette étude).

Des reprises successives montrent le bon fonctionnement aussi bien en traction qu'en freinage. Il n'y a pas d'«à coup» de couple dans la reprise. La traction et le freinage sont appliqués à 100%.

Cette figure bus n5 nous montre le bon fonctionnement face à un des gros problèmes de la mise en œuvre d'un fonctionnement sans capteur de vitesse.

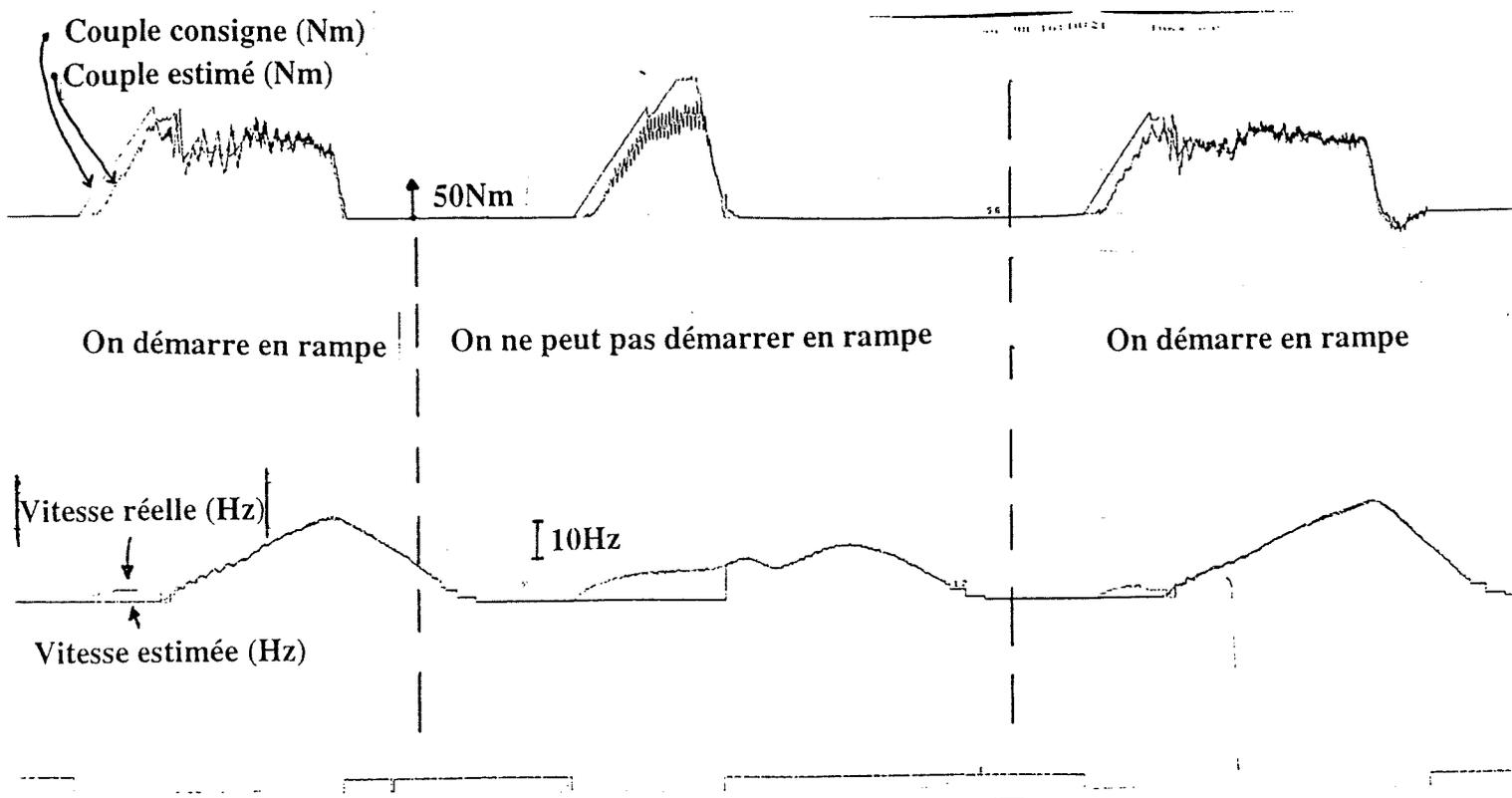
Dérives (figure bus n6)

figure bus n6 : Démarrages en côte. Couple (référence et estimé), vitesse (réel et estimé).

La figure bus n6 montre en haut le couple de référence, celui estimé et en bas la vitesse mesurée et celle estimée.

En mettant le bus sur une pente, nous avons procédé à des démarrages en dérive : on laisse partir le véhicule en marche arrière et on demande la traction en marche avant. Dans le premier et le troisième essai le bus est arrivé à repartir. Dans le deuxième essai, la vitesse atteinte en marche arrière était trop importante. La commande élabore un couple qui n'est pas appliqué. Le repère du flux rotorique est mal orienté. Rappelons que l'observateur est capable de détecter le sens inverse de rotation de la machine mais on ne peut pas le corriger parfaitement du fait que le logiciel ne nous permet pas de travailler à vitesse négative. Il restera donc à refaire le même essai après modification du logiciel.

Conclusion et perspectives des essais sur le bus:

Ces essais nous amènent à conclure que nous sommes arrivés à adapter une commande déjà existante au fonctionnement sans capteur .

Le fonctionnement à basse et haute vitesse a été validé ainsi que la traction et le freinage. Les marches avant et arrière ont été aussi validées (même si ces de résultats n'ont pas été montrés). Les reprises ont été validées et le problème de la dérive a été mise en cause : le logiciel doit être adapté pour pouvoir prendre en compte des valeurs positives et négatives quelque soit la marche (avant, arrière) demandée.

Lors des essais effectués (les figures bus n3 et n4), nous avons constaté que de petites erreurs dans l'estimation de la vitesse nous ont fait perdre en performances au niveau du couple et de l'accélération. Cependant le fonctionnement est assuré.

IV.4.-MISE EN PLACE DE L'ENSEMBLE DE LA COMMANDE : DEUXIEME OBJECTIF .

Il s'agit maintenant de l'implantation sur le simulateur analogique de l'ensemble de la commande développée au chapitre III. Nous sommes cependant obligés de travailler avec quelques différences par rapport aux conditions prévues lors des études en simulation :

- 1) Dans un premier temps il était envisagé de travailler à une fréquence MLI et de régulation de 5kHz mais nous sommes contraints avec le matériel actuel de travailler à 1.25kHz pour la commande et 2.5 KHz pour la MLI. Ceci conduit à des rapports de fréquences très petits : pour la commande 1.25kHz face au 455Hz nous donne un rapport trois environ. Pour la MLI l'indice de modulation est de l'ordre de 6. On verra donc naître des oscillations des courants. Nous ne pourront donc pas maintenir la commande vectorielle sur toute la plage de fréquence dans ces conditions. (voir chapitre III.10 : limites de fonctionnement à fréquences élevées selon les structures)
- 2) La sur-modulation ne sera pas implantée car elle ne se justifiait que pour optimiser un fonctionnement à des fréquences de commande et de MLI plus élevées.
- 3) Les mesures de variables électriques (courants et tensions) passe actuellement par des filtres analogiques de Bessel du 5^{ème} ordre. (Voir problèmes cités au chapitre III : performances à haute vitesse).
- 4) Les consignes que nous imposons passe par le processeur i960 qui applique les fonctions en rampe.

5) La commande implantée actuellement n'a pas la boucle de flux et travaille avec les capteurs de tension phase.

D'autres modifications et limitations sont également à considérer :

Pour la MLI vectorielle les temps de conduction de chaque interrupteur sont calculés à chaque période et les circuits logiques doivent être programmés avec ces valeurs. C'est ainsi que nous sommes arrivés à programmer une MLI vectorielle à 2.5kHz. Nous avons essayé de passer à 5kHz mais le chargement des valeurs dans les circuits logiques prend trop de temps pour être exploité dans la configuration actuelle.

Nous arrivons à fonctionner sans capteur de vitesse et sans capteurs de tension phase dans la plage où nous calculons le flux à partir de l'observateur de flux. Quand nous passons à l'estimateur de flux, le système devient instable. En effet, les courants sont filtrés et retardés par les filtres de cinquième ordre, et les mesures de courant ne correspondent donc pas aux mêmes instants que les estimations de tension. Cette désynchronisation est à l'origine de l'instabilité du système. En travaillant avec l'observateur de flux nous avons un asservissement du courant estimé au courant mesuré. Ceci joue en faveur de la stabilité. Avec l'estimateur il n'y a plus cet asservissement.

IV.4.1.-RESULTATS ET LEURS ANALYSE

Nous allons d'abord à partir de quelques courbes montrer le fonctionnement général jusqu'à une fréquence de 300Hz (au delà de cette fréquence nous avons eu les problèmes de fonctionnement signalés). Après nous analyserons les comportements des boucles de courant en basse et en haute vitesse. Ensuite, nous montrerons une transition de l'observateur à l'estimateur de flux. Des résultats sur la régulation en tension avec des changements de couple seront également montrés ainsi que des résultats sur le fonctionnement en traction et en freinage. Finalement, nous montrerons les résultats de l'estimateur de vitesse.

Fonctionnement général

(Les figures suivantes correspondent toutes à une même expérience et donnent un aperçu général tel que nous l'avons fait au chapitre III lors du développement du logiciel en simulation.)

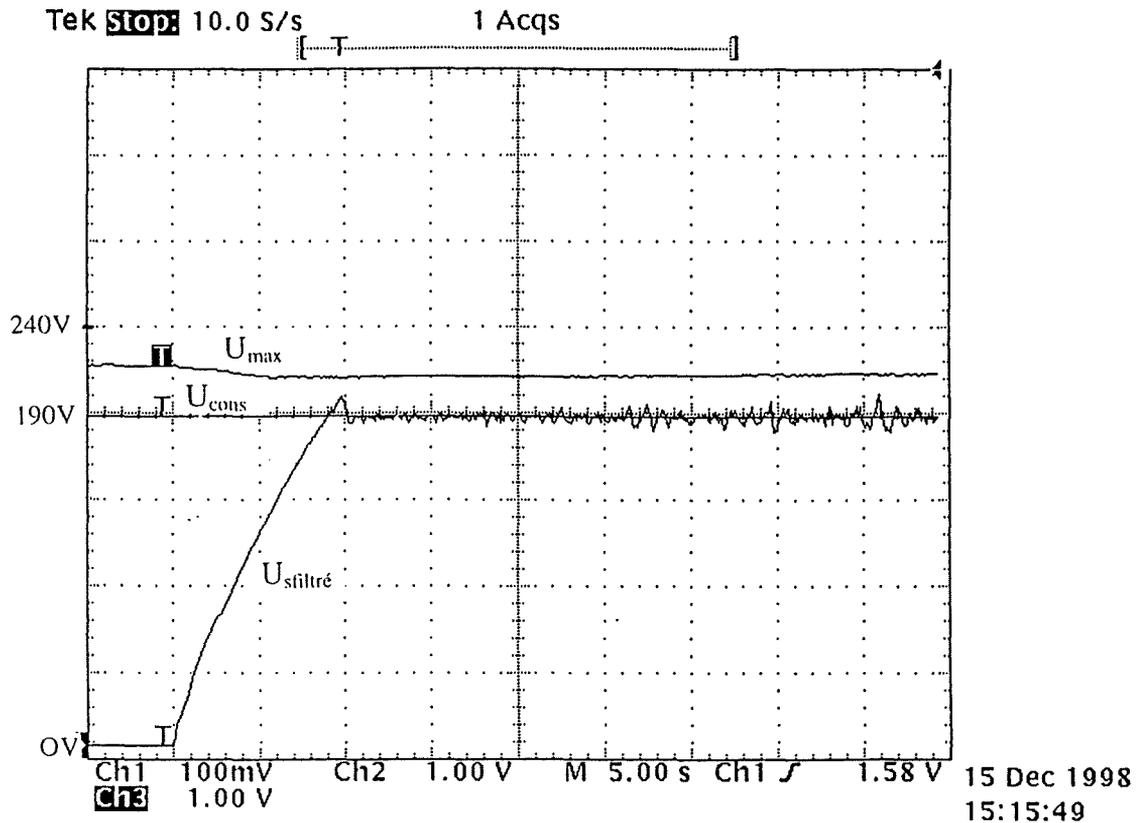


figure IV.15 : fonctionnement général. Tensions : consigne, maximale et mesurée.

Dans cette figure IV.15 on observe la valeur maximale de tension qui peut fournir l'onduleur (U_{\max}), la valeur de consigne pour la régulation de tension (U_{cons}) et la valeur de la tension mesurée ($U_{\text{sfiltré}}$).

Les variations des valeurs de U_{\max} sont dues aux changements dans la tension d'entrée de l'onduleur. La valeur U_{cons} correspond à 85% de la valeur U_{\max} initiale. Nous avons laissé un peu plus de marge par rapport à la simulation (93.5%) car la variable $U_{\text{sfiltré}}$ oscille plus qu'en simulation (à haute vitesse).

La figure figure IV.16 montre l'évolution de la fréquence et de la vitesse lors de l'expérience. Une fréquence de 300Hz est atteinte. Les vitesses mesurée et celle estimée sont en accord.

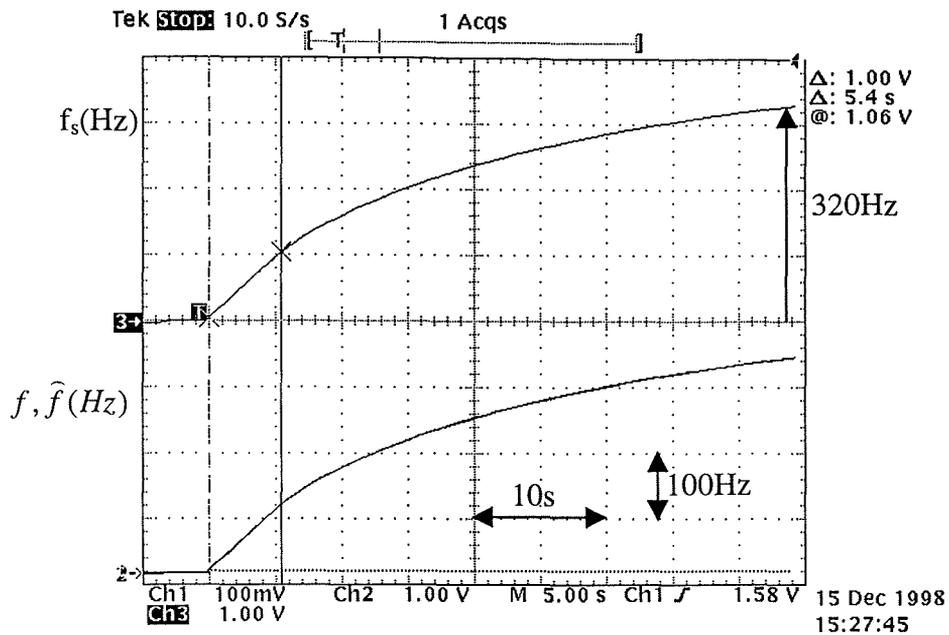


figure IV.16 : fonctionnement général. 1) f_s 2) vitesse mesurée et estimée(Hz).

La figure IV.17 montre d'une part le flux rotorique et d'autre part la consigne de couple et le couple réalisé.

L'établissement du flux et du couple s'effectue dans la zone « 1 ». On avait prévu d'établir le flux puis le couple mais on a enlevé la boucle de flux pour des problèmes de stabilité et ceci a ralenti le fluxage. On applique donc la rampe de couple en même temps que l'établissement du flux. Dans la zone « 2 », le couple est limité à la courbe de couple maximal de consigne fixé par l'application industrielle. Dans la zone « 3 » a lieu le défluxage.

La consigne de couple correspond à 150Nm et à la fin du défluxage elle est de 50Nm environ.

(Dans la zone zéro l'onduleur est inhibé et les valeurs des grandeurs que l'on observe ne correspondent à rien).

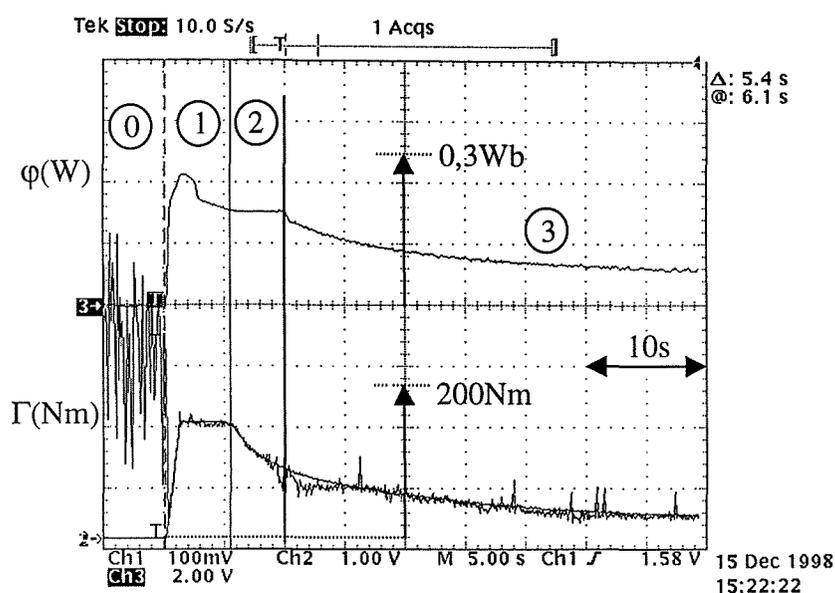


figure IV.17 : fonctionnement général. 1) Flux 2) Consigne couple, couple réalisé.

La figure IV.18 montre les courants dans le référentiel de park : I_{sd} , $I_{s_{qref}}$ et I_{sq} .

Dans la zone « 1 » I_d reste constante et $I_{s_{qref}}$ prend la valeur nécessaire pour donner le couple de référence demandé. Nous avons vu que dans cette zone le flux était « perturbé », donc $I_{s_{qref}}$ évolue en conséquence

Dans la zone « 2 », I_{sd} reste constante (comme le flux) et $I_{s_{qref}}$ descend pour faire baisser la consigne du couple.

Dans la zone de défluxage, I_{sd} décroît. Nous pouvons constater qu'à haute vitesse les oscillations de I_{sd} deviennent importantes comme prévu. $I_{s_{qref}}$ diminue légèrement pour donner la consigne de couple demandée. En simulation la valeur de $I_{s_{qref}}$ était maintenue toujours constante mais au simulateur analogique $I_{s_{qref}}$ est donné à partir d'une loi de couple limitée selon la fréquence de fonctionnement.

Dans toute la plage de fréquence I_{sq} suit bien $I_{s_{qref}}$.

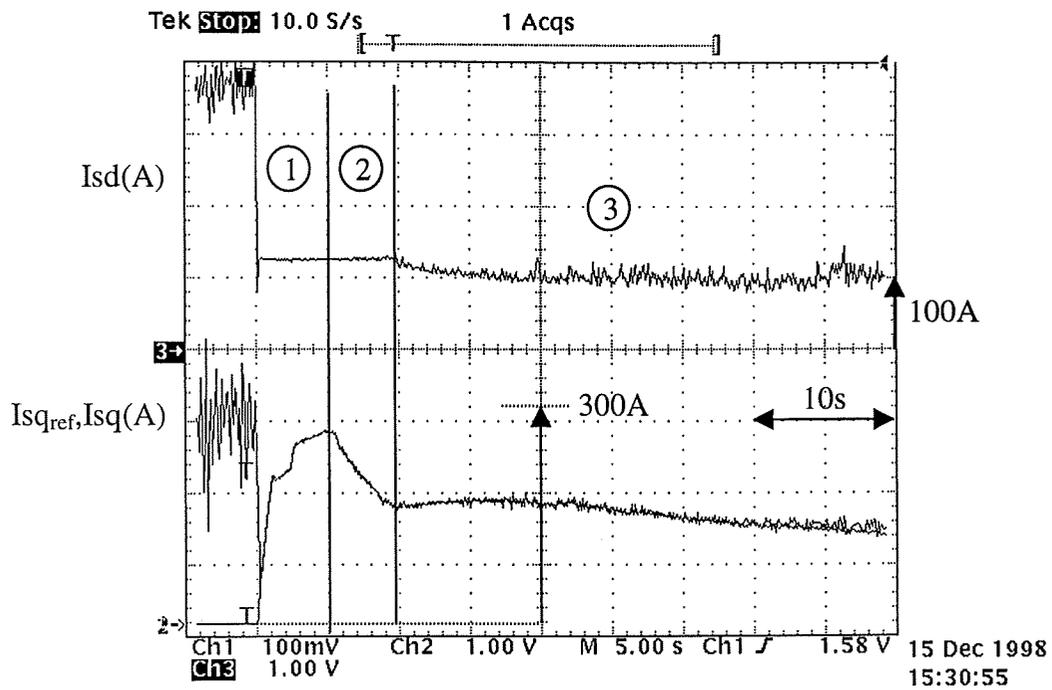


figure IV.18 : fonctionnement général. 1) I_{sd} 2) I_{sq_ref} et I_{sq} .

Boucles de courant

- Basse vitesse :

Nous montrons dans la figure suivante les consignes en rampe des courants dans l'axe d et q, ainsi que les courants I_{sd} et I_{sq} . ($I_{sd}=130A$, $I_{sq}=250A$) à une fréquence du fondamental de 20Hz. Les courants suivent bien leurs consignes.

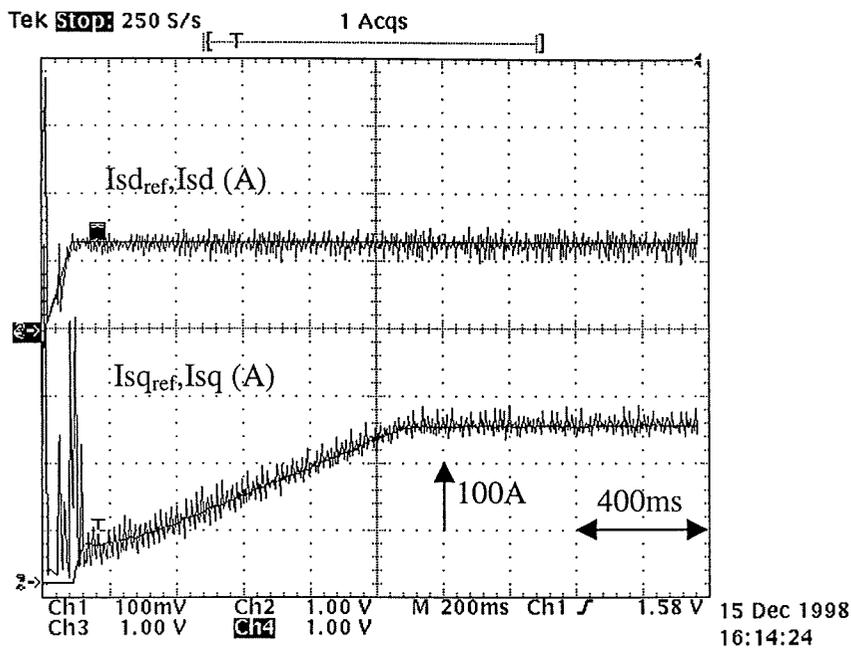


figure IV.19 : boucles de courant. (20Hz) 1) I_{sd} 2) I_{sq}

La figure IV.20 représente le courant de la phase « a » après filtrage, ainsi que les composantes de courants dans le repère de concordia après échantillonnage.

Dans le courant de la phase « a » (analogique) on voit apparaître les effets de temps de garde, 6 fois par périodes. Le courant mesuré est filtré et sur la figure il apparaît un peu altéré à cause de ce filtrage et de la correction d'offset dynamique réalisée par le système de mesure.

En bas de la figure on voit les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ calculé à partir des mesures. Les signaux restent raisonnablement sinusoïdaux (assez perturbés par les temps de garde).

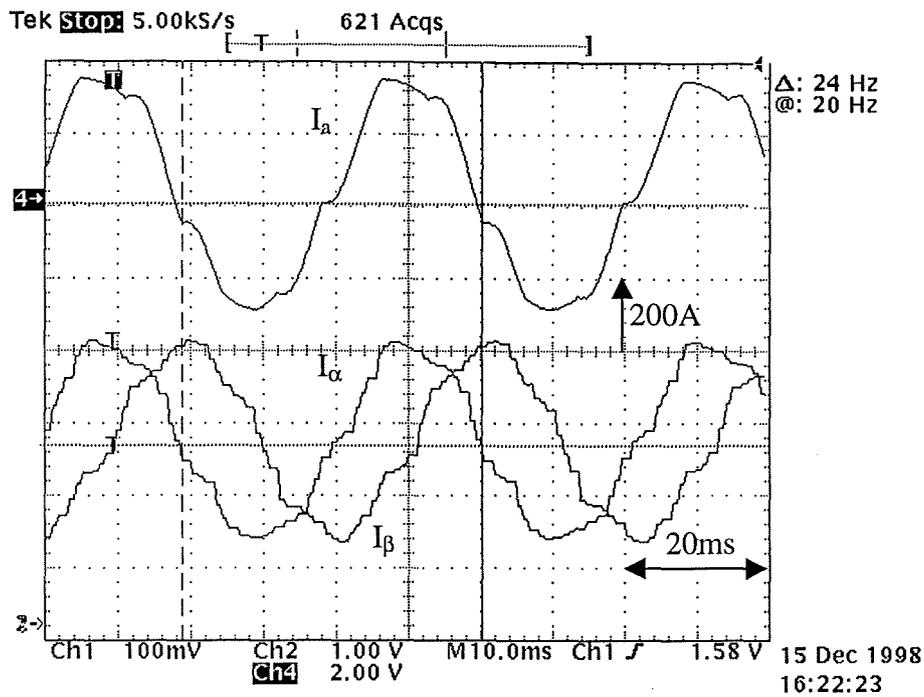


figure IV.20 : boucles de courant. (20Hz) 1) Iphase 2) Ia, Ib

- Haute vitesse :

La figure IV.21 montre le fonctionnement des boucles de courant à haute vitesse (200Hz). Les courants suivent toujours la référence mais avec des oscillations beaucoup plus importantes qu'à basse vitesse. Nous pouvons aussi remarquer le phénomène de la reprise en vitesse. Nous avons considéré une vitesse de 40Km/h du véhicule au moment de la remise en route de l'onduleur. Au bout d'une seconde les consignes se stabilisent.

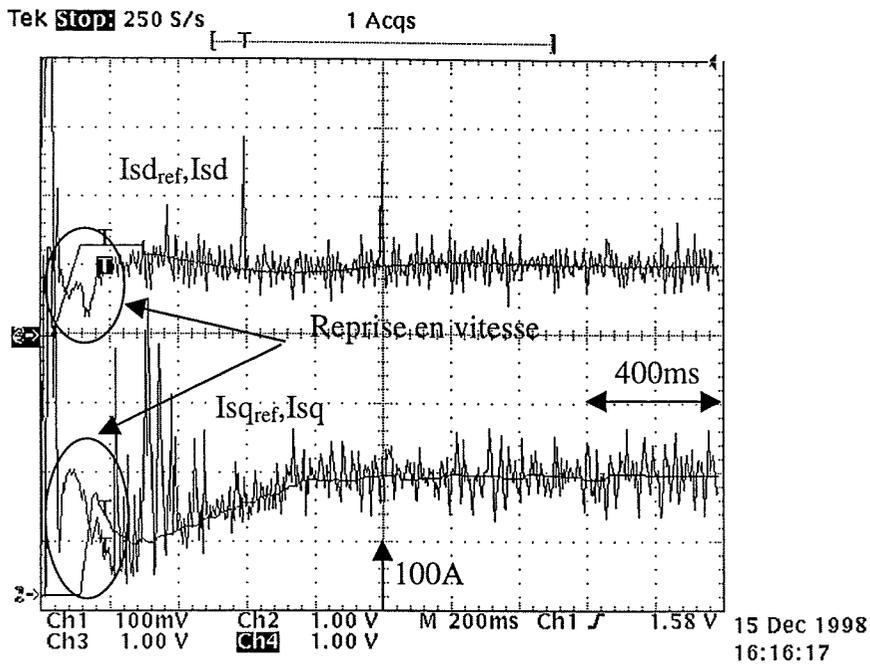


figure IV.21 : boucles de courant. (200Hz) 1) Isd 2) Isq

La figure IV.22 représente un courant de phase et les courant α et β pour une fréquence de 200Hz.

Le courant de phase est assez loin de la sinusoïde idéale comme le laisser prévoir l'étude du chapitre III. Les courants α et β sont également déformés, essentiellement parce que le rapport entre la fréquence d'échantillonnage et celle des fondamentaux est très faible, environ 5.

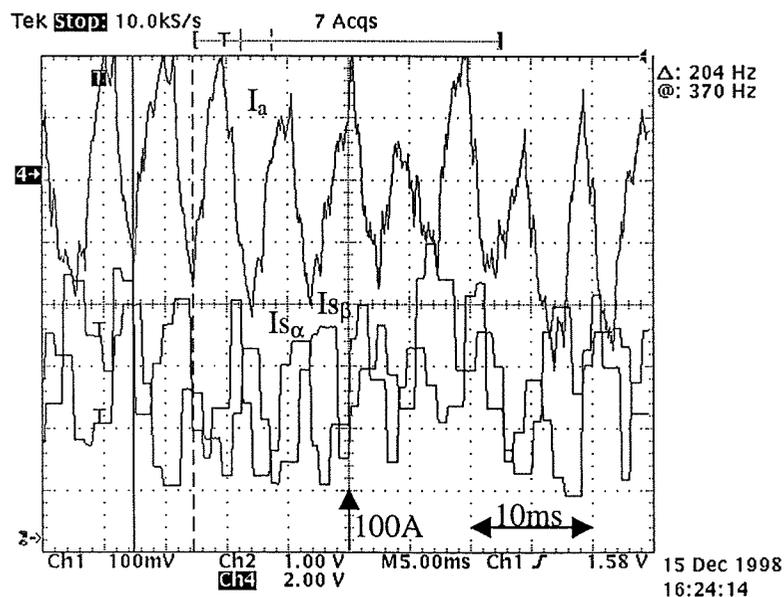


figure IV.22 : boucles de courant. (200Hz) 1) Iphase 2) Is_α Is_β

Transition observateur - estimateur

Sur la figure IV.23 on montre une transition de l'observateur à l'estimateur de flux. On voit les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ pendant cette transition :

A partir du moment au on travaille avec l'estimateur il n'y a plus d'asservissement du courant estimé au courant réel et les courants deviennent moins stables. Il faut se rappeler qu'en observateur en même temps que l'observation du flux on fait celles des courants. En passant en estimateur, il n'y a que l'estimation du flux.

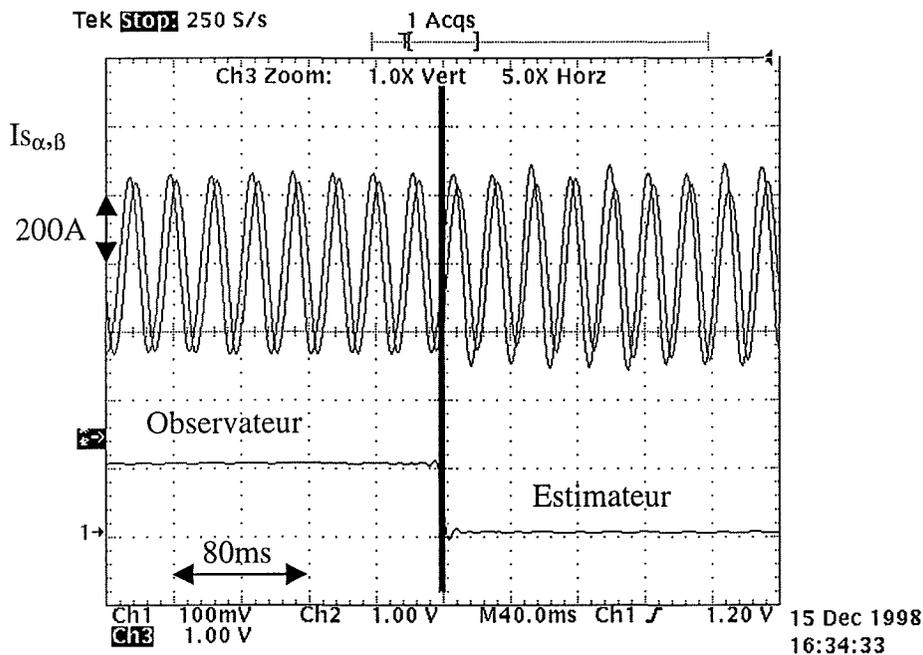


figure IV.23 : transition observateur ->estimateur. (200Hz) 1) $I_{s\alpha}I_{s\beta}$ 2) Indicateur de la transition

Régulation de tension avec changement de couple

Dans la figure IV.24 on applique des changements de couple tout en travaillant dans la zone de défluxage. On peut remarquer une inhibition de l'onduleur dans le passage du mode traction au mode freinage qui sera supprimée par la suite. En mode freinage la tension est régulée par le hacheur pour maintenir 350v à l'entrée de l'onduleur.

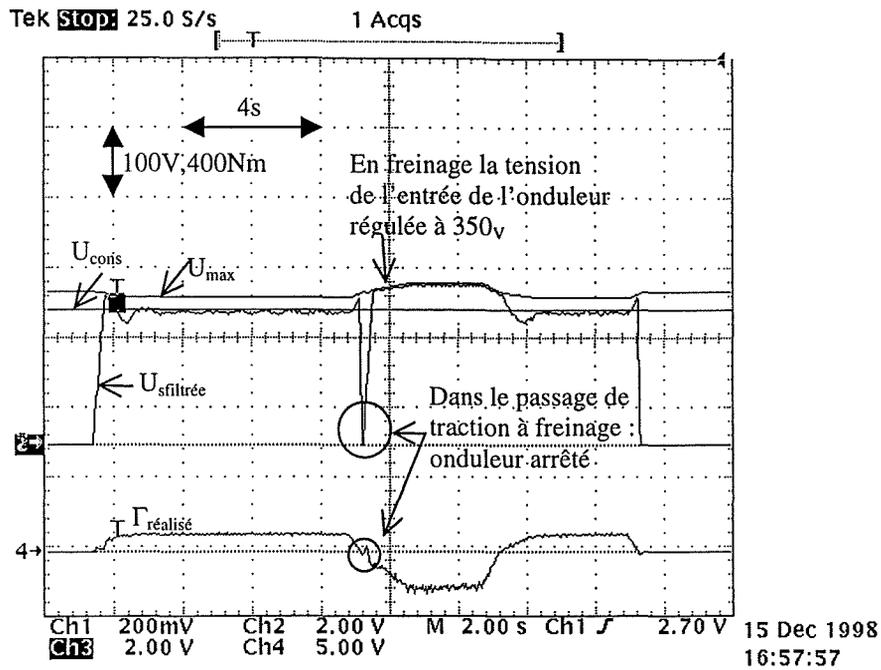


figure IV.24 : régulation de tension avec changement de couple

1) U_{max} , U_{cons} , U_{mes} 2) Couple

Traction et freinage (vitesse constante)

A une fréquence du fondamental de 60Hz on applique des échelons de couple positif et négatif. Le fonctionnement en freinage est plus bruité que celui en moteur à cause du fonctionnement du hacheur.

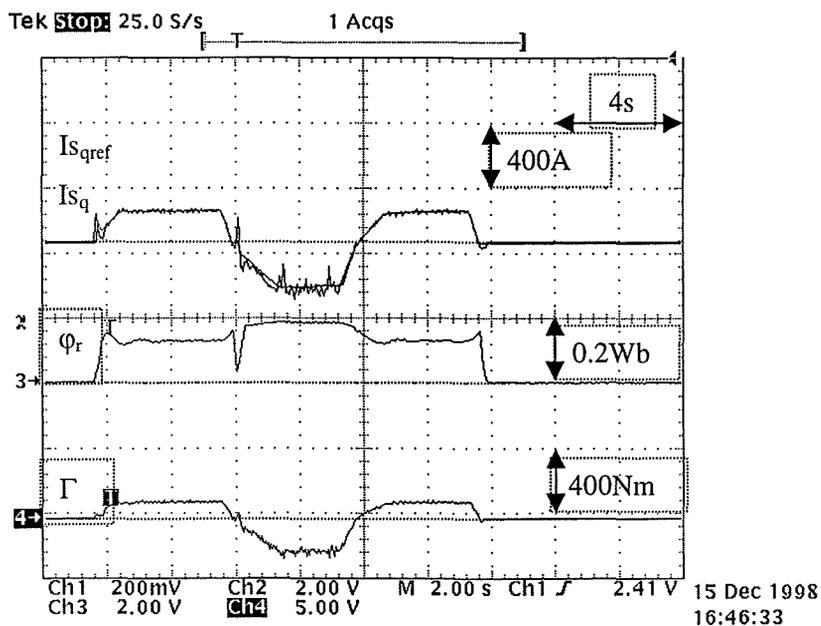


figure IV.25 : fonctionnement en traction et en freinage 1) I_{s_q} 2) Flux 3) Couple réalisé

Estimation de vitesse

Les deux courbes de figure IV.26 montrent la vitesse mesurée et celle estimée. La première courbe à gauche représente un démarrage au cours duquel la fréquence monte de l'arrêt à 170Hz. La courbe à droite illustre une accélération de 200Hz à 310Hz.

Si on regarde en détail la courbe à gauche, on observe une bonne estimation de la vitesse. On peut constater qu'au moment du démarrage la vitesse mesurée varie en échelons car elle n'a pas assez de précision. Ces échelons qui apparaissent au démarrage ont donné beaucoup de problèmes dans le développement de la commande avec capteur et des difficultés dans le fonctionnement à très basse vitesse. En utilisant l'estimation de vitesse nous avons une évolution plus douce et plus réaliste que celle de la grandeur mesurée.

Dans la courbe à haute vitesse, à droite, on voit qu'il y a une erreur entre la mesure et l'estimation. C'est à dire, qu'autour de 300Hz, par exemple, nous avons une erreur absolue inférieure à 1Hz, ce qui donne une erreur relative inférieure à 0.33%.

Ces erreurs dans l'estimation n'ont pas d'importance au niveau fonctionnalité mais par contre au niveau performance elles jouent un grand rôle. Nous avons déjà vu que le couple que nous estimons peut être faussé par l'erreur d'estimation de vitesse.

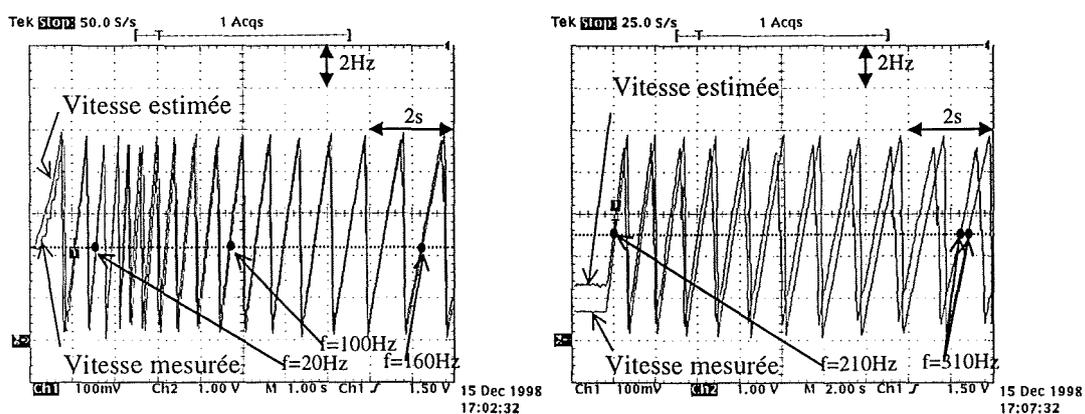


figure IV.26 : estimation de la vitesse (Hz)

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Nous avons développé une commande complète à flux rotorique orienté d'un moteur roue asynchrone pour l'application à un bus électrique.

Ce travail a débuté avec le choix de la structure qui s'adaptait le mieux aux spécificités de l'application. Ensuite nous avons détaillé et développé en simulation la structure de la commande retenue.

La mise en œuvre de ce travail a été réalisée en plusieurs étapes :

Premièrement, le test et la validation du fonctionnement en basse vitesse sans capteur de vitesse sur le banc de petite puissance au sein du laboratoire. La validation des boucles de flux et courant ainsi que l'observateur de flux et estimateur de vitesse ont été effectués. Les résultats nous semblent être satisfaisants.

Deuxièmement, nous avons procédé à l'adaptation d'un pilotage existant de façon à avoir un fonctionnement sans mesure de vitesse. Ce pilotage a été testé sur un simulateur analogique, un banc d'essai et enfin sur un bus électrique démonstrateur. Nous avons dû adapter le pilotage sans capteur à l'application concernée : contraintes temps réel, reprises de vitesse et démarrage en côte.

Finalement, le pilotage développé au chapitre III a été implanté sur le simulateur analogique. Le fonctionnement à basse et moyenne vitesse est correct mais il reste à mettre en place le fonctionnement à haute vitesse. Les problèmes rencontrés sont essentiellement dus à la basse fréquence de commande (1.25kHz) et au filtrage des mesures de courant imposé (pas de possibilité de travailler avec les courants non filtrés) comme on l'avait fait ressortir au §III.10.

Dans les perspectives nous fixons comme premier objectif le pilotage que nous avons adapté au fonctionnement sans capteur. Il s'agit de montrer la fiabilité de cette commande dans tous les modes de fonctionnement. L'ensemble du logiciel a été allégé pour que toutes les tâches puissent être exécutées et éviter ainsi le redémarrage de la commande. Le logiciel a aussi été

modifié de façon à pouvoir traiter la vitesse négative et pouvoir tester et valider le fonctionnement en dérive (démarrage en côte sans utilisation du frein à main). Ce premier objectif aboutira avec une étude des performances d'une commande sans capteur de vitesse.

Le deuxième objectif sera d'implanter, tester et valider ce pilotage dans des cartes spécifiques qui sont en train d'être développées pour cette application.

Le troisième objectif sera d'implanter, tester et valider intégralement le logiciel étudié au chapitre III dans les cartes spécifiques.

Par la suite, nous pourrions envisager des améliorations du pilotage conçu, notamment en ce qui concerne l'adaptation des paramètres électriques afin d'obtenir une commande plus fiable et plus performante.

Annexe 1 : Nomenclature

$(\cdot)_R$:	grandeur liée au rotor
$(\cdot)_S$:	grandeur liée au stator
$(\cdot)_a, (\cdot)_b, (\cdot)_c$:	composantes triphasées
$(\cdot)_{\alpha}, (\cdot)_{\beta}$:	composantes dans le repère de Concordia
$(\cdot)_d, (\cdot)_q$:	composantes dans le repère de Park
$(\cdot)_c$ ou $(\cdot)_{corr}$:	correcteur
$(\cdot)_{dec}$:	découplage
$(\cdot)_n$:	nominal
$(\cdot)_m$:	magnétisant
$(\cdot)_f$:	fondamental
$(\cdot)_{ref}$:	référence
$(\cdot)_{max}$:	grandeur maximale
$(\cdot)_{eff}$:	grandeur efficace
$(\cdot)_{elm}$:	électromécanique
Réel[.] :	partie réelle
Imag[.] :	partie imaginaire
Sa, Sb, Sc :	grandeurs booléennes de commande de l'onduleur
X :	grandeur physique
\hat{X} :	grandeur estimée
$\langle X \rangle$:	valeur moyenne
X^* :	grandeur complexe conjuguée
ΔX :	incrément de la grandeur
I ou i :	courant.
V :	tension
V_{jn} :	tension simple aux bornes de la machine
V_{jn0} :	tension simple en sortie de l'onduleur par rapport au point milieu
U_0, U_c :	tension continue à l'entrée de l'onduleur
R :	résistance
L :	inductance
τ :	constante de temps
L_m :	inductance mutuelle
σ :	coefficient de dispersion
φ ou Φ :	flux
Γ :	couple
β :	grandeur commande
ε :	erreur
$\omega_S (f_S)$:	pulsation (fréquence) statorique
$\omega_R (f_R)$:	pulsation (fréquence) rotorique
$\omega (f)$:	pulsation (fréquence) mécanique ($p\Omega$)

Ω :	vitesse de rotation mécanique
θ :	angle électrique entre stator et rotor
θ_S :	angle entre le vecteur flux statorique et l'axe α lié au stator
θ_R :	angle entre le vecteur flux rotorique et l'axe α lié au stator
γ :	angle entre le vecteur flux statorique et rotorique

T_e :	période de commande
f_{Commande} ou f_c :	fréquence d'échantillonnage ou de commande
T_{MLI} :	période de MLI
f_{MLI} :	fréquence de MLI
n :	indice de modulation
T_ϕ :	période de du contrôle du flux
T_{id} :	période d'identification des paramètres en ligne
t_r :	retard
t_g :	temps de garde

Annexe 2 : Paramètres du moteur asynchrone du véhicule électrique

$P=80\text{Kw}$

$\Gamma=400\text{Nm}$

$p=3$ (paires de pôles)

vitesse rotation maximale = 8900t/min

R_s : 0.0142 Ω

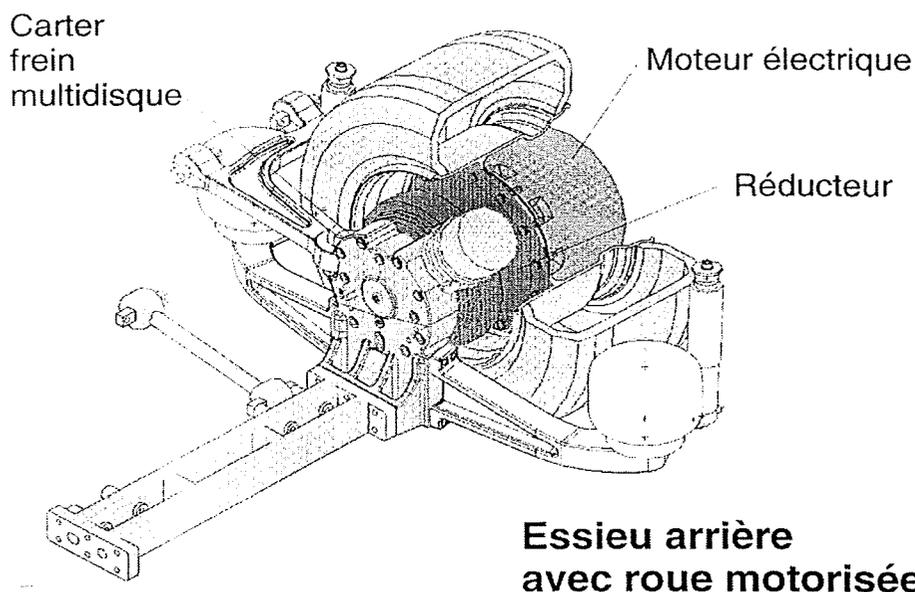
R_r : 0.0126 Ω

L_r : 0.001312H

L_s : 0.001286H

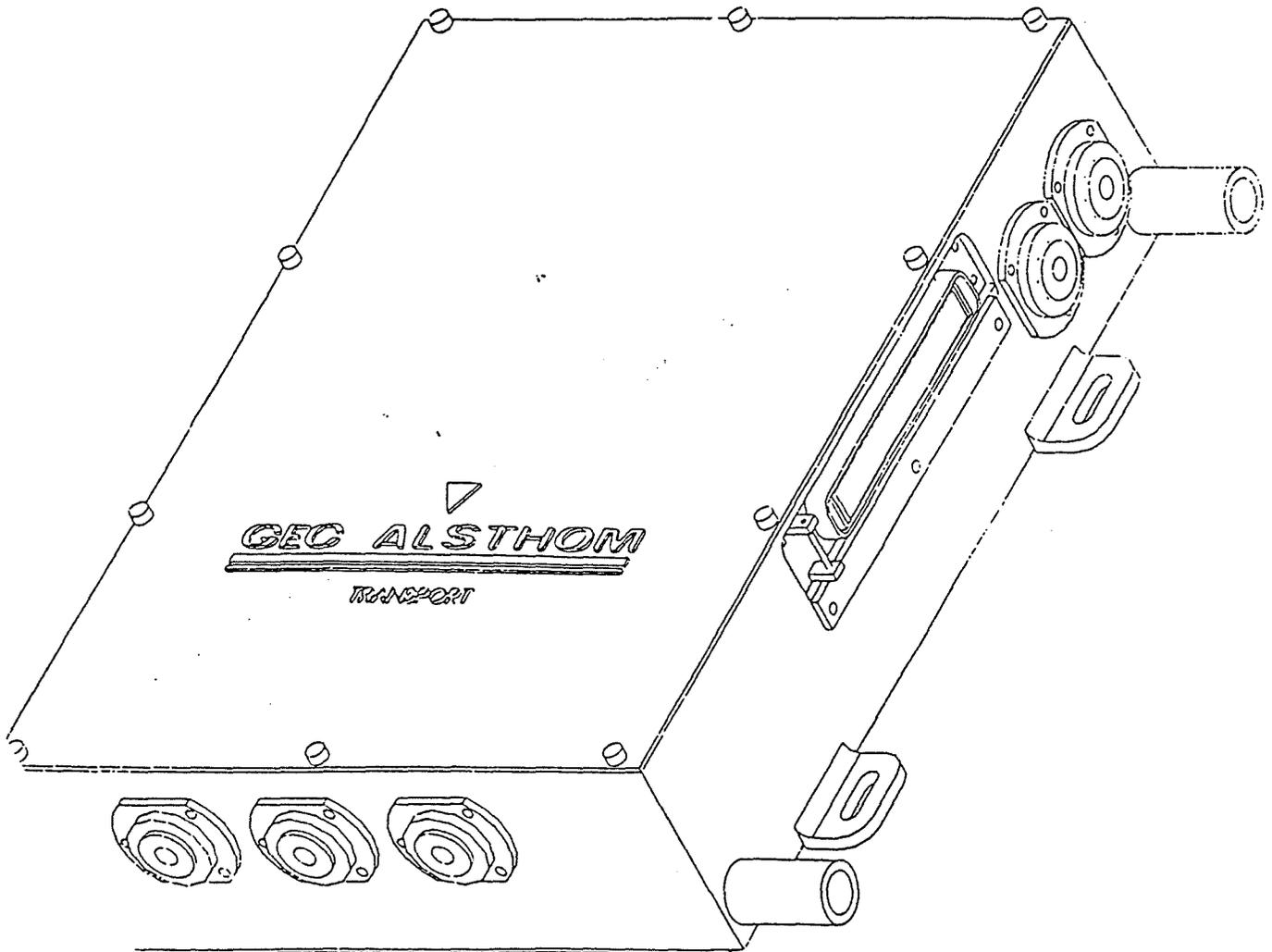
L_m : 0.0012H

φ_{Rn} : 0.217Wb



Annexe 3 : Onduleur Onix

Puissance nominale : 80kW à $U_0=350V$
 Tension d'alimentation : 240V DC - 420V DC
 Fréquence de sortie réglable : 0-600 Hz
 Fréquence de découpage MLI : 7kHz
 Pertes onduleur à 80KW : <5%



Annexe 4 : Moteur petite puissance du laboratoire

$P=7Kw$
 $\Gamma=50Nm$
 $p=2$ (paires de pôles)
 vitesse rotation maximale = 2000t/min
 $R_s : 0.63\Omega$
 $R_r : 0.57\Omega$
 $L_r : 0.1043H$
 $L_s : 0.1043H$
 $L_m : 0.1H$
 $\varphi_{Rn} : 0.8Wb$

Annexe 5 : carte DSP du laboratoire : quelques autres caractéristiques

La carte est équipée en plus du DSP de :

- 2 zones mémoires externes (RAM) :
 - “zone A” équipée de 64K mots (32 bits) sans cycle d’attente (0 Wait-state). Elle sert à stocker le programme utilisateur exécutable.
 - “zone B” équipée de mémoires à double accès, 64K mots avec 1 cycle d’attente. Cette zone accessible à la fois par le PC et par le DSP, contient les données du programme utilisateur.
- 1 bus d’interface parallèle “DSPLINK” bidirectionnel

Ce bus permet des échanges (entrées/sorties) directs avec un procédé extérieur sans passer par l’intermédiaire du bus PC. Il comprend :

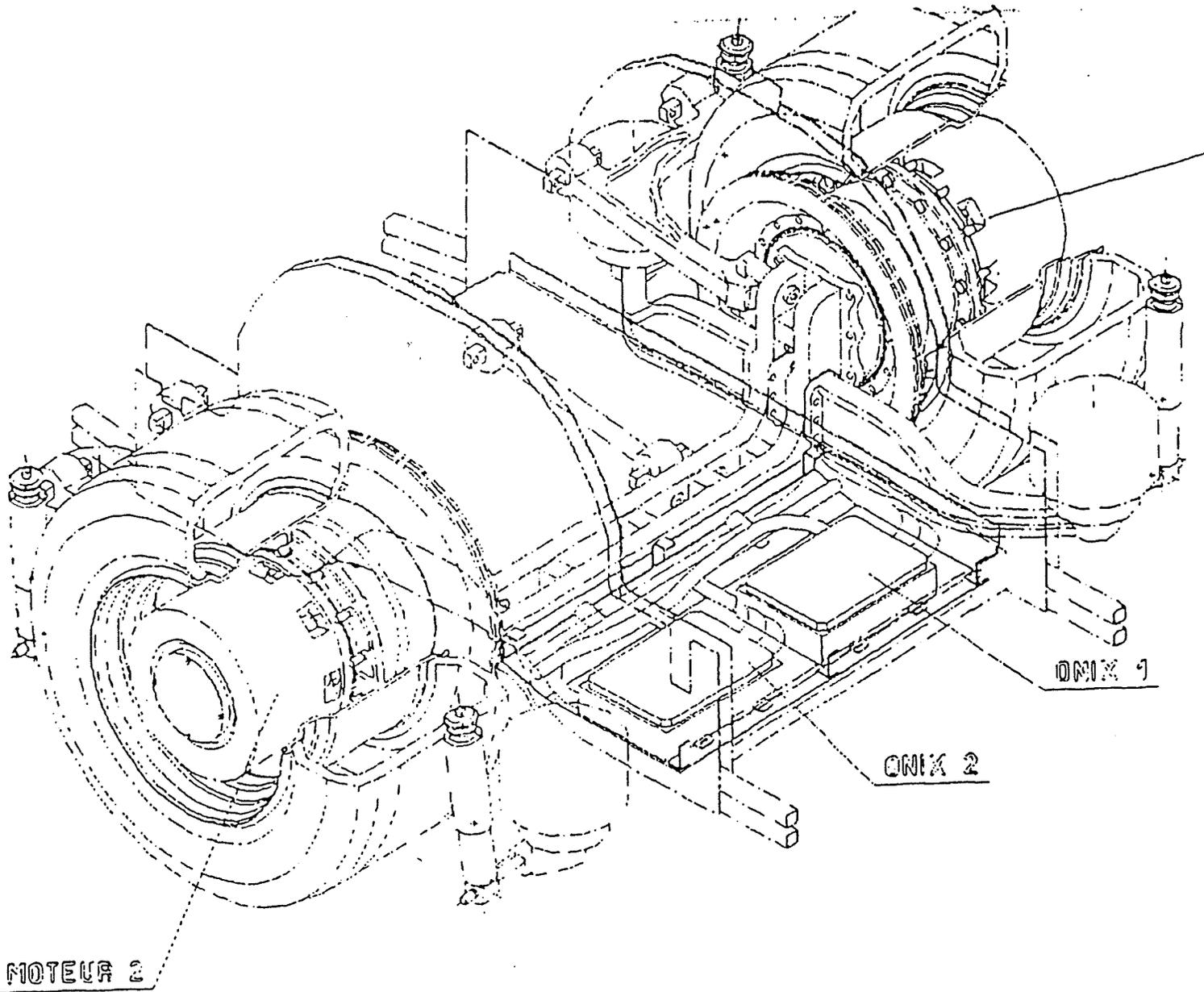
- 13 bits d’adresse, soit 8K emplacements mémoires de 32 bits,
- 16 bits de donnée,
- divers signaux de commande (Lecture, Ecriture, ...).
- 2 cycles d’attente sont utilisés pour chaque accès, soit une durée total de 180 ns.
- 1 interface PC :

La carte DSP installée dans le PC, occupe un emplacement d’extension.

Les échanges de données entre le PC (16 bits) et le DSP (32 bits) utilisent la mémoire double accès de la carte DSP.

La génération d’interruptions du PC vers le DSP ou vice-versa est également possible.

Annexe 6 : Emplacement des moteurs et des onduleurs ONIX dans le véhicule électrique



Annexe 7 : Véhicule électrique : V2G



BIBLIOGRAPHIE

[ABB-94] : ABB. « Technologie DTC de commande des moteurs : le contrôle direct de couple révolutionne la vitesse variable » ABB Communiqué de presse sur les direct torque controls, 25 Novembre 1994.

[BAV-95] : J. Bavard, B. Delemontey, B. Jacquot, C. Pelissou, C. Iung, B. De Fornel, D. Roye. « Conception d'une chaîne numérique de traction asynchrone ». 2^{ème} Conférence Internationale sur l'Automatisation Industrielle, Nancy, Juin 1995.

[BOS-95] : K. Bose, G. Simoes. « Speed Sensorless Hybrid Vector Controlles Induction Motor Drive ». IAS'95, pp137-143.

[BUH-83] : Hansruedi Bühler. « Réglages échantillonnés » Volume 2 : traitement dans l'espace d'état. Presses Polytechniques Ronandes, 1983.

[BLA-72] : F. Blaschke. « The principle of field oriented as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating machines ». Siemens Review, 1972, Vol39, N4, pp217-220

[BLA-96] : V. Blasco. « Analysis of a hybrid PWM based on modified space vectors and triangle comparaisn methods », IEEE IAS 1996, pp947-955.

[CAR-95] : J.P. Caron, J.P. Hautier. « Modélisation et commande de la machine asynchrone ». Editions TECKNIP. 27. rue Ginoux 75737 Paris.1995.

[CHO-96] : Jong-Woo Choi. « Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation ». IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 2, March 1996.

[DIA-93] : Demba Diallo. « Commande Vectorielle des moteurs asynchrones pour la traction ferroviare ». Thèse de Docteur de l'INPG, Octobre 1993.

- [HU-96] : Hu & Dawson. « Adaptive control of induction motor systems despite rotor resistance uncertainty ». *Automatica* Vol32 (8), pages 1127-1143. 1996.
- [JAC-95] : B. Jacquot. « Conception, étude et réalisation des algorithmes de commande des systèmes de traction asynchrone pour le TGV de nouvelle génération ». Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 1995.
- [KAT-97] : Kataoka Y. & Kubota H. & Matsuse K. « Sensorless vector control of induction machines with stator offset compensation ». *EPE*, 1997. Vol. 4, page 508.
- [KUB-90] : Kubota H. & Matsuse K. & Nakano T. « New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives ». in *Conf. Rec. IEEE IECON90*. Pages 921-926.
- [KUB-91] : Kubota H. & Matsuse K. & Nakano T. « DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor ». *IAS'91*, pp 380.
- [LAN-79] : Landau Y.D. « Adaptive control - The model reference approach ». New York : Marcel Dekker, 1979.
- [LAR-77] : P. de Larminat & Y. Thomas. « Automatiques des systèmes linéaires » Tome 2 : identification. Flammarion Sciences, 1977.
- [LES-81] : J. Lesenne, F. Notelet, G. Segulier. « Introduction à l'électrotechnique approfondie ». Technique et documentation. 11, rue Lavoisier. 75008 Paris. 1981.
- [LUB-99] : D.Lubineau. « Commande non linéaire de moteur asynchrone avec observateur ». Thèse de Docteur de l'INPG, Avril 1999.
- [OGA-87] : Katsuhiko Ogata. « Discrete Time Control Systems ». Prentice-Hall inc., 1987.
- [PEL-96] : C. Pelissou. « Contrôle du couple d'une machine asynchrone pour la traction ferroviaire à moyenne et grande vitesse. Transitions des modes de commandes et de mli ». Thèse de Doctorat, INPG, Juillet 1996.

[PEN-93] : F-Z. Peng. « Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors ». IAS'93, pp419-426.

[PER-96] : Marino Peresada Tomei. « Adaptive observer for induction motors with unknown rotor resistance ». 33rd Conference on decision and control. Lake Buena Vista, pages : 696-697. 1994.

[SCH-92] : C. Schauder. « Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers » IEEE Trans. Industry Applications, Vol 28, no 3, pp1054-1061, 1992.

[TAJ-91] : H. Tajima, Y. Hori. « Speed Sensorless field orientation Control of the Induction Machine » IAS'91 pp385-391.

[TAK-85] : I. Takahashi, T. Noguchi. « A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor » IEEE IAS 1995, pp820-827.

[TMS-94] : TMS320C3x, User's Guide. TEXAS INSTRUMENTS, 1994.

[TRZ-96] : A.M.Trzynadlowski. « An overview of modern PWM techniques for three-phase, voltage controlled, voltage source inverters » IEEE ESIE, 1996, pp25-39.

[TSU-97] : M. Tsuji, E. Yamada, F. Parasiliti, M. Tursini. « A digital parameter identification for a vector controlled induction motor ». EPE'97 pp4.603-4.608.

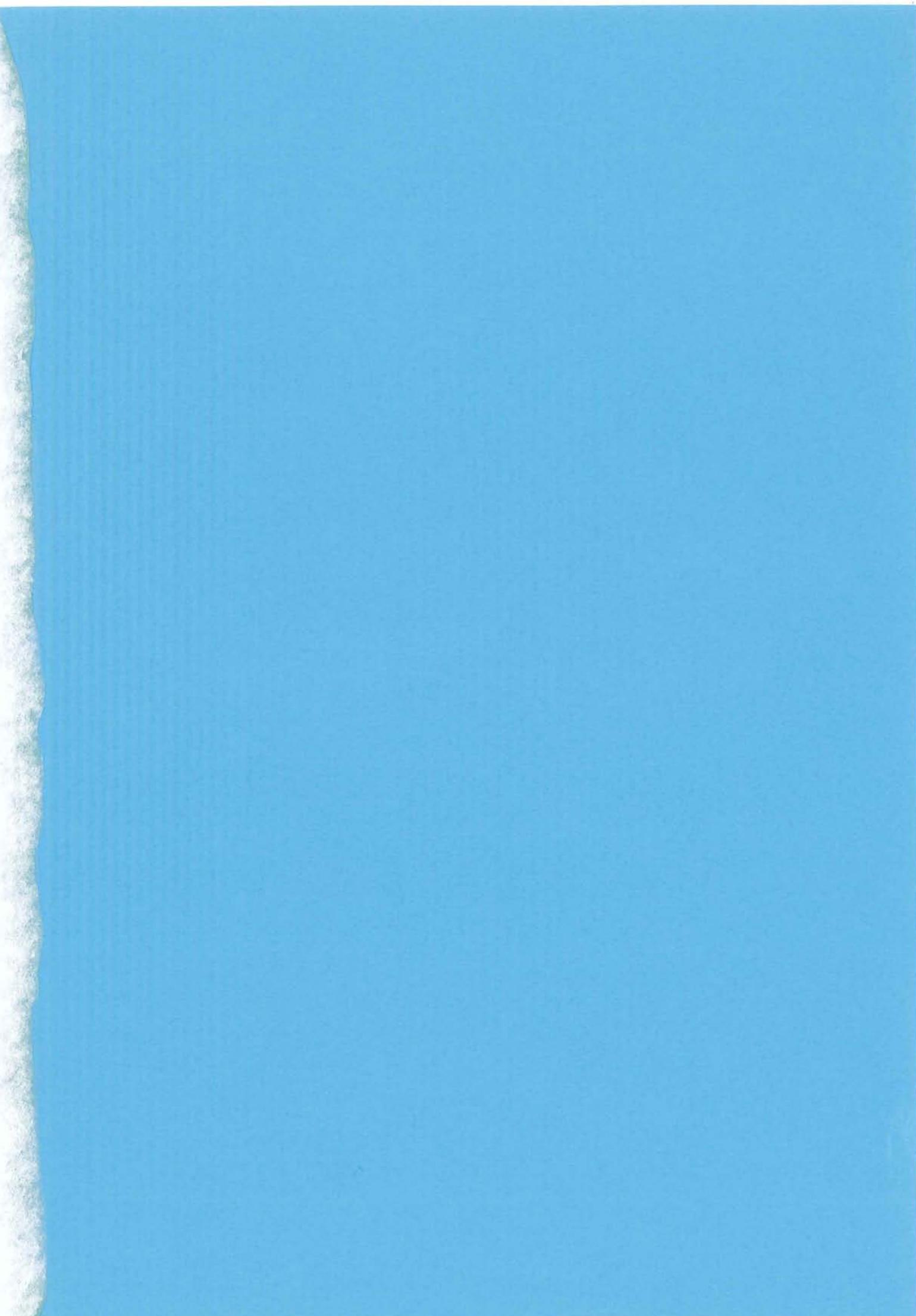
[TZO-96] : Y-Y. Tzou, W-A. Lee, S-Y. Lin. « Dual -DSP Sensorless Speed Control of an Induction Motor with Adaptive Voltage Compensation ». PESC'96 pp351-357.

[VER-88] : Verghese G. & Sanders S. « Observers for flux estimation in induction machines ». IEEE transactions on industrial electronics 35 (1), pages 85-93. 1988.

[YAN-92] : Yang G. & Chin T.H. « Hyperstability of the full-order adaptive observer for vector controlled induction motor without speed-sensor ». T.IEE Japan, vol 112-D, no11, pp1047-1049, 1992.

[YAN-93] : Yang G. & Chin T.H. « Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive ». IEEE Transactions on Industry applications, Vol 29, No 4, July/August 1993.

[ZOL-97] : Zolghradi M.R. « Contrôle direct de couple des actionneurs synchrones ». Thèse de Docteur de l'INPG, Octobre 1997.



RESUME

Le but de ce travail est de concevoir un contrôle vectoriel sans capteur mécanique d'un moteur roue asynchrone. Ce moteur est destiné à la propulsion d'un nouveau concept de bus électrique. Les principales caractéristiques de cette application sont la large plage de fréquence et le fonctionnement sans capteur mécanique.

Nous avons premièrement choisi la structure de commande la mieux adaptée à cette application. Après, nous avons conçu, réalisé, et mis en place en simulation les fonctions de la structure de commande retenue.

Ensuite, nous avons réalisé plusieurs implantations (basées sur un processeur de signal) et validations sur différents dispositifs expérimentaux : un banc de petit puissance au laboratoire, puis un simulateur analogique, un banc d'essai moteur roue et un véhicule démonstrateur chez l'industriel. Dans ces implantations nous avons rencontré les contraintes du fonctionnement en temps réel et celles dues proprement aux conditions imposées sur le mode de fonctionnement dans le véhicule.

Ce travail s'est déroulé en collaboration avec un partenaire industriel ALSTOM, spécialiste de la traction électrique, associé pour ce projet à Renault Véhicules Industriels et à Iveco.

ABSTRACT

The aim of this work consists in designing a vector control of a wheel induction motor without mechanical sensor. This machine is intended to be the propulsion for a new concept of electrical bus. The main characteristics of this application are the wide frequency working area and the avoid of the mechanical sensor.

First of all, we have chosen the best structure of control for this application. After that, we have designed, realised and implemented in simulation the functions of the chosen control structure.

After that, we have realised several real implementations (based on a digital signal process) and validations in several experimental drives: a low power one in laboratory and an analogical simulator, a high power drive and an electrical bus in enterprise. In these implementations we have found real time handicaps and problems issued of the bus working conditions.

This work has been realised in collaboration with ALSTOM, specialised on electrical transport, associated in this case with Renault Vehicule Industriels and with Iveco.