

X 50376
1996
268

THESE

présentée à

**L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DE LILLE**

en vue d'obtenir
le grade de Docteur

Spécialité : Génie électrique

par

Christophe SEGARD

Ingénieur ENSAM

**Conception et réalisation d'un observateur de vitesse pour le contrôle
d'un ensemble gradateur-machine asynchrone**

soutenue le 22 Avril 1996 devant le jury composé de :

MM.	J.M. KAUFFMANN	Rapporteur
	G. MANESSE	Rapporteur
	J.P. HAUTIER	Directeur de thèse
	J.P. CARON	Examineur
	F. PIRIOU	Examineur
	C. ROMBAUT	Examineur



D 030 159200 9

Avant-Propos

Ce travail a été réalisé à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, au sein du département Contrôle-Commande du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur le Professeur HAUTIER pour la direction scientifique de cette thèse.

Je remercie Monsieur le Professeur ROMBAUT de l'Ecole Centrale de Lille qui a bien voulu examiner mon travail et présider ce jury.

Monsieur le Professeur KAUFFMANN de l'Institut de Génie Energétique de Belfort et Monsieur le Professeur MANESSE du Conservatoire National des Arts et Métiers ont accepté de juger cette étude. Qu'ils trouvent ici l'assurance de mes plus sincères remerciements.

Je remercie chaleureusement Monsieur le Professeur CARON pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à ce jury. Je tiens, de plus, à lui exprimer ma profonde reconnaissance pour la qualité de l'enseignement qu'il m'a dispensé lors de mon cursus d'élève ingénieur à l'ENSAM.

Je remercie Monsieur le Professeur PIRIOU de l'Université de Lille I qui a bien voulu examiner mon travail et participer à ce jury.

Enfin, je remercie vivement le personnel du Laboratoire de Génie Electrique de l'ENSAM et plus particulièrement Messieurs M. VROMAN, assistant ingénieur, et B. DETANT, technicien, pour leur dévouement et l'assistance technique qu'ils m'ont apportée tout au long de ce travail de recherche, ainsi que Messieurs L. BULTEAU et R.SORY, pour l'accueil qu'ils m'ont réservé.

Table des matières

Table des symboles

Introduction générale

I - ETUDE DU PROCESSUS.....	2
I.1 - INTRODUCTION	4
I.2 - ORGANISATION FONCTIONNELLE D'UN SYSTEME ELECTROTECHNIQUE	4
I.3 - DESCRIPTION FONCTIONNELLE DU GRADATEUR TRIPHASE	6
<i>I.3.1 - Présentation.....</i>	<i>6</i>
<i>I.3.2 - Structure de synthèse du gradateur triphasé.....</i>	<i>7</i>
I.4 - MODELISATION DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	9
<i>I.4.1 - Hypothèses de travail.....</i>	<i>9</i>
<i>I.4.2 - Equations générales de la machine asynchrone triphasée.....</i>	<i>10</i>
<i>I.4.3 - Equations du moteur alimenté en tensions composées.....</i>	<i>12</i>
<i>I.4.4 - Graphe informationnel causal du moteur asynchrone.....</i>	<i>15</i>
I.5 - IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	17
<i>I.5.1 - Structure du banc d'essai.....</i>	<i>18</i>
<i>I.5.2 - Prise en compte de l'effet pelliculaire.....</i>	<i>21</i>
I.6 - VALIDATION DU MODELE DU PROCESSUS.....	24
<i>I.6.1 - Simulation du gradateur.....</i>	<i>24</i>
<i>I.6.2 - Validation du modèle d'étude du gradateur triphasé</i>	<i>25</i>
<i>I.6.3 - Simulation du moteur asynchrone.....</i>	<i>28</i>
<i>I.6.4 - Validation du modèle du moteur asynchrone triphasé.....</i>	<i>28</i>
<i>I.6.5 - Validation du modèle du système complet.....</i>	<i>30</i>
I.7 - CONCLUSION	31
II - CONCEPTION DE L'ESTIMATEUR DE VITESSE	33
II.1 - INTRODUCTION	35
II.2 - LES DIVERSES METHODES PROPOSEES EN COMMANDE SANS CAPTEUR	35
<i>II.2.1 - Rappel du principe de la commande vectorielle.....</i>	<i>35</i>
<i>II.2.2 - Estimation de vitesse en contrôle vectoriel à flux rotorique orienté</i>	<i>36</i>
<i>II.2.3 - Estimation de vitesse en contrôle vectoriel à flux statorique orienté</i>	<i>37</i>
<i>II.2.4 - Estimation de vitesse par filtre de Kalman étendu</i>	<i>38</i>
<i>II.2.5 - Estimation de vitesse par une méthode analytique</i>	<i>41</i>
<i>II.2.6 - Conclusion</i>	<i>42</i>
II.3 - STRUCTURE DE L'ESTIMATEUR DE VITESSE.....	43

II.3.1 - Principe de la solution retenue	43
II.3.2 - Etude de la stabilité.....	45
II.3.3 - Linéarisation de l'observateur de vitesse	48
II.3.4 - Stratégie de régulation.....	51
II.3.5 - Comparaison de la réponse du système linéarisé et de l'estimateur non linéaire....	52
II.3.6 - Simulation de la réponse de l'observateur non-linéaire lors d'un démarrage direct du moteur	54
II.3.7 - Simulation de la réponse de l'observateur non-linéaire lors d'un démarrage du moteur par gradateur.....	56
II.4 - DISCRETISATION DE L'ESTIMATEUR DE VITESSE.....	57
II.4.1 - Introduction des filtres anti-repliement	60
II.5 - INFLUENCE DU TEMPS DE CALCUL SUR LA REPONSE DE L'ESTIMATEUR.....	60
II.5.1 - Choix de la période d'échantillonnage.....	62
II.5.2 - Détermination du gain de boucle.....	65
II.6 - REMPLACEMENT DES INTEGRATEURS PURS DE L'ESTIMATEUR PAR DES FILTRES PASSE-BAS	66
II.6.1 - Simulation de la réponse de l'observateur non-linéaire lors d'un démarrage du moteur par gradateur.....	71
II.7 - ETUDE DE LA ROBUSTESSE AUX VARIATIONS PARAMETRIQUES.....	72
II.7.1 - Variation de la résistance statorique de la machine.....	73
II.7.2 - Variation de la résistance rotorique de la machine.....	74
II.7.3 - Incidence des défauts de la chaîne de mesure sur la réponse de l'observateur	75
II.8 - APPLICATION A LA REGULATION DE VITESSE	79
II.8.1 - Principe de commande du gradateur triphasé.....	80
II.8.2 - Contrôle de la vitesse du moteur.....	80
II.8.3 - Régulation de vitesse sans capteur	84
II.9 - CONCLUSION	85
III - REALISATION EXPERIMENTALE	87
III.1 - INTRODUCTION.....	89
III.2 - REALISATION DU GRADATEUR.....	90
III.2.1 - Organisation et choix des éléments constituant l'axe de puissance.....	90
III.2.2 - Organisation et choix des éléments constituant l'axe de contrôle	91
III.2.3 - Implantation de l'algorithme de régulation de vitesse	94
III.2.4 - Résultats expérimentaux	103
III.3 - REALISATION EXPERIMENTALE DE L'OBSERVATEUR DE VITESSE	107
III.3.1 - Présentation du processeur de signal ADSP-2101.....	108
III.3.2 - Description de la chaîne de mesure.....	109
III.4 - PROGRAMMATION DE L'ALGORITHME D'ESTIMATION DE VITESSE	115
III.4.1 - Format de représentation des nombres	115
III.4.2 - Programmation du timer	117
III.4.3 - Programmation des ports série	118

<i>III.4.4 - Estimation de vitesse</i>	119
III.5 - RESULTATS EXPERIMENTAUX.....	126
<i>III.5.1 - Démarrage direct</i>	126
<i>III.5.2 - Démarrage par gradateur avec une commande fixe</i>	128
<i>III.5.3 - Régulation de vitesse avec l'observateur</i>	129
III.6 - CONCLUSION.....	132

Conclusion générale

Bibliographie

Annexes

Table des symboles

Paramètres électromécaniques du moteur

R_s	Résistance statorique
l_s	Inductance statorique propre
L_s	Inductance statorique cyclique
R_r	Résistance rotorique
l_r	Inductance rotorique propre
L_r	Inductance rotorique cyclique
M	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor
T_r	Constante de temps rotorique
σ	Coefficient de dispersion magnétique
R_p	Résistance caractérisant les pertes ferromagnétiques en régime permanent
J	Inertie totale du moteur et de sa charge
f	Coefficient de frottement visqueux total du moteur et de sa charge
C_s	Couple de frottement sec

Variables électriques et mécaniques de la machine

v_s	Tension statorique simple
u_s	Tension statorique composée
i_r	Courant rotorique
i_s	Courant statorique
ϕ_r	Flux rotorique
ϕ_s	Flux statorique
I_{mr}	Courant magnétisant
P_m	Puissance mécanique
C_e	Couple électromagnétique
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor
θ_s	Position angulaire du repère de Park dans le repère statorique
θ_r	Position angulaire du repère de Park dans le repère rotorique
α	Position du repère rotorique dans le repère statorique
ω	Vitesse électrique
p	Nombre de paire de pôles du moteur
D	Densité de courant
H	Champ magnétique
B	Champ d'induction magnétique
γ	Conductivité

μ_0	Perméabilité du vide
f_e	Fréquence d'échantillonnage
T_e	Période d'échantillonnage

Indices

α, β	Variable exprimée dans un repère de Park fixé au stator (S_α, S_β)
d, q	Variable exprimée dans un repère de Park quelconque (S_d, S_q)
$1, 2, 3$	Variable exprimée dans un repère fixe triphasé (S_1, S_2, S_3)
\wedge	Variable estimée par l'estimateur de référence
\sim	Variable estimée par l'observateur adaptatif

Introduction générale

Les applications industrielles à vitesse variable, mettant en oeuvre la machine asynchrone, sont de plus en plus nombreuses en raison des progrès techniques considérables réalisés ces dernières années tant par les composants de puissance que par les systèmes de commande. Il est désormais inutile de rappeler l'intérêt de cette machine face à toute autre solution mais il faut bien comprendre que ses qualités intrinsèques de robustesse, de fiabilité n'ont pu être appréciées que grâce à l'évolution spectaculaire des alimentations à fréquence et tension variables.

Notre travail se situe à une intersection historique entre la commande et la puissance puisque concernant le contrôle sans capteur de la vitesse d'un ensemble gradateur-machine asynchrone. Pourquoi une telle situation ?

Le gradateur est sans nul doute l'une des premières solutions retenues pour l'alimentation d'une machine asynchrone sous tension variable, limitée essentiellement aux fonctions de démarrage ou de variation de vitesse de charges particulières, telles que les pompes ou les ventilateurs. La raison en est dans le fort glissement alors engendré par ce type de conversion qui, par essence, ne permet pas la variation de fréquence. Si le gradateur est relativement ancien, c'est simplement parce que les thyristors furent les premiers éléments semi-conducteurs (avec les diodes) à apparaître sur le marché et pouvant être qualifiés d'interrupteurs statiques de puissance. Ces interrupteurs, malheureusement semi-commandables ne permettaient pas de réaliser facilement et économiquement des variateurs de fréquence réglables en tension. En revanche, leur capacité d'extinction naturelle (spontanée) a conduit les concepteurs à imaginer des structures simples comme le gradateur, économiques et suffisantes dans certaines situations transitoires telles que la mise en vitesse d'une machine asynchrone.

Dans un système, le contrôle de toute grandeur physique en exige la connaissance grâce à un organe important appelé capteur. Dans la plupart des cas, seule l'utilisation de capteurs permet l'optimisation des performances. Or, à l'heure actuelle, on assiste à un développement d'idées a priori hérétiques sur le plan technique puisque "commande sans capteur" est devenu une formule résolument moderne surtout au niveau commercial. Comment imposer la trajectoire d'une grandeur sans la connaître ? Non pas en l'ignorant mais en la reconstituant indirectement : c'est la commande sans capteur mais avec d'autres informations déjà disponibles dont la mesure est incontournable. Si le concept de "sans capteur" peut paraître à la fois présomptueux et à contresens, il n'en est pas moins vrai qu'une telle disposition peut parfois s'avérer des plus utiles si, toutefois, elle n'amène pas plus d'inconvénients que d'avantages. Le cas typique est probablement le contexte de la recherche que nous avons menée puisque l'objectif était dans le démarrage d'installations existantes de fort dimensionnement énergétique. En effet, si l'adjonction d'un capteur de vitesse n'y est pas toujours souhaitée, elle est parfois pratiquement impossible si ce n'est au prix de

modifications sensibles sur l'installation concernée. En tout cas, tel est le décor proposé par le milieu industriel utilisateur, le mieux placé pour définir le cahier des charges d'un démarreur moderne de machine asynchrone, intelligent, adaptable.

C'est pour toutes ces raisons que notre travail est à une intersection historique, car seul les progrès des dispositifs de commande, concernant notamment les processeurs de signaux et leur environnement, ont amenés des produits pouvant répondre à la contrainte : réaliser le contrôle de l'accélération d'un ensemble gradateur-machine asynchrone sans adjonction d'un capteur de vitesse. La suppression du capteur de vitesse sur un entraînement à vitesse variable n'est pas une originalité en soi, car cette situation existe depuis longtemps avec les machines à courant continu et plus récemment avec les machines à courant alternatif fonctionnant en contrôle vectoriel. Toutefois, l'alimentation par gradateur n'a pas de commune mesure avec ces exemples, tant il s'agit d'une solution basée sur la distorsion des forme d'ondes. Il s'ensuit des évolutions plus ou moins anarchiques des diverses grandeurs au sein de la machine, en l'occurrence des flux : variables d'état représentant la transformation énergétique et représentant la "mémoire" de l'organe considéré. Ainsi, les différentes techniques [Ourth, 95], [Styza, 94], [Laliberté, 93], [Roboam, 92], [Lazhar, 92], [De Fornel, 91], basées sur les spécificités du contrôle vectoriel, et particulièrement sur l'hypothèse d'un flux dans la machine régulé et constant, ne peuvent convenir pour notre application.

Dans le premier chapitre, nous procédons à une étude détaillée du processus constitué de la machine asynchrone et du gradateur. Pour ce dernier, une description fonctionnelle à base de réseaux de Petri permet d'obtenir un modèle complet du dispositif prenant en compte les divers modes d'alimentation auxquels est soumis le moteur. Sur la base d'une modélisation déjà existante, nous proposons une méthodologie d'identification paramétrique de la machine asynchrone ; cette procédure est industriellement incontournable si l'objectif est dans la mise à disposition de tout utilisateur d'un produit flexible et autoréglable. Le modèle est globalement validé par comparaison entre résultats expérimentaux et résultats de simulation. Il peut alors être utilisé pour définir une structure d'estimateur adaptée au contexte de l'alimentation par gradateur.

Le second chapitre concerne la conception de l'estimateur. Après avoir rappelé les méthodes diversement proposées, notamment dans le cadre des commandes vectorielles, une structure est définie sur la base d'une description par graphes de causalité. Cette démarche permet de poser les problèmes d'estimation en évitant tout contresens sur les relations de cause à effet et en contournant la description mathématique, refuge facile rendant la lecture délicate.

Les performances de notre solution, appelée "*Structure à modèle adaptatif sur modèle de référence*" sont d'abord analysées dans le domaine continu. L'observateur ainsi obtenu est ensuite discrétisé puisque son support sera naturellement à base de composants numériques. Sans prétendre à aucune exhaustivité, nous avons étudié l'influence des divers paramètres entrant dans la procédure d'estimation : fréquence d'échantillonnage, variation de la résistance

rotorique, effets des conversions de grandeurs et des non linéarités des capteurs. L'objectif étant toujours dans la finalité industrielle, il s'est avéré incontournable de prendre en compte tous les défauts éventuels afin de pallier à leurs effets ou simplement d'être conscient de leur présence.

Le troisième chapitre décrit précisément la réalisation expérimentale de l'ensemble. Celle-ci a été menée avec le souci de la portabilité et de la transparence, la maquette réalisée devant servir au développement ultérieur d'un produit industriel compétitif.

La première partie concerne la réalisation de la partie puissance dans laquelle le gradateur est piloté au moyen d'un microcontrôleur. Des essais ont été réalisés en boucle fermée en utilisant d'abord une dynamo tachymétrique comme capteur de vitesse; cette phase est évidemment incontournable avant tout test de l'estimateur.

La seconde partie est une description détaillée de la réalisation et de la programmation de la fonction globale d'estimation. Celle-ci a donc été implantée sur une structure à base de processeur de signal et une série de résultats expérimentaux sur le système global vient valider l'ensemble de notre étude.

Chapitre 1

Etude du Processus

I - Etude du processus

I - ETUDE DU PROCESSUS.....	2
I.1 - INTRODUCTION	4
I.2 - ORGANISATION FONCTIONNELLE D'UN SYSTEME ELECTROTECHNIQUE	4
I.3 - DESCRIPTION FONCTIONNELLE DU GRADATEUR TRIPHASE	6
<i>I.3.1 - Présentation.....</i>	<i>6</i>
<i>I.3.2 - Structure de synthèse du gradateur triphasé.....</i>	<i>7</i>
I.4 - MODELISATION DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	9
<i>I.4.1 - Hypothèses de travail.....</i>	<i>9</i>
<i>I.4.2 - Equations générales de la machine asynchrone triphasée.....</i>	<i>10</i>
I.4.2.1 - Equations électriques.....	10
I.4.2.2 - Expressions de la puissance et du couple électromagnétique.....	11
I.4.2.3 - Equation mécanique	12
<i>I.4.3 - Equations du moteur alimenté en tensions composées.....</i>	<i>12</i>
<i>I.4.3.1 - Alimentation triphasée (I.15).....</i>	<i>13</i>
I.4.3.2 - Alimentation monophasée	13
I.4.3.3 - Déconnexion du réseau (I.19).....	15
<i>I.4.4 - Graphe informationnel causal du moteur asynchrone.....</i>	<i>15</i>
I.4.4.1 - Repère d,q.....	15
I.4.4.2 - Repère α,β	16
I.5 - IDENTIFICATION DES PARAMETRES DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	17
<i>I.5.1 - Structure du banc d'essai.....</i>	<i>18</i>
I.5.1.1 - Aspect Matériel	18
I.5.1.2 - Aspect logiciel	19
I.5.1.3 - Résultats expérimentaux.....	20
<i>I.5.2 - Prise en compte de l'effet pelliculaire.....</i>	<i>21</i>
I.5.2.1 - Résultats expérimentaux.....	23
I.6 - VALIDATION DU MODELE DU PROCESSUS	24
<i>I.6.1 - Simulation du gradateur.....</i>	<i>24</i>
<i>I.6.2 - Validation du modèle d'étude du gradateur triphasé</i>	<i>25</i>
I.6.2.1 - Angle de retard de 30° - Mode I.....	25
I.6.2.2 - Angle de retard de 90° - Mode II.....	26
I.6.2.3 - Angle de retard de 110° - Mode III.....	27
<i>I.6.3 - Simulation du moteur asynchrone.....</i>	<i>28</i>

<i>I.6.4 - Validation du modèle du moteur asynchrone triphasé.....</i>	<i>28</i>
<i>I.6.5 - Validation du modèle du système complet.....</i>	<i>30</i>
<i>I.7 - CONCLUSION</i>	<i>31</i>

I.1 - Introduction

L'objectif de ce chapitre est d'introduire l'ensemble des éléments nécessaires à l'élaboration de l'estimateur de vitesse ainsi qu'à la mise en oeuvre de la commande du gradateur.

Ainsi, après la présentation de l'organisation du système composé du réseau du convertisseur et du moteur asynchrone, nous nous intéressons à la description fonctionnelle du gradateur triphasé montrant les différents types de connexion possibles entre le réseau et le moteur. De cette étude découlent les modèles de la machine asynchrone à mettre en oeuvre suivant son mode de fonctionnement.

Une méthode d'identification en ligne des paramètres électromécaniques du moteur, nécessaires à toute loi de commande évoluée, est présentée. Elle s'appuie sur des travaux précédents [Ségar, 93] auxquels a été adjointe, pour les moteurs à rotor à cage, une technique de prise en compte de la variation de la constante de temps rotorique en fonction de la vitesse.

Ce chapitre se termine par une validation expérimentale de la modélisation du système réseau-convertisseur-moteur ainsi obtenue.

I.2 - Organisation fonctionnelle d'un système électrotechnique

Un convertisseur statique d'énergie peut être défini comme un modulateur de la puissance transitant entre la source et la charge par les interrupteurs qui le constituent. Il s'articule, comme le montre la figure I-1, autour de deux axes [Hautier, 95] :

- un *Axe de Puissance*, comprenant la source, les interrupteurs et la charge,
- un *Axe de Contrôle* décomposable en quatre niveaux :
 - *Le Bloc de Contrôle des Commutations* (B.C.C) dont la structure est attachée à la technologie des interrupteurs utilisés.
 - *L'Automate de Commande Rapprochée* (A.C.R), sous-ensemble regroupant toutes les fonctions de type logique, telles que la synchronisation, et pouvant nécessiter la mise en oeuvre de dispositifs fonctionnant à fréquence élevée.
 - *Le Micro Calculateur de Processus* (M.C.P) dont le rôle est d'assurer le réglage du processus via l'A.C.R, selon des critères de conduite bien définis.

- L'Automate de Contrôle des Modes de Marche (A.C.M.M), qui a pour tâche la supervision du système en assurant les fonctions décisionnelles de plus haut niveau telles que la gestion des modes de marche, la sécurité de fonctionnement, le dialogue avec l'extérieur, etc ...

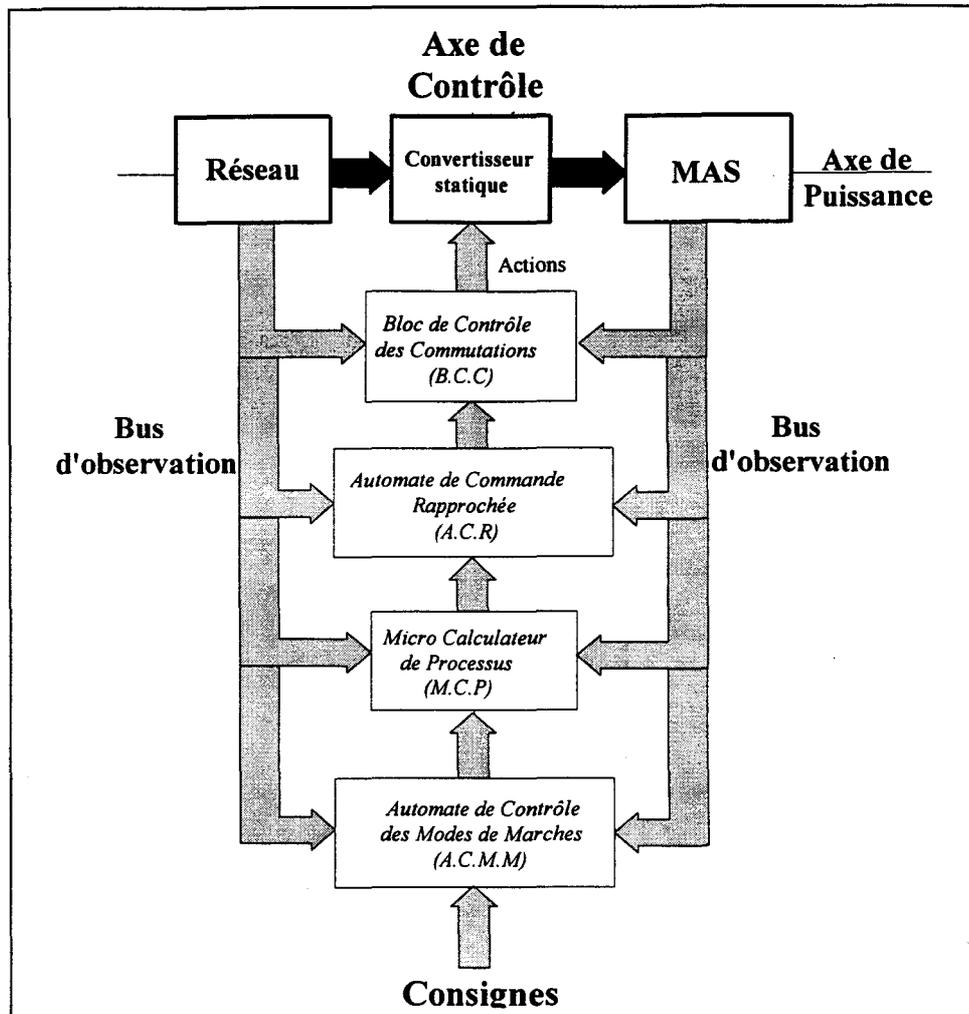


Figure I-1 : Structure générale d'un système électrotechnique

La synthèse d'algorithmes de commande nécessite la connaissance d'un modèle dynamique du processus étudié, qui dans ce cas, se trouve être l'axe de puissance du système constitué par le réseau, le gradateur et le moteur asynchrone. Afin de faciliter l'étude de cette association hétérogène source-convertisseur-charge, on introduit la décomposition fonctionnelle [Hautier, 95] représentée figure I-2 constituée de :

- Une *Partie Opérative* composée d'un *Bloc Continu* (source, charge) et d'un *Bloc Discontinu* décrivant les connexions réalisées par le convertisseur.
- Une *Partie Commande* explicitée par un réseau de Petri montrant la gestion des connexions en fonction, d'une part, de la commande externe (Vecteur $Ce(t)$: ordres de commande issus de l'A.C.R, les commutations sont dans ce cas commandées) et,

d'autre part, de la commande interne (Vecteur $C_i(t)$) : la commutation est alors spontanée et donc dépendante de l'évolution des grandeurs électriques).

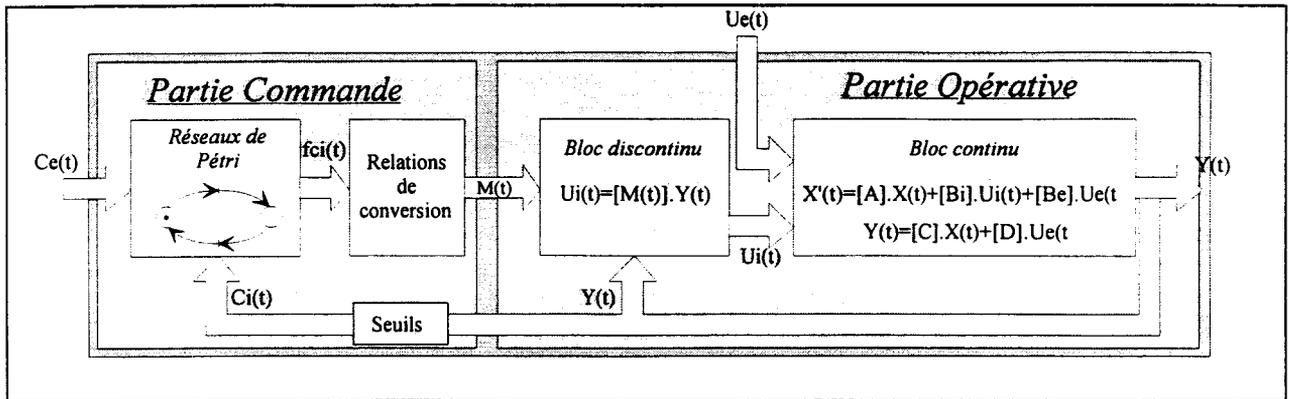


Figure I-2 : Modèle de connaissance de l'axe de puissance

Afin de déterminer le modèle de connaissance du système étudié, on s'intéresse dans un premier temps à la modélisation de sa *Partie Commande* correspondant à la description fonctionnelle du gradateur. Cette étude permet de mettre en évidence l'effet des connexions entre le réseau et la charge (ici le moteur asynchrone) qui seront étudiées lors de la modélisation de la *Partie Opérative* correspondant au moteur asynchrone.

I.3 - Description fonctionnelle du gradateur triphasé

I.3.1 - Présentation

La figure I-3 rappelle la structure de ce convertisseur statique composé de trois associations de deux thyristors montés en antiparallèle. Les composants de puissance seront supposés idéaux tant sur le plan statique (chute de tension nulle à l'état passant, courant nul à l'état bloqué) que dynamique (temps de commutation nuls).

Afin de simplifier l'étude du convertisseur, on introduit les notations suivantes. A chaque branche i du gradateur ($i = 1,2,3$) est associé un des deux états suivants :

- B_i : la branche i est bloquée
- T_i^j : la branche i est passante par l'intermédiaire du thyristor T_i^j ($j = 0,1$)

A chaque thyristor T_i^j est associée une variable booléenne G_k décrivant l'état de son électrode de commande (gâchette).

L'état du gradateur est alors représenté en accolant les états des trois bras. Ainsi, l'état $T_1^0.B_2.T_3^1$ correspond au cas où le bras 1 et le bras 3 sont passants, le bras 2 étant alors bloqué.

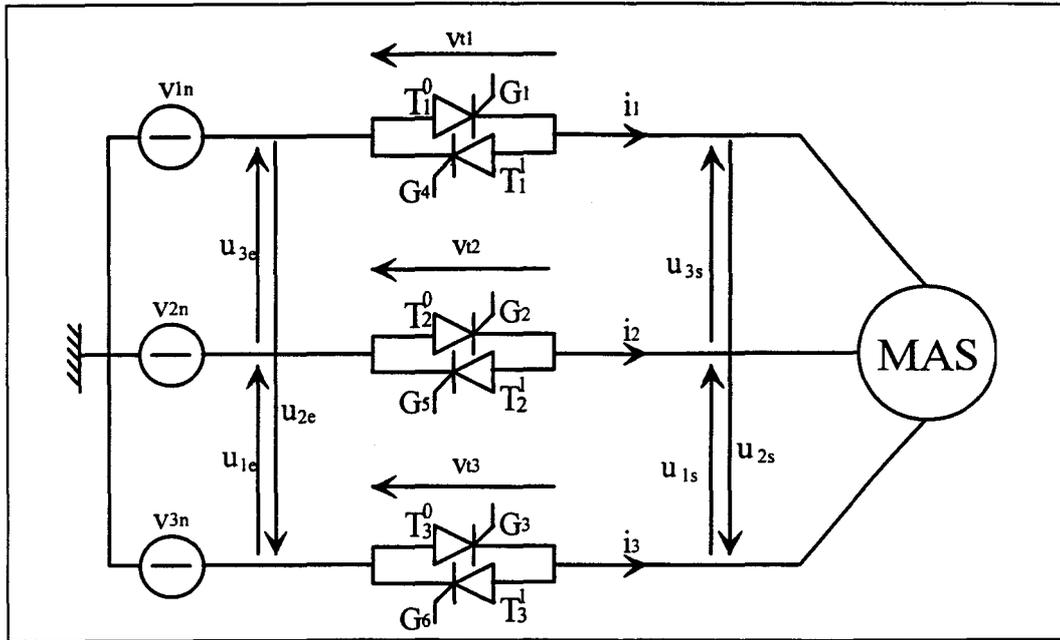


Figure I-3 : Structure matérielle du gradateur

I.3.2- Structure de synthèse du gradateur triphasé

Chaque branche du convertisseur pouvant occuper 3 états T_i^0 , T_i^1 et B_i , il y a, à priori $3^3=27$ états possibles pour le gradateur. Toutes les places ne sont bien sûr, pas envisageables, car tous les courants ne peuvent être positifs ou négatifs simultanément.

En s'appuyant sur les travaux réalisés dans ce domaine ([France, 88], [Loumam, 93], [Boucher, 84]), la figure I-4 et le tableau I-1 nous donnent, dans le cas d'une alimentation en tensions triphasées, la description fonctionnelle du gradateur sous forme d'un réseau de Petri décrivant l'enchaînement des diverses configurations qu'imposent les connexions dans la partie opérative.

Ce graphe de Petri met en évidence cinq connexions possibles entre la charge et la source :

- Un premier type de connexion pour lequel le moteur est alimenté en mode triphasé (places 3, 6, 9, 10, 11 et 12).
- Trois connexions lors desquelles le moteur est alimenté uniquement en mode monophasé (places 1, 2, 4, 5, 7 et 8).
- Et enfin, le cas où le moteur est déconnecté de la source (place 0).

Il sera donc nécessaire d'étudier chacun de ces cinq types de connexion lors de la modélisation du moteur.

Position	Etat du gradateur
0	$B_1 B_2 B_3$
1	$T_1^0 T_2^1 B_3$
2	$T_1^0 B_2 T_3^1$
3	$T_1^0 T_2^1 T_3^1$
4	$T_1^1 T_2^0 B_3$
5	$B_1 T_2^0 T_3^1$
6	$T_1^1 T_2^0 T_3^1$
7	$T_1^1 B_2 T_3^0$
8	$B_1 T_2^1 T_3^0$
9	$T_1^1 T_2^1 T_3^0$
10	$T_1^0 T_2^0 T_3^1$
11	$T_1^0 T_2^1 T_3^0$
12	$T_1^1 T_2^0 T_3^0$

Rc1	$G_5 \cdot G_3 \cdot (u_{1e} - u_{1s}) < 0$
Rc2	$G_1 \cdot G_5 \cdot (u_{3e} - u_{3s}) > 0$
Rc3	$G_1 \cdot G_6 \cdot (u_{2e} - u_{2s}) < 0$
Rc4	$G_2 \cdot G_6 \cdot (u_{1e} - u_{1s}) > 0$
Rc5	$G_4 \cdot G_2 \cdot (u_{3e} - u_{3s}) < 0$
Rc6	$G_3 \cdot G_4 \cdot (u_{2e} - u_{2s}) > 0$
Rc7	$G_1 \cdot (u_{3e} - u_{3s}) > 0$
Rc8	$G_6 \cdot (u_{2e} - u_{2s}) < 0$
Rc9	$G_2 \cdot (u_{1e} - u_{1s}) > 0$
Rc10	$G_4 \cdot (u_{3e} - u_{3s}) < 0$
Rc11	$G_3 \cdot (u_{2e} - u_{2s}) > 0$
Rc12	$G_5 \cdot (u_{1e} - u_{1s}) < 0$
Rc13	$i_1 \leq 0$
Rc14	$i_1 \geq 0$
Rc15	$i_2 \leq 0$
Rc16	$i_2 \geq 0$
Rc17	$i_3 \leq 0$
Rc18	$i_3 \geq 0$

Tableau I-1 : Etats et réceptivités associés au réseau Petri

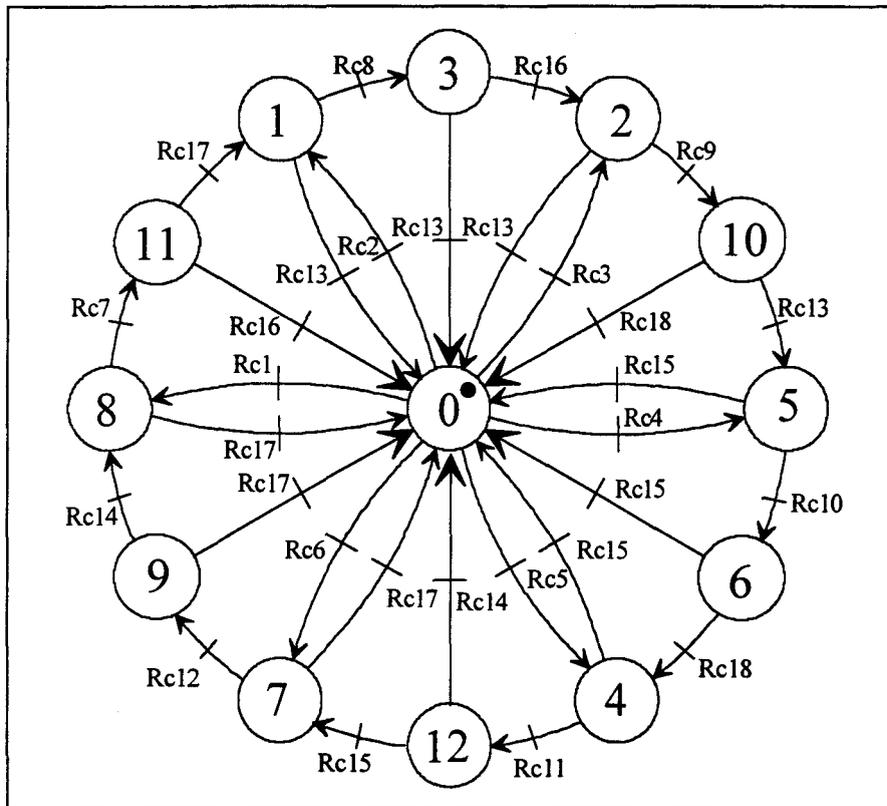


Figure I-4 : Description fonctionnelle du gradateur par réseau de Petri

I.4- Modélisation dynamique de la machine asynchrone triphasée

La machine asynchrone triphasée, représentée figure I-5, est constituée de trois enroulements identiques logés symétriquement dans les encoches du stator (S_a , S_b , S_c) et d'une cage conductrice intégrée au rotor, assimilable électriquement à trois enroulements identiques parfaitement symétriques et en court-circuit (R_a , R_b , R_c).

- θ_s représente la position angulaire du repère de Park dans le repère statorique,
- θ_r représente la position angulaire du repère de Park dans le repère rotorique,
- α est la position du repère rotorique dans le repère statorique,
- On définit la vitesse électrique ω par $\omega = \frac{d\alpha}{dt}$.

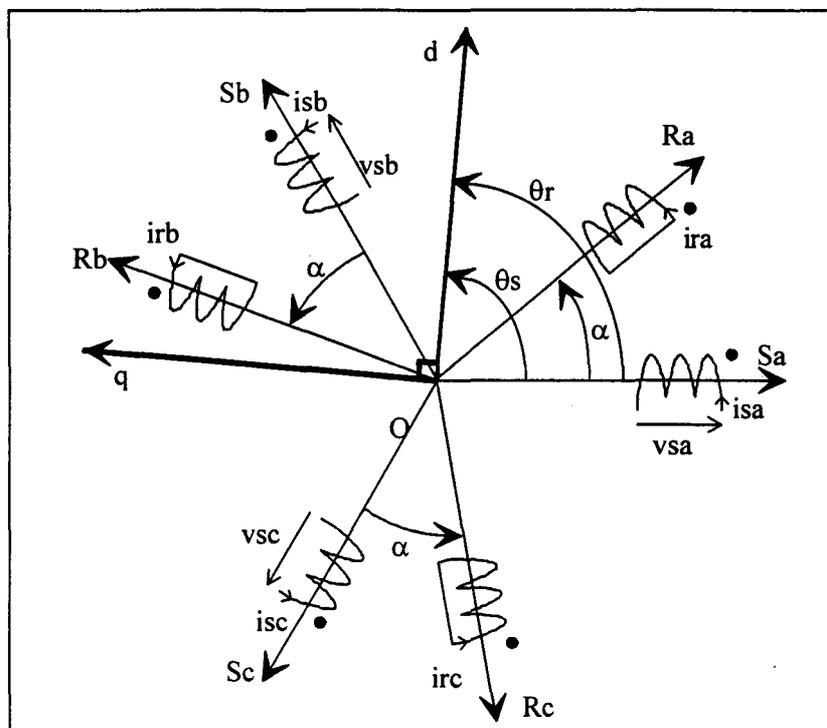


Figure I-5 : Représentation des axes dans l'espace électrique

I.4.1- Hypothèses de travail

- Entrefer constant.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas pris en compte.

Ces hypothèses entraînent :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

I.4.2- Equations générales de la machine asynchrone triphasée

I.4.2.1 - Equations électriques

De la figure I-5, on déduit pour l'ensemble des phases statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} v_{sabc} = R_s \cdot i_{sabc} + \frac{d\phi_{sabc}}{dt} \\ v_{rabc} = R_r \cdot i_{rabc} + \frac{d\phi_{rabc}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

R_s et R_r sont respectivement la résistance statorique et la résistance rotorique par phase. On constate que la matrice des inductances, établissant la relation entre les flux et les courants comporte 36 coefficients non nuls dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle de rotation α du rotor par rapport au stator. Afin de simplifier les différentes expressions, on introduit la transformation de Park modifiée [Barret, 87], reposant sur l'invariance de la puissance entre le système triphasé et le système diphasé équivalent d'axe d et q représenté figure I-5. On obtient ainsi les équations de Park statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{rd} \end{cases} \quad (I.3)$$

De plus, les flux statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Où L_s , L_r et M sont respectivement l'inductance statorique, l'inductance rotorique et l'inductance mutuelle cyclique.

En posant : $i_{rd} = \frac{M}{L_r} \cdot i'_{rd}$ et $i_{rq} = \frac{M}{L_r} \cdot i'_{rq}$, l'équation (I.3) peut se mettre sous la forme :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \frac{d\theta_s}{dt} & \frac{M^2}{L_r} \frac{d}{dt} & -\frac{M^2}{L_r} \frac{d\theta_s}{dt} \\ L_s \frac{d\theta_s}{dt} & R_s + L_s \frac{d}{dt} & \frac{M^2}{L_r} \frac{d\theta_s}{dt} & \frac{M^2}{L_r} \frac{d}{dt} \\ \frac{d}{dt} & -\frac{d\theta_r}{dt} & \frac{1}{T_r} + \frac{d}{dt} & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & \frac{d}{dt} & \frac{d\theta_r}{dt} & \frac{1}{T_r} + \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

En dérivant la relation $\alpha = \theta_s - \theta_r$, entre les angles de la figure I-5, on obtient la relation d'autopilotage :

$$\omega = p \cdot \Omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (I.6)$$

où p représente le nombre de paires de pôles du moteur.

I.4.2.2 - Expressions de la puissance et du couple électromagnétique

La transformation de Park utilisée étant basée sur l'invariance de la puissance entre le système triphasé et le système diphasé équivalent, la puissance électrique absorbée par le moteur a pour expression dans le repère d,q :

$$p = v_{sd} \cdot i_{sd} + v_{sq} \cdot i_{sq} + v_{rd} \cdot i_{rd} + v_{rq} \cdot i_{rq} \quad (I.7)$$

Au moyen des équations (I.5) et (I.7), on obtient une expression de la puissance pouvant se décomposer en trois parties :

$$\begin{aligned}
 p &= R_s \cdot (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r \cdot (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) && \text{Puissance dissipée par effet Joule.} \\
 &+ \left(i_{sd} \cdot \frac{d\phi_{sd}}{dt} + i_{sq} \cdot \frac{d\phi_{sq}}{dt} + i_{rd} \cdot \frac{d\phi_{rd}}{dt} + i_{rq} \cdot \frac{d\phi_{rq}}{dt} \right) && \text{Variation de l'énergie électromagnétique.} \\
 &+ (i_{sq} \cdot \phi_{sd} - i_{sd} \cdot \phi_{sq}) \cdot \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} && \text{Puissance mécanique.}
 \end{aligned}$$

La puissance mécanique ayant comme expression :

$$p_m = C_e \cdot \Omega = C_e \cdot \frac{\omega}{p} \quad (I.8)$$

On en déduit différentes expressions du couple électromagnétique :

$$C_e = p(i_{rd} \cdot \phi_{rq} - i_{rq} \cdot \phi_{rd}) \quad (I.9)$$

$$C_e = p \cdot (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot (i_{sq} \cdot i'_{rd} - i_{sd} \cdot i'_{rq}) \quad (I.10)$$

I.4.2.3 - Equation mécanique

Le principe fondamental de la dynamique appliqué au moteur s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f \cdot \Omega - C_s \text{ avec } C_s \text{ du signe de } \Omega \quad (I.11)$$

I.4.3- Equations du moteur alimenté en tensions composées

Le neutre n'étant pas relié dans le système étudié, il est nécessaire de faire apparaître les tensions composées dans les différentes relations obtenues en les multipliant par la matrice de passage définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

On obtient ainsi l'expression générale (I.13) régissant le comportement du moteur asynchrone alimenté en tensions composées :

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot L_s \cdot \frac{d\theta_s}{dt} & \sqrt{3} \cdot (R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt}) & \sqrt{3} \cdot (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot \frac{d\theta_s}{dt} & \sqrt{3} \cdot (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \\ -\sqrt{3} \cdot (R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt}) & \sqrt{3} \cdot L_s \cdot \frac{d\theta_s}{dt} & -\sqrt{3} \cdot (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} & \sqrt{3} \cdot (1 - \sigma) \cdot L_s \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d}{dt} & -\frac{d\theta_r}{dt} & \frac{1}{T_r} + \frac{d}{dt} & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & \frac{d}{dt} & \frac{d\theta_r}{dt} & \frac{1}{T_r} + \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{bmatrix}$$

Afin de faire apparaître directement les grandeurs mesurées (tensions et courants statoriques) dans ces expressions, la transformation de Park n'est appliquée qu'au rotor. De plus, la fréquence des grandeurs statoriques étant parfaitement connue, car imposée par le réseau, le repère d, q est fixé au stator afin d'éliminer le couplage dû à ω_s dans les équations statoriques. Ce dernier choix implique :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (I.14)$$

L'étude du convertisseur a mis en évidence trois modes de connexion possibles entre la source et la charge. Les paragraphes suivant explicitent les équations d'état régissant l'évolution de ces différents modes de fonctionnement du moteur (alimentation triphasée ou monophasée et déconnecté de la source).

I.4.3.1 - Alimentation triphasée (I.15)

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 2.R_s & 0 & 0 \\ -2.R_s & R_s & 0 & 0 \\ \frac{\omega}{\sqrt{2}} & \sqrt{2}.\omega & \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\sqrt{\frac{3}{2}}.\omega & 0 & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 2.L_s & 0 & \sqrt{2}.\frac{M^2}{L_r} \\ -2.L_s & -L_s & -\sqrt{\frac{3}{2}}.\frac{M^2}{L_r} & -\frac{1}{\sqrt{2}}.\frac{M^2}{L_r} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix}$$

$$C_e = p.\frac{M^2}{L_r} \left[\frac{i'_{ra}}{\sqrt{2}}.(i_{sa} + 2.i_{sb}) - \sqrt{\frac{3}{2}}.i_{sa}.i'_{rb} \right]$$

I.4.3.2 - Alimentation monophasée

Lors de ce type d'alimentation, deux des trois tensions du moteur deviennent des grandeurs d'observation. Une seule de leurs expressions sera explicitée, la somme des tensions aux bornes du moteur étant bien sûr toujours nulle. Trois cas apparaissent selon le courant de phase nul :

$$a) i_{sa} = 0 \text{ et } i_{sb} = -i_{sc} \quad (I.16)$$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2.R_s & 0 & 0 \\ \sqrt{2}.\omega & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sb} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2.L_s & 0 & \sqrt{2}.\frac{M^2}{L_r} \\ 0 & 1 & 0 \\ \sqrt{2} & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sb} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix}$$

$$C_e = p \cdot \frac{M^2}{L_r} \cdot \sqrt{2} \cdot i_{sb} \cdot i'_{ra}$$

$$u_2 = -R_s \cdot i_{sb} + \left[-L_s \quad -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{M^2}{L_r} \quad -\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{M^2}{L_r} \right] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sb} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix}$$

b) $i_{sb} = 0$ et $i_{sa} = -i_{sc}$ (I.17)

$$\begin{bmatrix} u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 \cdot R_s & 0 & 0 \\ \frac{\omega}{\sqrt{2}} & \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \omega & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sb} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -2 \cdot L_s & \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{M^2}{L_r} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{M^2}{L_r} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sb} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix}$$

$$C_e = p \cdot \frac{M^2}{L_r} \cdot i_{sa} \cdot \left(\frac{i'_{ra}}{\sqrt{2}} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i'_{rb} \right)$$

$$u_3 = R_s \cdot i_{sa} + \left[L_s \quad \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{M^2}{L_r} \quad -\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{M^2}{L_r} \right] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix}$$

c) $i_{sc} = 0$ et $i_{sb} = -i_{sa}$ (I.18)

$$\begin{bmatrix} u_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot R_s & 0 & 0 \\ -\frac{\omega}{\sqrt{2}} & \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \omega & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 \cdot L_s & \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{M^2}{L_r} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{M^2}{L_r} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix}$$

$$C_e = p \cdot \frac{M^2}{L_r} \cdot i_{sa} \cdot \left(-\frac{i'_{ra}}{\sqrt{2}} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i'_{rb} \right)$$

$$u_1 = R_s \cdot i_{sb} + \left[L_s \quad 0 \quad \sqrt{2} \cdot \frac{M^2}{L_r} \right] \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sb} \\ i'_{ra} \\ i'_{rb} \end{bmatrix}$$

I.4.3.3 - Déconnexion du réseau

(I.19)

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{r\alpha} \\ i'_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} \cdot \frac{M^2}{L_r} \\ -\sqrt{2} \cdot \frac{M^2}{L_r} & \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{M^2}{L_r} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i'_{r\alpha} \\ i'_{r\beta} \end{bmatrix}$$

I.4.4 - Graphe informationnel causal du moteur asynchrone

Afin de faciliter la compréhension des méthodologies qui seront développées lors de la détermination des algorithmes d'estimation de vitesse du moteur, on introduit le graphe informationnel causal de la machine représenté figure I-6. Cette technique de représentation des systèmes, basée sur la description des causalités régissant les transferts d'énergie montre le caractère des grandeurs en présence et oriente ainsi la pensée lors de l'analyse fonctionnelle et de la synthèse des lois de commande [Hautier, 95], [Caron, 95]. Dans un premier temps, ce graphe sera établi pour le modèle du moteur exprimé dans un repère de Park quelconque [Faucher, 90] [Hautier, 96].

I.4.4.1 - Repère d,q

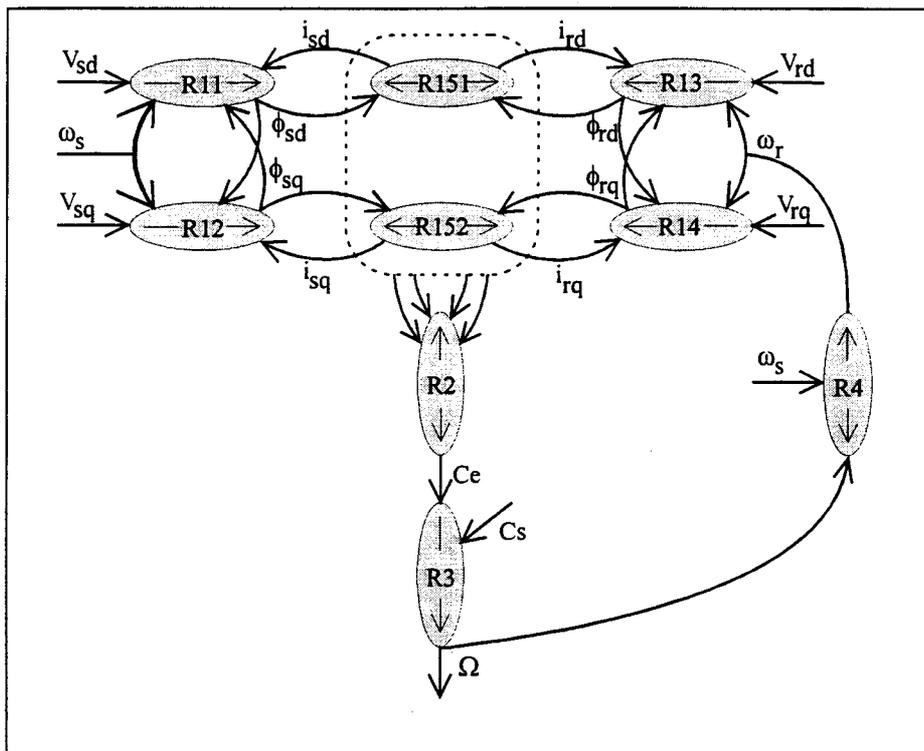


Figure I-6 : Graphe informationnel causal de la machine asynchrone dans le repère d,q

- $R11, R12, R13, R14$ sont des relations non linéaires explicitées par les équations de Park (I.3) reprises sous la forme suivante :

$$R11 \rightarrow \frac{d\phi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot \phi_{sq}$$

$$R12 \rightarrow \frac{d\phi_{sq}}{dt} = v_{sq} - R_s \cdot i_{sq} - \omega_s \cdot \phi_{sd}$$

$$R13 \rightarrow \frac{d\phi_{rd}}{dt} = -R_r \cdot i_{rd} + \omega_r \cdot \phi_{rq}$$

$$R14 \rightarrow \frac{d\phi_{rq}}{dt} = -R_r \cdot i_{rq} - \omega_r \cdot \phi_{rd}$$

- $R151$ et $R152$ sont des relations rigides liant les flux et les courants, issues de l'expression (I.4) :

$$R151 \rightarrow \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix}$$

$$R152 \rightarrow \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}$$

- $R2$ est la relation donnant le couple en fonction des courants et des flux, issue de la relation (I.9) :

$$R2 \rightarrow C_e = p \cdot (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd})$$

- $R3$ découle de l'équation fondamentale de la dynamique soit :

$$R3 \rightarrow \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (C_e - C_s - f \cdot \Omega)$$

- $R4$ est la relation d'autopilotage définie par :

$$R4 \rightarrow \omega_s - \omega_r = p \cdot \Omega$$

I.4.4.2 - Repère α, β

Le graphe informationnel causal représenté figure I-6 a été établi pour un repère de Park quelconque. Il est possible de fixer l'axe d de ce repère de différentes manières. Dans le cas d'une commande vectorielle, par exemple, on l'oriente suivant une composante de flux ou de courant afin de simplifier l'expression du couple électromagnétique et permettre la régulation séparée du flux dans la machine et du couple suivant deux modèles continus.

Pour notre application, la nature de l'alimentation (par gradateur) nous amène à fixer ce repère au stator afin de découpler les équations statoriques (ω_s étant alors égal à 0). Le graphe

informationnel causal, figure I-7, permet dans ce cas de mettre en évidence l'avantage d'un tel choix.

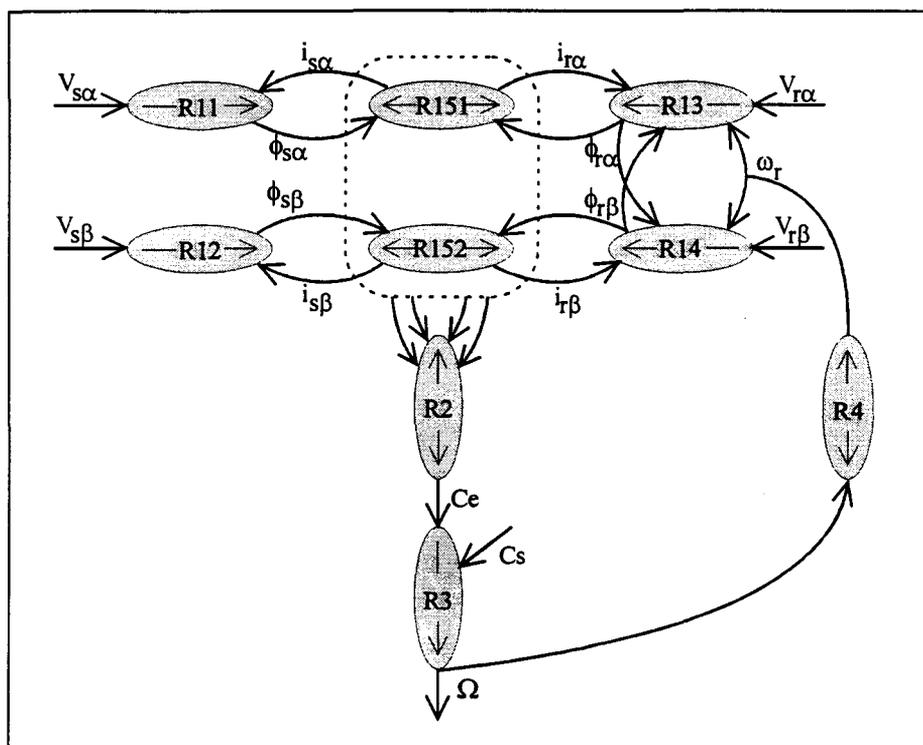


Figure I-7 : Graphe informationnel causal de la machine asynchrone dans le repère α, β

I.5- Identification des paramètres du moteur asynchrone

La mise en oeuvre d'algorithmes complexes, tel que celui que l'on cherche à réaliser, ou de lois de commande sophistiquées (à orientation de flux) exige une connaissance aussi précise que possible des paramètres électromécaniques de la machine asynchrone à commander. On assiste à un changement radical dans la manière de caractériser ce type de moteur, puisque les données classiques de la plaque signalétique sont très insuffisantes et qu'une fiche détaillée devrait être systématiquement fournie par les constructeurs.

Le souhait de l'industriel à l'origine du projet était l'obtention d'un démarreur comportant une procédure de mise en service minimale, afin d'en réduire le coût. Une phase d'identification en ligne du moteur à commander semblait donc nécessaire. C'est dans cet esprit que nous avons réalisé, lors d'un précédent travail [Ségar, 93] un banc de test capable de délivrer, en un seul essai de démarrage, l'ensemble des paramètres nécessaires à la synthèse d'une loi de commande dynamique pour ce type de moteur.

Toutefois, par rapport à ce travail, des améliorations ont été apportées à la démarche afin notamment de prendre en compte l'effet pelliculaire dans la cage rotorique [Ségar, 94].

I.5.1 - Structure du banc d'essai

I.5.1.1 - Aspect Matériel

Le prototype réalisé est schématisé à la figure I-8. Il comprend un micro-ordinateur, équipé d'une carte d'acquisition de données, et un boîtier d'interfaçage entre la machine testée et le calculateur.

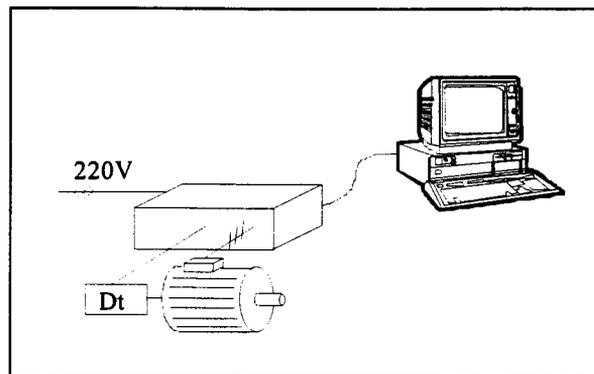


Figure I-8 : Banc de test

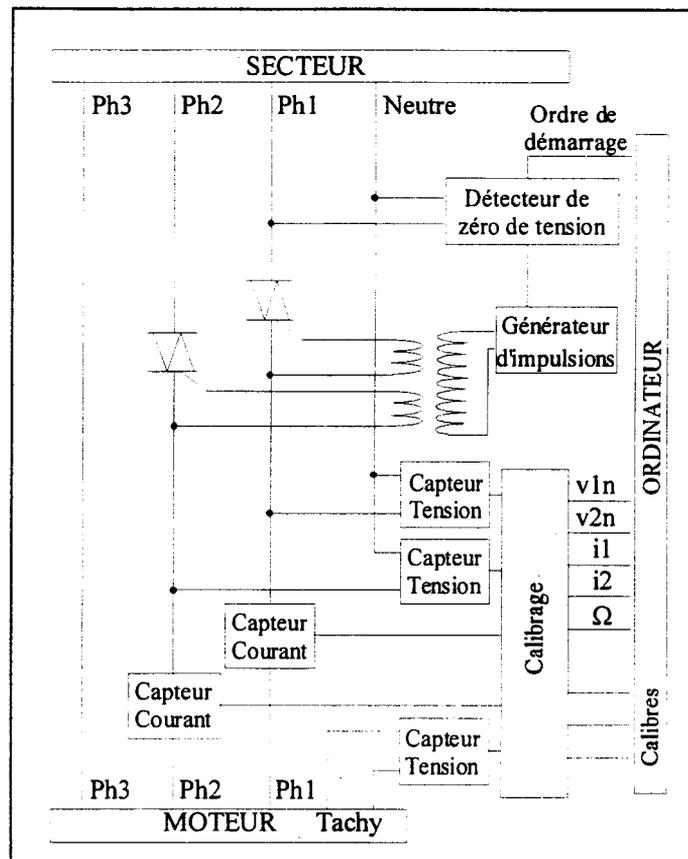


Figure I-9 : Boîtier d'interfaçage

Lors de l'essai, on capte deux courants de ligne, deux tensions simples et la vitesse par l'intermédiaire de capteurs à effet Hall situés dans le boîtier d'interfaçage (figure I-9). La fréquence d'échantillonnage f_e retenue est de 10 kHz et la conversion analogique numérique s'effectue sur 12 bits.

Plusieurs calibres de tension, d'intensité et de vitesse, sélectionnables sur le boîtier et directement lus par le P.C., permettent de tester une gamme relativement large de moteur. De plus, afin de pouvoir comparer les courbes acquises et simulées, il est nécessaire de synchroniser le début de l'acquisition avec celui des simulations ultérieures. Dans ce but, le boîtier comprend un détecteur de passage à zéro lors d'un front montant de la tension simple v_{1n} . Les contacteurs statiques ne se ferment que lorsqu'il y a ordre de démarrage venant du P.C. et passage à zéro de v_{1n} .

I.5.1.2 - Aspect logiciel

L'identification des paramètres du moteur se déroule en trois phases successives :

- a) L'acquisition de données dont le déroulement est schématisé à la figure I-10.

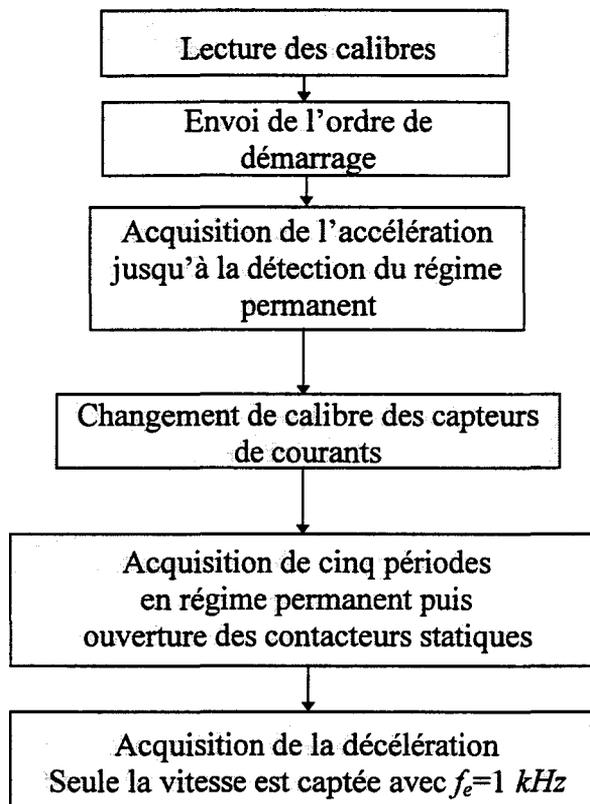


Figure I-10 : Chronologie de l'essai

b) La phase d'identification des paramètres du moteur dont la chronologie est définie figure I-11.

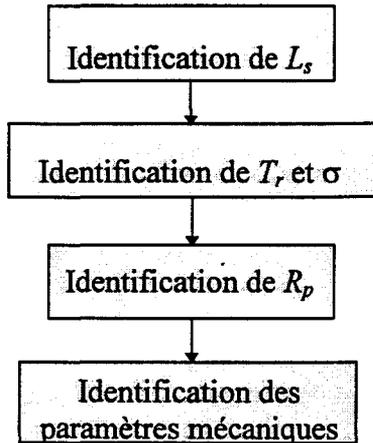
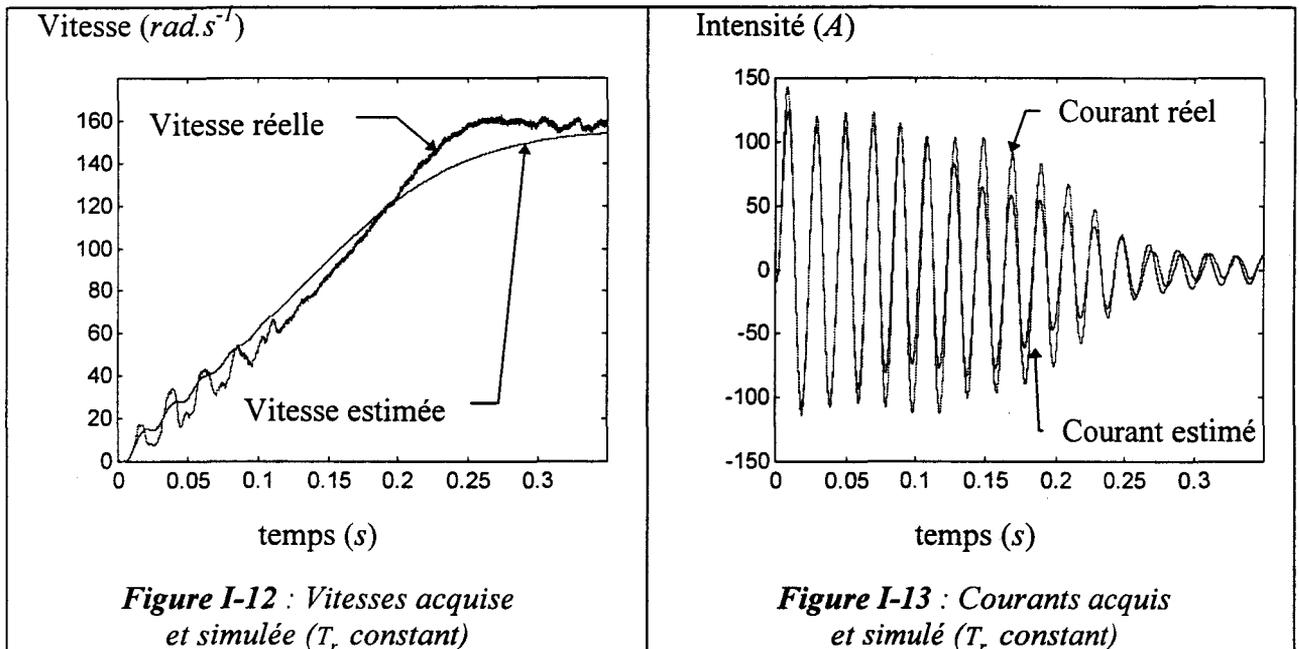


Figure I-11 : Chronologie de l'identification

c) La simulation d'un démarrage à partir des paramètres estimés.

I.5.1.3 - Résultats expérimentaux

Les figures I-12 et I-13, comparant les chronogrammes acquis et simulés à partir des paramètres estimés, rappellent les résultats obtenus avec le banc de test en supposant que la constante de temps rotorique ne varie pas au cours du démarrage.



Afin d'atténuer l'erreur entre les courants mesurés et simulés à partir des paramètres obtenus que l'on constate en fin de démarrage figure I-13, nous nous sommes intéressés à

l'influence de la variation de la constante de temps rotorique au cours de l'accélération. En s'appuyant sur les travaux de [Chatelain, 83] mettant en évidence une variation importante de la résistance apparente d'une barre selon qu'elle est traversée par un courant continu ou par un courant alternatif, nous avons supposé une évolution de T_r uniquement due à l'effet pelliculaire.

I.5.2 - Prise en compte de l'effet pelliculaire

De nombreux travaux [Atkinson, 91], [Schauder, 92], [Laliberté, 93] ont concerné ce problème de la variation de la constante de temps rotorique. Dans le cadre du contrôle vectoriel de moteur asynchrone, certaines commandes intègrent un algorithme d'identification en ligne de cette grandeur. Plusieurs méthodes y sont envisagées dont, par exemple, les filtres de Kalman [Laliberté, 93] et les modèles adaptatifs [Schauder, 92]. L'inconvénient de ces types d'algorithmes est la complication sensible qu'ils apportent lors de l'implémentation de la commande.

Ainsi, plutôt que d'identifier en temps réel cette constante de temps, nous avons souhaité définir une loi de variation de T_r suffisamment simple pour être intégrée sans difficulté dans les algorithmes de commande en modélisant son évolution.

L'effet pelliculaire ou effet de peau caractérise la variation de la résistance d'un conducteur en fonction de la fréquence des courants le traversant. Afin d'en calculer les effets, on suppose que la densité de courant D dans la barre rotorique (figure I-14) ne dépend que de x .

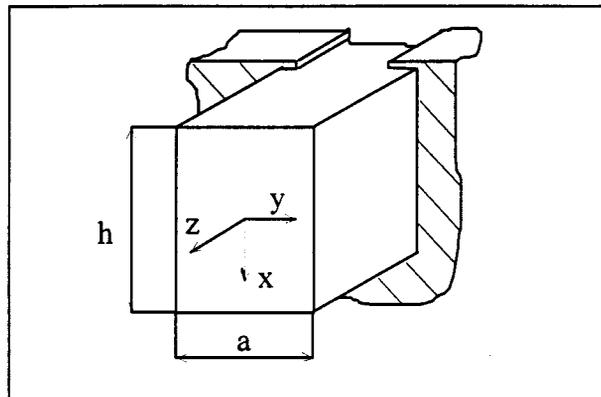


Figure I-14 : Section d'une barre rotorique

Les équations de Maxwell dans un conducteur amagnétique s'écrivent :

$$R\vec{\sigma}\vec{H} = \vec{D} \text{ et } R\vec{\sigma}\vec{D} = -\gamma \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.20)$$

Elles permettent d'établir l'équation différentielle définissant les variations spatio-temporelles de la densité de courant dans une barre de conductivité γ et de perméabilité magnétique μ_0 :

$$\frac{\partial^2 D_z}{\partial x^2} = \mu_0 \gamma \frac{\partial D_z}{\partial t} \quad (I.21)$$

On intègre cette équation, en supposant que l'on puisse séparer les variations spatiales et temporelles de D , et que le courant dans la barre soit sinusoïdal de pulsation ω_r . Les conditions aux limites étant déterminées par celles du champ magnétique H , on obtient l'expression de la densité de courant :

$$D(x, t) = \frac{-\beta \hat{I}}{a \cdot \sinh(\beta h)} \cdot \cosh(\beta x) \cdot \sin(\omega_r t) \quad (I.22)$$

Dans le but de déterminer la puissance dissipée par effet Joule dans la barre et d'en déduire sa résistance, on écrit le flux du vecteur de Poynting au travers de sa section. On arrive ainsi à l'expression caractérisant $R_{r=}$, la résistance apparente de la barre, en fonction de sa valeur lorsqu'elle est parcourue par un courant continu ($R_{r=}$) et de la pulsation des courants la traversant (ω_r):

$$\frac{R_{r=}}{R_{r=}} = \xi \cdot \left(\frac{\sin(2\xi) + \sinh(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \right) \text{ où } \xi = h \cdot \sqrt{\frac{\omega_r \mu_0 \gamma}{2}} \quad (I.23)$$

L'évolution de ce rapport en fonction de la pulsation du courant dans une barre en cuivre de 2 cm de hauteur et de résistivité $17.5 \cdot 10^{-9} \Omega \cdot m$ est représentée figure I-15. On constate que pour un courant dont la pulsation varie de 100π au continu, la résistance de la barre évolue dans un rapport de 90% entre sa valeur initiale et sa valeur finale. Ceci met en évidence le problème de la variation importante de la constante de temps rotorique pour les moteurs asynchrones à rotor à cage et la nécessité d'intégrer dans la loi de commande d'un moteur de ce type, l'évolution de cette grandeur.

La relation I.23 obtenue est cependant relativement complexe et semble difficile à implanter directement dans les algorithmes de régulation. Ainsi, la figure I-15 montre qu'afin de faciliter son intégration dans la commande, on peut prendre comme bonne approximation de son expression la relation suivante :

$$\frac{R_{r=}}{R_{r=}} = A + B \cdot (\omega_r)^2 \quad (I.24)$$

où A et B sont des constantes à déterminer par le banc d'essai.

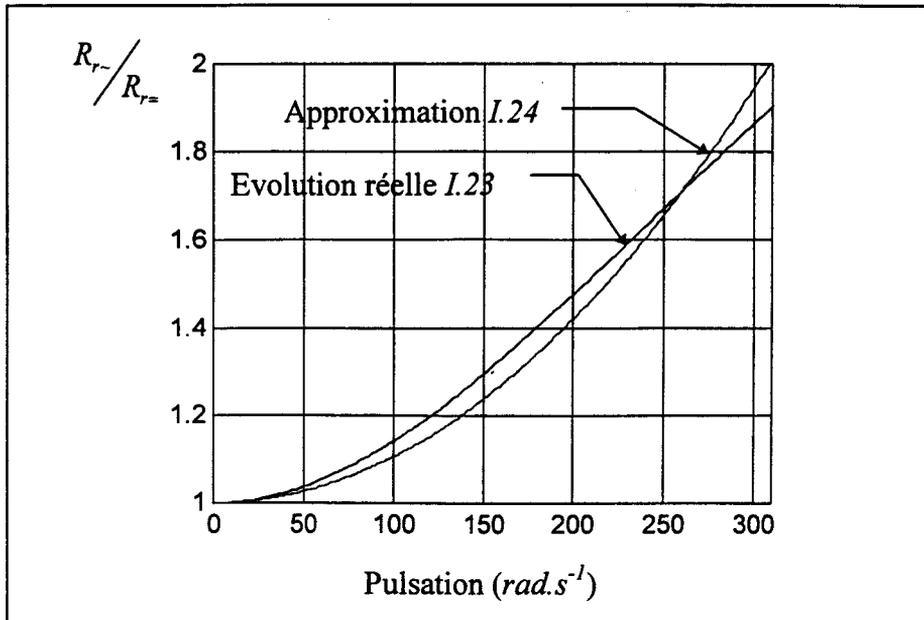


Figure I-15 : Evolution de la résistance d'une barre

I.5.2.1 - Résultats expérimentaux

Afin de valider l'étude réalisée sur la variation de la constante de temps rotorique, la routine d'obtention des paramètres A et B de l'expression (I.24) a été incluse aux différents algorithmes d'identification du banc de test.

Une nouvelle phase d'identification du moteur précédent a permis de mesurer une variation de 75% de la constante de temps rotorique au cours du démarrage. Cette évolution importante explique en grande partie l'écart en fin de démarrage, figure I-13, entre le courant réel et le courant simulé. En revanche, la mise en oeuvre de la loi de variation de T_r (I.24) permet d'obtenir des simulations se rapprochant plus sensiblement de la réalité figure I-16 et I-17.

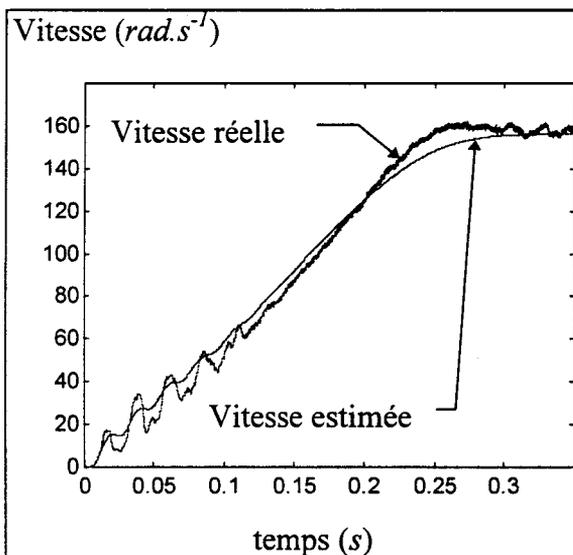


Figure I-16 : Vitesse acquise et simulée (T_r corrigée)

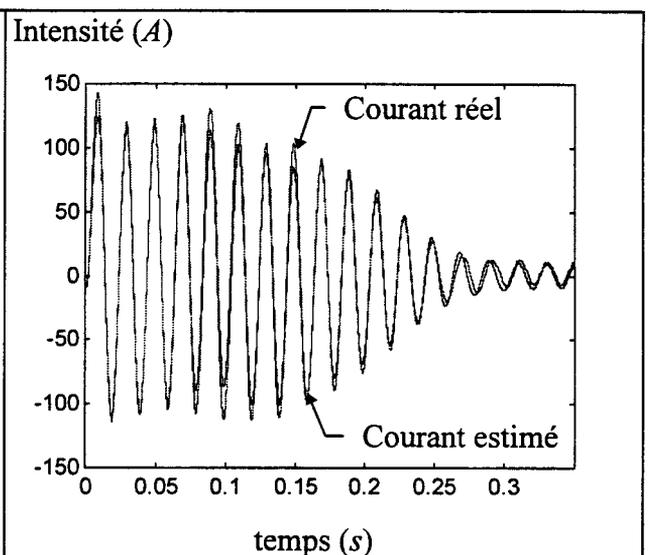


Figure I-17 : Courant acquis et simulé (T_r corrigée)

I.6 - Validation du modèle du processus

Les différentes simulations ont été réalisées avec SIMULINK®, qui est une extension du logiciel MATLAB® destinée à la simulation de systèmes dynamiques.

I.6.1 - Simulation du gradateur

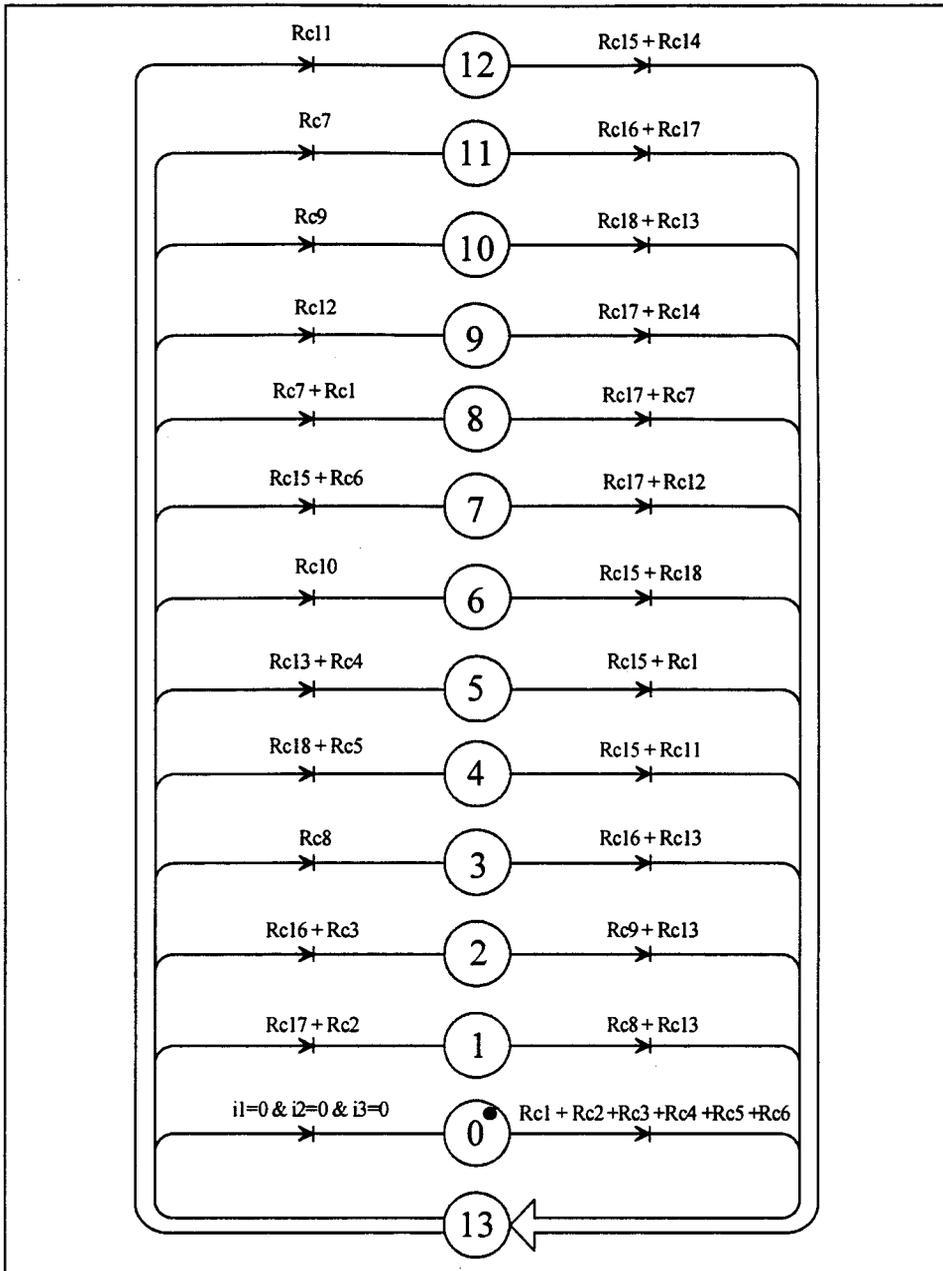


Figure I-18 : Graphe de Petri à structure parallèle du gradateur triphasé

La programmation du fonctionnement du gradateur s'est faite par l'implantation de son graphe de Petri. Simulink n'étant cependant pas destiné à traiter les systèmes séquentiels de ce

type, la mise en oeuvre du graphe de Petri (figure I-4) a nécessité une adaptation sous forme de graphe à structure parallèle [Manesse, 89] représenté figure I-18 avec place de test de toutes les réceptivités (place 13).

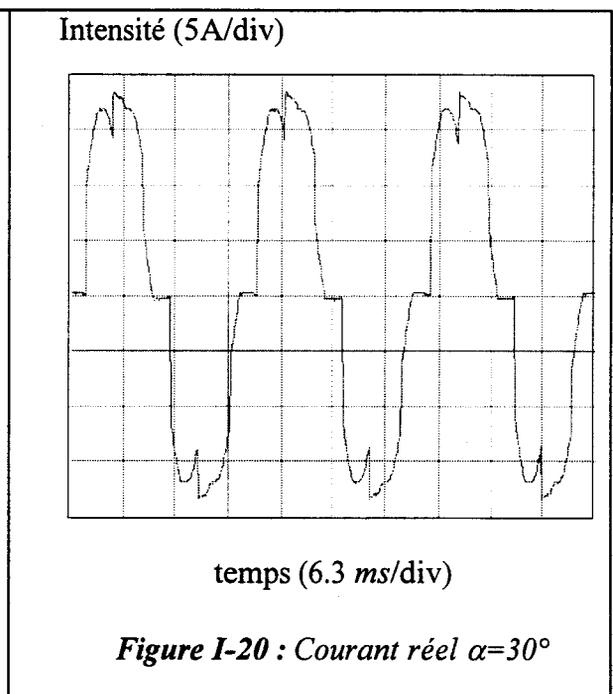
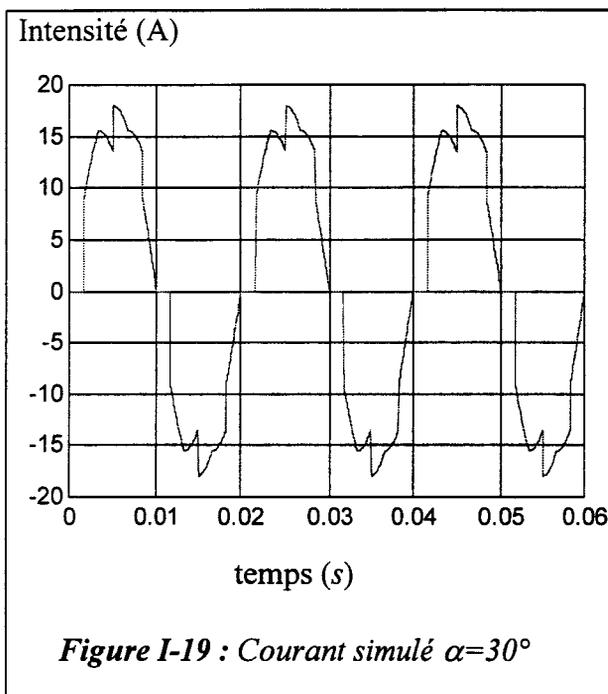
I.6.2- Validation du modèle d'étude du gradateur triphasé

Afin de valider la description fonctionnelle du convertisseur établie dans le paragraphe 3, une comparaison est faite entre la simulation d'un gradateur débitant sur une charge résistive et une expérimentation dans les mêmes conditions.

Les différents résultats ont été obtenus au moyen du prototype réalisé dont la structure est détaillée au chapitre III. Pour cela, le gradateur a été commandé avec un angle de retard à l'amorçage fixe débitant sur trois résistances de charge identiques montées en étoile. Les relevés expérimentaux ont été effectués sur un oscilloscope Tektronix TDS-320 et transmis à un P.C. par l'intermédiaire du port série.

Différents angles de retard à l'amorçage des thyristors ont été testés afin de mettre en évidence les trois modes de fonctionnement séquentiels classiques du gradateur communément appelés Mode I, II et III [Louhmam, 93], [France, 88], [Boucher, 84].

I.6.2.1 - Angle de retard de 30° - Mode I



Cette expérimentation met en évidence le premier mode de fonctionnement séquentiel du gradateur [France, 88] dont le trajet dans le graphe de Petri revient à en parcourir la périphérie

en alternant positions d'alimentation triphasée et monophasée, comme le montre la figure I-21.

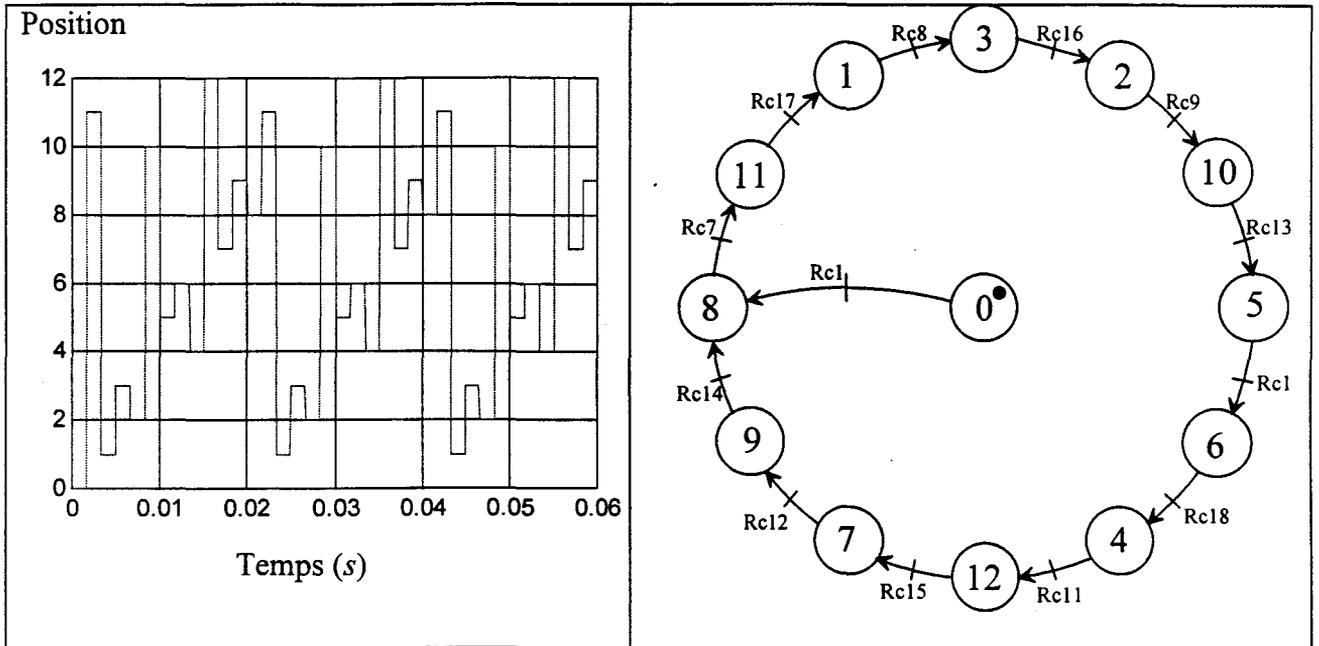


Figure I-21 : Trajet associé au premier mode de fonctionnement

I.6.2.2 - Angle de retard de 90° - Mode II

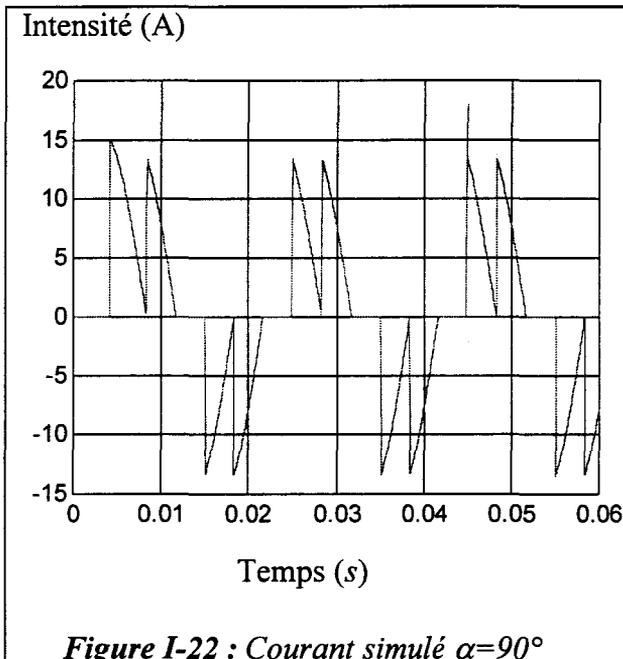


Figure I-22 : Courant simulé $\alpha=90^\circ$

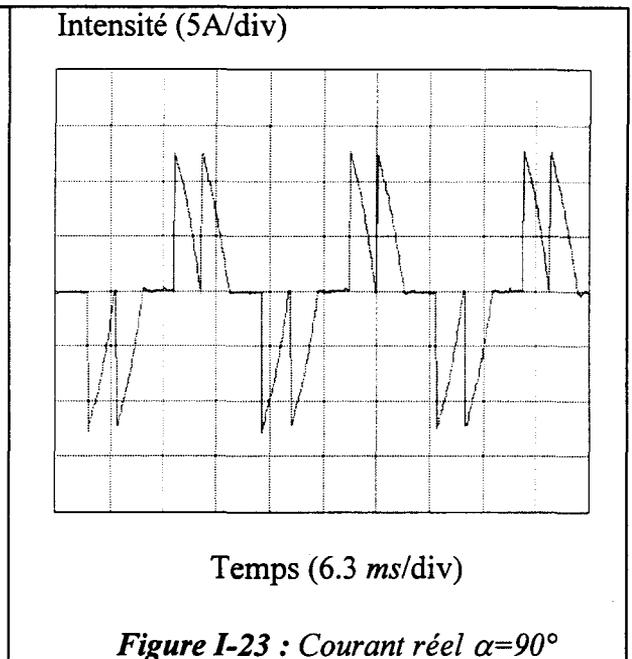


Figure I-23 : Courant réel $\alpha=90^\circ$

Avec cet angle de retard à l'amorçage, le gradateur fonctionne suivant un deuxième mode séquentiel [France, 88]. Son trajet dans le graphe de Petri, figure I-24, consiste toujours à

parcourir la périphérie du cercle mais les états triphasés ne sont plus que des étapes transitoires furtives.

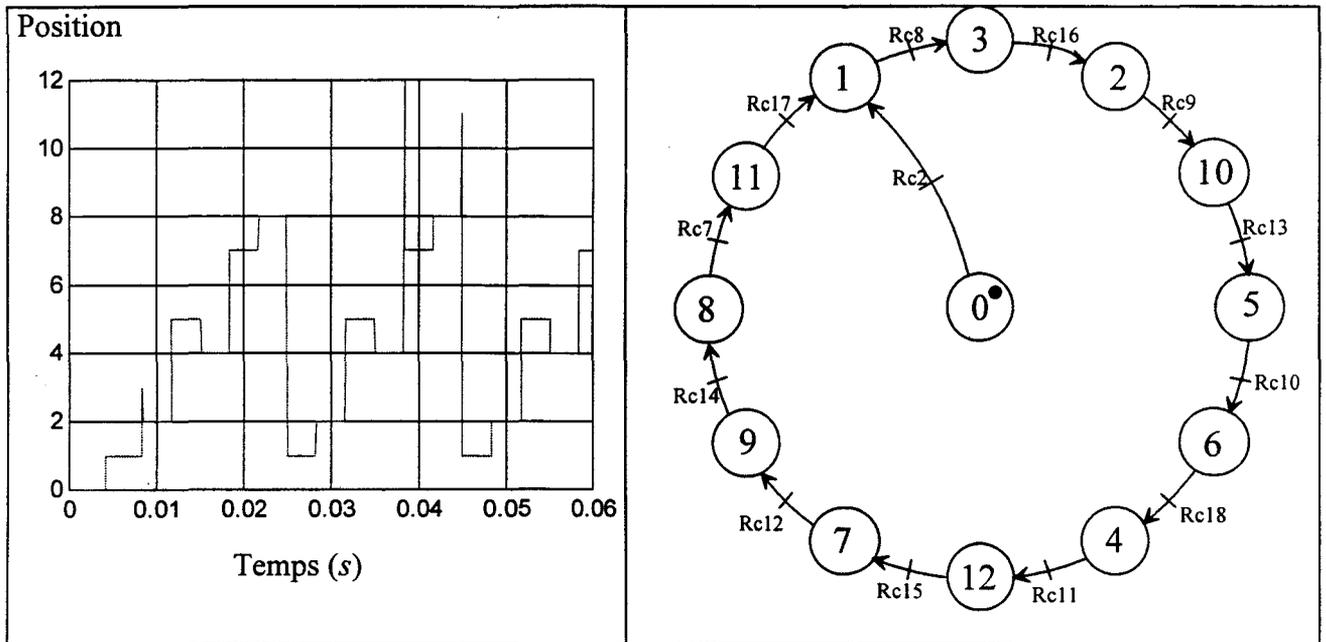


Figure I-24 : Trajet associé au second mode de fonctionnement

I.6.2.3 - Angle de retard de 110° - Mode III

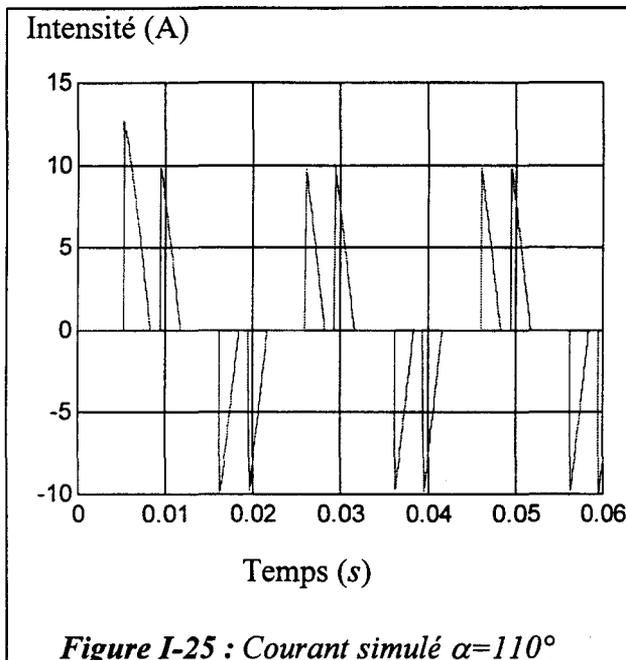


Figure I-25 : Courant simulé $\alpha=110^\circ$

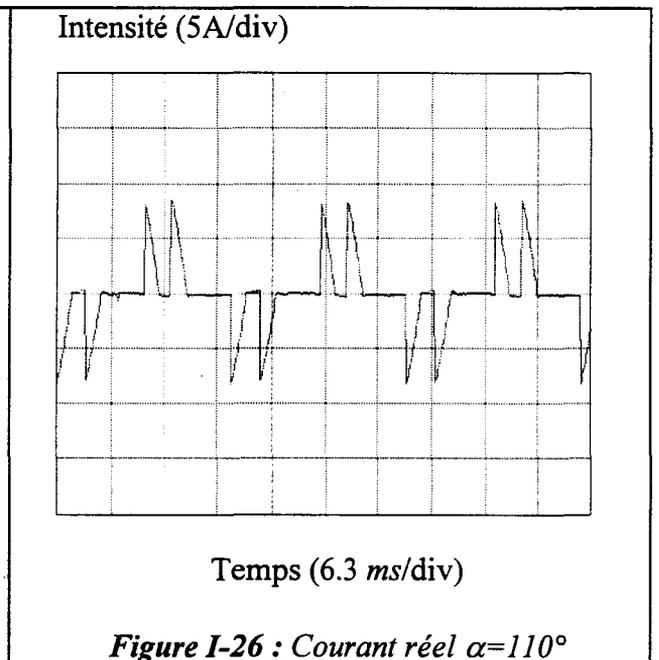


Figure I-26 : Courant réel $\alpha=110^\circ$

Cette dernière expérimentation met en évidence le dernier mode de fonctionnement séquentiel classique du gradateur [France, 88]. Son trajet dans le graphe de Petri, représenté figure I-27, consiste à parcourir successivement les états monophasés et l'état bloqué.

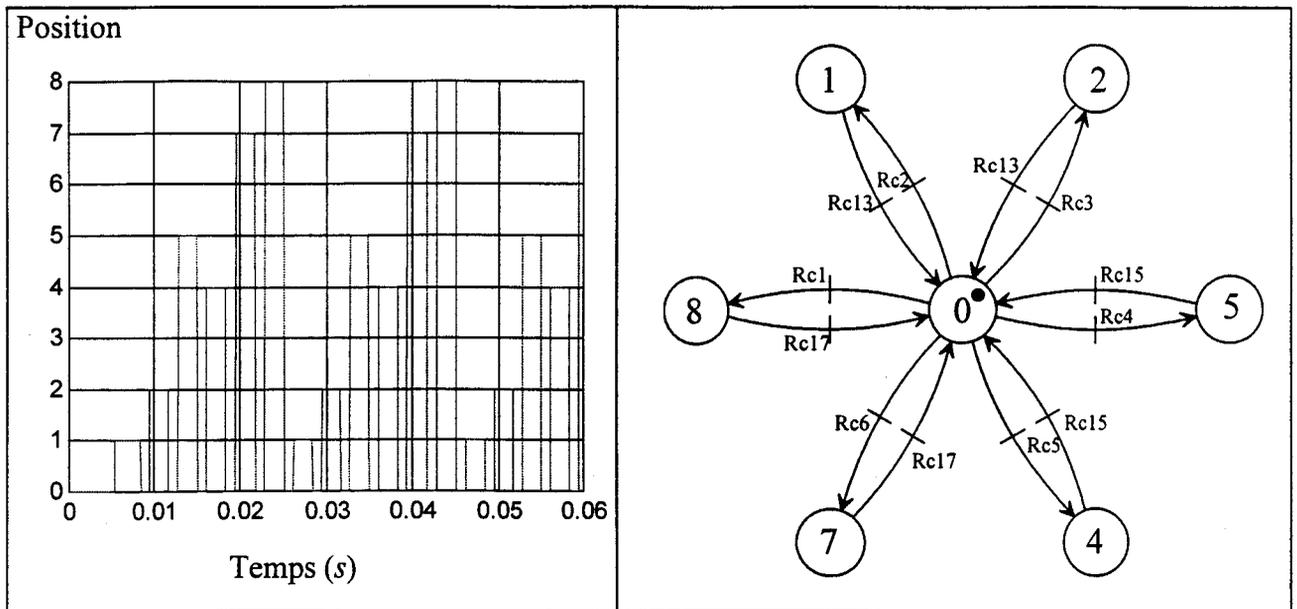


Figure I-27 : Trajet associé au troisième mode de fonctionnement

I.6.3 - Simulation du moteur asynchrone

La mise en oeuvre du modèle du moteur a été effectuée au moyen d'une *S-Function* (Annexe I). Ce type de bloc est en fait un programme réalisé en langage MATLAB et décrivant sous forme d'équation d'état les différents modèles (1 triphasé, 3 monophasés et 1 déconnecté du réseau) du moteur asynchrone.

Une implantation de ce type était nécessaire face aux variations structurelles dans l'alimentation du moteur. En effet, les tensions aux bornes du moteur peuvent être grandeurs d'entrée ou grandeurs d'observation. De plus, lors des commutations entre les modèles du moteur, il y a continuité des variables d'état pour le système complet mais discontinuité pour chaque modèle pris séparément, ce qui ne peut être géré sous Simulink qu'au moyen d'une *S-function* englobant l'ensemble des modèles.

I.6.4 - Validation du modèle du moteur asynchrone triphasé

Le moteur utilisé pour les essais ultérieurs diffère du précédent. C'est un moteur à rotor bobiné et les caractéristiques de sa plaque signalétique sont reportées dans le tableau I-2.

Puissance	Phases	Fréquence	Tension Δ	Intensité
3 kW	3	50 Hz	220 V	10.8 A

Vitesse	cos ϕ	Rendement	Tension Δ	Intensité
1430 tr.mn ⁻¹	0.84	83 %	380 V	6.2 A

Tableau I-2 : Paramètres électromécaniques du moteur

Les paramètres électromécaniques ont été identifiés par le banc de test présenté au paragraphe 5 et leurs valeurs reportées dans le tableau I-3 :

R_s	1 Ω	J	0.035 m ² .kg
L_s	0.25 H	f	0.002 N.m.s.rd ⁻¹
σ	0.133	C_s	0.5 N.m
T_r	0.11 s		
M^2/L_s	0.217 H		

Tableau I-3 : Paramètres électromécaniques du moteur

Les figures I-28 et I-29 permettent de comparer les chronogrammes de la vitesse et du courant mesurés avec les courbes obtenues avec Simulink® lors d'un démarrage direct.

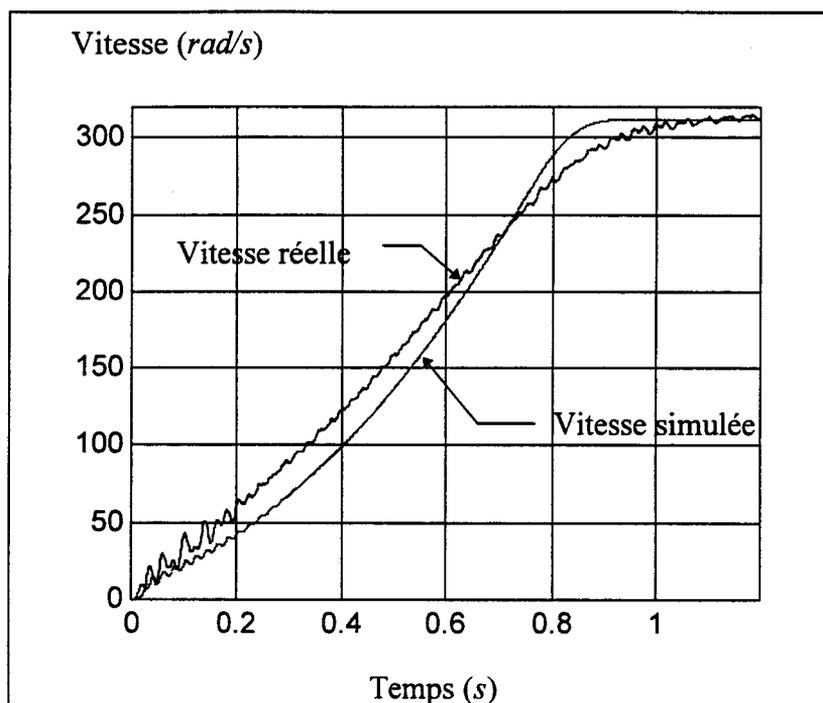


Figure I-28 : Vitesses réelle et simulée

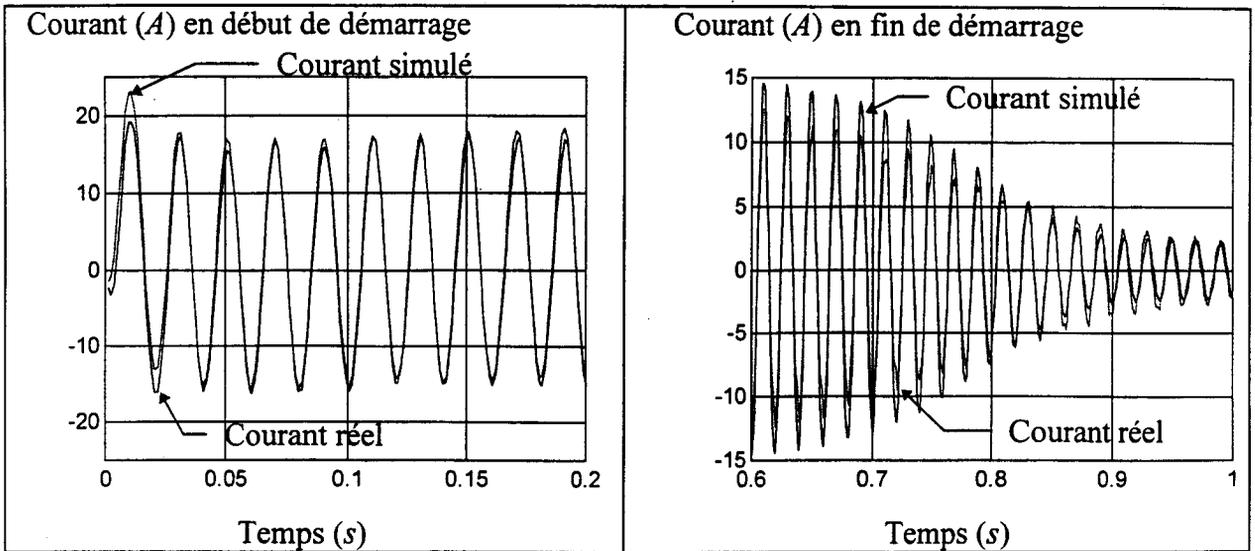


Figure I-29 : Courants réels et simulés

I.6.5 - Validation du modèle du système complet

Lors de cet essai, le moteur est connecté au réseau par l'intermédiaire du gradateur triphasé. Il est monté en étoile et le neutre n'est pas relié. La courbe figure I-30 représente les chronogrammes de vitesse captée et simulée lors d'un démarrage du moteur avec un angle de retard à l'amorçage des thyristors constant égal à 105° .

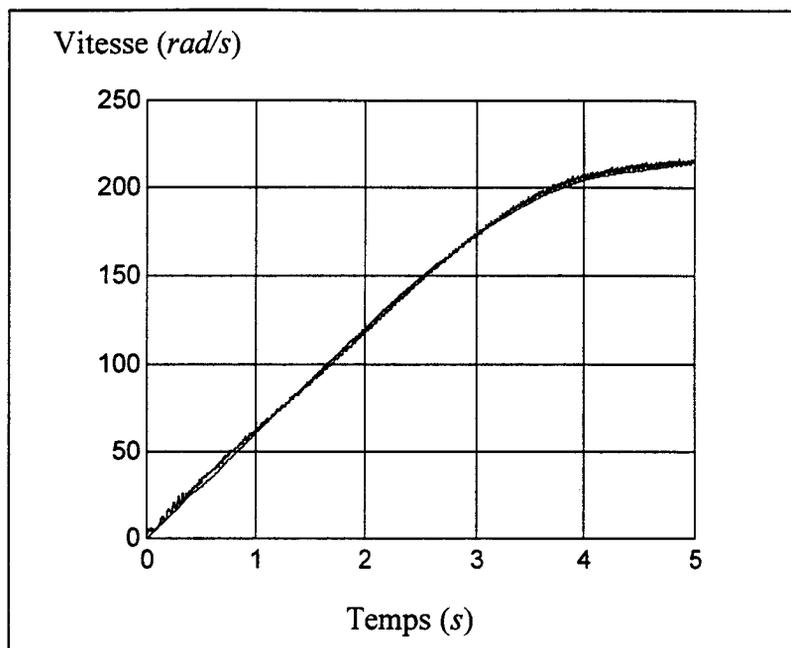


Figure I-30 : Vitesses réelles et simulées

On constate, à l'examen de la figure I-30, que la mise en oeuvre du modèle source-convertisseur-charge donne une très bonne approximation de la vitesse réelle du moteur et valide ainsi l'ensemble de l'étude réalisée.

I.7 - Conclusion

Dans un premier temps, la décomposition fonctionnelle de l'ensemble source-convertisseur-charge ainsi que sa description ont permis de mettre en évidence les modèles du moteur asynchrone à exprimer suivant le type de connexion source-charge réalisé par le gradateur.

Ensuite, nous nous sommes attachés à montrer la forte influence de la variation de la constante de temps rotorique sur les courants de ligne et la vitesse au cours du démarrage. Une bonne approximation de cette évolution a cependant été introduite ; elle permet d'améliorer sensiblement le modèle du moteur tout en restant suffisamment simple pour pouvoir être prise en compte dans les algorithmes de commande ultérieurs.

Enfin, la description fonctionnelle du gradateur, bien que maintenant largement maîtrisée, a permis la simulation du système source-convertisseur-charge et le modèle complet de l'axe de puissance ainsi obtenu a pu être validé expérimentalement.

Chapitre 2

Conception de l'estimateur de vitesse

II - Conception de l'estimateur de vitesse

II - CONCEPTION DE L'ESTIMATEUR DE VITESSE	33
II.1 - INTRODUCTION	35
II.2 - LES DIVERSES METHODES PROPOSEES EN COMMANDE SANS CAPTEUR	35
II.2.1 - <i>Rappel du principe de la commande vectorielle</i>	35
II.2.2 - <i>Estimation de vitesse en contrôle vectoriel à flux rotorique orienté</i>	36
II.2.3 - <i>Estimation de vitesse en contrôle vectoriel à flux statorique orienté</i>	37
II.2.4 - <i>Estimation de vitesse par filtre de Kalman étendu</i>	38
II.2.4.1 - <i>Principe et structure du filtre de Kalman standard</i>	38
II.2.4.2 - <i>Filtre de Kalman étendu à l'estimation de la vitesse</i>	40
II.2.5 - <i>Estimation de vitesse par une méthode analytique</i>	41
II.2.6 - <i>Conclusion</i>	42
II.3 - STRUCTURE DE L'ESTIMATEUR DE VITESSE	43
II.3.1 - <i>Principe de la solution retenue</i>	43
II.3.2 - <i>Etude de la stabilité</i>	45
II.3.3 - <i>Linéarisation de l'observateur de vitesse</i>	48
II.3.4 - <i>Stratégie de régulation</i>	51
II.3.5 - <i>Comparaison de la réponse du système linéarisé et de l'estimateur non linéaire</i>	52
II.3.6 - <i>Simulation de la réponse de l'observateur non-linéaire lors d'un démarrage direct du moteur</i>	54
II.3.7 - <i>Simulation de la réponse de l'observateur non-linéaire lors d'un démarrage du moteur par gradateur</i>	56
II.4 - DISCRETISATION DE L'ESTIMATEUR DE VITESSE	57
II.4.1 - <i>Introduction des filtres anti-repliement</i>	60
II.5 - INFLUENCE DU TEMPS DE CALCUL SUR LA REPONSE DE L'ESTIMATEUR	60
II.5.1 - <i>Choix de la période d'échantillonnage</i>	62
II.5.2 - <i>Détermination du gain de boucle</i>	65
II.6 - REMPLACEMENT DES INTEGRATEURS PURS DE L'ESTIMATEUR PAR DES FILTRES PASSE-BAS	66
II.6.1 - <i>Simulation de la réponse de l'observateur non-linéaire lors d'un démarrage du moteur par gradateur</i>	71
II.7 - ETUDE DE LA ROBUSTESSE AUX VARIATIONS PARAMETRIQUES	72
II.7.1 - <i>Variation de la résistance statorique de la machine</i>	73

<i>II.7.2 - Variation de la résistance rotorique de la machine.....</i>	<i>74</i>
<i>II.7.3 - Incidence des défauts de la chaîne de mesure sur la réponse de l'observateur</i>	<i>75</i>
II.7.3.1 - Introduction du convertisseur analogique-numérique dans la simulation.....	75
II.7.3.2 - Introduction de la non-linéarité des capteurs dans la simulation	77
II.7.3.3 - Influence des déphasages introduit par les filtres anti-repliement	78
II.8 - APPLICATION A LA REGULATION DE VITESSE	79
II.8.1 - Principe de commande du gradateur triphasé.....	80
II.8.2 - Contrôle de la vitesse du moteur.....	80
II.8.2.1 - Choix de la période d'échantillonnage.....	81
II.8.2.2 - Elaboration du régulateur de vitesse	82
II.8.3 - Régulation de vitesse sans capteur	84
II.9 - CONCLUSION	85

II.1 - Introduction

L'objectif de cette partie est de définir un algorithme discret capable d'estimer la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé dans le cas d'une alimentation par gradateur.

Le cahier des charges nous impose de ne pas utiliser les paramètres mécaniques de l'ensemble à démarrer. En effet, ils ne peuvent généralement être déterminés simplement et surtout, évoluent en cours du fonctionnement comme, par exemple lors de l'entraînement d'un ventilateur où le couple résistant appliqué à l'arbre du moteur varie en fonction du carré de la vitesse de rotation.

La première partie de ce chapitre présente les méthodes classiques d'estimation de vitesse principalement rencontrées en contrôle vectoriel et montre pourquoi elle ne peuvent convenir dans le cas d'une alimentation par gradateur. Ensuite, la conception de l'estimateur est abordée, dans un premier temps en analogique, afin d'en comprendre aisément la structure et son intérêt pour notre application. L'étude est ensuite poursuivie en discret et permet de mettre en évidence les particularités du passage en numérique sur un observateur de ce type.

Enfin, après l'étude de la robustesse de l'observateur de vitesse obtenue vis à vis des variations des paramètres du modèle du moteur d'une part, et des incertitudes sur la chaîne de mesure (non-linéarité des capteurs ...) d'autre part, ce chapitre se termine par la mise en oeuvre de l'observateur dans une boucle de régulation de vitesse par gradateur.

II.2- Les diverses méthodes proposées en commande sans capteur

Ce paragraphe présente de façon non exhaustive quelques méthodes d'estimation de la vitesse mécanique rencontrées dans différents types de variateur de vitesse.

L'objectif étant de réaliser un contrôle de l'accélération du moteur sans a priori sur la durée de mise en vitesse, les techniques d'estimation basées sur le modèle du régime permanent de la machine asynchrone ne sont pas développées. Nous nous intéressons d'abord, après en avoir rappelé le principe, aux méthodes d'estimation de vitesse utilisées en contrôle vectoriel.

II.2.1- Rappel du principe de la commande vectorielle - [Caron, 95]

Le principe du contrôle vectoriel est de lier le repère de Park à un flux ou un courant du moteur, amenant une similitude de réglage avec celui d'un moteur à courant continu. Ce type de commande permet ainsi la régulation séparée du flux dans la machine et du couple électromagnétique suivant deux modèles continus.

En fonction de la technique utilisée, le référentiel peut être fixé :

- au flux rotorique,
- au flux statorique,
- au flux d'entrefer (capteurs de flux nécessaires dans l'entrefer),
- au courant statorique,
- etc...

II.2.2 - Estimation de vitesse en contrôle vectoriel à flux rotorique orienté

En commande vectorielle, le repère de Park est positionné afin d'annuler une des deux composantes du flux rotorique dans ce repère. Ce choix permet de ramener le nombre de grandeurs à régler (flux, courant) compatible avec le nombre de grandeurs de réglage (composantes d et q de la tension). La figure II-1 donne la représentation spatiale des différents vecteurs qui nous intéressent dans le cas d'une commande à Φ_{rq} nul.

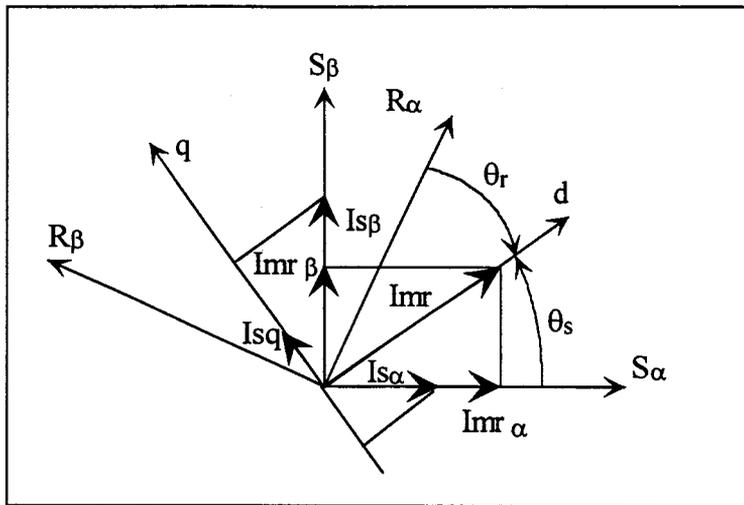


Figure II-1 : Représentation des vecteurs flux et courant dans l'espace électrique

Une manière courante d'estimer la vitesse mécanique, dans ce type de contrôle, [De Fornel, 91], [Lazhar, 92], [Laliberté, 93], [Ourth, 95], est basée sur la relation interne:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega + \frac{d\theta_r}{dt}$$

En exprimant les équations d'état de la machine dans le repère (S_α, S_β) attaché au stator, le principe même de la commande fixant le repère (d, q) sur le flux rotorique conduit à l'expression de θ_s définie par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \arctg\left(\frac{I_{mr\alpha}}{I_{mr\beta}}\right) \quad \text{avec} \quad \begin{cases} I_{mr\alpha} = \frac{\Phi_{r\alpha}}{M} \\ I_{mr\beta} = \frac{\Phi_{r\beta}}{M} \end{cases} \quad (II.1)$$

De plus, le flux Φ_{rq} étant nul, l'équation (I.5) du moteur exprimée dans le repère (d,q) nous donne la relation suivante :

$$\frac{1}{T_r} \cdot i_{sq} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot I_{mrd} = 0 \text{ avec } \begin{cases} i_{sq} = i_{s\beta} \cdot \cos\theta_s - i_{s\alpha} \cdot \sin\theta_s \\ I_{mrd} = \sqrt{I_{mr\alpha}^2 + I_{mr\beta}^2} \end{cases} \quad (II.2)$$

De laquelle on peut extraire l'expression de $\frac{d\theta_r}{dt}$ définie par :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{i_{s\beta} \cdot \cos\theta_s - i_{s\alpha} \cdot \sin\theta_s}{T_r \cdot \sqrt{I_{mr\alpha}^2 + I_{mr\beta}^2}} \quad (II.3)$$

dont on déduit la vitesse électrique:

$$\omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (II.4)$$

Plusieurs méthodes de calcul de la dérivée de θ_s sont proposées parmi les travaux antérieurs. [Laliberté, 93] propose de réaliser cette opération par une dérivée d'Euler (au 1^{er} ordre) de θ_s , tandis que [Lazhar, 92] calcule son expression littérale définie par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{I_{mr\alpha} \cdot \dot{I}_{mr\beta} - I_{mr\beta} \cdot \dot{I}_{mr\alpha}}{I_{mr\alpha}^2 + I_{mr\beta}^2} \quad (II.5)$$

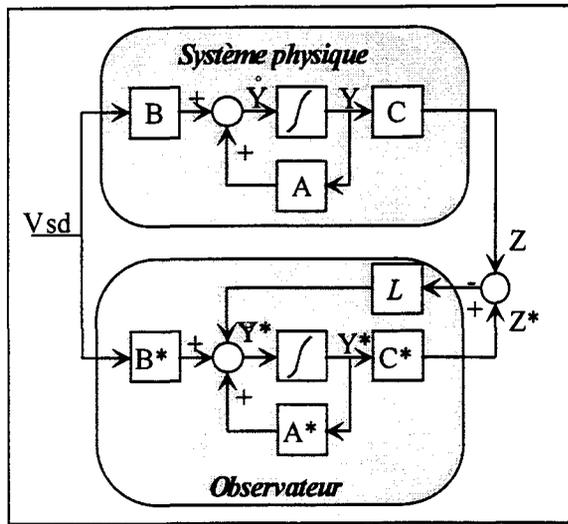
Les résultats expérimentaux obtenus avec cet estimateur [Lazhar, 92] semblent concluants tant au niveau du contrôle vectoriel que de l'estimation de vitesse. L'examen de la relation (II.3) montre cependant que la précision sur la vitesse dépend principalement de l'exactitude avec laquelle la constante de temps rotorique est déterminée.

L'étude de l'influence de l'effet de peau précédemment réalisée laisse présager un mauvais comportement de cet estimateur sur une plage de fonctionnement en vitesse importante. Cette constatation est d'ailleurs confirmée par les tests de robustesse présentés par [Laliberté, 93] qui montrent que le fonctionnement correct à basse vitesse nécessite un identificateur de T_r en temps réel. Dans le cas contraire, le fonctionnement du variateur est assuré, mais avec une précision désastreuse sur la vitesse.

II.2.3 - Estimation de vitesse en contrôle vectoriel à flux statorique orienté

Pour ce type de commande, le repère de Park est maintenant fixé sur une des deux grandeurs statoriques : flux ou courant.

Que ce soit pour un contrôle vectoriel du courant statorique [Roboam, 92] ou du flux [Styza, 94] on retrouve le même type d'estimateur de vitesse s'appuyant sur un observateur précis du vecteur flux rotorique, représenté figure II-2.



$$\text{avec } Y^* = \begin{bmatrix} \Phi_{rd}^* \\ \Phi_{rq}^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} Z_d = v_{sd} - R_s \cdot i_{sd} \\ Z_q = v_{sq} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sd} \\ Z_d^* = -\frac{M_{sr}}{L_r} \left[\frac{Rr}{Lr} \cdot \Phi_{rd}^* + \omega \cdot \Phi_{rq}^* \right] \\ Z_q^* = -\frac{M_{sr}}{L_r} \left[\frac{Rr}{Lr} \cdot \Phi_{rq}^* - \omega \cdot \Phi_{rd}^* \right] \end{cases}$$

Figure II-2 : Principe d'observation d'état des flux rotoriques

Si les deux erreurs ($Z_d - Z_d^*$ et $Z_q - Z_q^*$) sont faibles, l'image de la vitesse de rotation du moteur est obtenue de la façon suivante :

$$\text{si } |\Phi_{rq}^*| > |\Phi_{rd}^*| \quad \text{alors } \hat{\omega} = -\frac{Z_d + \frac{M_{sr}}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_{rd}^*}{\frac{M_{sr}}{L_r} \cdot \Phi_{rq}^*} \quad \text{sinon } \hat{\omega} = \frac{Z_q + \frac{M_{sr}}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_{rq}^*}{\frac{M_{sr}}{L_r} \cdot \Phi_{rd}^*} \quad (II.6)$$

Les résultats obtenus [Roboam, 92] semblent très satisfaisants et permettent de conserver une erreur sur la vitesse inférieure à 1% de sa valeur nominale sur une plage de variation en fréquence du variateur allant de 2 à 100 Hz. Le principal inconvénient de cette méthode pour notre application, est la division par le flux pour l'obtention de la vitesse, qui lors d'une valeur faible de cette grandeur amène une imprécision importante sur la vitesse estimée qui devient inexploitable.

II.2.4 - Estimation de vitesse par filtre de Kalman étendu

II.2.4.1 - Principe et structure du filtre de Kalman standard

Le filtre de Kalman est un observateur d'état optimal, qui contrairement à ceux couramment rencontrés basés sur le modèle déterministe du processus, travaille à partir d'un

modèle stochastique permettant de prendre en compte différentes incertitudes sous formes de bruits additifs sur les états et les mesures :

$$\begin{cases} X_{k+1} = F \cdot X_k + G \cdot U_k + W_k \\ Y_k = C \cdot X_k + V_k \end{cases} \quad (II.7)$$

Les bruits sont supposés blancs et centrés. Ils sont caractérisés par leurs matrices de covariance :

$$\begin{cases} Q = E\{W_k \cdot W_k'\} \\ R = E\{V_k \cdot V_k'\} \end{cases} \quad (II.8)$$

La reconstruction d'état est déterminée à partir des signaux d'entrée de mesure et d'un modèle dynamique du processus comme celui défini en II.7 et II.8. Lorsque les variances des bruits d'état et de mesures sont connues, le filtre de Kalman fournit une estimation dont l'erreur présente une variance minimale. Comme tout observateur, le filtre de Kalman peut se décomposer en une phase de prédiction et une phase de correction. La prédiction est déduite des signaux d'entrée et de l'équation d'état du processus :

$$X_{k+1/k} = F \cdot X_{k/k} + G \cdot U_k \quad (II.9)$$

La correction quant à elle, est proportionnelle à l'écart entre les sorties mesurées et prédites :

$$X_{k+1/k+1} = X_{k+1/k} + K_k \cdot (Y_{k+1} - C \cdot X_{k+1/k}) \quad (II.10)$$

Le terme K appelé gain de Kalman règle la pondération entre prédiction et correction lors de l'estimation finale. Le filtre dispose de deux sources d'information perturbées et il les combine au mieux de manière à en déduire la meilleure estimation. Pour cela, il détermine la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$P_{k+1/k} = F \cdot P_{k/k} \cdot F' + Q \quad (II.11)$$

Enfin, le gain est choisi de manière à minimiser la variance de l'erreur d'estimation :

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} \cdot C' \cdot (C \cdot P_{k+1/k} \cdot C' + R^{-1})^{-1} \quad (II.12)$$

$$P_{k+1/k+1} = (I + K_{k+1} \cdot C_{k+1}) \cdot P_{k+1/k} \quad (II.13)$$

La comparaison entre un filtre passe-bas traditionnel et un filtre de Kalman lors de l'estimation d'un signal constant auquel a été adjoint un bruit blanc [Laliberté, 93] montre la supériorité du filtre de Kalman. En effet, son régime transitoire est très bref et le lissage est excellent. La supériorité de ce filtre est sans conteste dû au fait qu'il connait la nature du signal à filtrer. Le réglage du filtre nécessite comme nous l'avons vu, la connaissance des caractéristiques de bruit qui affectent le processus. Ces données sont cependant difficiles à obtenir en pratique. Il est intéressant de remarquer qu'un réglage approximatif de ces grandeurs fournit néanmoins des résultats satisfaisants dus à la grande robustesse du filtre.

II.2.4.2 - Filtre de Kalman étendu à l'estimation de la vitesse

Différents travaux [Laliberté, 93], [Ouadghiri, 95] ou [De lara, 95] utilisent une structure de filtre de Kalman étendue destinée à l'estimation de paramètres. En ce qui concerne l'estimation de vitesse, l'hypothèse d'une variation lente de cette grandeur par rapport aux variables d'état du moteur (flux et courants rotoriques), permet une mise en oeuvre similaire de ce type de filtre.

Afin que le filtre de Kalman puisse estimer des paramètres, il faut les considérer comme autant de nouveaux états. Ainsi le modèle du processus devient :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} X_{k+1} \\ \Theta_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(\Theta_k) & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_k \\ \Theta_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G(\Theta_k) \\ 0 \end{bmatrix} U_k + \begin{bmatrix} W_{Xk} \\ W_{\Theta k} \end{bmatrix} \\ Y_k = \begin{bmatrix} C \cdot X_k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_k \\ \Theta_k \end{bmatrix} + V_k \end{cases} \quad (II.14)$$

Avec $\Theta_k = [\theta_{1k} \ \theta_{2k} \ \dots \ \theta_{nk}]'$ désignant le vecteur des différents paramètres recherchés.

Le système augmenté des nouveaux états est maintenant non linéaire et il est nécessaire de le linéariser autour du point de fonctionnement courant pour appliquer l'algorithme du filtrage de Kalman. Nous obtenons ainsi son modèle linéarisé défini par :

$$\begin{cases} \Delta\Phi_{k+1} = F_k \cdot \Delta\Phi_k + W_k \\ \Delta Y_k = H_k \cdot \Delta\Phi_k + V_k \end{cases} \text{ avec } \Delta\Phi_k = \begin{bmatrix} \Delta X_k \\ \Delta \Theta_k \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

où les matrices F_k et H_k ont pour expressions :

$$F_k = \begin{bmatrix} F & \frac{\partial}{\partial \theta} (F \cdot X_k + G \cdot U_k) \theta_k \\ 0 & I \end{bmatrix} \text{ et } H_k = \begin{bmatrix} C & \frac{\partial}{\partial \theta} (C \cdot X_k) \theta_k \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

Le filtre de Kalman étendu ainsi obtenu n'est ni aussi performant, ni aussi robuste que le filtre standard en raison de l'opération de linéarisation partielle. Notamment, sa convergence n'est plus garantie et il s'agit là du principal défaut de cette technique d'estimation de paramètres [Laliberté, 93].

Les résultats obtenus par [Laliberté, 93] lors de l'identification en temps réel des paramètres du moteur asynchrone apparaissent comme satisfaisants. Le principal inconvénient de cette méthode réside dans la détermination des caractéristiques de variance et d'intercorrélation des bruits sur les différentes grandeurs estimées. Certaines règles générales orientent les idées lors de la détermination des matrices de covariance relatives aux bruits d'état et de mesure ; en effet, l'estimation d'un paramètre constant impose le choix d'une variance nulle et inversement, une variance élevée permettra de suivre des évolutions rapides. Cependant les matrices de covariance obtenues nécessitent, la plupart du temps, un ajustement « manuel » afin d'obtenir des résultats probants.

Ainsi, les différents essais réalisés au laboratoire n'ont pas permis de définir de méthode suffisamment robuste lors l'élaboration de ces matrices de covariance pour un filtrage de Kalman étendu à l'estimation de vitesse. L'application d'une telle méthode d'estimation n'a donc pu être envisagée pour notre application nécessitant une procédure de mise en oeuvre minimale pour une gamme de moteur la plus large possible.

II.2.5 - Estimation de vitesse par une méthode analytique

L'éventail des possibilités d'estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone, suscitées, repose sur la structure d'observateur au sens automatique du terme. Les différentes méthodes exposées ne permettant pas de satisfaire nos exigences lors d'une alimentation par gradateur, il nous a semblé intéressant d'envisager une voie totalement différente. Ainsi, en collaboration avec des élèves de l'ENSAM [Saintive, 94], nous avons étudié l'éventualité d'obtenir la vitesse à partir de l'équation d'état (I.5) du moteur, pour un repère de Park fixé au stator, en mettant en oeuvre des méthodes de résolutions mathématiques des systèmes d'équations.

Avant tout développement, il semble nécessaire de remarquer qu'une détermination de ce type se rapproche sensiblement d'une estimation en boucle ouverte de la vitesse ; à priori, la méthode devrait engendrer les mêmes inconvénients, comme la faible robustesse vis à vis des variations paramétriques.

L'idée repose sur le fait que généralement lors d'une estimation en boucle ouverte de la vitesse à partir des équations rotoriques de la machine (I-5) une seule des deux équations est utilisée (c'est d'ailleurs le cas des deux estimateurs présentés en contrôle vectoriel).

Deux méthodes de résolution de ce système de deux équations à une inconnue sont donc envisagées :

- La première, à laquelle on pense dans le cas d'un système surdéterminé, est la méthode des moindres carrés.

- La seconde méthode est l'estimation, à partir de ces deux équations, de la constante de temps rotorique et de la vitesse au moyen des méthodes mathématiques classiques de résolution de système. Un des intérêts de l'estimation de T_r est de lever la surdétermination du système, mais elle permet en outre de diminuer l'influence des évolutions paramétriques sur le comportement de l'estimateur de vitesse ainsi obtenu. L'objectif de cette méthode est donc d'inverser le système suivant :

$$A \cdot \begin{bmatrix} \omega_r \\ 1 \\ T_r \end{bmatrix} = B$$

Les différentes simulations réalisées montrent que l'inversion de la matrice A entraîne de fortes incertitudes sur ω_r et T_r en raison de son conditionnement¹ beaucoup trop élevé. Différentes méthodes de reconditionnement [Lescaux, 86][Wilkinson, 69] consistant en fait en un changement de base du système ont été envisagées et ont permis de diminuer cette grandeur caractéristique de façon importante (dans un rapport de 200) sans pour autant conduire à des résultats exploitables.

De même, l'implantation d'un algorithme de résolution de ces équations par la méthode des moindres carrés entraîne une inversion de matrice mal conditionnée amenant sensiblement les mêmes résultats que la méthode précédente.

L'étude de cette voie n'ayant pas permis l'obtention de résultats concluants, elle a donc été abandonnée.

II.2.6 - Conclusion

L'examen des différentes méthodes d'estimation de la vitesse en contrôle vectoriel [De Fornel, 91], [Roboam, 92], [Lazhar, 92], [Laliberté, 93] ou [Styza, 94] met en évidence le fait qu'elles reposent pratiquement toutes sur un observateur des composantes de flux (ou de courants magnétisants) du moteur, desquelles est extraite la vitesse par une relation en boucle ouverte.

Ces techniques d'estimation de vitesse en boucle ouverte dans le cas d'un démarreur à gradateur sont inapplicables et peu robustes pour les raisons qui suivent :

- Ces estimateurs s'appuient sur le principe même de régulation de flux ou de courant du contrôle vectoriel. On peut, par exemple, constater que les différentes méthodes exposées nécessitent toutes une division par la norme du flux (II.3) (II.6). Ceci

¹ Une présentation détaillée du conditionnement de matrice est fournie en Annexe VI

est réalisable en contrôle vectoriel, le flux étant constant, mais très contraignant et peu envisageable lors d'un démarrage par gradateur, durant lequel le flux de la machine repasse par zéro.

- La dérivation pure, nécessaire dans les techniques présentées par [Laliberté, 93] et [Ourth, 95], est à proscrire lors d'une alimentation par gradateur, en raison du taux d'harmoniques important qui sera présent sur les signaux captés.

En ce qui concerne l'utilisation d'un filtre de Kalman, la difficulté de détermination des matrices de variances des bruits sur les états et les mesures dans le cas général, ne permet pas d'envisager son utilisation dans un démarreur nécessitant une procédure de mise en oeuvre minimale.

Les méthodes classiques d'estimation de vitesse en contrôle vectoriel ne permettent donc pas d'obtenir des résultats exploitables lors d'une alimentation du moteur par gradateur, principalement parce qu'elles sont basées sur un observateur de flux duquel est extraite la vitesse en boucle ouverte.

II.3- Structure de l'estimateur de vitesse

II.3.1 - Principe de la solution retenue

La solution retenue reprend une **structure à modèle adaptatif sur modèle de référence (Model Reference Adaptive System : MRAS)**. Ce type d'observateur repose en fait sur une technique d'estimation de paramètres, mais suppose, par hypothèse, une variation lente de la vitesse.

Contrairement aux méthodes classiques utilisées en contrôle vectoriel, le système *MRAS* conduit à un **véritable observateur de vitesse** et non plus à un observateur de flux d'où est extraite la vitesse en boucle ouverte. Cette méthode améliore la précision sur la vitesse mais aux dépens de celle des flux qui sont maintenant estimés en boucle ouverte.

L'application d'une méthode *MRAS* à l'estimation de vitesse a été introduite de façon significative par [Schauder, 1992] dans le cadre d'une commande vectorielle de moteur asynchrone sans capteur de vitesse. Les performances alors obtenues sont très correctes, mais sur une plage de vitesse relativement faible ($\pm 20 \text{ tr.mn}^{-1}$). En effet, pour des variations de vitesse plus importantes, l'estimateur de flux en boucle ouverte n'est plus assez précis et la boucle de régulation vectorielle de flux perd le contrôle du démarrage.

D'autres techniques visant à améliorer l'estimation du flux en boucle ouverte ont été développées comme notamment celle de [Tajima, 91] qui étend la plage de fonctionnement à

$\neq 150 \text{ tr.mn}^{-1}$. Ceci reste cependant relativement faible par rapport à la gamme de fonctionnement classique des moteurs asynchrones.

Pour notre démarreur, cette imprécision sur les flux estimés importe peu puisqu'ils ne sont pas régulés. Un observateur de ce type semble donc intéressant à mettre en oeuvre lors d'un démarrage par gradateur. Le graphe informationnel causal de la figure II-3 permet d'en comprendre la structure ; les relations entre les diverses grandeurs correspondent à celles du graphe de la figure I-7 décrit dans les conditions du repère fixé au stator.

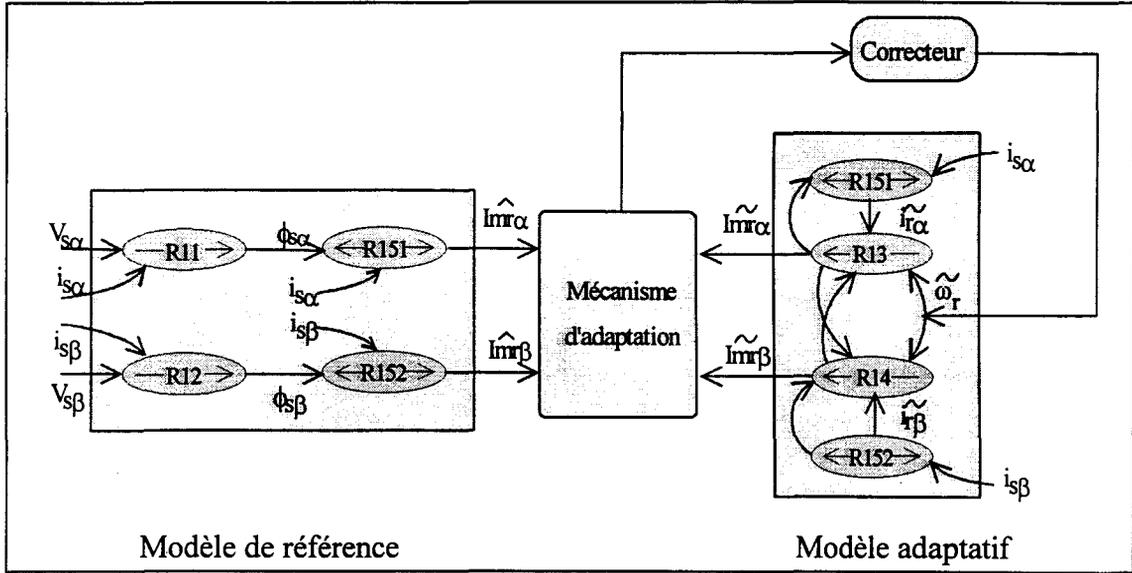


Figure II-3 : Structure de l'estimateur de vitesse

L'observateur de vitesse est en fait basé sur deux estimateurs des composantes du courant magnétisant I_{mr} :

- Le **modèle de référence** (\hat{I}_{mr}) découlant des équations statoriques du moteur (I.5) dans lesquelles, pour un repère de Park fixé au stator, la vitesse n'intervient pas :

$$\begin{cases} \hat{I}_{mr\alpha} = i_{s\alpha} + i'_{r\alpha} \\ \hat{I}_{mr\beta} = i_{s\beta} + i'_{r\beta} \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} \frac{d}{dt} \cdot i'_{r\alpha} = \frac{L_r}{M^2} \cdot \left[v_{s\alpha} - \left(R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{s\alpha} \right] \\ \frac{d}{dt} \cdot i'_{r\beta} = \frac{L_r}{M^2} \cdot \left[v_{s\beta} - \left(R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{s\beta} \right] \end{cases} \quad (II.17)$$

- Le **modèle adaptatif** (\tilde{I}_{mr}) établi à partir des équations rotoriques de la machine (I.5) dont la grandeur d'adaptation est la vitesse de rotation (ω_r , dans ce cas puisque ω_s est nulle) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{I}_{mr\alpha} \\ \tilde{I}_{mr\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\tilde{\omega}_r \\ \tilde{\omega}_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_{mr\alpha} \\ \tilde{I}_{mr\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

Le principe d'estimation de la vitesse repose sur un asservissement en poursuite du modèle adaptatif sur le modèle de référence. La sortie de ces deux estimateurs de flux est comparée selon un critère à déterminer et l'erreur obtenue est reinjectée au travers d'un correcteur sur l'entrée vitesse du modèle adaptatif.

L'avantage d'une telle structure est que la vitesse de rotation du moteur n'est jamais calculée explicitement ; **ce qui permet d'éviter la division par un flux, due au couplage non linéaire des équations rotoriques, que l'on retrouve dans la plupart des estimateurs de vitesse.**

De plus, le graphe de la figure II-3 met en évidence le respect du principe de causalité [Hautier, 95]. En effet, **on n'y trouve jamais de dérivateur pur, ce qui laisse présager une robustesse relative du système par rapport au bruit.**

II.3.2 - Etude de la stabilité

Lors de la mise en oeuvre d'un observateur, il est nécessaire de s'assurer de sa stabilité et de sa convergence. Pour notre application, cette étude est fondée sur la technique décrite par [Landau, 69] basée sur le concept d'hyperstabilité et développée pour l'étude des systèmes MRAS.

L'évolution des courants magnétisants de référence est caractérisée par l'équation d'état II.17. Cet estimateur de flux étant supposé parfait, sa dynamique peut aussi être définie à partir des équations rotoriques du moteur dans lesquelles intervient la vitesse électrique réelle de la machine :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{I}_{mr\alpha} \\ \hat{I}_{mr\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{mr\alpha} \\ \hat{I}_{mr\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \text{ pour le modèle de référence} \quad (II.19)$$

L'évolution du modèle adaptatif est toujours, quant à elle, définie par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{I}_{mr\alpha} \\ \tilde{I}_{mr\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\tilde{\omega}_r \\ \tilde{\omega}_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_{mr\alpha} \\ \tilde{I}_{mr\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \text{ pour le modèle adaptatif} \quad (II.20)$$

ω_r représente la pulsation rotorique réelle du moteur, et $\tilde{\omega}_r$, cette grandeur estimée (le repère de Park étant fixé au stator, cette pulsation nous donne directement la vitesse de rotation du moteur par l'intermédiaire de la relation d'autopilotage (I.6) : $\omega_r = -p \cdot \Omega$).

En considérant ω_r lentement variable vis à vis des grandeurs électriques, la soustraction des équations rotoriques du modèle adaptatif (II.20) et du modèle de référence (II.19) en un point de fonctionnement défini par $\hat{I}_{mr\alpha} = \tilde{I}_{mr\alpha}$ et $\hat{I}_{mr\beta} = \tilde{I}_{mr\beta}$, nous donne l'équation de l'erreur d'état entre les deux modèles:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_r & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -I_{mr\alpha} \\ I_{mr\beta} \end{bmatrix} \cdot (\omega_r - \tilde{\omega}_r) \text{ soit } \frac{d}{dt} \cdot [\varepsilon] = [A] \cdot [\varepsilon] - [W] \quad (II.21)$$

Comme $\tilde{\omega}_r$ est une fonction de l'erreur d'état, ces équations représentent un système bouclé non linéaire pouvant être représenté par le schéma de la figure II-4.

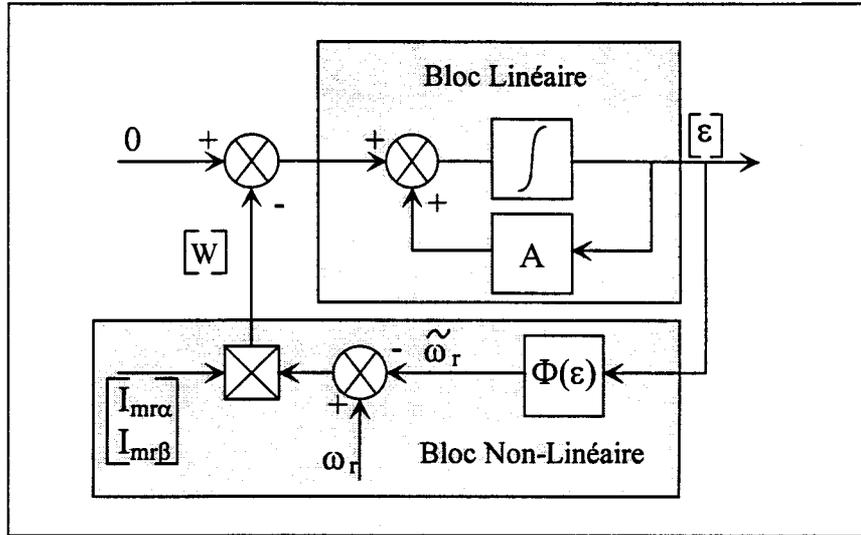


Figure II-4 : Schéma équivalent de l'erreur d'état entre les deux modèles

En s'appuyant sur la technique développée par [Landau, 69] l'hyperstabilité du système est assurée si :

- La matrice de transfert linéaire invariante dans le temps de la boucle de retour est strictement définie positive réelle ; c'est à dire que $[F(j\omega) + F^T(-j\omega)]$ est une matrice hermitienne strictement définie positive où $F(s) = [s \cdot I - A]^{-1}$.
- La boucle de retour non linéaire (comprenant le mécanisme d'adaptation) satisfait le critère d'hyperstabilité de Popov [Landau, 69].

Dans un premier temps, il est nécessaire de se fixer la structure du correcteur, afin de pouvoir définir au moyen des conditions de stabilité le critère de minimisation qui sera utilisé.

En s'appuyant sur l'étude réalisée par [Schauder, 92], le correcteur choisi est du type Proportionnel Intégral (PI) :

$$C(s) = K_1 + \frac{K_2}{s} \quad (II.22)$$

Ainsi, le mécanisme d'adaptation candidat satisfaisant le critère de Popov est de la forme :

$$\tilde{\omega}_r = \Phi_2([\varepsilon J]) + \int_0^t \Phi_1([\varepsilon J]) \cdot dt = \Phi([\varepsilon J]) \quad (II.23)$$

Ce critère nécessite une limite négative finie pour le produit interne entrée/sortie de la boucle de retour du système non linéaire, c'est à dire :

$$\int_0^{t_1} [\varepsilon J]^T \cdot [W] dt \geq -\gamma_0^2 \quad \forall t_1 \geq 0 \quad (II.24)$$

En remplaçant dans cette inégalité $[\varepsilon]$ et $[W]$ par la définition de $\tilde{\omega}_r$, le critère de Popov pour notre système devient :

$$\int_0^{t_1} \left\{ \left[\varepsilon_\alpha \cdot \tilde{I}_{mr\beta} - \varepsilon_\beta \cdot \tilde{I}_{mr\alpha} \right] \cdot \left[\omega_r - \Phi_2([\varepsilon J]) - \int_0^t \Phi_1([\varepsilon J]) \cdot dt \right] \right\} dt \geq -\gamma_0^2 \quad (II.25)$$

En s'appuyant sur le théorème suivant :

$$\int_0^t k \cdot \left(\frac{df(t)}{dt} \right) \cdot f(t) \cdot dt \geq -\frac{1}{2} \cdot k \cdot f(0)^2 \quad \text{avec } k > 0 \quad (II.26)$$

On montre que l'inégalité de Popov est satisfaite pour les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_1 = K_2 \cdot (\varepsilon_\beta \cdot \tilde{I}_{mr\alpha} - \varepsilon_\alpha \cdot \tilde{I}_{mr\beta}) = K_2 \cdot (\hat{I}_{mr\beta} \cdot \tilde{I}_{mr\alpha} - \hat{I}_{mr\alpha} \cdot \tilde{I}_{mr\beta}) \\ \Phi_2 = K_1 \cdot (\varepsilon_\beta \cdot \tilde{I}_{mr\alpha} - \varepsilon_\alpha \cdot \tilde{I}_{mr\beta}) = K_1 \cdot (\hat{I}_{mr\beta} \cdot \tilde{I}_{mr\alpha} - \hat{I}_{mr\alpha} \cdot \tilde{I}_{mr\beta}) \end{cases} \quad (II.27)$$

Le mécanisme d'adaptation résultant consiste en fait à calculer le produit vectoriel des deux vecteurs flux estimés ; l'annulation de l'écart étant obtenue lorsque ces deux vecteurs sont colinéaires. **Ce système consiste donc en une boucle à verrouillage de phase du modèle adaptatif sur son modèle de référence.**

Il apparaît néanmoins déjà un problème qui sera développé par la suite. En effet, lors d'une annulation du flux dans la machine, le système n'est plus observable. De plus, dans le cas d'un changement dans la structure du correcteur, il est nécessaire de vérifier si le mécanisme d'adaptation satisfait toujours au critère de Popov. Cette méthode d'étude développée par

Landau permet la synthèse d'une structure candidate pour le mécanisme d'adaptation mais ne permet en aucun cas de définir la dynamique du système obtenu. Ainsi, afin de fixer la dynamique du *MRAS* résultant, il est possible d'étudier le système d'équations linéarisées.

II.3.3 - Linéarisation de l'observateur de vitesse

En reprenant les équations (II.19) et (II.20), la linéarisation est réalisée autour d'un point de fonctionnement défini par :

- $\tilde{\omega}_{r0} = \omega_{r0}$
- $\tilde{I}_{mr\alpha 0} = \hat{I}_{mr\alpha 0} = I_{mr\alpha 0}$
- $\tilde{I}_{mr\beta 0} = \hat{I}_{mr\beta 0} = I_{mr\beta 0}$

A partir des expression (II.18) et (II.19), il vient :

$$s \cdot \begin{bmatrix} \Delta \tilde{I}_{mr\alpha} \\ \Delta \tilde{I}_{mr\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_{r0} \\ \omega_{r0} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \tilde{I}_{mr\alpha} \\ \Delta \tilde{I}_{mr\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{s\alpha} \\ \Delta i_{s\beta} \end{bmatrix} + \Delta \tilde{\omega}_r \cdot \begin{bmatrix} -I_{mr\beta 0} \\ I_{mr\alpha 0} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

$$s \cdot \begin{bmatrix} \Delta \hat{I}_{mr\alpha} \\ \Delta \hat{I}_{mr\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_{r0} \\ \omega_{r0} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta \hat{I}_{mr\alpha} \\ \Delta \hat{I}_{mr\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{s\alpha} \\ \Delta i_{s\beta} \end{bmatrix} + \Delta \omega_r \cdot \begin{bmatrix} -I_{mr\beta 0} \\ I_{mr\alpha 0} \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

En inversant les systèmes d'équations (II.28) et (II.29), on obtient : (II.30)

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta \tilde{I}_{mr\alpha} = \frac{1}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \cdot \left[\left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_r} - \omega_{r0} \cdot \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_r} - I_{mr\beta 0} \cdot \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \Delta \tilde{\omega}_r - \omega_{r0} \cdot \Delta \tilde{\omega}_r \cdot I_{mr\alpha 0} \right] \\ \Delta \tilde{I}_{mr\beta} = \frac{1}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \cdot \left[\omega_{r0} \cdot \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_r} + \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_r} + I_{mr\alpha 0} \cdot \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \Delta \tilde{\omega}_r - \omega_{r0} \cdot \Delta \tilde{\omega}_r \cdot I_{mr\beta 0} \right] \\ \Delta \hat{I}_{mr\alpha} = \frac{1}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \cdot \left[\left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_r} - \omega_{r0} \cdot \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_r} - I_{mr\beta 0} \cdot \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \Delta \omega_r - \omega_{r0} \cdot \Delta \omega_r \cdot I_{mr\alpha 0} \right] \\ \Delta \hat{I}_{mr\beta} = \frac{1}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \cdot \left[\omega_{r0} \cdot \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_r} + \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_r} + I_{mr\alpha 0} \cdot \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \Delta \omega_r - \omega_{r0} \cdot \Delta \omega_r \cdot I_{mr\beta 0} \right] \end{array} \right.$$

L'étude de stabilité développée dans le paragraphe précédent nous a permis de déterminer le mécanisme d'adaptation suivant, caractérisant l'erreur entre les deux estimateurs de flux :

$$\varepsilon = \hat{I}_{mr\alpha} \cdot \tilde{I}_{mr\beta} - \hat{I}_{mr\beta} \cdot \tilde{I}_{mr\alpha} \quad (II.31)$$

La linéarisation autour du point de fonctionnement de ce critère nous donne :

$$\Delta\varepsilon = \hat{I}_{mr\alpha 0} \cdot \Delta\tilde{I}_{mr\beta} + \tilde{I}_{mr\beta 0} \cdot \Delta\hat{I}_{mr\alpha} - \hat{I}_{mr\beta 0} \cdot \Delta\tilde{I}_{mr\alpha} - \tilde{I}_{mr\alpha 0} \cdot \Delta\hat{I}_{mr\beta} \quad (II.32)$$

En y remplaçant les différents termes par leurs expressions définies en (II.30), et en posant $I_{mr}^2 = I_{mr\alpha}^2 + I_{mr\beta}^2$, nous arrivons à une expression linéarisée de l'erreur d'état de la forme :

$$\Delta\varepsilon = \frac{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot I_{mr}^2}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \cdot (\Delta\omega_r - \Delta\tilde{\omega}_r) \quad (II.33)$$

Cette fonction de transfert peut être introduite dans le schéma bloc de la figure II-5 qui décrit alors l'évolution de la vitesse estimée en fonction de faibles variations de la vitesse réelle.

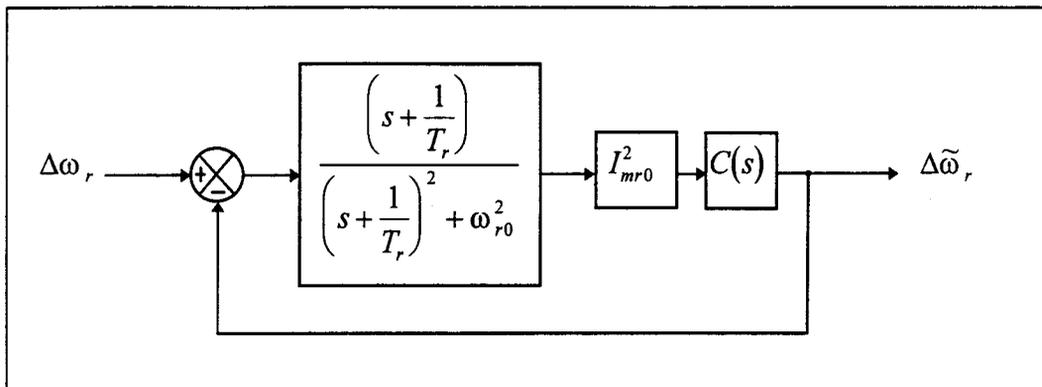


Figure II-5 : Schéma bloc représentant la dynamique du MRAS

A l'examen de cette figure on constate que le système en boucle ouverte indépendamment du correcteur contient :

- Un zéro stable $-1/T_r$ sur l'axe réel.
- Deux pôles complexes conjugués à parties réelles constantes égales à $-1/T_r$, et à parties imaginaires évoluant avec la vitesse de rotation du moteur.

La figure II-6 représente le lieu des pôles en boucle fermée (BF) de l'estimateur ainsi obtenu pour une vitesse de rotation du moteur de 6 rad.s^{-1} et un correcteur PI, défini en II.22, tel que $K_1/K_2 < T_r$ (dans ce cas $K_1/K_2 = 0.03 \text{ s}$ et $T_r = 0.11 \text{ s}$).

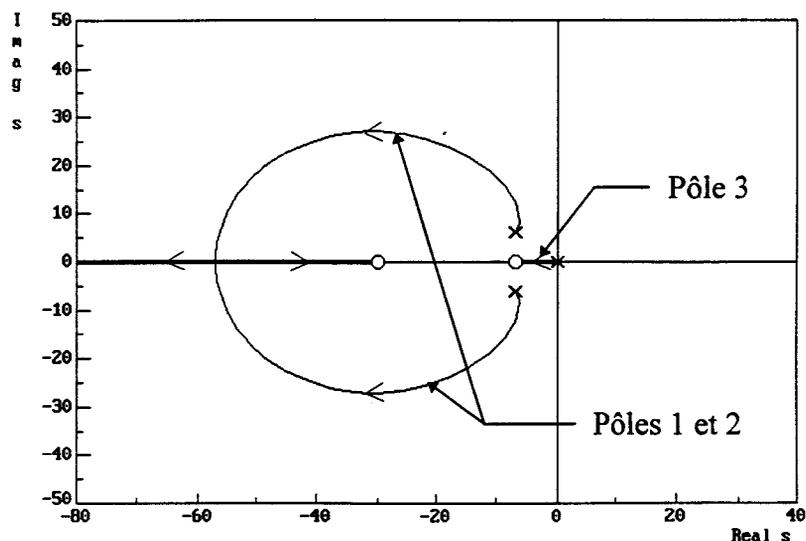


Figure II-6 : Lieu des racines en BF de l'estimateur de vitesse linéarisé

Remarques :

- On constate tout d'abord que la norme du flux au carré intervient dans le gain de boucle. Ceci n'est pas gênant lors d'un contrôle vectoriel du moteur [Schauder, 92], [Tajima, 91], [Boussak, 91] puisque ce dernier est régulé et constant. On peut donc aisément, dans ce cas, régler la dynamique souhaitée pour l'estimateur de vitesse au moyen du correcteur.
- De plus, on s'aperçoit que plus la vitesse du moteur va augmenter, plus les pôles imaginaires en boucle ouverte de l'estimateur vont s'écarter de l'axe des abscisses et vont tendre à amener une réponse fortement oscillatoire de l'estimateur de vitesse si le gain n'est pas adapté.

Contrairement à la commande vectorielle, l'alimentation du moteur par gradateur triphasé ou même, dans un premier temps, directe sur le réseau, n'entraîne aucune maîtrise des variations de flux dans la machine qui varie d'ailleurs fortement comme l'illustre la figure II-7 lors d'un démarrage direct.

Ce chronogramme met, de plus, en évidence des instants de passage par zéro du courant magnétisant qui ne garantiront plus, comme nous l'avons vu, l'observabilité de la vitesse. Ce phénomène est accentué dans le cas d'une alimentation par gradateur.

Après cette rapide analyse, il semble donc évident que la stratégie utilisée pour la boucle de régulation devra être adaptée au type de convertisseur employé dans notre application.

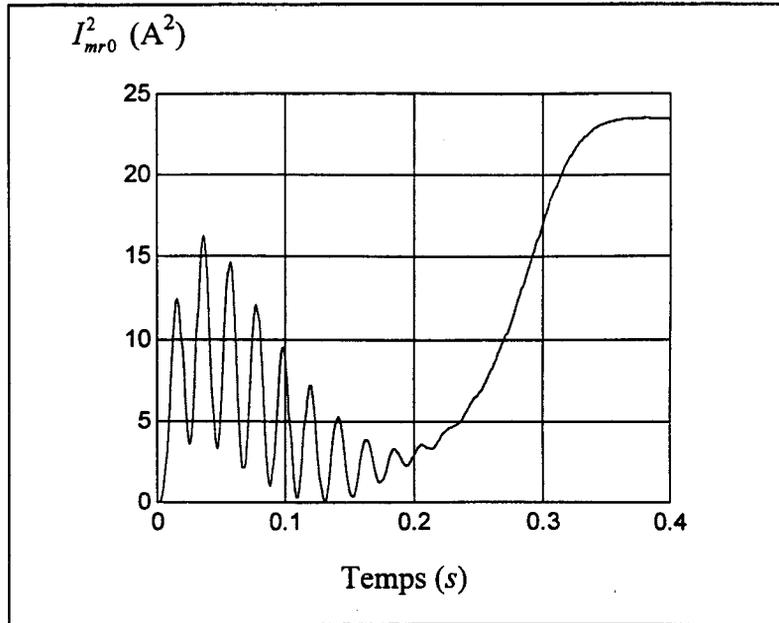


Figure II-7 : Variation de I_{mr0}^2 lors d'un démarrage direct

II.3.4- Stratégie de régulation

La technique utilisée en contrôle vectoriel consiste comme nous l'avons vu à imposer la dynamique des pôles en boucle fermée. Le courant magnétisant étant intrinsèquement constant, la position de ces pôles est choisie en agissant sur le gain de boucle de l'observateur grâce au correcteur. Cette technique, réalisable pour ce type de commande trouve néanmoins ses limites lors d'une alimentation par gradateur pour laquelle le courant magnétisant n'est pas constant.

Il est cependant intéressant de remarquer que le correcteur PI , permettant de *rabattre les pôles en boucle fermée sur l'axe réel*, conduit à un observateur stable quel que soit le gain de boucle. En se basant sur cette observation, la stratégie de commande retenue, *grâce à une valeur élevée du gain de boucle*, maintient les pôles en boucle fermée sur l'axe réel et pallie ainsi aux variations du courant magnétisant.

Il persiste cependant toujours le problème de l'annulation du flux entraînant la non-observabilité de la vitesse. Ce problème n'est d'ailleurs pas spécifique à l'observateur $MRAS$, mais il est néanmoins plus simple à prendre en compte pour ce type de structure qu'avec les autres méthodes. En effet, les estimateurs présentés pour le contrôle vectoriel incluent tous une division par le flux qui nécessite un artifice relativement complexe et peu robuste de

blocage de la vitesse lorsque le flux est trop faible afin d'éviter une forte imprécision, voire une division par zéro.

L'observation du lieu d'Evans du système *MRAS*, figure II-6, nous amène à penser que pour un gain de boucle (proportionnel à I_{mr}^2) très faible, le pôle dominant se rapprochera sensiblement de l'axe imaginaire et aura pour effet de diminuer fortement la dynamique de l'estimateur. Dans ces conditions, lors d'un passage à zéro du flux d'une durée suffisamment courte, l'estimateur conservera une approximation de la vitesse relativement correcte, permettant ainsi de garder le contrôle du démarreur jusqu'au retour du flux dans la machine.

Le polynôme caractéristique du système linéarisé étant d'un ordre trop élevé (3), cette hypothèse de fonctionnement ne pourra être vérifiée analytiquement de façon simple; elle sera donc validée par les simulations ultérieures.

II.3.5- Comparaison de la réponse du système linéarisé et de l'estimateur non linéaire

Afin de valider le modèle d'étude linéarisé, nous comparons sa réponse avec celle de l'estimateur non linéaire, pour des conditions de test se rapprochant des essais réalisés par [Schauder, 92] et [Tajima, 91].

Ainsi, les chronogrammes des figures II-8, II-9 et II-10 représentent la simulation d'un démarrage direct du moteur alimenté sous tensions triphasées réduites (25 V) de pulsation $2.\pi \text{ rad.s}^{-1}$. Les caractéristiques du correcteur sont toujours $K_1/K_2 = 0.01s$ et $K_2=5$ avec $T_r=0.11s$.

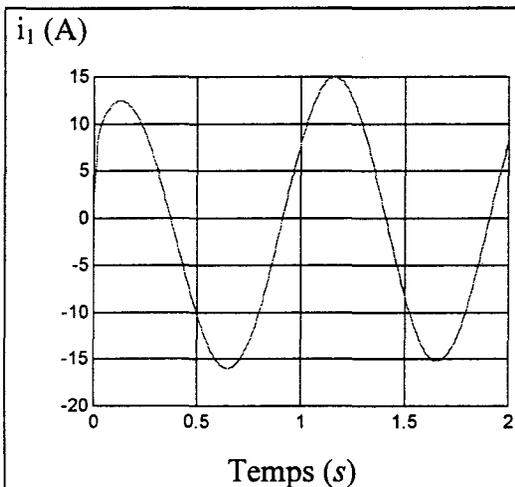


Figure II-8 : Courant dans une phase

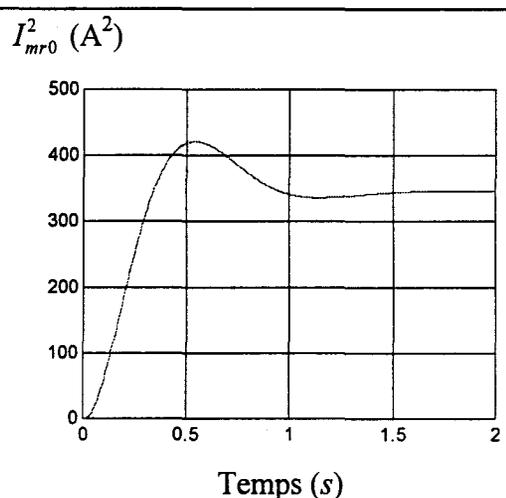


Figure II-9 : Variation de I_{mr0}^2

La réponse du modèle linéarisé est obtenue en appliquant les variations de vitesse réelle à l'entrée du système schématisé figure II-5. On constate, figure II-10, que ce modèle d'étude a sensiblement le même comportement que son original non linéaire et qu'ils permettent tous deux d'obtenir une très bonne estimation de la vitesse.

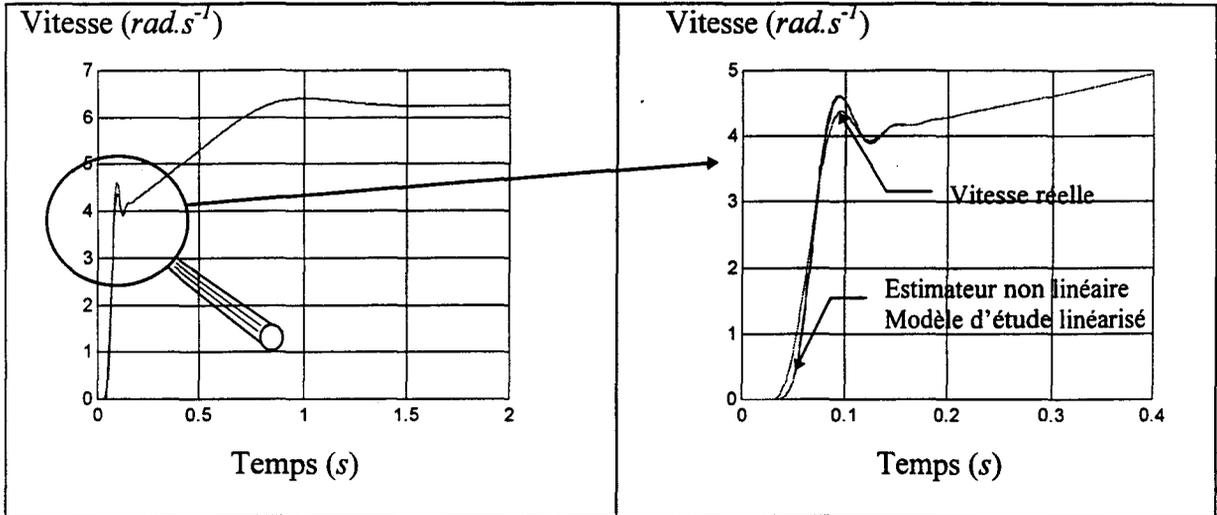


Figure II-10 : Comparaison entre la réponse de l'estimateur de vitesse non linéaire et son modèle d'étude linéarisé

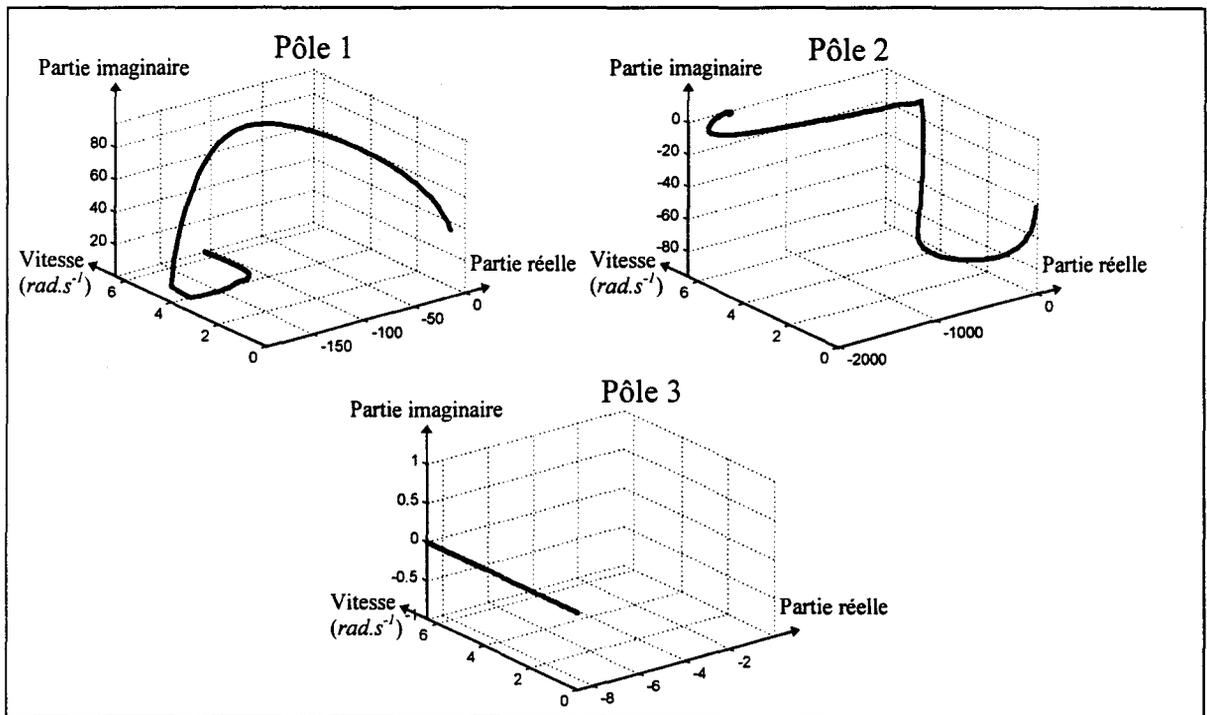


Figure II-11 : Evolution des pôles du système lors du démarrage

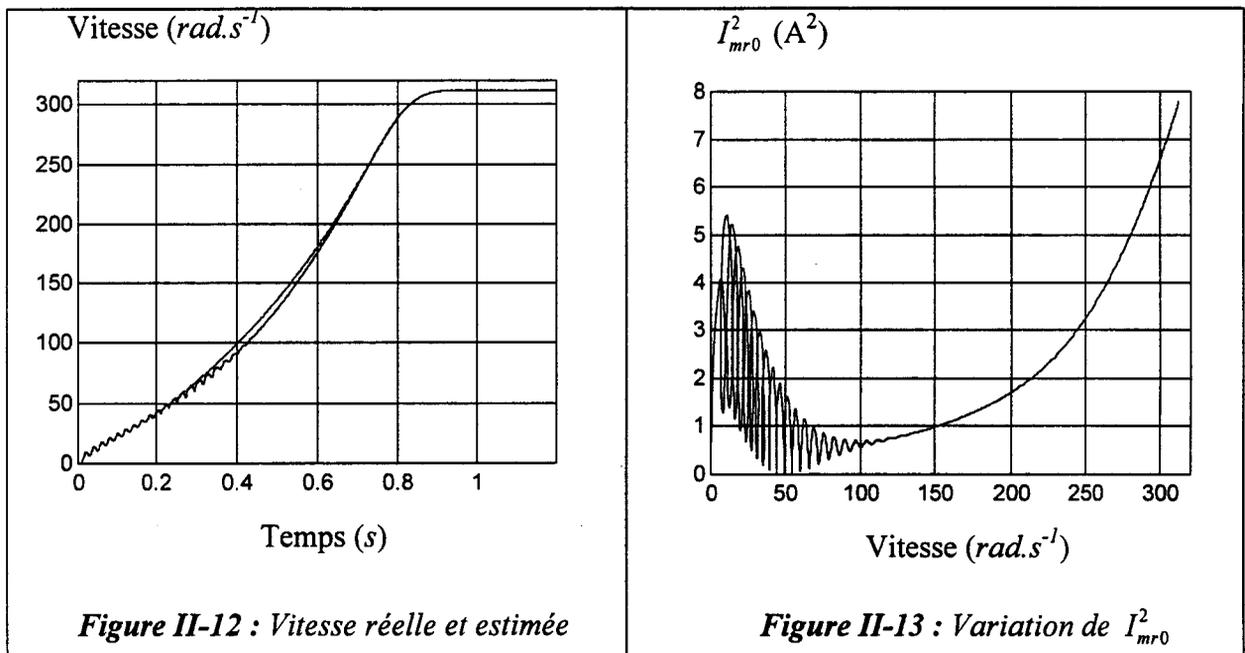
La stratégie de régulation est basée, comme nous l'avons vu, sur le rabattement des pôles sur l'axe réel, il semble donc nécessaire d'étudier leur position au cours du démarrage. Ainsi, la figure II-11 montre l'évolution de ces pôles en fonction de la vitesse du moteur. L'axe x des graphes représente la partie réelle du pôle, l'axe z sa partie imaginaire, l'évolution de la vitesse étant reportée en $rad.s^{-1}$ sur l'axe y .

On constate que, pour cet essai à faible vitesse et pour un gain K suffisant (ici $K=5$), la dynamique est sensiblement constante tout au long du démarrage et imposée par le pôle 3 réel. De plus, bien que les pôles complexes 1 et 2 ne soit pas rabattus sur l'axe immédiatement, l'amortissement du système reste suffisant en raison de la faible vitesse de rotation et la sortie de l'observateur de vitesse ne présente pas d'oscillations.

Cet essai à faible vitesse valide le modèle d'étude linéarisé de l'observateur dans de « bonnes » conditions de fonctionnement. En effet, on note, figure II-9, que le courant magnétisant ne repasse jamais près du zéro contrairement à un démarrage direct (figure II-7). Il est maintenant nécessaire de valider l'hypothèse qui a été faite sur la conservation du contrôle de l'observateur de vitesse dans le cas d'une annulation relativement courte de son gain de boucle.

II.3.6 - Simulation de la réponse de l'observateur non-linéaire lors d'un démarrage direct du moteur

Les chronogrammes ci-dessous ont été obtenus pour un démarrage direct sur le réseau 127/220 V, un gain K de 4000 et une constante de temps de 0.01s pour le PI.



Les figures II-14 et II-15 représentent l'évolution de la position du pôle 1 au cours du démarrage. L'axe x du graphe de gauche représentant la partie réelle du pôle, l'axe z sa partie imaginaire, l'évolution de la vitesse étant reportée en $rad.s^{-1}$ sur l'axe y . La figure de droite en représente une vue de dessus (plan (x, O, y)).

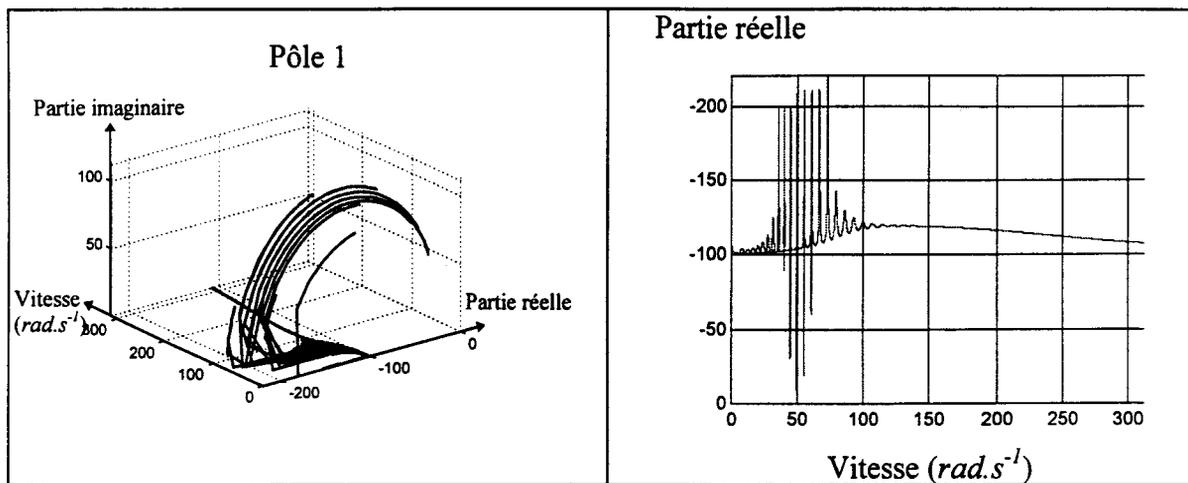


Figure II-14 : Position du pôle 1 au cours du démarrage

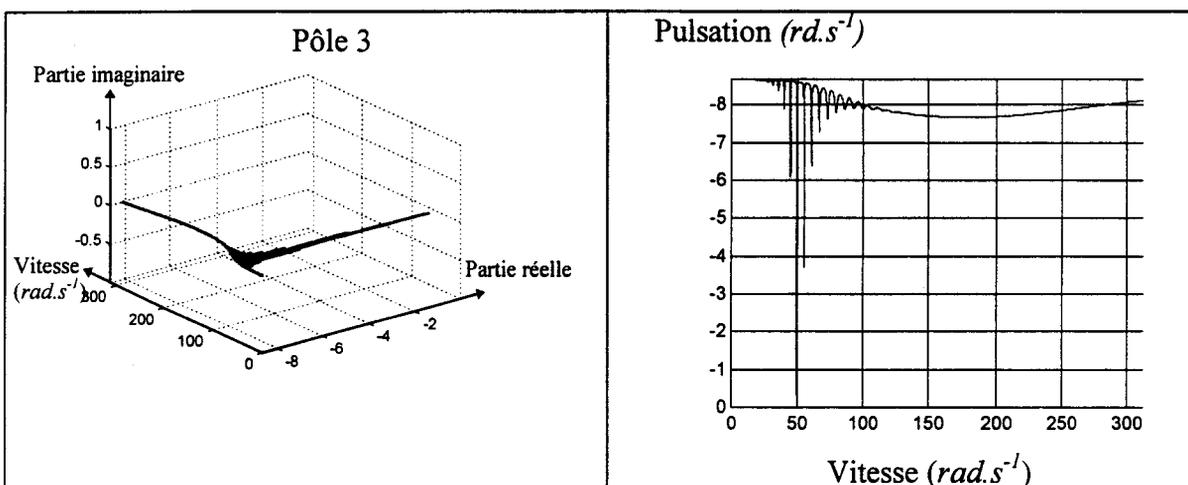


Figure II-15 : Position du pôle 3 au cours du démarrage

Il est intéressant de constater figure II-12, II-13, II-14 et II-15 que l'observateur de vitesse non linéaire se comporte bien dans le cadre d'une annulation suffisamment courte du flux dans la machine. On remarque figure II-15 que dans ce cas, le pôle 3 dominant se rapproche, comme prévu, sensiblement de l'axe imaginaire et que la répercussion sur la vitesse estimée, figure II-12, n'est que très faible.

Ce test valide l'hypothèse faite dans le cas de l'annulation du flux dans le moteur mais il est maintenant nécessaire de placer l'observateur de vitesse dans ses conditions extrêmes de fonctionnement lors de l'alimentation du moteur par gradateur.

II.3.7- Simulation de la réponse de l'observateur non-linéaire lors d'un démarrage du moteur par gradateur

Les chronogrammes suivants ont été obtenus à partir d'un démarrage sur le réseau 127/220 V qui alimente le gradateur commandé avec un angle de retard à l'amorçage des thyristors fixé à 90°, un gain K de 4000 et une constante de temps de 0.01s pour le PI.

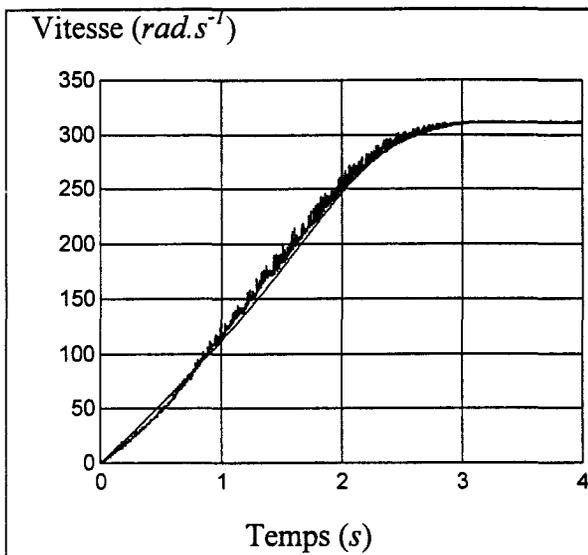


Figure II-16 : Vitesse réelle et estimée

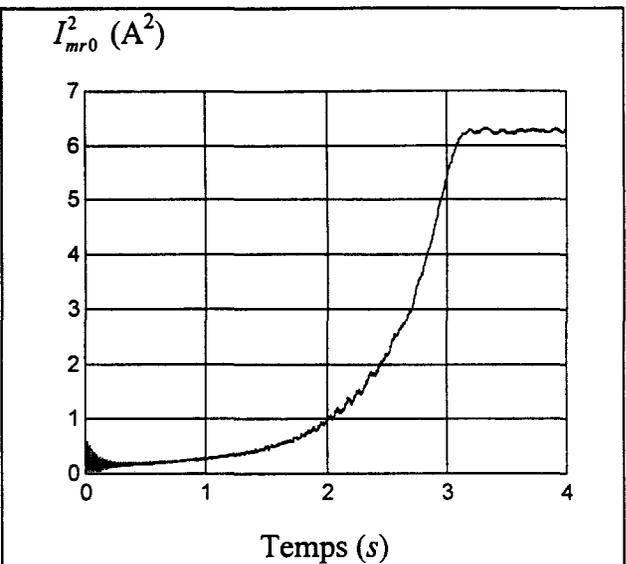


Figure II-17 : Variation de I_{mr0}^2

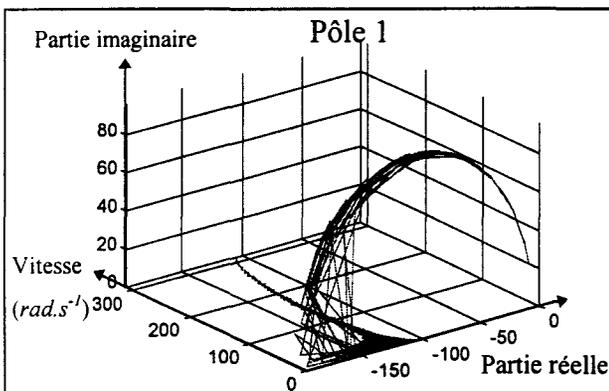


Figure II-18 : Position du pôle 1 au cours du démarrage

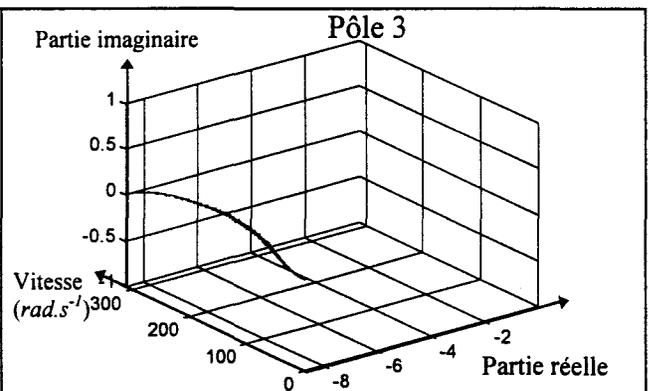


Figure II-19 : Position du pôle 3 au cours du démarrage

A l'examen des figures II-16, II-17, II-18 et II-19 l'observateur de vitesse semble toujours se comporter de façon satisfaisante, ce qui valide complètement l'hypothèse de fonctionnement en présence de très faibles valeurs de flux dans le moteur.

Cette étude de l'observateur, dans le domaine analogique, a permis de mettre en oeuvre un système relativement robuste et s'inscrivant, au niveau performances, dans le cahier des charges de l'instigateur du projet. Le démarreur à réaliser étant cependant basé sur une technologie numérique, il est important de valider l'équivalent discret de cette structure et de continuer son étude en numérique afin d'en montrer ses particularités.

II.4- Discrétisation de l'estimateur de vitesse

La mise en oeuvre de l'estimateur de vitesse sous forme numérique nécessite le recours à l'équivalent discret de son modèle continu défini par l'équation II.20. En se ramenant à la représentation d'état classique des systèmes continus, la dynamique de l'estimateur de vitesse peut être représentée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} X'(t) = A.X(t) + B.U(t) \\ Y(t) = C.X(t) + D.U(t) \end{cases} \quad (II.34)$$

$$\text{avec } A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, B = \frac{1}{T_r}.I, C=I \text{ et } D=[0] \quad (II.35)$$

La représentation d'état discrète est alors donnée par les relations II.36, II.37, II.38 suivantes :

$$\begin{cases} X_{k+1} = F.X_k + G.U_k \\ Y_k = C.X_k + D.U_k \end{cases} \quad (II.36)$$

Les matrices F et G étant définies par :

$$F = e^{A.T_e} \quad (II.37)$$

$$G = A^{-1} \cdot [e^{A.T_e} - I] \cdot B \text{ (si A est inversible)} \quad (II.38)$$

En calculant l'exponentielle de $A.T_e$ au moyen de la relation $e^{A.t} = L^{-1}((s.I - A)^{-1})$, l'opérateur L^{-1} étant défini comme l'opérateur de Laplace inverse, nous obtenons l'expression

des différentes matrices (équations II.39 et II.40) de la représentation d'état discrète de l'observateur de vitesse :

$$F = e^{-\frac{T_e}{T_r}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_r \cdot T_e) & -\sin(\omega_r \cdot T_e) \\ \sin(\omega_r \cdot T_e) & \cos(\omega_r \cdot T_e) \end{bmatrix} \quad (II.39)$$

$$G = \frac{1}{T_r \cdot (T_r^2 + \omega_r^2)} \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{-\frac{T_e}{T_r}} \cdot \cos(\omega_r \cdot T_e) - 1 & -e^{-\frac{T_e}{T_r}} \cdot \sin(\omega_r \cdot T_e) \\ e^{-\frac{T_e}{T_r}} \cdot \sin(\omega_r \cdot T_e) & e^{-\frac{T_e}{T_r}} \cdot \cos(\omega_r \cdot T_e) - 1 \end{bmatrix} \quad (II.40)$$

Comme le montrent ces équations, le système est bien entendu toujours non linéaire. Il est donc nécessaire de recalculer les valeurs numériques de F et G à chaque période d'échantillonnage.

Le reste du système ne pouvant être mis, de façon simple, sous forme d'équations d'état, l'équivalent discret des différents blocs s'obtient par approximation. Plusieurs méthodes classiques sont à notre disposition telles que l'approximation rectangulaire, trapézoïdale ou encore de Simpson. En s'appuyant sur les résultats de [Kalinowski, 92] qui a étudié le comportement de ces différentes méthodes, le choix s'est porté sur la transformée de Tustin simplifiée (correspondant à l'approximation trapézoïdale) plus robuste et plus précise que les autres méthodes.

Les transformées en z des autres blocs du système sont donc obtenues au moyen de la transformation homographique consistant à remplacer s , l'opérateur de Laplace dans le modèle continu, par :

$$s \rightarrow \frac{2}{T_e} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (II.41)$$

Les figures II-20, II-21 et II-22 représentent ainsi les schémas de simulation Simulink obtenus après transformations. La figure II-20 décrit le schéma global de simulation, tandis que la II-21 montre l'observateur constitué :

- du modèle de référence, appelé estimateur de courants rotoriques et détaillé figure II-22
- du modèle adaptatif, nommé discret, qui évalue les courants rotoriques au moyen de II.39 et II.40).

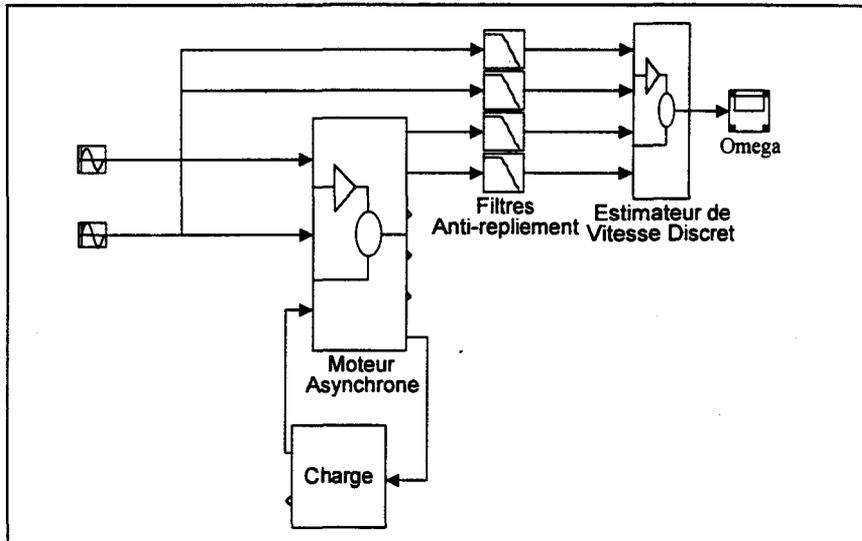


Figure II-20 : Schéma global de simulation

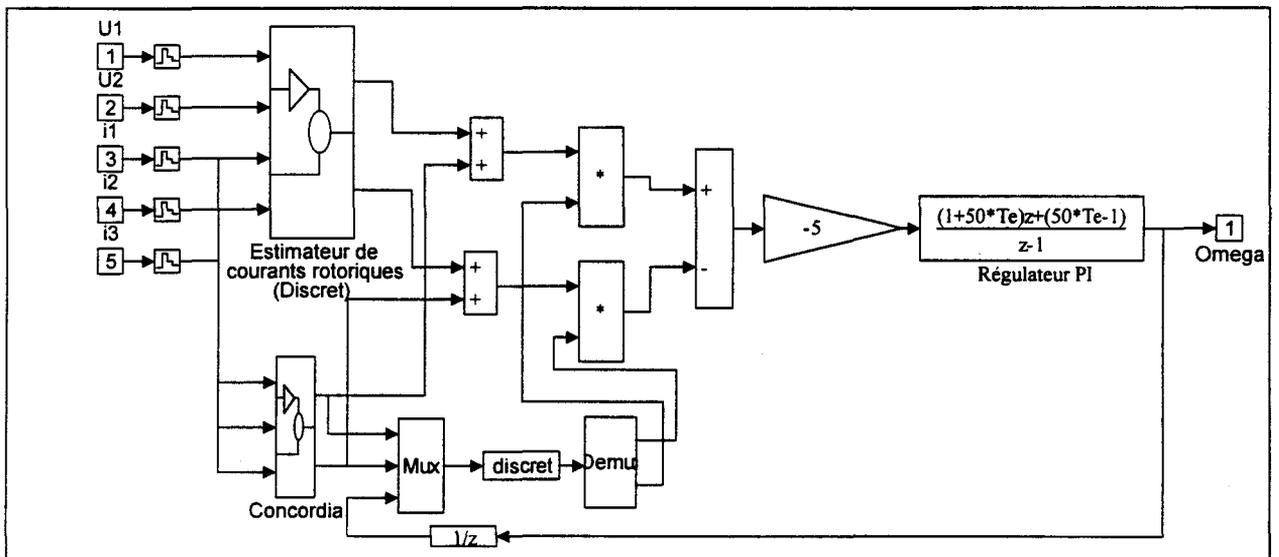


Figure II-21 : Observateur de vitesse discret

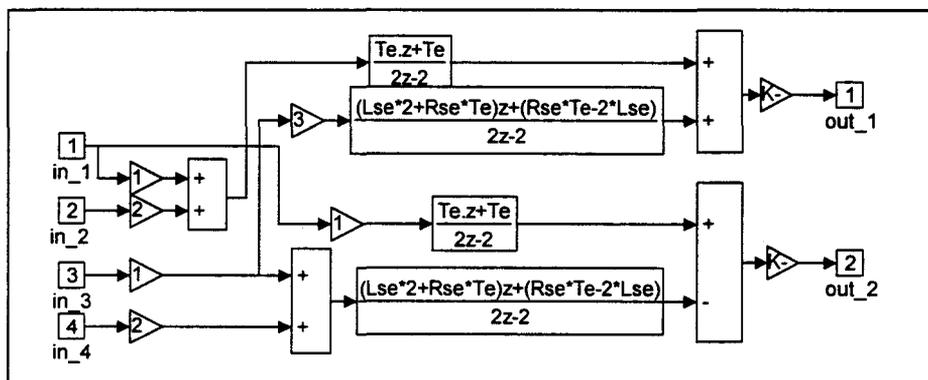


Figure II-22 : Modèle de référence discrétisé

Comme le montre la figure II-21, on retrouve dans la boucle de retour du système d'adaptation un bloc introduisant un retard pur d'une période d'échantillonnage. Ce retard a été introduit afin de rapprocher la simulation du comportement réel de l'observateur une fois implanté. En effet, la vitesse calculée à l'instant $k.T_e$ ne sera effectivement prise en compte dans l'algorithme de poursuite qu'à l'instant $(k+1).T_e$. Ce retard pur ne fait donc, bien sûr, pas partie de l'algorithme et n'est qu'un artifice de simulation.

II.4.1- Introduction des filtres anti-repliement

Ces filtres passe-bas analogiques ont pour objet d'éliminer le repliement de spectre lors de l'échantillonnage d'un signal [Longchamp, 95], [Tran Tien, 92-1], [Ifeachor, 93], [Paratte, 78]. Le calcul de ces éléments est détaillé dans le chapitre III et a amené le choix de filtres du second ordre d'amortissement unitaire et de pulsation propre 12700 rad.s^{-1} correspondant à une fréquence de coupure de 1.3 kHz à -3 dB .

Ces filtres seront introduits dans les simulations ultérieures afin de se rapprocher des conditions réelles de fonctionnement.

II.5 - Influence du temps de calcul sur la réponse de l'estimateur

L'influence du temps de calcul de la vitesse estimée peut être modélisée, comme nous l'avons montré précédemment, en introduisant un retard pur d'une période d'échantillonnage dans la boucle de l'estimateur de vitesse. Ce retard pur consiste pour le modèle discret à multiplier la transmittance de l'estimateur par z^{-1} .

En s'appuyant sur la relation II.41, on peut ramener ce retard pur dans le domaine continu en multipliant la transmittance de l'estimateur par son équivalent de Padé au premier ordre, soit :

$$\frac{1 - \frac{T_e}{2} \cdot s}{1 + \frac{T_e}{2} \cdot s} \quad (II.42)$$

On introduit donc, dans la boucle de retour de l'observateur, un pôle stable et un zéro instable de constante de temps $T_e/2$. Le lieu des pôles du système évolue donc, suivant la période d'échantillonnage retenue, vers deux topologies bien distinctes représentées figure II-23 et II-24. Ces lieux ont été tracés pour une vitesse de rotation du moteur de 300 rad.s^{-1} et pour les mêmes caractéristiques du moteur et du correcteur PI que lors des simulations précédentes.

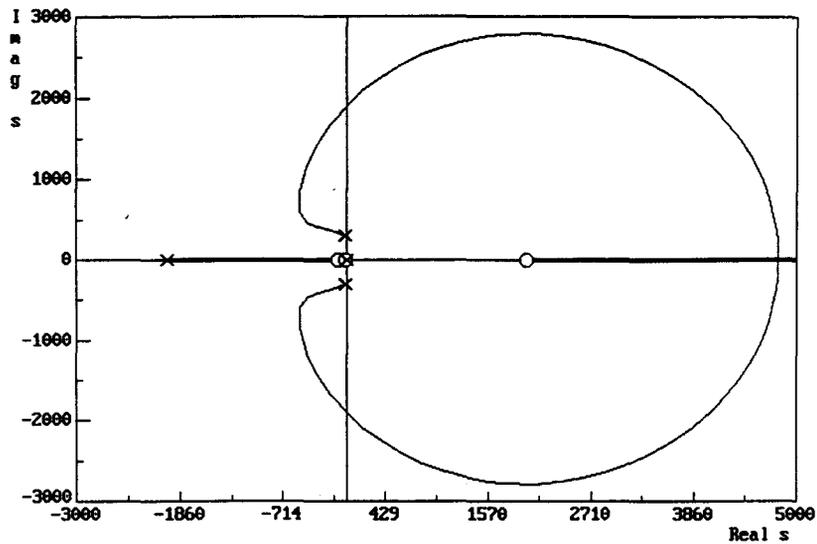


Figure II-23 : Lieu des racines de l'observateur pour $f_e = 1 \text{ kHz}$

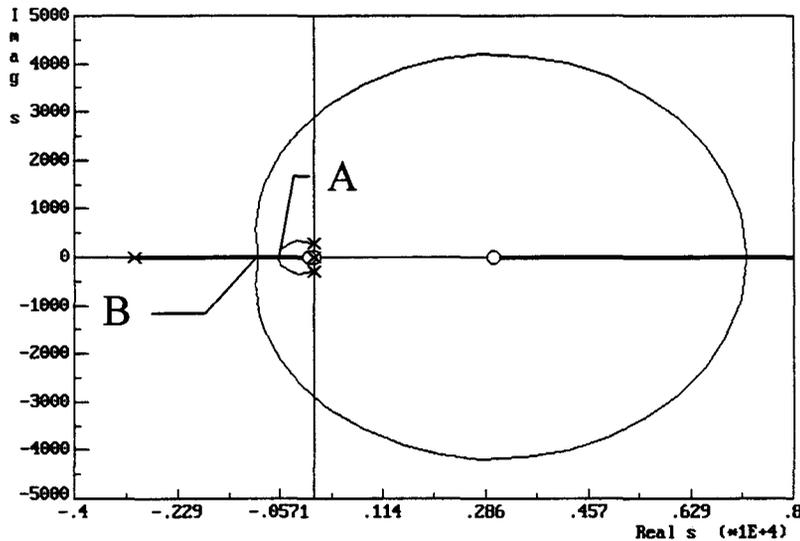


Figure II-24 : Lieu des racines de l'observateur pour $f_e = 6 \text{ kHz}$

On peut observer, figure II-23, que pour une période d'échantillonnage trop faible, les deux pôles complexes de la boucle ouverte ne pourront jamais être rabattus sur l'axe réel stable. En revanche, dans le cas d'une fréquence d'échantillonnage de 6 kHz (figure II-24) on constate que ces deux pôles sont bien rabattus sur l'axe mais que contrairement à l'observateur analogique, son équivalent discret n'est évidemment pas toujours stable.

De plus, il est intéressant de remarquer que la variation de gain de boucle entre le point de jonction A et le point de séparation B est relativement faible, ce qui peut rapidement entrainer rapidement un comportement oscillatoire dû à un manque de robustesse.

De par la structure utilisée, le gain de boucle de l'estimateur de vitesse n'est pas fixe et dépend de la norme au carré du courant magnétisant. Il sera donc nécessaire de trouver un compromis entre :

- une fréquence d'échantillonnage élevée permettant d'avoir une large plage de variation du gain de boucle mais nécessitant une puissance de calcul importante et donc coûteuse,
- une fréquence d'échantillonnage plus faible qui compliquera l'algorithme d'estimation de vitesse par l'ajout d'un dispositif de contrôle de son gain de boucle.
-

II.5.1- Choix de la période d'échantillonnage

La limite théorique minimale de la fréquence d'échantillonnage, fixée par le théorème de Shannon, devrait être égale au double de la fréquence la plus faible que l'on désire observer. En règle générale, on choisit la période d'échantillonnage environ 5 à 7 fois plus faible que la plus petite constante de temps en boucle ouverte du système à commander.

Il vient d'être montré qu'un critère de choix supplémentaire de la période d'échantillonnage du système sera de *pouvoir maintenir les pôles en boucle fermée sur l'axe réel négatif pour l'étendue complète de variation de la vitesse*. De plus, le gain de boucle de l'estimateur n'étant pas fixé, la période d'échantillonnage doit être assez faible pour que le lieu d'Evans autorise une variation du gain de boucle suffisamment importante entre les points de jonction et de séparation des deux pôles.

Les graphes de la figure II-25 représentent la plage de variation du gain de boucle du système pour des fréquences d'échantillonnage de 2 et 6 kHz permettant un fonctionnement correct (défini ci-dessus) de l'estimateur de vitesse.

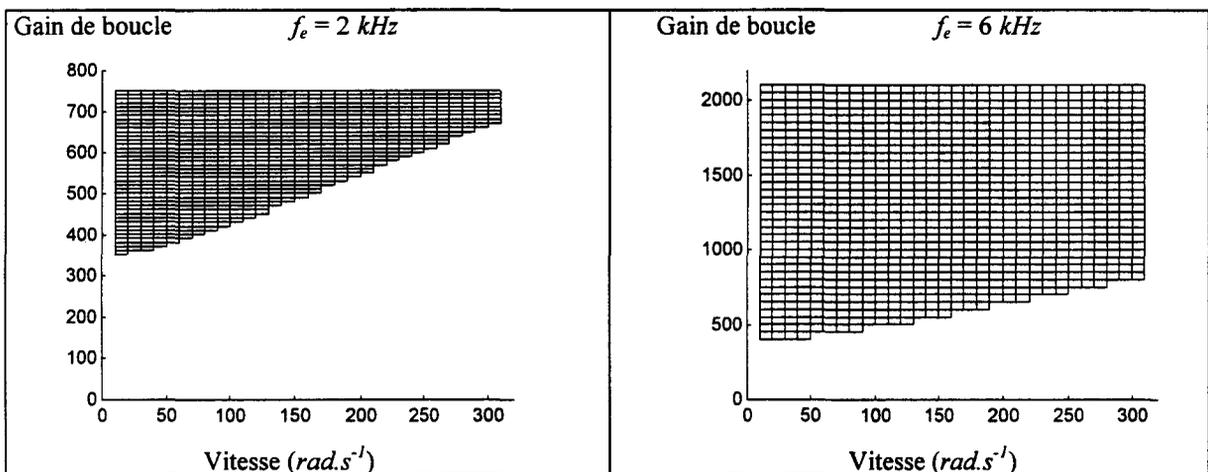


Figure II-25 : Plages de variation admissible du gain de boucle pour $f_e = 2 \text{ kHz}$ et 6 kHz

On constate nettement sur cette figure que pour une fréquence d'échantillonnage inférieure à 2 kHz, le système ne pourra satisfaire, sur toute la gamme de vitesse, aux conditions de fonctionnement établies précédemment.

De plus, il est évident que le comportement de l'estimateur est d'autant meilleur que la période d'échantillonnage est faible, puisque la plage de variation possible pour le gain est elle-même de plus en plus importante. Cependant, une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz (figure II-26) semble être la limite supérieure maximale à laquelle pourra être exécutée l'estimation de vitesse sur le type de processeur de signal correspondant aux critères de coût fixés au préalable.

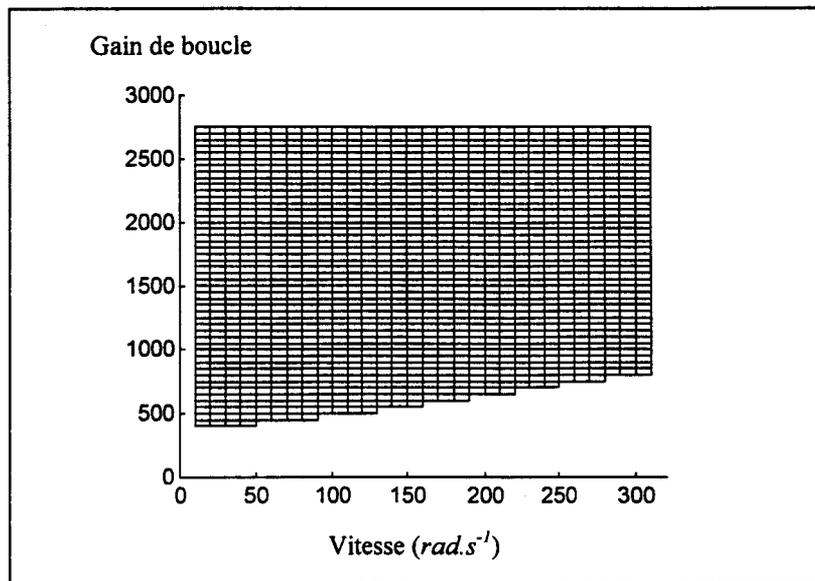


Figure II-26 : Plages de variation possibles du gain de boucle pour $f_e = 8 \text{ kHz}$

La fréquence d'échantillonnage retenue est donc de 8 kHz. On peut cependant se poser la question de l'influence des caractéristiques du moteur sur cette étude qui pourrait remettre en cause le choix de la période d'échantillonnage pour un moteur quelconque, et donc l'universalité de l'observateur de vitesse.

L'examen du modèle d'étude linéarisé (figure II-5) montre que, seule la constante de temps rotorique du moteur intervient dans sa transmittance. En s'appuyant sur différentes caractéristiques de moteurs relevées dans différentes publications (annexe VII), la constante de temps rotorique d'un moteur asynchrone est toujours beaucoup plus importante que celle des pôles en boucle fermée du système. Ainsi, on peut penser que la constante de temps du moteur testé n'aura que peu d'influence sur le comportement global de l'observateur de vitesse.

Ceci est vérifié sur la figure II-27 représentant le domaine de variation admissible du gain de boucle de l'estimateur pour les extrema des constantes de temps rotoriques relevées.

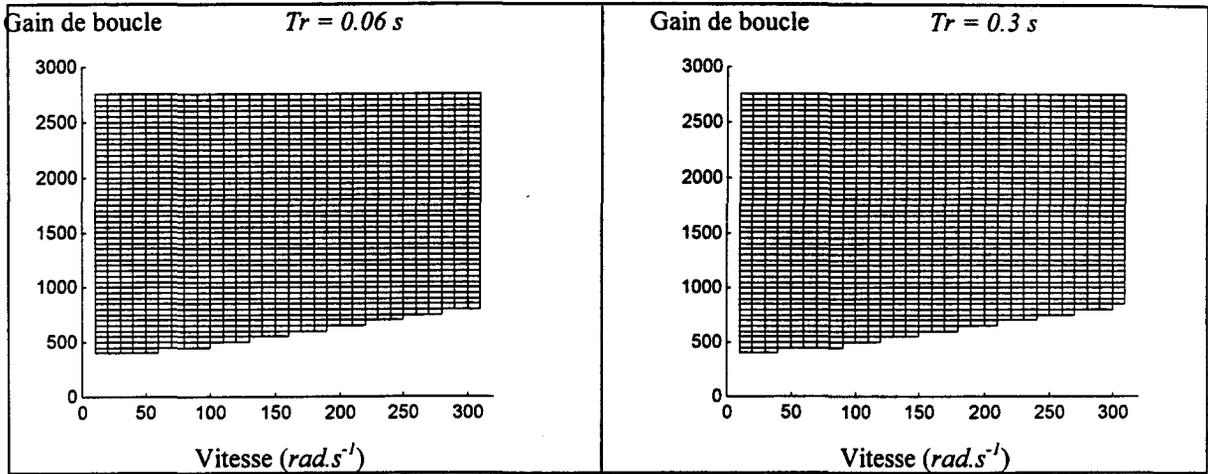


Figure II-27 : Plages de variation possibles du gain de boucle pour $T_r = 0.06$ et 0.3 s

Comme il a été montré au paragraphe 4, le but de la boucle de retour de l'observateur de vitesse est de ramener les pôles du système sur l'axe réel. Lors de sa conception analogique, nous nous sommes peu inquiété de la constante de temps du pôle, fixant la dynamique du système. En effet, pour un gain très important, elle devient sensiblement égale à la constante de temps rotorique du moteur et, ainsi, suffisamment faible vis à vis de la dynamique souhaitée pour le démarreur.

En revanche, la discrétisation de l'observateur de vitesse met en évidence la nécessité de limiter, dans ce cas, la valeur du gain de boucle sous peine d'oscillations, voire même de divergence du système.

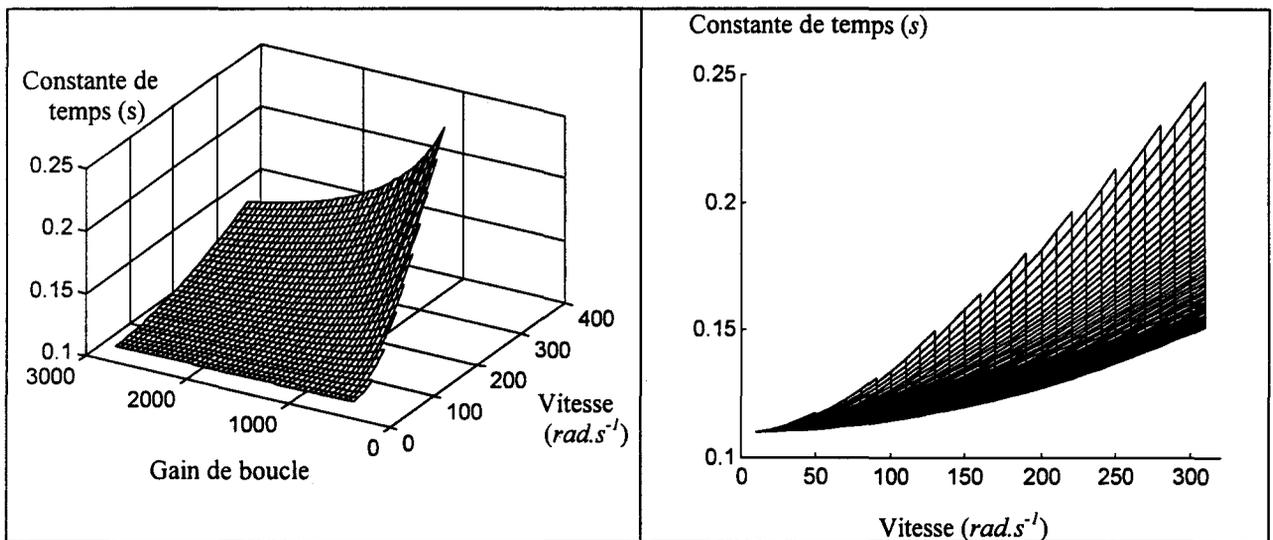


Figure II-28 : Constante de temps du pôle dominant pour f_e de 8kHz et $T_r=0.11$ s

Il semble donc intéressant d'étudier la position du pôle dominant, fixant le temps de réponse de l'observateur, suivant les valeurs de gain admissibles. Le résultat de cette analyse est donné figure II-28 ; il représente l'évolution de la constante de temps de ce pôle en fonction de la vitesse du moteur et de la plage correspondante de variation admissible du gain.

On constate qu'en restant dans la plage de variation de gain admissible (amenant un comportement apériodique de l'observateur), la dynamique obtenue est correcte dans le cadre de notre application.

II.5.2- Détermination du gain de boucle

Comme nous l'avons montré, la discrétisation de l'estimateur de vitesse entraîne un contrôle plus élaboré du gain de boucle que pour le système continu. Il est cependant nécessaire de s'affranchir de la division par le flux qui, nous l'avons vu, rend l'observateur peu robuste dans le cadre d'une alimentation par gradateur. La méthode retenue consiste à choisir un gain K du correcteur PI adaptatif qui sera recalculé à chaque période du réseau. L'objectif de l'adaptation est de fixer le gain de boucle $K \cdot I_{mr0}^2$ (figure II-5) à 2500 en se basant sur la valeur efficace de I_{mr0}^2 calculée lors de la période réseau précédente.

Ainsi nous obtenons l'expression de K pour $t_0 \leq t < t_0 + T_{réseau}$:

$$K = \frac{2500}{\frac{1}{T_{réseau}} \cdot \sqrt{\int_{t_0 - T_{réseau}}^{t_0} I_{mr0}^4 \cdot dt}} \quad (II.43)$$

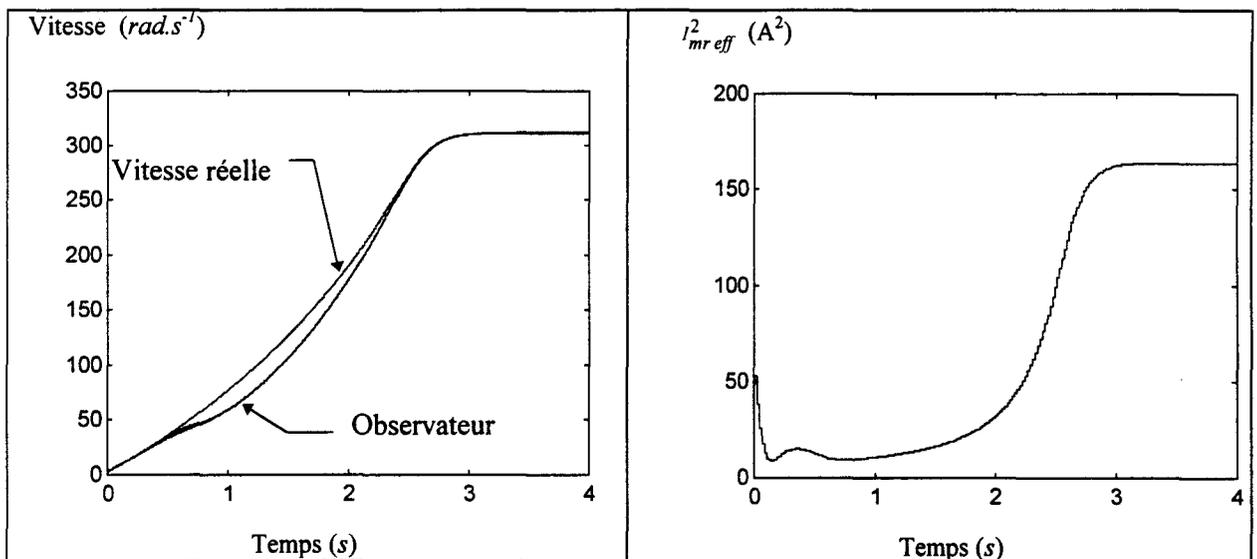


Figure II-29 : Réponse de l'observateur de vitesse discrétisé

Afin de valider l'étude de l'observateur discrétisé, on procède à la simulation de sa réponse pour un démarrage direct sur le réseau. La figure II-29 présente les chronogrammes de vitesse et la valeur efficace du courant magnétisant au carré décalée d'une période du réseau.

On constate que la discrétisation de l'observateur de vitesse permet de conserver une très bonne approximation de la vitesse sur l'ensemble de la plage de fonctionnement du moteur. Il apparaît cependant un léger retard d'estimation pour une vitesse du moteur comprise entre 50 et 100 $rad.s^{-1}$. Ce léger retard, au vu des performances souhaitées, s'explique par le fait que contrairement à l'observateur analogique, son équivalent discret nécessite une limite supérieure à la valeur du gain de boucle diminuant ainsi sa dynamique comme il a été montré figure II-28.

II.6- Remplacement des intégrateurs purs de l'estimateur par des filtres passe-bas

En pratique, l'observateur de courant magnétisant (II.17), basé sur les équations statoriques, est gênant à implanter [Schauder, 92], [Tajima, 91]. Il comporte, en effet, deux intégrateurs purs sur les grandeurs captées qu'il serait intéressant de supprimer afin de remédier aux problèmes de dérives et de saturations.

L'examen de la structure MRAS figure II-30 montre qu'elle peut travailler non pas nécessairement sur les courants magnétisants mais à partir de grandeurs auxiliaires qui leur sont liées.

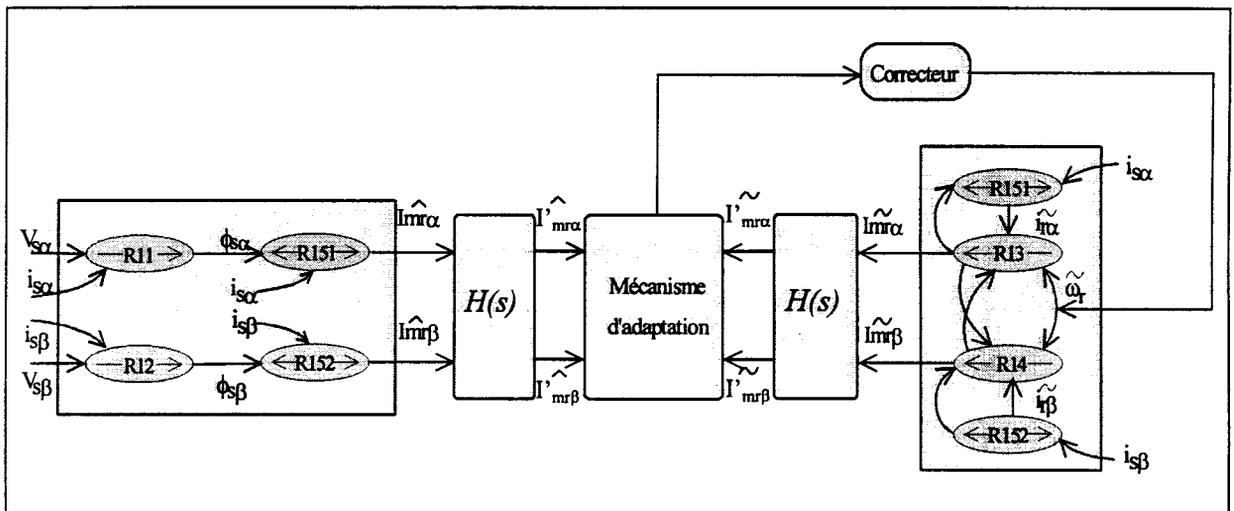


Figure II-30 : Utilisation de variables auxiliaires

En observant les équations statoriques (II.17), on constate qu'il est possible de s'affranchir de ces deux intégrateurs purs en multipliant les composantes de courants magnétisants des deux estimateurs (adaptatif et de référence) par deux filtres passe-haut représenté par $H(s)$ et de transmittance :

$$H(s) = \frac{s}{s+1/T} \quad (II.44)$$

Nous obtenons ainsi l'expression des courants magnétisants modifiés de référence \hat{I}'_{mr} définis par :

$$\begin{cases} \hat{I}'_{mr\alpha} = \frac{L_r}{M^2} \cdot \left[\frac{1}{s+1/T} \cdot v_{s\alpha} - \frac{(R_s + L_s \cdot s)}{s+1/T} \cdot i_{s\alpha} \right] + \frac{s}{s+1/T} \cdot i_{s\alpha} \\ \hat{I}'_{mr\beta} = \frac{L_r}{M^2} \cdot \left[\frac{1}{s+1/T} \cdot v_{s\beta} - \frac{(R_s + L_s \cdot s)}{s+1/T} \cdot i_{s\beta} \right] + \frac{s}{s+1/T} \cdot i_{s\beta} \end{cases} \quad (II.45)$$

En faisant l'hypothèse d'une variation lente de la vitesse, l'inversion de l'équation (II.18) donne l'expression des courants magnétisants pour l'estimateur adaptatif :

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}'_{mr\alpha} \\ \tilde{I}'_{mr\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_r \cdot \left(\left(s + \frac{1}{T_r} \right)^2 + \tilde{\omega}_r^2 \right)} \cdot \begin{bmatrix} \left(s + \frac{1}{T_r} \right) & -\tilde{\omega}_r \\ \tilde{\omega}_r & \left(s + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (II.46)$$

L'introduction des filtres passe-haut dans ce modèle amène l'expression des courants magnétisant modifiés adaptatif \tilde{I}'_{mr} définis par :

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}'_{mr\alpha} \\ \tilde{I}'_{mr\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_r \cdot \left(\left(s + \frac{1}{T_r} \right)^2 + \tilde{\omega}_r^2 \right)} \cdot \begin{bmatrix} \left(s + \frac{1}{T_r} \right) & -\tilde{\omega}_r \\ \tilde{\omega}_r & \left(s + \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \cdot \left(\frac{s}{s+1/T} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (II.47)$$

Dans le cas du modèle adaptatif, l'examen de l'équation ci dessus permet de constater que les filtres passe-haut peuvent être insérés en entrée (par filtrage des courants statoriques) ou en sortie du modèle (par filtrage des courants magnétisants). Nous obtenons ainsi deux structures envisageables et bien distinctes pour atteindre l'objectif fixé. Les schémas (a) et (b) de la figure II-31 présentent ces deux solutions.

Avant d'utiliser ces structures, il est nécessaire de vérifier si elles satisfont au critère d'hyperstabilité de Popov. En s'appuyant sur les travaux de [Schauder, 92], on montre que, contrairement à la structure (b), la structure (a), modifiant de façon évidente la dynamique de

la boucle, ne satisfait pas à ce critère d'hyperstabilité pour le mécanisme d'adaptation et le correcteur choisi. Elle ne peut donc être retenue.

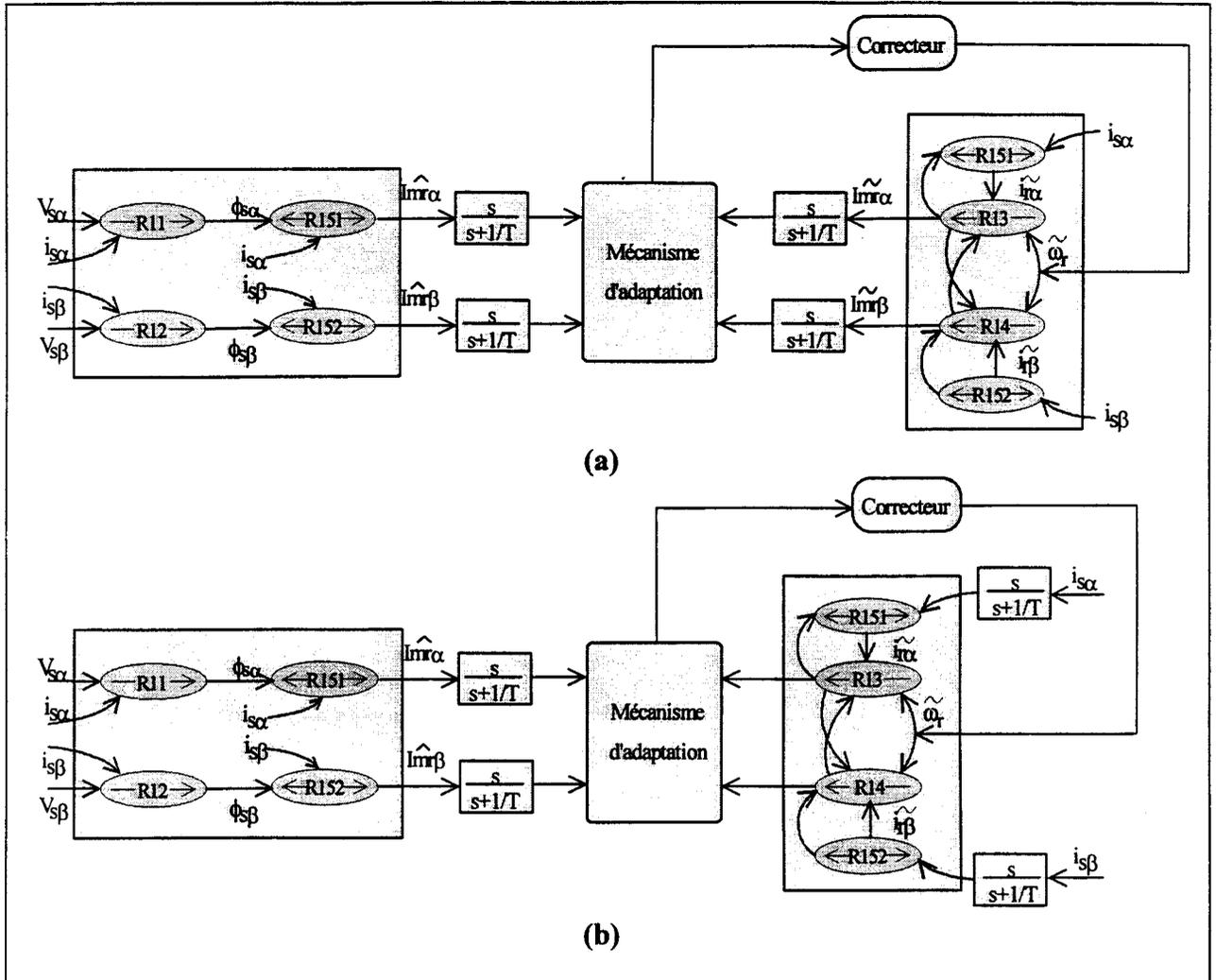


Figure II-31 : Structures modifiées envisageables pour le MRAS

Cependant, comme nous l'avons vu au paragraphe 3, l'hyperstabilité de l'observateur ne présume en rien de ses caractéristiques dynamiques. Il est donc nécessaire de linéariser ce nouveau système autour d'un point de fonctionnement dont la définition reste identique à celle du paragraphe 3.

La linéarisation autour du point de fonctionnement de l'erreur d'estimation est toujours donnée par :

$$\Delta \varepsilon = \hat{I}_{mr\alpha 0} \cdot \Delta \tilde{I}_{mr\beta} + \tilde{I}_{mr\beta 0} \cdot \Delta \hat{I}_{mr\alpha} - \hat{I}_{mr\beta 0} \cdot \Delta \tilde{I}_{mr\alpha} - \tilde{I}_{mr\alpha 0} \cdot \Delta \hat{I}_{mr\beta}$$

De même, nous obtenons l'expression linéarisée des deux estimations des courants magnétisants de l'observateur de vitesse défini figure II-31 (b) :

(II.48)

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta \tilde{I}_{m\alpha} = \frac{1}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \cdot \left[\left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \frac{s}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)} \cdot \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_r} - \omega_{r0} \cdot \frac{s}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)} \cdot \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_r} - I_{mr\beta 0} \cdot \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \Delta \tilde{\omega}_r - \omega_{r0} \cdot \Delta \tilde{\omega}_r \cdot I_{mr\alpha 0} \right] \\ \Delta \tilde{I}_{m\beta} = \frac{1}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \cdot \left[\omega_{r0} \cdot \frac{s}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)} \cdot \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_r} + \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \frac{s}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)} \cdot \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_r} + I_{mr\alpha 0} \cdot \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \Delta \tilde{\omega}_r - \omega_{r0} \cdot \Delta \tilde{\omega}_r \cdot I_{mr\beta 0} \right] \\ \Delta \hat{I}_{m\alpha} = \frac{s}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)} \cdot \frac{1}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \cdot \left[\left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_r} - \omega_{r0} \cdot \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_r} - I_{mr\beta 0} \cdot \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \Delta \omega_r - \omega_{r0} \cdot \Delta \omega_r \cdot I_{mr\alpha 0} \right] \\ \Delta \hat{I}_{m\beta} = \frac{s}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)} \cdot \frac{1}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \cdot \left[\omega_{r0} \cdot \frac{\Delta i_{s\alpha}}{T_r} + \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \frac{\Delta i_{s\beta}}{T_r} + I_{mr\alpha 0} \cdot \left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot \Delta \omega_r - \omega_{r0} \cdot \Delta \omega_r \cdot I_{mr\beta 0} \right] \end{array} \right.$$

En y remplaçant les différents termes par leurs expressions déterminées en (II.48), nous arrivons à une expression linéarisée de l'erreur de la forme :

$$\Delta \varepsilon = \frac{\left(s + \frac{1}{T_r}\right) \cdot I_{mr}^2}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \omega_{r0}^2} \cdot \left(\Delta \omega_r \cdot \frac{s}{\left(s + \frac{1}{T_r}\right)} - \Delta \tilde{\omega}_r \right) \quad (II.49)$$

Comme au paragraphe II-3.3, cette fonction de transfert peut être introduite dans le schéma bloc de la figure II-32 décrivant l'évolution de la vitesse estimée par le MRAS modifié en fonction de faibles variations de vitesse réelle.

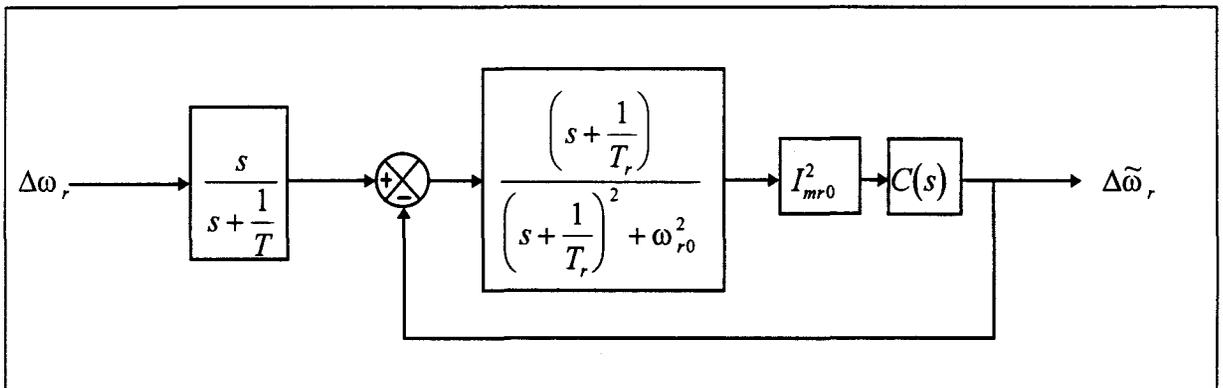


Figure II-32 : Schéma bloc représentant la dynamique du MRAS modifié

A l'observation du schéma de la figure II-32 on constate que la dynamique de la boucle d'observation de vitesse ne varie pas. L'étude réalisée précédemment, et notamment pour la plage de variation du gain de boucle reste donc valable.

La figure II-33 représente pour les observateurs de vitesse discrétisés initial et modifié, la réponse en vitesse et la valeur efficace du courant magnétisant utilisée dans la détermination du gain de boucle. La fréquence de coupure du filtre passe-bas est fixée à 5 Hz.

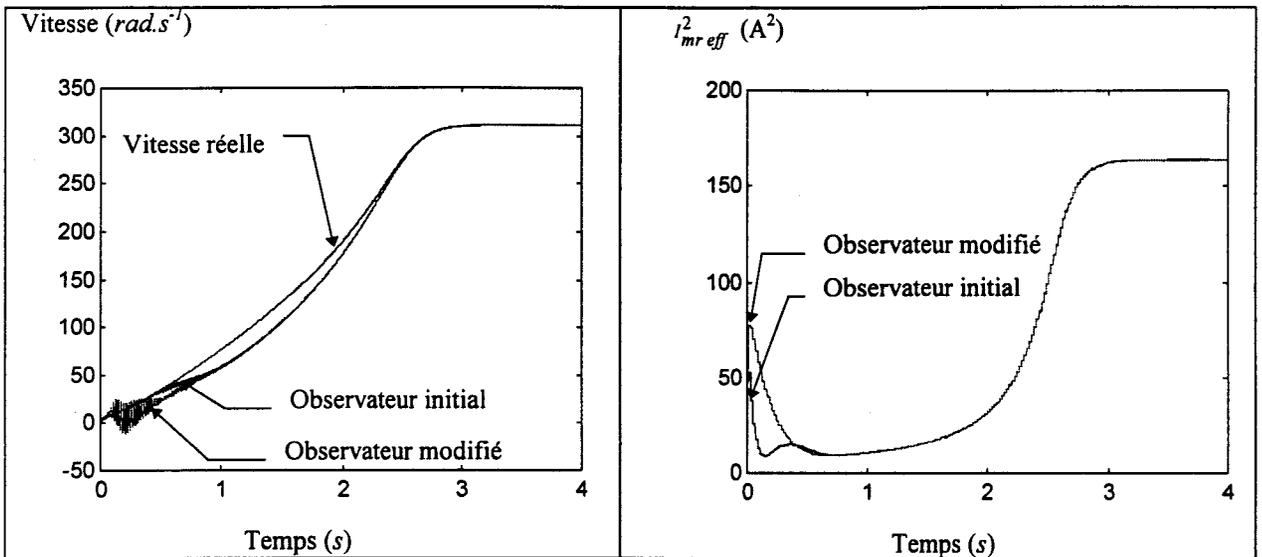


Figure II-33 : Réponse de l'observateur de vitesse modifié

On constate, figure II-33, des oscillations sur la vitesse estimée en début de démarrage qui n'existaient pas pour l'observateur discret initial. En effet l'introduction des filtres sur les sorties de l'estimateur de référence diminue sa dynamique (figure II-33) et les variations rapides de flux dans le moteur ne sont plus observables.

Le gain de boucle étant calculé à partir de la valeur efficace du courant magnétisant filtré, il n'est plus toujours bien adapté lors des variations rapides de flux réel ; le gain peut alors sortir de la plage qui a été fixée, ce qui explique la réponse oscillatoire de l'observateur.

La transmission de la vitesse de l'observateur à la boucle de régulation de l'accélération du moteur nécessite l'introduction d'un filtre passe-bas en raison du repliement de spectre². Le filtre utilisé est un filtre numérique du second ordre de fréquence de coupure 30 Hz. L'introduction de ce filtre amène bien sûr une erreur de traînage supplémentaire mais qui reste très faible au vu de la dynamique souhaitée comme le montre la figure II-34.

² Voir le chapitre III concernant la réalisation expérimentale

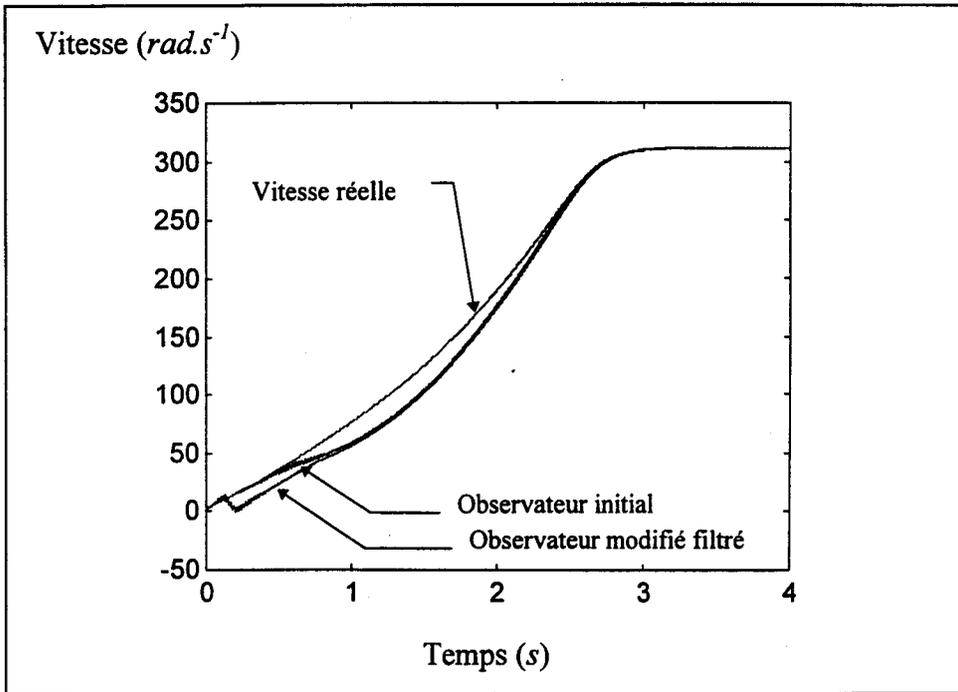


Figure II-34 : Réponse de l'observateur de vitesse modifié filtré

II.6.1- Simulation de la réponse de l'observateur non-linéaire lors d'un démarrage du moteur par gradateur

Les chronogrammes suivants ont été obtenus à partir d'un démarrage sur le réseau 127/220 V par gradateur avec un angle de retard à l'amorçage des thyristors fixé à 90°.

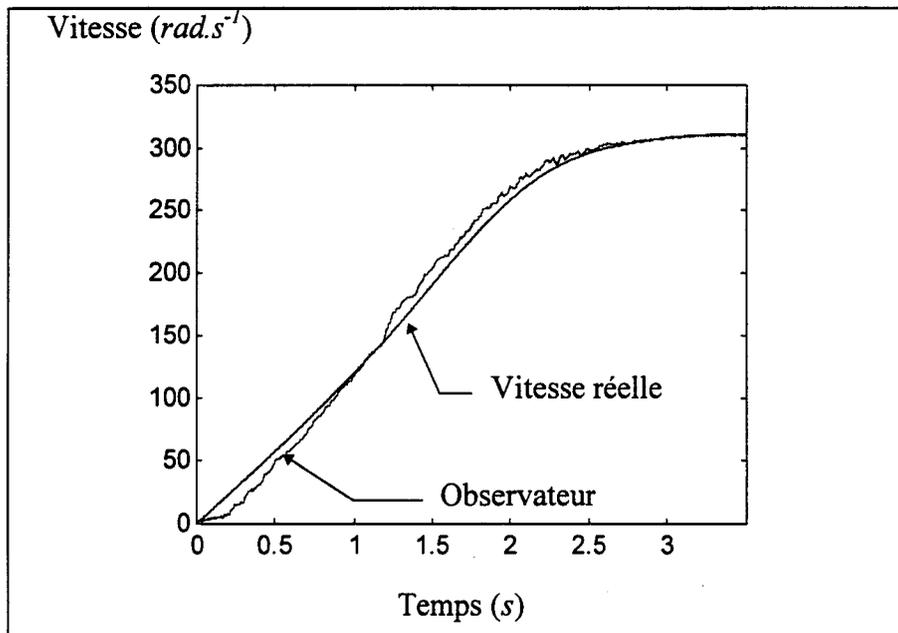


Figure II-35 : Réponse de l'observateur de vitesse lors d'un démarrage par gradateur

La comparaison ainsi établie avec la vitesse effective prouve le bien-fondé de la solution globalement prévue.

II.7 - Etude de la robustesse aux variations paramétriques

Lors de la phase de validation d'un algorithme de commande, il est important d'en évaluer les performances en présence d'incertitudes sur les paramètres du modèle. Ces erreurs effectuées sur la modélisation du processus sont principalement dues :

- aux erreurs d'identification des différents paramètres électriques du moteur,
- aux variations dans le temps de ces caractéristiques comme notamment :
 - l'évolution de la résistance rotorique en raison de l'effet pelliculaire (qui prédomine, comme nous le verrons, sur l'évolution due à la température),
 - l'évolution de la résistance statorique avec la température,
 - la saturation des inductances,
- aux imperfections de la chaîne de mesure :
 - non-linéarité des capteurs,
 - quantification de la conversion analogique numérique,
 - etc...

Ainsi, les différentes simulations suivantes ont pour objectif de montrer que la réponse de l'observateur de vitesse reste exploitable en présence d'incertitudes sur le modèle ou la chaîne de mesure.

Avant toute chose, il est important de remarquer que **lorsque le moteur atteint son régime permanent, il ne subsiste aucune erreur statique sur la vitesse estimée** et ce, en raison de la structure de l'observateur.

En effet, nous avons vu que le critère retenu consiste en **une boucle à verrouillage de phase** du courant magnétisant estimé par le modèle adaptatif sur celui estimé par le modèle de référence. En régime permanent, et cela même en présence d'une incertitude sur les paramètres, la pulsation du courant magnétisant estimé reste identique à celle du courant magnétisant réel du moteur. Il existe sans aucun doute un déphasage et une erreur sur l'amplitude du vecteur estimé mais ces éléments n'intervenant pas dans l'élaboration de la vitesse par l'estimateur adaptatif, n'auront aucune répercussion sur la réponse de l'observateur.

En dépit d'une estimation de vitesse exacte en régime permanent, il est nécessaire d'observer l'influence des diverses incertitudes au cours de la phase transitoire afin de vérifier que le contrôle du démarrage peut être conservé tout au long de l'accélération du moteur.

II.7.1 - Variation de la résistance statorique de la machine

L'évolution de cette caractéristique est essentiellement due à l'élévation de température du moteur lors de son fonctionnement. En effet, contrairement à la résistance rotorique dont la principale cause de variation est l'effet de peau dans le cas d'un rotor à cage, ce phénomène n'a que très peu d'influence sur les enroulements statoriques où le diamètre du conducteur reste relativement faible. Comme le montre le développement limité au voisinage de zéro de la relation (I.22), le rapport $R_{r\neq}/R_{r=}$ tend vers un lorsque l'épaisseur du conducteur devient faible :

$$\lim_{x \rightarrow 0} \left(\frac{R_{r\neq}}{R_{r=}} \right) = \lim_{x \rightarrow 0} \left(\frac{x - \frac{x^3}{3!} + x + \frac{x^3}{3!} + \varepsilon(x)}{1 + \frac{x^2}{2!} - 1 + \frac{x^2}{2!} + \varepsilon(x)} \right) = 1 \quad (II.50)$$

Afin de se fixer une plage de variation de la résistance statorique plausible pour la simulation, on suppose une élévation de la température du moteur de 20°C à 80°C. Pour un conducteur en cuivre, la loi d'évolution suivante [Jufer, 85] nous permet d'en déduire son incidence sur la valeur de R_s :

$$R_{s80^\circ} = \frac{1 + \alpha \cdot 80}{1 + \alpha \cdot 20} \cdot R_{s20^\circ} \quad \text{avec } \alpha = 3.93 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \text{ pour le cuivre}$$

La variation de résistance relative ainsi obtenue pour une évolution de 60°C de la température est d'environ 22%. Les simulations de la figure II-36 sont donc réalisées pour une incertitude de $\pm 30\%$ sur la valeur de R_s .

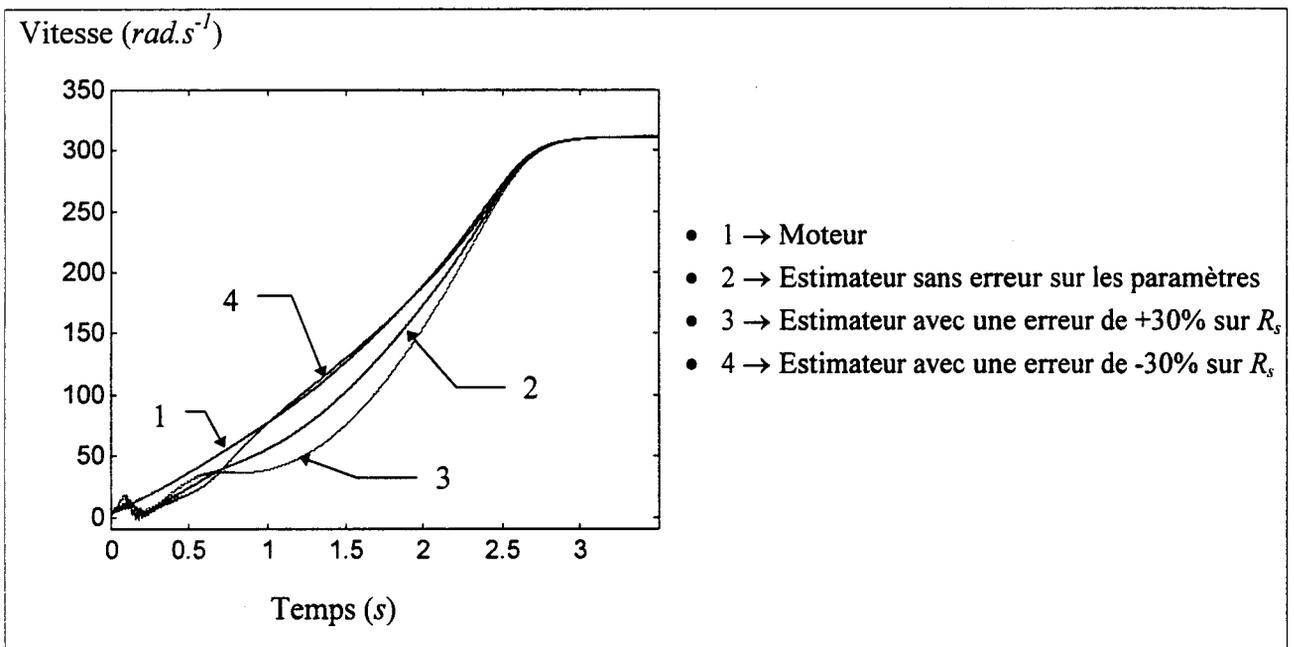


Figure II-36 : Réponse de l'observateur pour une incertitude sur R_s de $\pm 30\%$

La résistance statorique est utilisée lors de l'élaboration du courant magnétisant de référence sur lequel se cale le modèle adaptatif. Une erreur sur sa valeur entraîne donc nécessairement une erreur sur la vitesse obtenue. Il est cependant intéressant de constater, figure II-36, que pour une plage de variation assez importante de ce paramètre, la vitesse élaborée par l'observateur reste exploitable au niveau de la régulation de l'accélération. De plus, comme nous l'avons remarqué, l'erreur statique en régime permanent est nulle.

II.7.2 - Variation de la résistance rotorique de la machine

Comme nous l'avons montré, la résistance rotorique d'un moteur à rotor à cage évolue sensiblement au cours de la phase de démarrage. Ainsi, la simulation de la figure II-37 a été effectuée pour une évolution de $\pm 50\%$ de R_r .

Comme nous l'avons vu au chapitre I, la résistance rotorique du moteur est identifiée, par le banc d'essai, dans les premiers instants de démarrage. Au cours de l'accélération, la fréquence des courants rotoriques va diminuer et amener ainsi une surestimation de la valeur de la résistance rotorique utilisée dans l'algorithme de régulation. Le comportement réel de l'observateur de vitesse se rapprochera donc plus sensiblement de l'évolution de la courbe 3 (figure II-37) que de celle de la courbe 4.

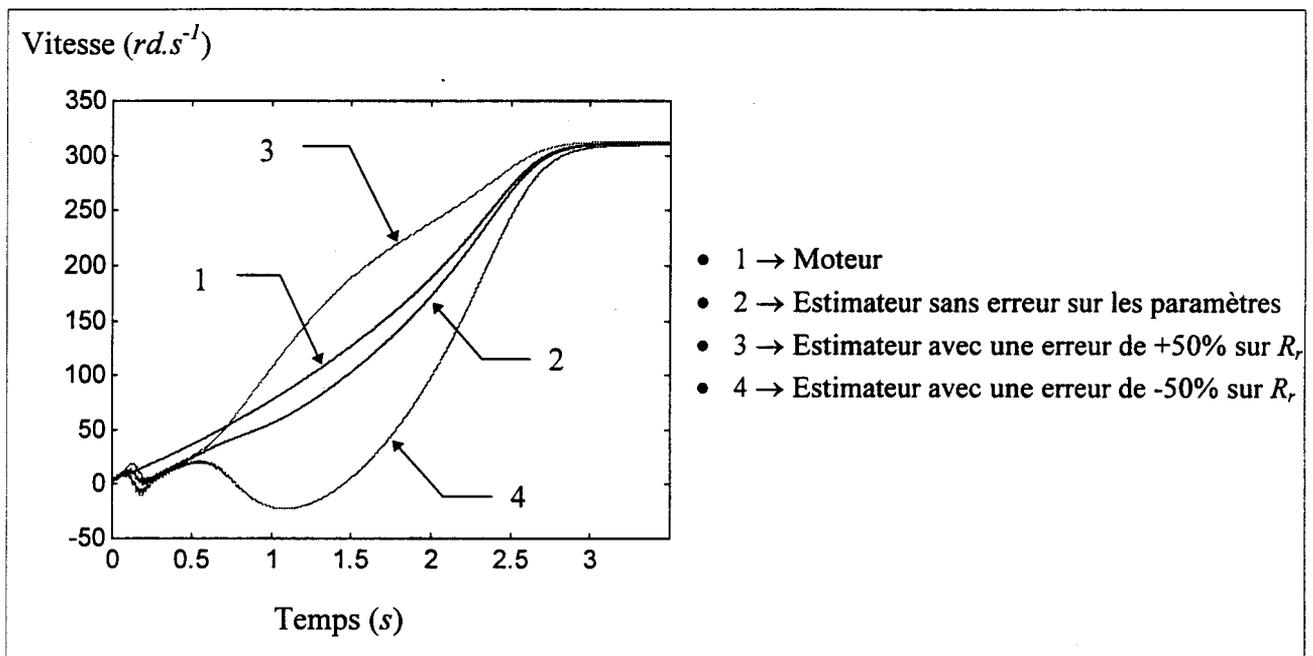


Figure II-37 : Réponse de l'observateur pour une incertitude sur R_r de $\pm 50\%$

Il est intéressant de constater que dans ce cas (surestimation de la résistance rotorique R_r), l'estimation de la vitesse obtenue reste exploitable alors qu'une sous-estimation illustrée par le résultat de la courbe 4 est quasi inutilisable.

Toutefois, quel que soit le signe de l'incertitude sur la résistance rotorique, l'erreur statique en fin de démarrage est toujours nulle.

II.7.3 - Incidence des défauts de la chaîne de mesure sur la réponse de l'observateur

Afin de se rapprocher des conditions expérimentales, il semble indispensable d'étudier l'incidence des défauts de la chaîne de mesure sur la réponse de l'observateur. Ces incertitudes ne peuvent cependant être connues parfaitement. Nous nous placerons donc dans les conditions de fonctionnement les plus défavorables.

Dans un premier temps, nous nous sommes intéressés au problème de la quantification du signal après l'étage de conversion analogique-numérique et, dans un second temps, à la non-linéarité des capteurs de tension et de courant.

II.7.3.1 - Introduction du convertisseur analogique-numérique (CAN) dans la simulation

Le convertisseur retenu travaille sur 12 bits (dont un bit de signe). La prise en compte de cet élément lors des simulations est réalisé en introduisant un pas de quantification correspondant à une erreur de ± 1 LSB en sortie des filtres anti-repliement.

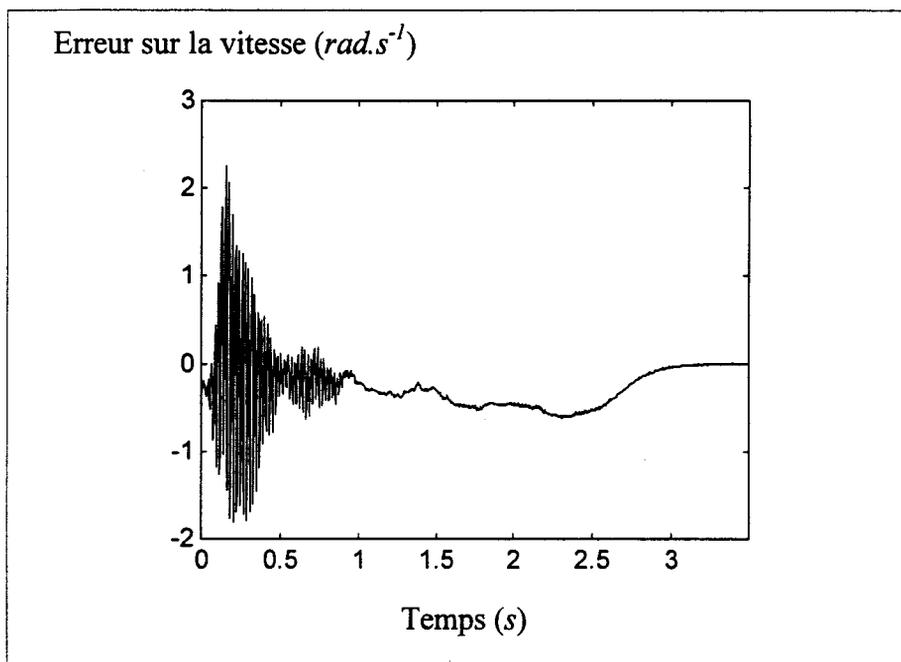


Figure II-38 : Erreur sur la vitesse estimée introduite par la quantification de conversion

La plage de mesure des capteurs de tension s'étendant de $-320V$ à $+320V$ crête, le pas de quantification introduit est de :

$$\frac{350}{2^{11}} = 0.18 \text{ V}$$

De même, la plage de mesure des capteurs de courant s'étend de $-80A$ à $+80A$ crête et le pas de quantification résultant est de :

$$\frac{80}{2^{11}} = 0.04 \text{ A}$$

La figure II-38 représente la différence entre la vitesse estimée sans tenir compte de la discrétisation et celle la prenant en considération. Cette différence est effectuée pour un démarrage dans les mêmes conditions que lors des essais de robustesse précédents.

On constate que la quantification de conversion n'a que très peu d'influence sur la réponse de l'observateur. Ceci justifie l'emploi d'un convertisseur analogique-numérique travaillant seulement sur 12 bits plutôt que sur 16.

Bien que notre choix se soit porté directement sur un CAN travaillant sur 12 bits, il est intéressant de constater, figure II-39, que l'utilisation d'un convertisseur analogique-numérique travaillant «seulement» sur 8 bits donne encore des résultats très acceptables contrairement à ce que l'on aurait pu supposer.

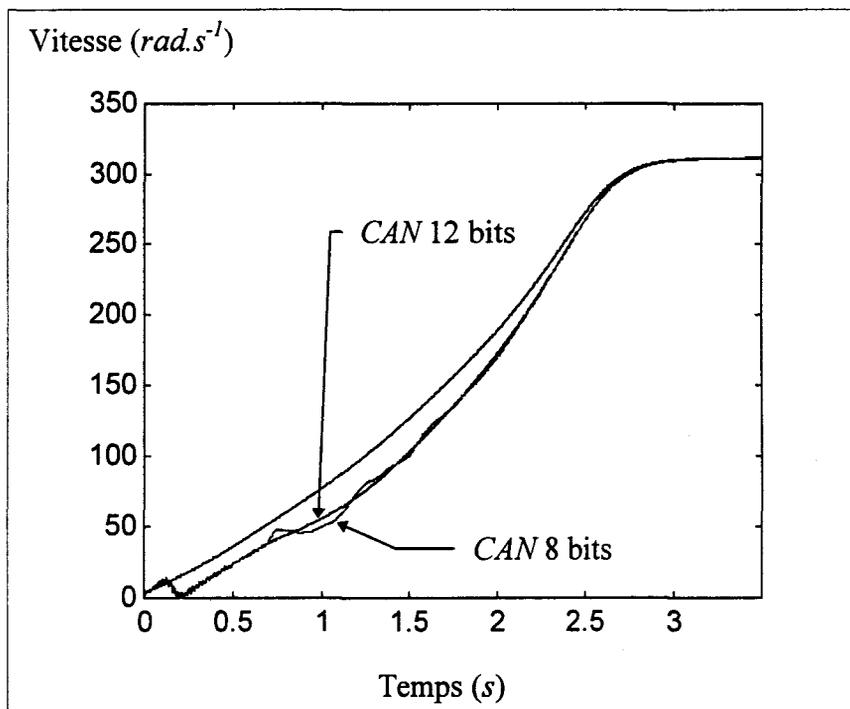


Figure II-39 : Comparaison entre l'utilisation d'un CAN 12 bits et d'un CAN 8 bits

II.7.3.2 - Introduction de la non-linéarité des capteurs dans la simulation

En s'appuyant sur la notice technique (fournie en Annexe IV) des capteurs à effet Hall de la société LEM, la précision sur la mesure du courant ou de la tension est de 0.6% de la valeur nominale du capteur sur l'ensemble de la plage de mesure.

Cette erreur est due en grande partie à la structure de sortie des capteurs LEM reposant sur un étage amplificateur push-pull perdant ses caractéristiques de linéarité pour les faibles tensions d'entrée. La figure II-40 représente schématiquement la caractéristique de transfert de ces capteurs.

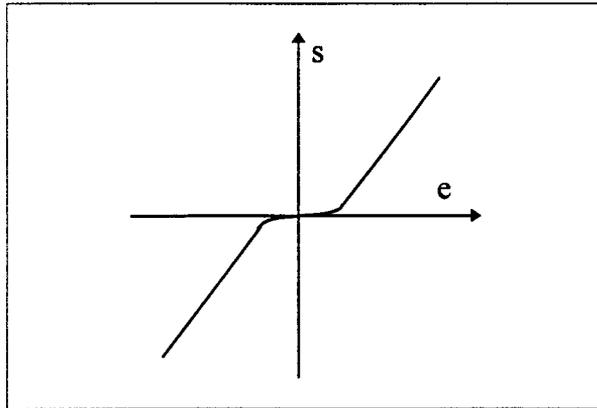


Figure II-40 : Caractéristique de sortie des capteurs LEM

Ainsi, cette erreur de 0.6%, bien que faible pour une grandeur mesurée proche de la valeur nominale du capteur, devient très contraignante lors des passages par zéro des tensions ou courants captés et peut entraîner une grande incertitude sur ces grandeurs. L'implantation de cette non linéarité dans les simulations a été réalisée en introduisant, entre les filtres anti-repliement et l'étage de quantification présenté précédemment, un bloc dont la caractéristique entrée-sortie est donnée par la figure II-41.

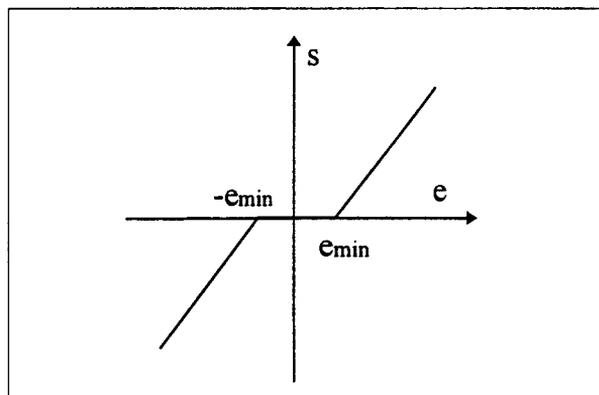


Figure II-41 : Modélisation de la non-linéarité des capteurs LEM

La valeur e_{\min} caractérise la zone morte autour de l'origine et est déterminée de manière à avoir une erreur maximale globale égale à 0.6% de la valeur nominale du capteur. Les résultats obtenus après implantation de ces modèles sont représentés figure II-42.

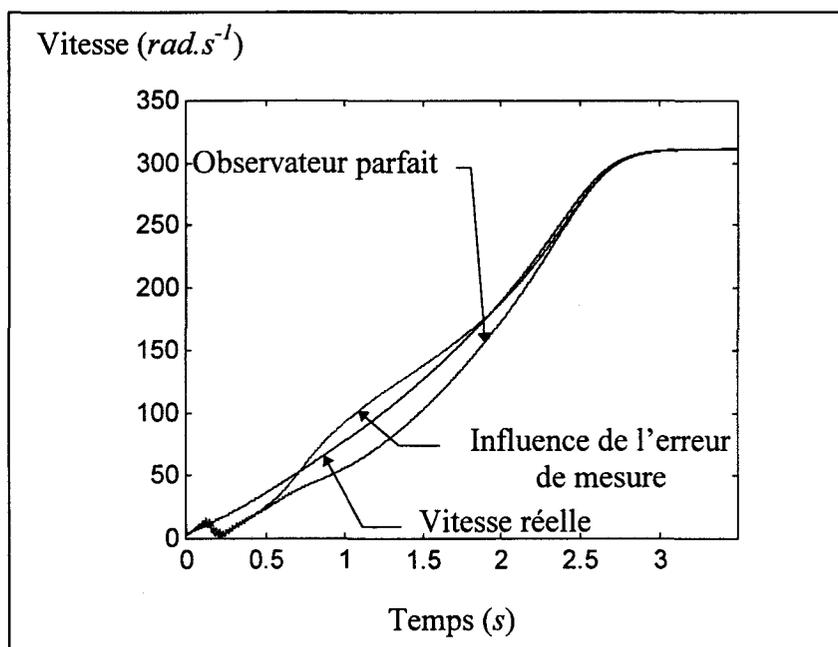


Figure II-42 : Influence de la quantification et de la non-linéarité des capteurs sur la réponse de l'observateur

On constate que la précision des capteurs intervient fortement dans la réponse de l'observateur de vitesse qui conserve néanmoins une bonne approximation de la vitesse réelle du moteur. L'utilisation des capteurs LEM de nouvelle génération (erreur globale de 0.1% de la valeur nominale sur l'ensemble de la plage de mesure) entraînerait sans aucun doute une amélioration sensible du comportement de l'observateur mais en augmenterait le coût dans les mêmes proportions.

II.7.3.3 - Influence des déphasages introduit par les filtres anti-repliement

Les filtres anti-repliement analogiques sont réalisés à partir d'un amplificateur opérationnel et de composants passifs classiques (résistances et condensateurs). La précision de ces composants (5% en général) va influencer sur les valeurs caractéristiques du filtre ainsi réalisé et introduire un déphasage supplémentaire entre les valeurs captées. Ces grandeurs déphasées ne constitueront donc plus un système triphasé équilibré.

En supposant une erreur admissible de 5% sur les composants passifs nous obtenons dans le plus mauvais des cas une erreur sur la pulsation propre du filtre d'environ 10%. Ainsi pour une pulsation initialement fixée à 1300 rad.s^{-1} , nous obtenons une plage possible de variation de cette grandeur qui s'étend de 1165 à 1435 rad.s^{-1} .

La figure II-43 représente la réponse de l'observateur en ayant fixé la pulsation propre des filtres anti-repliement alternativement sur chaque voie du CAN à 1165 et 1435 $rd.s^{-1}$ afin d'introduire le déphasage maximal entre les grandeurs captées.

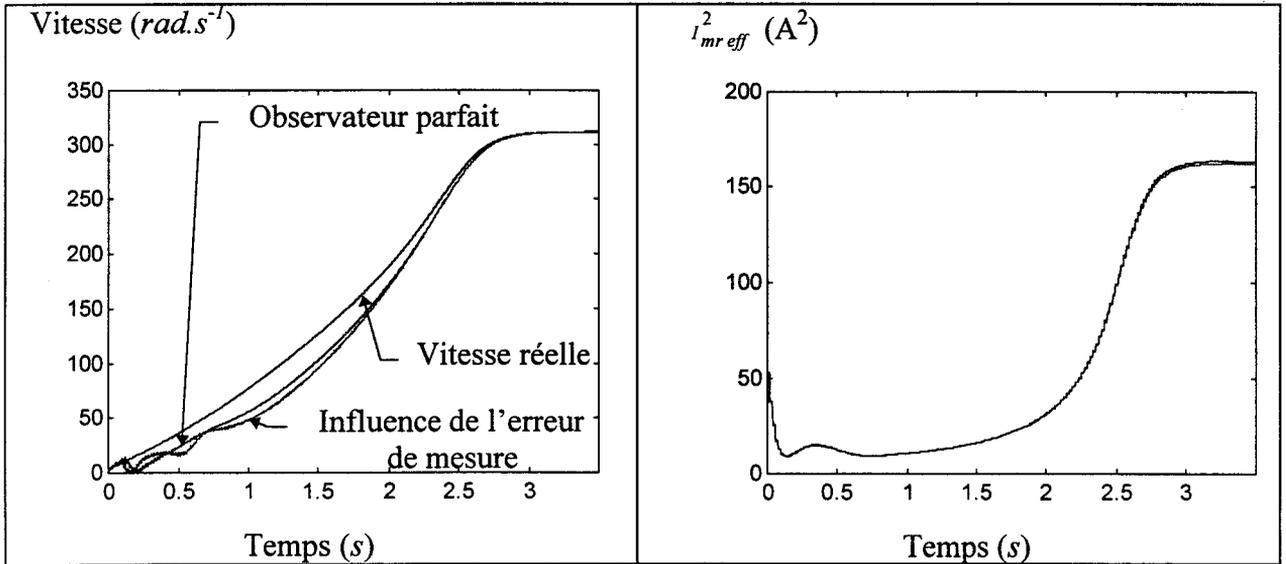


Figure II-43 : Influence du déphasage introduit par la chaîne de mesure sur la réponse de l'observateur de vitesse

La simulation met en évidence une incidence relativement faible de cette imperfection de la chaîne de mesure qui peut être améliorée en choisissant :

- des composants passifs plus précis.
- une implantation matérielle à partir de filtre à capacité commutée intégrée amenant ainsi une reproductibilité entre les voies meilleure du fait de la quasi-suppression des composants passifs.

II.8- Application à la régulation de vitesse

Cette partie décrit, après un rappel du principe de commande du gradateur triphasé, la solution retenue permettant de réguler l'accélération du moteur asynchrone au moyen de ce type de convertisseur. Malgré un contrôle éventuel de l'accélération du moteur, la fonction principale du démarreur à gradateur est, bien sur, toujours de limiter le courant absorbé au réseau durant sa phase d'accélération. Cette technologie étant cependant déjà largement diffusée dans le milieu industriel, la limitation du courant par action sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors ne sera pas décrite.

II.8.1- Principe de commande du gradateur triphasé

Le principe du gradateur est de régler la valeur efficace des tensions appliquées au moteur par action sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors.

Comme le montre la figure II-44 dans le cas d'un gradateur monophasé alimentant une charge inductive, cet angle de commande peut être référencé :

- par rapport à un zéro de tension, c'est alors une commande dite en « α »
- par rapport à un zéro de courant, c'est alors une commande dite en « γ »

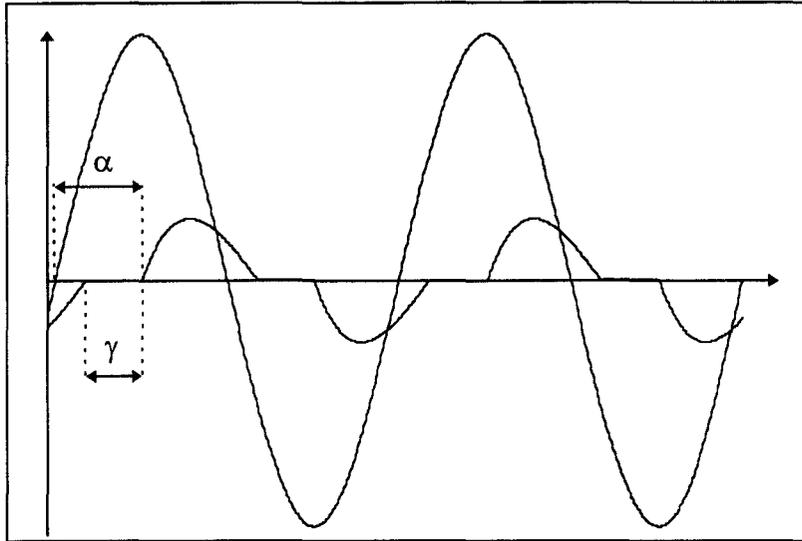


Figure II-44 : Principe des commandes en α et γ

Dans le cas d'une alimentation de moteur asynchrone par gradateur triphasé, la commande en α présente l'inconvénient de rendre parfois instable la régulation en fin de démarrage [Télé, 91]. En effet, l'évolution de α au cours de l'accélération ne prend pas en compte la modification du facteur de puissance du moteur avec la vitesse. Or, à l'approche de la vitesse nominale, le $\cos\phi$ de certains moteurs varie très rapidement et amène cette instabilité.

Ainsi, dans le cadre de notre application, nous lui avons préféré la commande en γ .

II.8.2 - Contrôle de la vitesse du moteur

De nombreux travaux dont ceux de [Louhman, 93], [France, 88] et [Boucher, 84] concernent la variation de vitesse d'un moteur asynchrone au moyen de ce type de convertisseur. Parmi ces travaux, on retrouve deux grandes idées directrices.

La première solution envisagée par [Louhman, 93] et [France, 88] utilise le gradateur en diviseur de fréquence et permet ainsi d'obtenir des vitesses de fonctionnement du moteur correspondant à des sous-multiples impaires de sa vitesse nominale. Cette technique n'est cependant envisageable que dans le cas d'un contrôle de la vitesse du moteur en régime permanent ne demandant pas une grande précision. En effet, la division de fréquence par gradateur ne permet pas d'obtenir une variation de fréquence continue en sortie du convertisseur mais seulement des valeurs bien déterminées pour le rapport de division (3, 5, 7 ...) limitant ainsi ses applications. Cette solution ne peut donc être retenue.

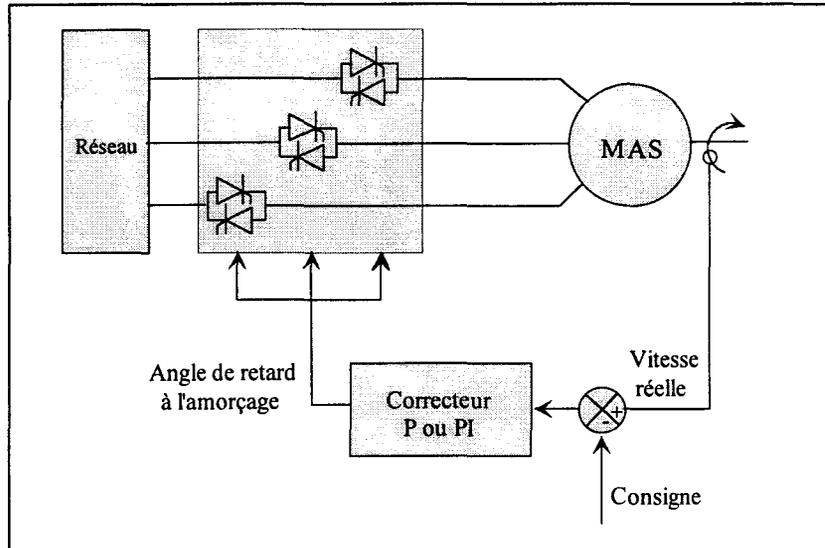


Figure II-45 : Principe de la régulation de vitesse

La deuxième type de solution, envisagée par [Boucher, 84], agit sur la valeur nominale de la tension appliquée au moteur plutôt que sur sa fréquence par action sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors et les résultats ainsi obtenus semblent très prometteurs pour notre application. Le principe du contrôle de la vitesse repose sur le schéma classique d'une boucle de régulation représenté figure II-45. Le correcteur de vitesse, dans ce cas un régulateur P ou PI, élabore l'angle de retard à l'amorçage des thyristors à partir de l'écart entre la vitesse réelle et sa consigne.

La technologie choisie pour la réalisation du démarreur étant numérique, il est nécessaire avant toute chose, de choisir la fréquence d'échantillonnage qui sera utilisée pour la mise en oeuvre de cette boucle de régulation.

II.8.2.1 - Choix de la période d'échantillonnage

L'extinction des thyristors ne pouvant être que naturelle, le gradateur n'est pas un convertisseur entièrement commandable. En se basant sur cette observation, il est possible de fixer la limite maximale de la fréquence d'échantillonnage au dessus de laquelle les ordres de commande élaborés par le régulateur ne pourront être tous pris en compte.

Ainsi, lors d'une commande des thyristors avec un angle de retard à l'amorçage fixe, le courant s'annule six fois au cours d'une période du réseau. L'élaboration de plus de six angles de retard à l'amorçage par le régulateur durant ce laps de temps est donc, comme nous l'avons dit, inutile puisqu'ils ne pourront être pris en considération. Ainsi, la période d'échantillonnage retenue pour la régulation de vitesse du moteur est de 3.33 ms.

II.8.2.2 - Elaboration du régulateur de vitesse

En se basant sur les travaux de [Boucher, 84], le choix du correcteur pour la boucle de régulation de vitesse représentée figure II-45, s'est porté sur un correcteur proportionnel-intégral (PI) de la forme :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \cdot \left(\frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \right) \quad (II.51)$$

Cependant, la modélisation du moteur étant relativement complexe il est impossible de déterminer les coefficients de ce correcteur de façon analytique. La détermination de ces paramètres est donc faite par approximations successives en se basant sur les résultats des travaux de [Boucher, 84] et aboutit à l'expression du correcteur suivante:

$$C(s) = 2 + \frac{10}{s} \quad (II.52)$$

La méthode de discrétisation utilisée ici fait correspondre à l'opérateur de Laplace s , l'expression $(1-z^{-1})/T_e$, où z^{-1} représente l'opérateur retard d'un pas de calcul et T_e la période d'échantillonnage de la boucle de régulation de vitesse (ici 3.33 ms). On obtient ainsi l'expression de l'équivalent discret du correcteur :

$$C(z^{-1}) = 2 + 10 \cdot \frac{0.033}{1 - z^{-1}} \quad (II.53)$$

La mise en oeuvre de ce correcteur permet d'obtenir en simulations, suivant la charge du moteur, les résultats des figures II-46 et II-47.

Comme on pouvait le prévoir, le contrôle de l'accélération du moteur à vide entraîne un léger dépassement en début de démarrage et lors du palier de vitesse à 100 rd.s^{-1} , mais les résultats obtenus lors de l'essai en charge sont d'excellente qualité.

De plus, il est intéressant de constater que le comportement du moteur lors du palier de vitesse est très correct et que cette consigne n'amène pas d'ondulations sur la vitesse du moteur, même à charge nominale.

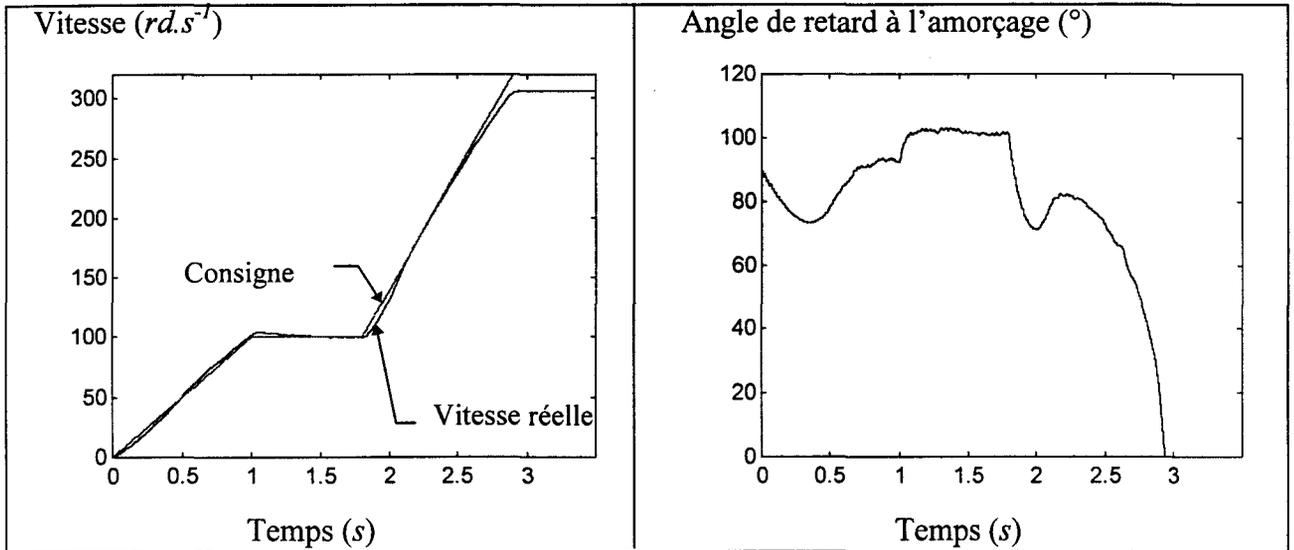


Figure II-46 : Régulation de vitesse du moteur à charge nominale

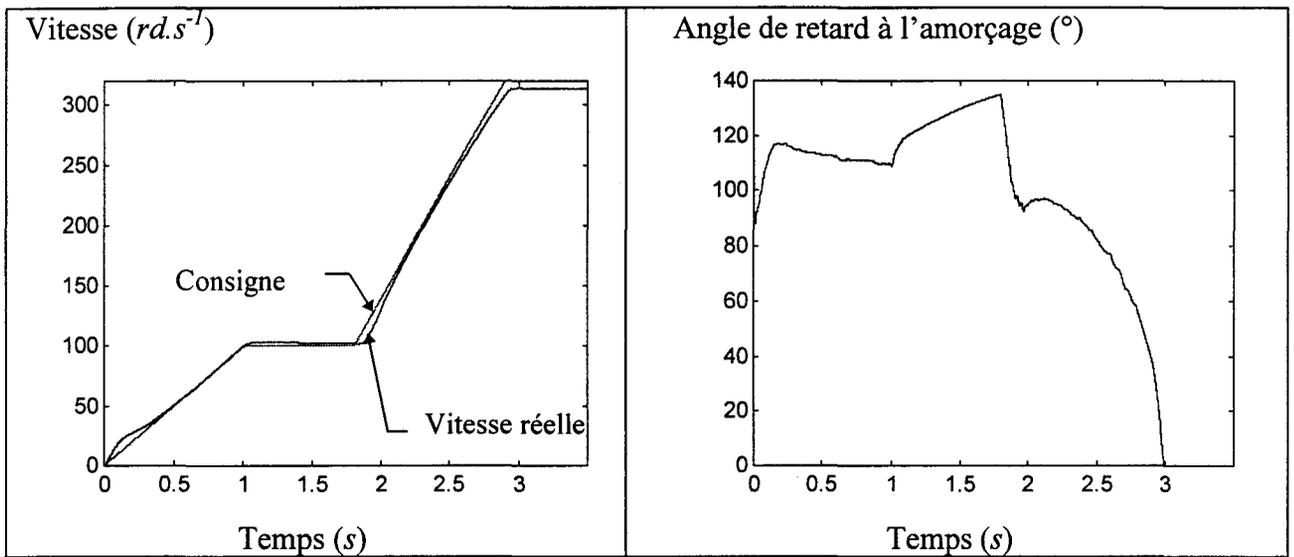


Figure II-47 : Régulation du moteur à vide

Les résultats obtenus au moyen de cette boucle de régulation de vitesse sont donc très concluants et permettent de satisfaire le cahier des charges qui a été fixé, tout du moins avec la vitesse captée.

II.8.3- Régulation de vitesse sans capteur

La mise en oeuvre de l'observateur de vitesse dans la boucle de régulation permet d'obtenir les résultats de simulation de la figure II-48.

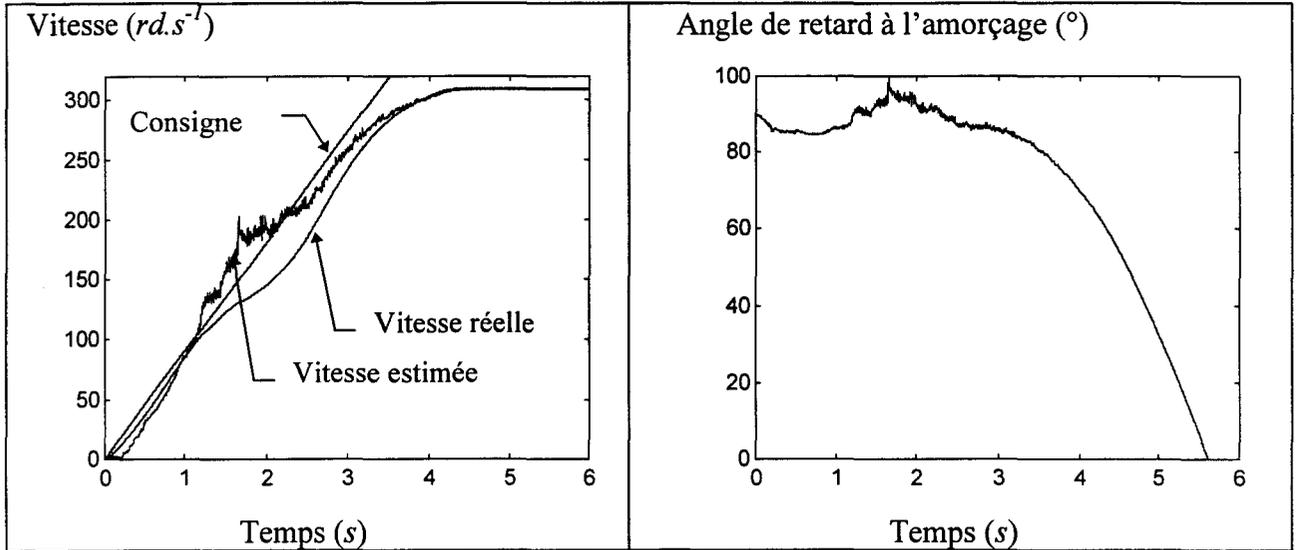


Figure II-48 : Régulation du moteur en charge à partir de la vitesse estimée

Malgré une augmentation de l'erreur entre la vitesse réelle du moteur et sa consigne, les résultats obtenus restent corrects. Il est cependant nécessaire de modifier le correcteur de vitesse lors du remplacement de la génératrice tachymétrique par l'observateur. En effet, les oscillations sur la vitesse estimée en milieu de démarrage amènent, dans le cas contraire, des oscillations importantes de la vitesse réelle voire une perte de contrôle du démarrage. Le correcteur retenu doit donc avoir une dynamique beaucoup plus faible que précédemment. Son expression est donnée par :

$$C(z^{-1}) = 0.2 + 0.2 \cdot \frac{0.033}{1 - z^{-1}} \quad (II.1)$$

Les oscillations présentes sur la vitesse estimée en milieu de démarrage sont principalement dues à la valeur élevée de l'angle de retard à l'amorçage au cours de cette période. En effet, la valeur du courant magnétisant dans le moteur est alors faible et peut amener une erreur lors de l'élaboration du gain de boucle adaptatif de l'observateur. Cette imprécision entraîne alors, comme nous l'avons montré précédemment, un comportement aperiodique de l'observateur.

II.9 - Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons analysé les différents types d'estimateurs de vitesse de moteurs asynchrones rencontrés au cours de l'analyse des travaux antérieurs. Cette étude a permis de mettre en évidence que ces estimateurs, principalement utilisés en contrôle vectoriel, ne pouvaient convenir à notre application car ils s'appuient sur les particularités de ce type de commande et ne sont en fait que des observateurs de flux desquels est extraite la vitesse en boucle ouverte.

Ainsi, dans un second temps, nous nous sommes intéressés à un véritable observateur de vitesse basé sur une structure *MRAS*. Le début de l'étude, réalisé dans le domaine de Laplace, a permis de montrer les avantages d'une telle structure et son intérêt pour notre application.

Les objectifs de la boucle de contrôle de cet observateur ayant été définis en continu, la numérisation du système ainsi obtenu a introduit de nouveaux problèmes qui ont pu être résolus. L'observateur de vitesse numérique ainsi obtenu est suffisamment robuste pour être utilisé avec une alimentation quelconque du moteur asynchrone.

La dernière partie de ce chapitre décrit la mise en oeuvre de l'observateur dans la boucle de régulation de vitesse du gradateur. Cette étude a montré que malgré une diminution nécessaire des performances du régulateur de vitesse lors de la substitution de l'observateur à la génératrice tachymétrique, les résultats obtenus restent corrects et exploitables.

L'observateur de vitesse choisi remplit théoriquement les critères de précision et de robustesse fixés par le cahier des charges préalable. Il est maintenant nécessaire de le valider expérimentalement.

Chapitre 3

Réalisation expérimentale

III - Réalisation expérimentale

III - REALISATION EXPERIMENTALE	87
III.1 - INTRODUCTION.....	89
III.2 - REALISATION DU GRADATEUR.....	90
<i>III.2.1 - Organisation et choix des éléments constituant l'axe de puissance.....</i>	<i>90</i>
<i>III.2.2 - Organisation et choix des éléments constituant l'axe de contrôle</i>	<i>91</i>
III.2.2.1 - Bloc de contrôle des commutations (B.C.C).....	91
III.2.2.1.1 - Elaboration des signaux de synchronisation	91
III.2.2.2 - Présentation du microcontrôleur 68HC11.....	92
<i>III.2.3 - Implantation de l'algorithme de régulation de vitesse</i>	<i>94</i>
III.2.3.1 - Descriptif des liaisons entre le microcontrôleur et son environnement	95
III.2.3.2 - Algorithme de régulation de vitesse du 68HC11	96
III.2.3.2.1 - Programme principal.....	96
III.2.3.2.2 - Routine de traitement des interruptions externes (IRQ)	97
III.2.3.2.3 - Routine de traitement des interruptions temps réel.....	98
III.2.3.2.4 - L'interface de communication externe.....	99
III.2.3.3 - Méthode de programmation du microcontrôleur	99
III.2.3.4 - Format de représentation des nombres.....	100
III.2.3.5 - Principe de programmation d'un régulateur PI avec « anti wind-up ».....	101
<i>III.2.4 - Résultats expérimentaux</i>	<i>103</i>
III.2.4.1 - Alimentation d'une charge résistive.....	103
III.2.4.1.1 - Mode de fonctionnement séquentiel I.....	104
III.2.4.1.2 - Mode de fonctionnement séquentiel II.....	104
III.2.4.1.3 - Mode de fonctionnement séquentiel III.....	104
III.2.4.2 - Régulation de vitesse avec une génératrice tachymétrique	105
III.3 - REALISATION EXPERIMENTALE DE L'OBSERVATEUR DE VITESSE	107
<i>III.3.1 - Présentation du processeur de signal ADSP-2101.....</i>	<i>108</i>
<i>III.3.2 - Description de la chaîne de mesure.....</i>	<i>109</i>
III.3.2.1 - Les capteurs de courant et de tension.....	109
III.3.2.2 - Calcul du filtre anti-repliement.....	110
III.3.2.3 - Les convertisseurs analogique/numérique et numérique/analogique.....	114
III.4 - PROGRAMMATION DE L'ALGORITHME D'ESTIMATION DE VITESSE	115
<i>III.4.1 - Format de représentation des nombres</i>	<i>115</i>
III.4.1.1 - Présentation de l'arithmétique flottante	116
III.4.1.1.1 - Multiplication de deux nombres en représentation flottante.....	116
<i>III.4.2 - Programmation du timer</i>	<i>117</i>

<i>III.4.3 - Programmation des ports série</i>	118
<i>III.4.4 - Estimation de vitesse</i>	119
III.4.4.1 - Structure d'implantation de l'algorithme	119
III.4.4.2 - Organisation du programme.....	121
III.4.4.2 .1 - Acquisition des courants et des tensions.....	122
III.4.4.2 .2 - Estimation de la vitesse.....	122
III.4.4.3 - Introduction d'un filtre passe-bas digital entre le DSP et le 68HC11	125
III.5 - RESULTATS EXPERIMENTAUX.....	126
<i>III.5.1 - Démarrage direct</i>	126
<i>III.5.2 - Démarrage par gradateur avec une commande fixe</i>	128
III.5.2.1 - Angle de retard à l'amorçage de 30°	128
III.5.2.2 - Angle de retard à l'amorçage de 45°	128
<i>III.5.3 - Régulation de vitesse avec l'observateur</i>	129
III.6 - CONCLUSION.....	132

III.1 - Introduction

L'objectif recherché lors de l'élaboration du prototype du démarreur est de valider l'ensemble de l'étude théorique réalisée et de montrer la faisabilité industrielle des solutions retenues. Ainsi, ce chapitre s'articule autour de deux points détaillant :

- La réalisation du gradateur triphasé ainsi que la mise en oeuvre de sa boucle de régulation de vitesse (dans un premier temps à partir de la vitesse mesurée).
- La programmation de l'observateur de vitesse permettant de supprimer la génératrice tachymétrique.

L'architecture matérielle définie pour le prototype est schématisée figure III-1. Elle se compose de :

- Un microcontrôleur Motorola 8 bits de la famille du 68HC11 gérant principalement la régulation de vitesse du moteur par action sur les angles de retard à l'amorçage des thyristors.
- Un processeur de signal (*DSP*) 16 bits à virgule fixe, l'ADSP-2101 d'Analog Devices dédié à l'estimation de vitesse.
- Un convertisseur analogique numérique sur 12 bits permettant l'acquisition simultanée de 4 voies (2 tensions et 2 courants) à une fréquence d'échantillonnage maximum de 29 *kHz* (AD-7874 d'Analog Devices).
- Deux capteurs de courant et deux capteurs de tension à effet Hall.
- Un dispositif de conditionnement de signaux comprenant notamment les filtres anti-repliement.

L'objectif du prototype étant, comme nous l'avons rappelé, de valider les algorithmes d'estimation et de régulation de vitesse, les organes de protections définis dans le cahier des charges tels que la détection du blocage d'un thyristor n'ont pas été implantés. Ils ont toutefois été pris en considération lors de l'élaboration de la maquette afin de pouvoir être ajoutés facilement par la suite.

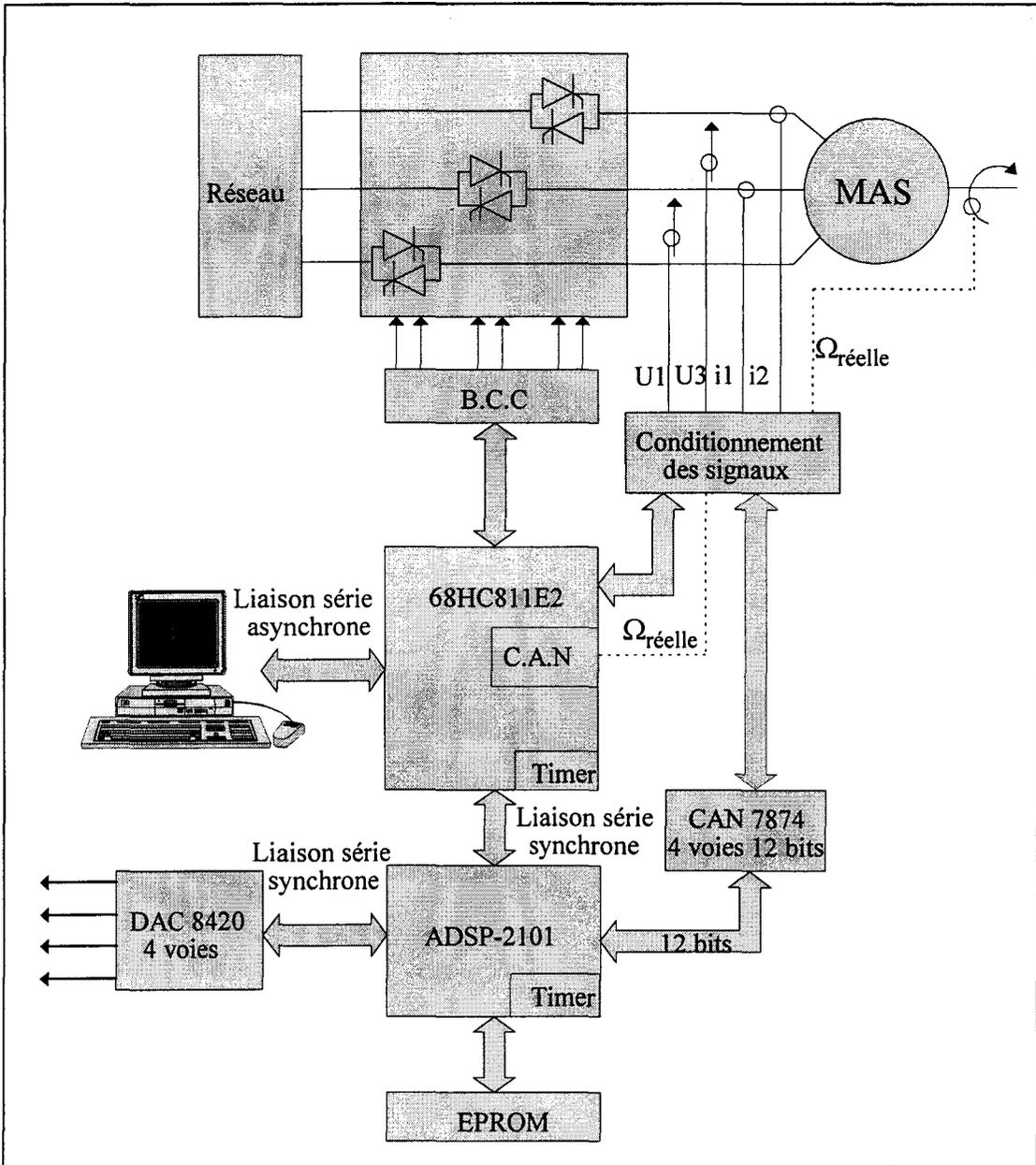


Figure III-1 : Architecture matérielle du démarreur

L'architecture générale du système étant maintenant présentée, nous allons en détailler les différentes parties en commençant par la réalisation du gradateur et l'implantation de son algorithme de régulation de vitesse.

III.2- Réalisation du gradateur

III.2.1 - Organisation et choix des éléments constituant l'axe de puissance

Comme le rappelle la figure III-1, ce convertisseur est constitué de trois cellules composées chacune de deux thyristors montés en antiparallèle.

Le choix de ces éléments s'est porté sur trois modules de puissance (SEMIKRON SKKT 91/12D Annexe III) composés chacun de deux thyristors, de courant nominal 150 A pour une tension inverse maximale de 3000 V. Ces modules sont fixés sur un dissipateur thermique à ailettes en aluminium, ventilé, et doté d'une sonde de température. La puissance nominale du convertisseur ainsi réalisé est d'environ 40 kW.

III.2.2 - Organisation et choix des éléments constituant l'axe de contrôle

III.2.2.1 - Bloc de contrôle des commutations (B.C.C.)

Le rôle du bloc de contrôle des commutations est d'élaborer, à partir d'un signal logique de fermeture d'un bras du gradateur, les commandes de gâchette des thyristors correspondants. Ainsi, à partir d'un signal de commande logique élaboré par le 68HC11, le B.C.C. génère un train de dix impulsions à une fréquence de 30 kHz sur les gâchettes des thyristors du bras à commander.

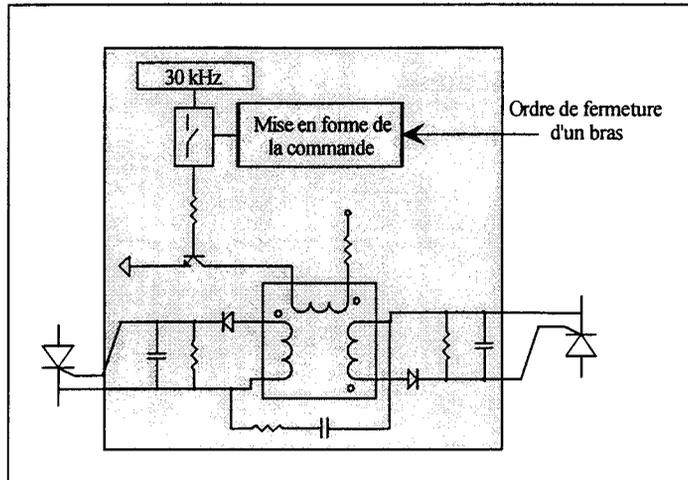


Figure III-2 : Schéma de principe du B.C.C.

Comme le montre la figure III-2, lors d'un front montant du signal logique de commande élaboré par le 68HC11, le bloc de conditionnement élabore un créneau logique dont la durée équivaut à dix impulsions de fréquence 30 kHz. Ce signal commande la fermeture d'un interrupteur analogique et permet d'appliquer au transformateur d'impulsion un train d'ondes qui se répercute sur les gâchettes des deux thyristors du bras à commander.

III.2.2.1.1 - Elaboration des signaux de synchronisation

La commande du gradateur étant effectuée par modification de l'angle de retard à l'amorçage de ses thyristors, une synchronisation sur le réseau est nécessaire à cette grandeur de commande. Comme nous l'avons vu, le décompte du temps de retard à l'amorçage d'un bras du gradateur est élaboré à partir du passage à zéro du courant dans la phase

correspondante. Le schéma de principe de détection de cette extinction du courant est représenté figure III-3.

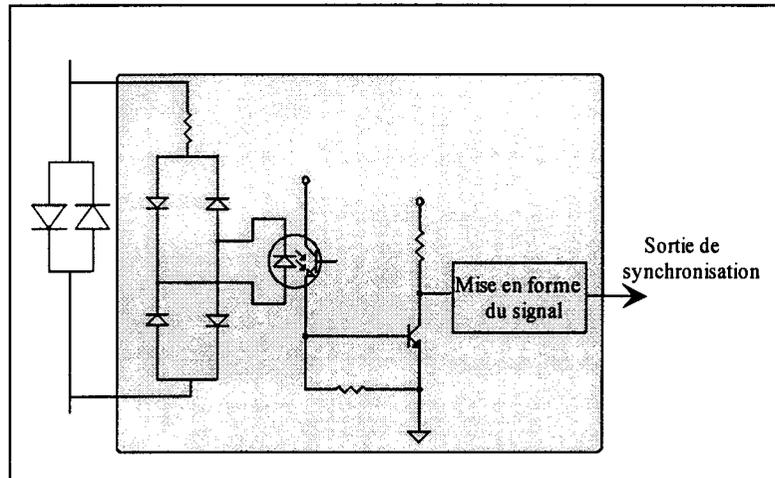


Figure III-3 : Elaboration des signaux de synchronisation

Lorsqu'un des thyristors du bras est passant, le signal de synchronisation après conditionnement est à l'état logique haut. Il passe à l'état bas à l'extinction du courant de la phase correspondante.

Il est intéressant de constater que ces signaux peuvent aussi être utilisés pour la détection d'un blocage à l'ouverture ou à la fermeture d'un des bras du gradateur. Il serait même possible, dans le cas d'une implantation matérielle de la gestion de ce type de défaut, de diagnostiquer quel thyristor est en cause, en s'appuyant sur le signe du courant dans la phase en défaut.

L'ensemble de ces fonctionnalités est implanté sur un circuit électronique (format : 190*190) et les signaux nécessaires à la commande du gradateur (synchronisation, commande d'amorçage, ...) sont regroupés sur un connecteur DIN41612 série C 96 points destiné à recevoir la carte de contrôle du convertisseur comprenant le microcontrôleur et le processeur de signal.

III.2.2.2 - Présentation du microcontrôleur 68HC11

Comme le montre la figure III-1, le microcontrôleur regroupe l'Automate de Commande Rapprochée (A.C.R.), l'Automate de Contrôle des Modes de Marches (A.C.M.M.) et une partie du Microcalculateur de Processus (M.C.P.), en partage avec le processeur de signal estimant la vitesse.

La fonction de cet élément étant relativement dense et la dynamique de la boucle de vitesse faible, notre choix s'est porté sur un microcontrôleur intégrant des ports de communication

externes évolués (ports séries synchrones et asynchrones, entrées/sorties logiques latchées, timer ...), plutôt que sur un microprocesseur classique tel qu'un MC68030. Ce choix permet d'éviter la mise en oeuvre de composants externes tels qu'un timer ou un PIA¹ et donc de simplifier la réalisation de la carte électronique.

Ainsi, le composant retenu appartient à la famille de microcontrôleur 8 bits 68HC11 de Motorola qui comprend différentes versions suivant la quantité de RAM, de ROM et du nombre de ports d'entrées-sorties qu'il comporte. Le microcontrôleur qui a été choisi dans cette famille est le 68HC811E2 dont le schéma bloc est donné figure III-4 et qui a pour caractéristiques principales :

- une unité centrale de calcul 68HC11,
- des modes d'économie d'énergie,
- 2048 octets d'EEPROM interne avec protection de bloc,
- 256 octets de RAM interne,
- un système de timer 16 bits comprenant,
 - 4 voies de sortie de comparaison,
 - 3 entrées de capture,
 - 1 voie d'entrée de capture ou de sortie de comparaison,
- un accumulateur d'impulsions 8 bits,
- un circuit d'interruption temps réel,
- un système de chien de garde,
- une interface série synchrone,
- une interface série asynchrone,
- un convertisseur Analogique/Numérique 8 voies sur 8 bits,
- 38 broches d'entrées/sorties d'usage général,
- le temps de cycle minimal est de 500 ns.

L'avantage du 68HC811E2 lors de la réalisation d'un prototype est la présence dans ce composant de 2048 octets d'EEPROM destinée à recevoir le programme. En effet, cette mémoire non volatile et effaçable électriquement permet d'accélérer et de simplifier notablement les phases de programmation, par rapport aux versions équipées d'EPROM.

¹ Peripheral Interface Adapter

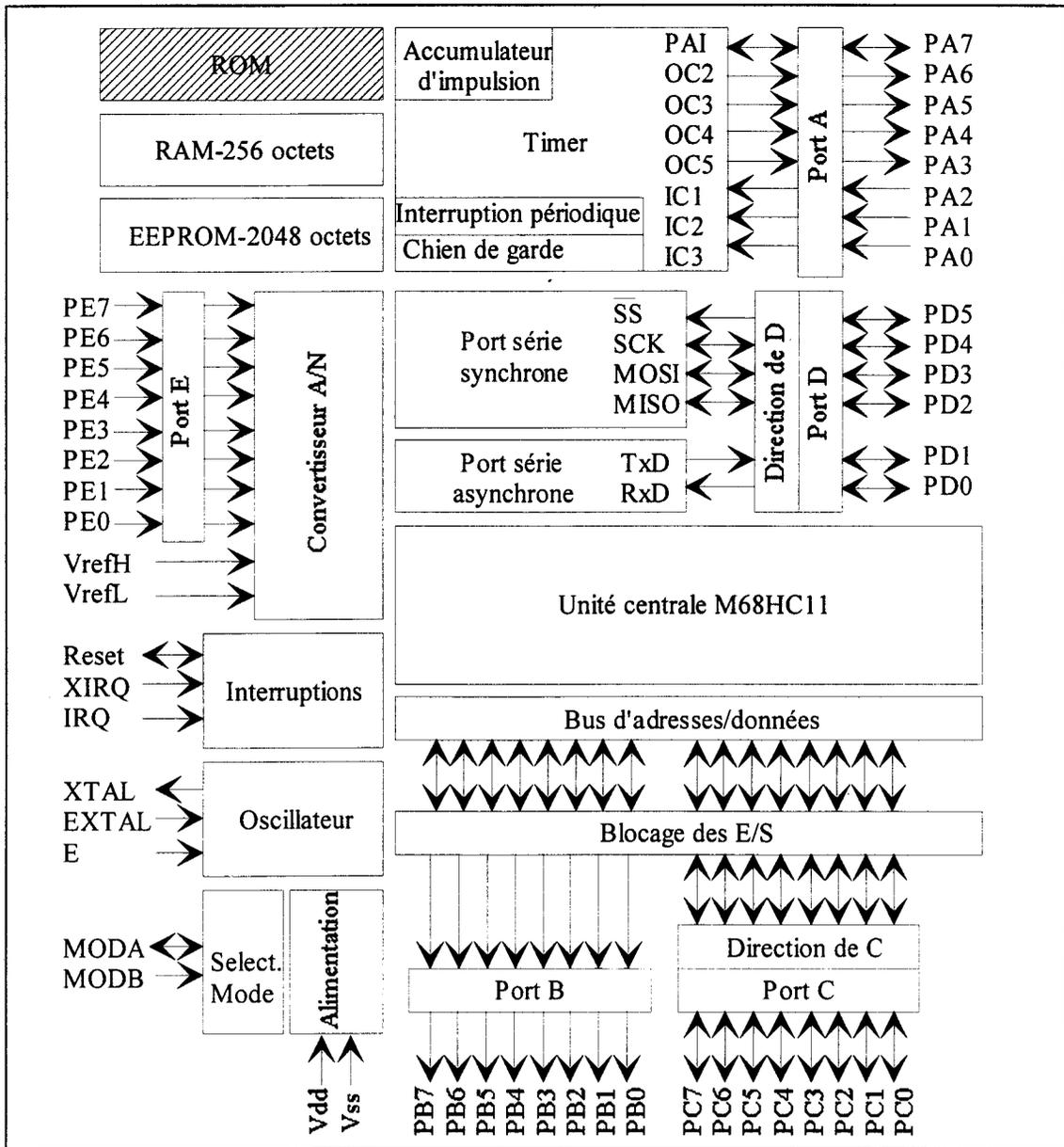


Figure III-4 : Architecture du MC68HC811E2

III.2.3- Implantation de l'algorithme de régulation de vitesse

L'objectif de ce paragraphe est de détailler la méthodologie utilisée lors de l'implantation de la boucle de régulation de vitesse du moteur, dans un premier temps à partir de la vitesse captée puis en remplaçant la génératrice tachymétrique par l'observateur de vitesse.

III.2.3.1 - Descriptif des liaisons entre le microcontrôleur et son environnement

Avant de présenter les différents algorithmes qui sont utilisés, il est nécessaire de situer le microcontrôleur dans son environnement et d'en décrire leurs différentes interactions (figure III-5).

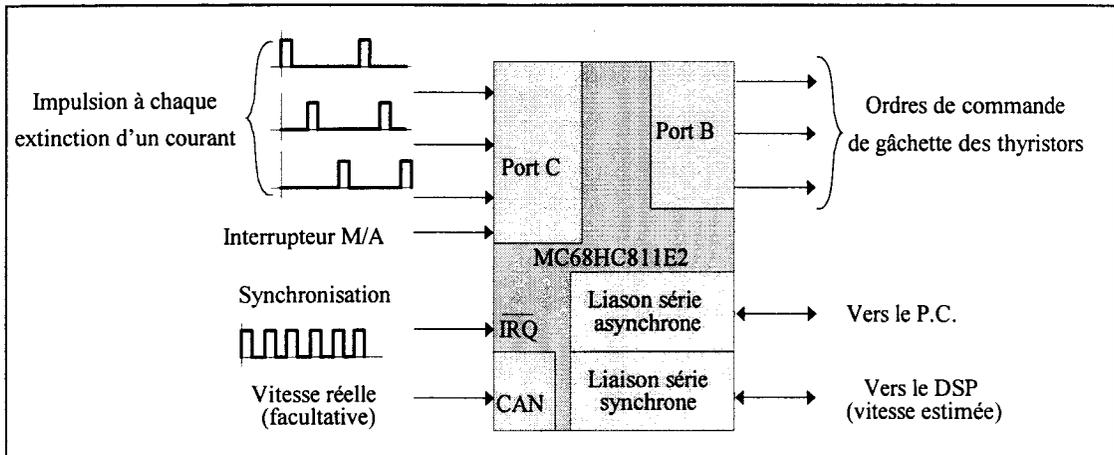


Figure III-5 : Interactions entre le 68HC11 et son environnement

A chaque extinction d'un courant dans une phase, une impulsion est générée sur l'entrée d'interruption $\overline{\text{IRQ}}$ qui permet au microcontrôleur de se synchroniser sur le réseau. Le traitement de cette interruption est détaillé par la suite.

Le port C est configuré en entrée et permet de détecter d'une part l'ordre logique de démarrage lors de la fermeture de l'interrupteur M/A et d'autre part de savoir quelle phase a généré une impulsion sur la broche $\overline{\text{IRQ}}$ lors de la synchronisation.

Le port B, configuré en sortie, délivre quant à lui les ordres primaires de commande de gâchette des thyristors qui sont appliqués au B.C.C.

L'acquisition de la vitesse estimée par l'ADSP-2101, s'effectue par l'intermédiaire d'une liaison série synchrone à 2 Mhz entre les deux composants. La vitesse réelle peut toutefois être utilisée pour la régulation. Elle est, dans ce cas, directement acquise au moyen du convertisseur analogique/numérique du 68HC811.

Enfin, une liaison série asynchrone à la norme RS232 est disponible, et permet, entre autre, de relier le démarreur à un micro-ordinateur afin de superviser la phase de démarrage (élaboration de la courbe d'accélération et de l'ordre de démarrage, suivi en temps réel de l'évolution de la vitesse et de l'angle de retard à l'amorçage ...).

III.2.3.2 - Algorithme de régulation de vitesse du 68HC11

Le gradateur n'étant pas, de par la structure même des composants de puissance utilisés, un convertisseur entièrement commandable, la période d'échantillonnage retenue pour la régulation de vitesse correspond, comme nous l'avons vu, au temps minimal possible entre la prise en compte de deux commandes successives. L'angle de retard à l'amorçage des thyristors pouvant être modifié à chaque passage à zéro d'un des trois courants de ligne, la période d'échantillonnage retenue est de 3.33 ms.

Ainsi, le programme de commande du gradateur est articulé autour de trois routines :

- le programme principal,
- la routine de traitement des interruptions externes,
- la routine de traitement des interruptions temps réel.

III.2.3.2.1 - Programme principal

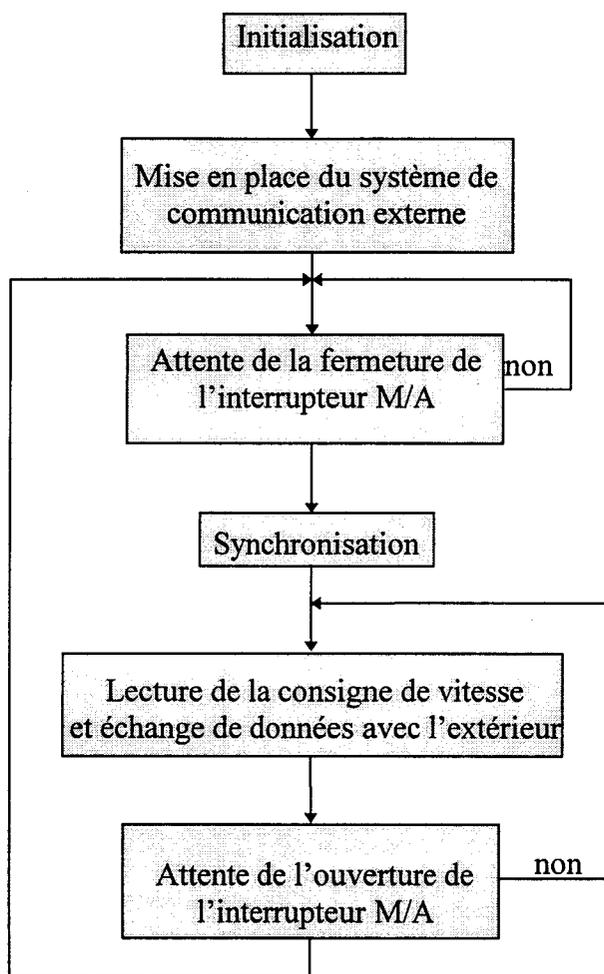


Figure III-6 : Organigramme du programme principal

Comme tout système temps réel, l'algorithme de commande utilisé est basé sur les interruptions et le programme principal ne gère, en fait, que les phases d'initialisation, de communication avec l'extérieur et de gestion des défauts.

Rappel du principe de programmation par interruption

Comme le montre l'organigramme figure III-6, une fois le démarrage lancé, le programme principal ne contient plus qu'une boucle de communication ne pouvant se terminer que par l'ouverture de l'interrupteur M/A. Cette phase de communication se résume en fait à un échange de données diverses par l'intermédiaire du port série asynchrone entre le 68HC11 et le P.C., dont la consigne de vitesse est élaborée par ce dernier.

Cependant, lorsque le microcontrôleur détecte une interruption extérieure ou temps réel, il termine l'instruction en cours du programme principal et exécute la routine de traitement correspondante. Une fois celle-ci terminée, il retourne dans le programme principal.

III.2.3.2.2 - Routine de traitement des interruptions externes (IRQ)

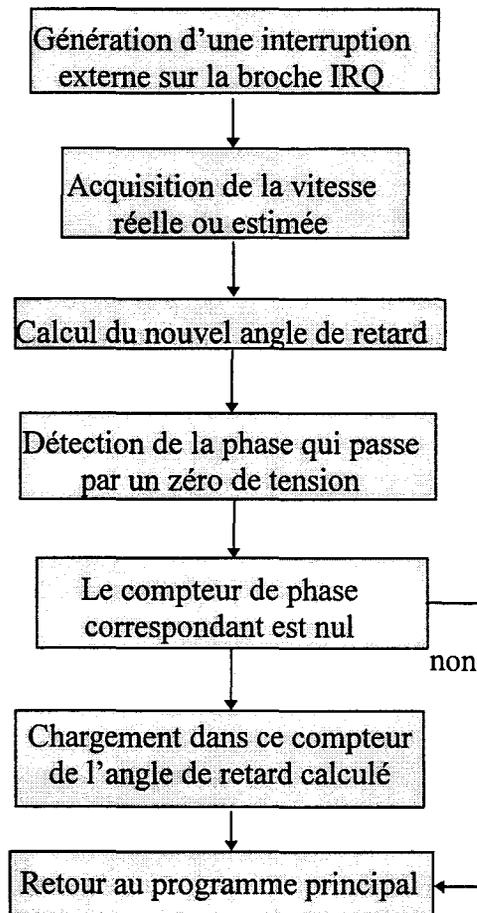


Figure III-7 : Traitement des interruptions externes

L'angle de retard à l'amorçage des thyristors étant défini à partir du passage à zéro du courant de ligne, le rôle principal de cette interruption est la synchronisation de la commande sur le réseau. Ainsi, à chaque extinction de l'un des trois courants de ligne, en moyenne toutes les 3.33 ms, une interruption externe est générée sur la broche IRQ du 68HC811.

Comme la période des interruptions est égale à la période d'échantillonnage de la boucle de régulation, cette routine est aussi utilisée, comme le montre l'organigramme de la figure III-7, pour acquérir la vitesse réelle ou estimée et calculer le nouvel angle de commande des thyristors.

Pour décompter le temps entre l'extinction du courant et l'instant d'application de la commande sur les thyristors, un compteur est associé à chaque phase.

Lors de l'extinction d'un des courants, la phase correspondante est identifiée par une lecture du port C du microcontrôleur. Le compteur lui étant associé est alors chargé avec un temps correspondant à l'angle de retard calculé à cet instant. Ce compteur est ensuite décrémenté à intervalle de temps régulier et lorsqu'il atteint zéro, la commande est appliquée sur les thyristors. C'est le rôle de l'interruption temps réel dont le principe de fonctionnement est détaillé ci-dessous.

III.2.3.2 .3 - Routine de traitement des interruptions temps réel

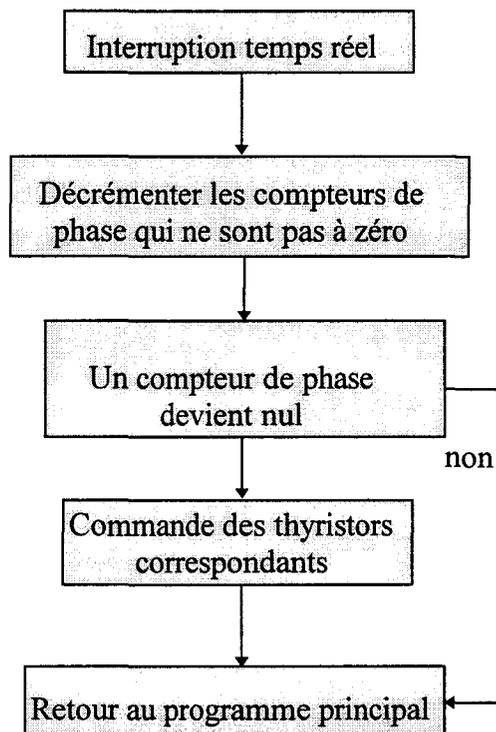


Figure III-8 : Traitement des interruptions temps réel

Son rôle est de générer une base de temps précise suffisamment rapide pour être utilisée lors de l'élaboration du temps de retard à l'amorçage des thyristors. En effet, plus le temps entre deux interruptions sera faible, meilleure en sera la résolution. Bien entendu la limite inférieure de ce temps est la durée nécessaire au microcontrôleur pour traiter cette interruption auquel il faut ajouter le temps d'exécution des autres routines de l'algorithme.

En pratique, le temps choisi satisfaisant ces conditions est de 128 μ s. Cette base de temps permet d'obtenir une résolution sur l'angle de retard à l'amorçage de 2.3°.



III.2.3.2.4- L'interface de communication externe

Le microcontrôleur peut communiquer avec l'extérieur par l'intermédiaire d'un port série asynchrone. Le protocole de transfert retenu pour les échanges correspond à la norme RS232C et, pour notre application, la vitesse de transmission a été fixée à 9600 bauds avec 8 bits de données sans parité et 1 bit de stop.

Lors des essais expérimentaux, le démarreur est relié à un micro-ordinateur qui élabore la consigne de vitesse en fonction des courbes de démarrage et de ralentissement choisies par l'opérateur. Cette consigne est ensuite transmise par la liaison série au microcontrôleur dans lequel l'algorithme de régulation de vitesse est implanté. Cette interface de communication étant bidirectionnelle, le microcontrôleur peut, par exemple, renvoyer au P.C la vitesse mesurée ou estimée du moteur, l'angle de retard ou même les signaux de défaut comme un thyristor en court circuit.

III.2.3.3 - Méthode de programmation du microcontrôleur

Afin de faciliter le développement du programme sur ce type de microcontrôleur en association avec l'ADSP-2101, la carte de commande du gradateur a été conçue de manière à pouvoir être insérée dans le rack de programmation du DSP développé au sein du laboratoire [Loriol, 94]. Ce rack comprend différents types cartes (Conversion A/N, N/A, Timer, ...) et permet le développement sur l'ensemble des composants de la famille ADSP-21xx (16 bits virgules fixes) et 21xxx (32 bits flottants).

La programmation du microcontrôleur est réalisée en assembleur sur P.C. ; un compilateur du domaine public diffusé par Motorola est utilisé pour la compilation des programmes. Son transfert du P.C. au microcontrôleur est effectué par l'intermédiaire du port série asynchrone de la carte de commande réalisée et dont les plans sont fournis en annexe V.

Le téléchargement se déroule de la façon suivante :

- sélection du mode programmation sur la carte,
- le microcontrôleur contient en ROM une routine de chargement de programme qui devient active et attend les données sur le port série,

- les données reçues sont stockées en EEPROM,
- la dessélection du mode de programmation et une initialisation de la carte permet de lancer le programme qui a été chargé.

III.2.3.4 - Format de représentation des nombres

Lors de l'implantation d'un algorithme numérique, il est nécessaire de choisir le format de représentation des nombres qui seront manipulés par le microcontrôleur :

- La représentation en virgule fixe.
- La représentation en virgule flottante.

Chacune de ces deux représentations possède ses avantages et ses inconvénients que nous présenterons rapidement après un bref rappel de leurs définitions.

Représentation en virgule fixe

Généralement, la représentation binaire d'un nombre est composée de :

- un signe matérialisé par la valeur du bit situé à l'extrémité gauche du nombre (0 représentant une valeur positive et 1 une valeur négative),
- une amplitude codée sur le nombre de bits restants,
- un point décimal séparant les parties entières et fractionnaires du nombre.

La notation fixée place le point décimal à une position prédéterminée, les bits situés à gauche représentant la partie entière du nombre et les bits de droite sa partie fractionnaire. Souvent, cette position est choisie à une extrémité du nombre binaire (à gauche, le nombre est alors fractionnaire, à droite, il est entier) mais ce n'est pas une obligation (les opérations arithmétiques de la plupart des microprocesseurs sont cependant optimisées pour ces deux types de représentation).

L'*avantage* de ce type de codage est qu'il est utilisable directement avec les opérations algébriques du microprocesseur accélérant ainsi le traitement de l'algorithme. Son *inconvénient* principal réside dans le fait que la plage de représentation d'un nombre est limitée par la quantité de bits utilisée. Ainsi pour une représentation sur 8 bits, le nombre ne peut prendre que 256 valeurs.

Représentation en virgule flottante

Cette représentation associe, à la valeur à coder, deux nombres binaires représentant sa mantisse et son exposant.

Plusieurs normes² peuvent être utilisées [Analog Devices, 93-1], mais généralement la mantisse est représentée par un nombre binaire signé fractionnaire et l'exposant par un nombre binaire signé entier.

L'*avantage* de ce type de codage est qu'il ne limite plus aussi sévèrement la plage de représentation des valeurs. Son *inconvenient* principal consiste en la nécessité de reprogrammer les opérations algébriques du microprocesseur qui ne travaille généralement qu'en notation fixée ; ceci augmente notablement le temps d'exécution de l'algorithme. Certains microprocesseurs et plus particulièrement les processeurs de signaux travaillent directement en représentation flottante et permettent ainsi de cumuler les avantages des deux solutions présentées aux dépens, bien entendu, du coût.

En s'appuyant sur ces observations, la représentation choisie pour l'implantation de l'algorithme dans le 68HC11 est la représentation à virgule fixe, l'emplacement du point étant choisi de telle manière que le processeur travaille sur des nombres entiers. En effet, les différentes grandeurs utilisées pour la régulation de vitesse par le microcontrôleur varient dans une plage suffisamment faible pour envisager un traitement de ce type. Cette observation ne justifie pas à elle seule l'emploi de la représentation fixée ; il est nécessaire de vérifier que lors de l'élaboration de l'angle de retard à l'amorçage, les grandeurs intermédiaires de calcul du correcteur restent dans une plage de variation raisonnable. Les gains proportionnels et intégraux relativement faibles de la boucle de vitesse permettent de satisfaire cette exigence.

Ainsi, la résolution obtenue au moyen de ce type de codage est :

- Pour l'angle de retard à l'amorçage de $\frac{180}{256} \approx 0.7^\circ$.
- Pour la vitesse de $\frac{1500}{256} \approx 6 \text{ tr.mn}^{-1}$.

L'erreur ainsi commise sur la représentation de l'angle de retard à l'amorçage est bien plus faible que sa résolution matériellement envisageable (2.3° comme nous l'avons vu précédemment). Elle n'influence donc en rien le comportement de la boucle de régulation.

La quantification sur 8 bits de la vitesse permet ainsi d'obtenir une résolution maximale de 6 tr.mn^{-1} sur la vitesse. Cette valeur (0.4% de la vitesse nominale du moteur) permet de satisfaire avec une marge importante les contraintes fixées par le cahier des charges.

III.2.3.5 - Principe de programmation d'un régulateur PI avec « anti wind-up »

La solution retenue pour limiter le courant de démarrage consiste à fixer une limite minimale pour l'angle de retard à l'amorçage élaboré par le microcontrôleur. De plus, afin d'éviter des dysfonctionnements lors de l'élaboration des commandes des thyristors (saut

² Pour plus de détails, se reporter au paragraphe traitant de la programmation du DSP.

d'une demi-période du réseau), une limite supérieure fixée à 110° est implantée dans le programme du 68HC11.

Le régulateur de vitesse établi au chapitre II comporte cependant un terme intégral, et ces deux saturations peuvent introduire en association avec « l'effet mémoire de l'intégrateur » une déstabilisation du système en introduisant un effet de retard sur le processus.

Diverses techniques, telles que celles de Franklin-Powel et de Aström-Wittenmark [Borne, 93], permettent de modifier l'élément intégral afin de s'affranchir de ce problème d'emballement [Longchamp, 95]. La solution retenue pour notre application est représentée figure III-10.

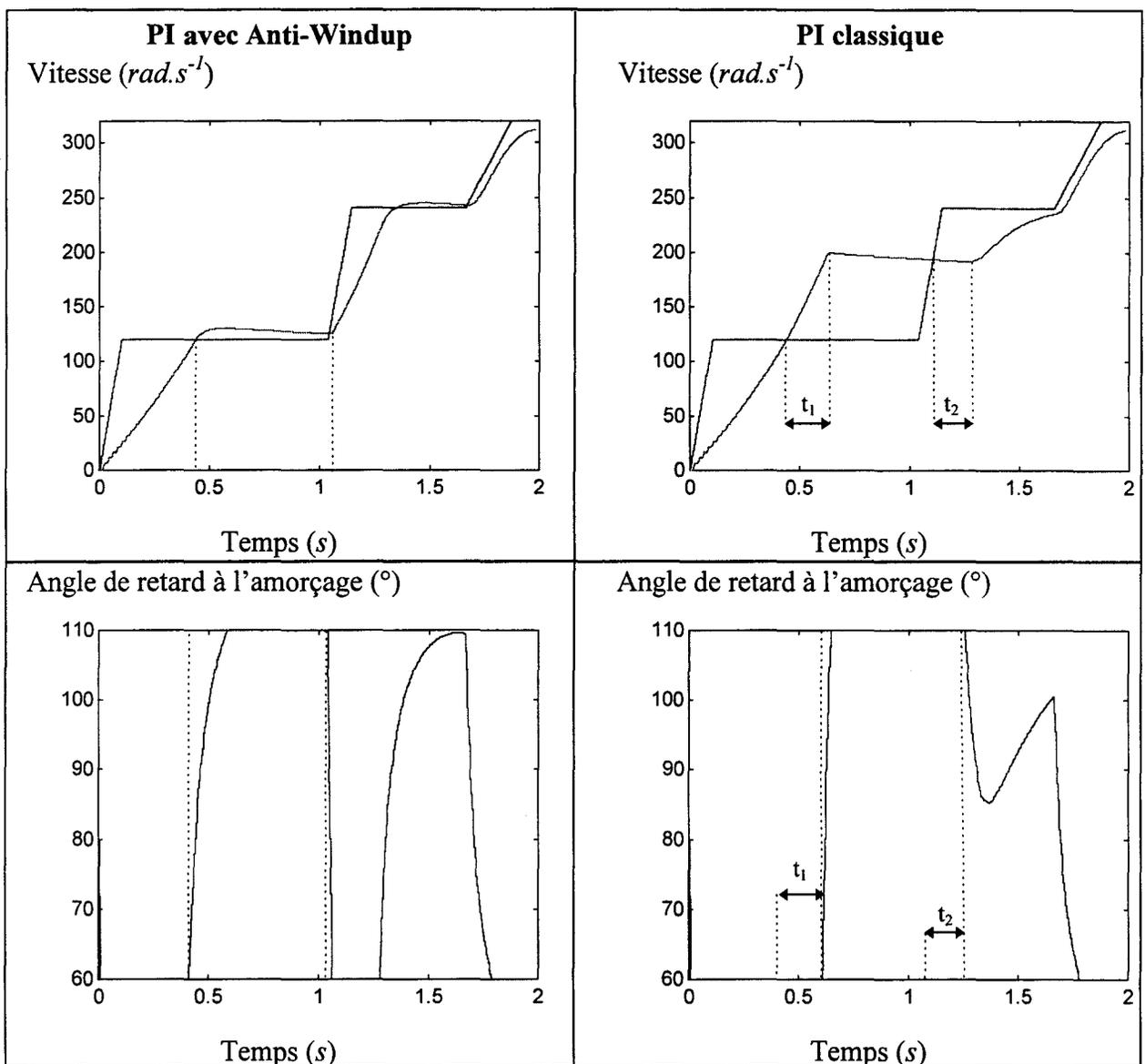


Figure III-9 : Influence du dispositif anti-windup sur la régulation de vitesse

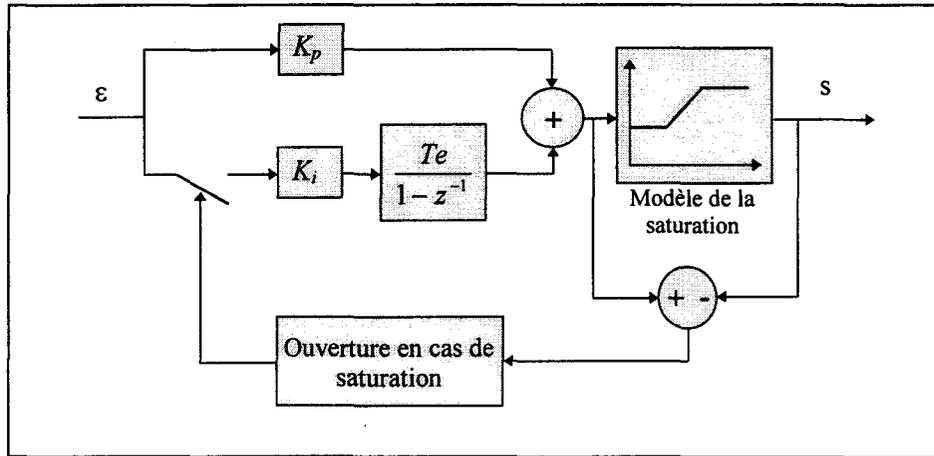


Figure III-10 : PI avec « anti wind-up »

Elle consiste simplement à désactiver l'action intégrale en cas de saturation de la grandeur de commande. Une simulation comparant l'utilisation d'un régulateur PI avec ou sans système anti-windup est présentée figure III-9. Afin de mettre en évidence l'intérêt d'un tel système, l'angle de retard à l'amorçage est borné entre 60° et 110° et on applique au moteur des consignes d'accélération très importantes ou très faibles afin d'en saturer la commande.

On constate que la simple déconnection de l'élément intégral lors d'une saturation permet d'améliorer sensiblement les performances du régulateur de vitesse. En effet, alors qu'avec un système anti-windup le PI reprend le contrôle pratiquement instantanément lors du changement de signe de l'erreur, le terme intégral du régulateur classique met ici environ 0.2 s (t_1 et t_2) avant de désaturer l'angle de commande et amène ainsi des dépassements importants de la consigne de vitesse.

III.2.4- Résultats expérimentaux

III.2.4.1 - Alimentation d'une charge résistive

Lors de cette expérimentation, le gradateur débite sur une charge résistive et on compare les chronogrammes de courant ainsi obtenus avec les simulations effectuées dans les mêmes conditions. Trois angles de retard à l'amorçage ont été testés afin de faire apparaître les trois modes de fonctionnement séquentiels³ classiques de ce convertisseur. Ainsi, les chronogrammes des figures III-11, III-12 et III-13 représentent les courants acquis et simulés pour les trois valeurs d'angle de retard à l'amorçage 30° , 90° et 110° . L'acquisition des courants réels a été réalisée au moyen d'un oscilloscope TDS320 et transmis au P.C par une liaison série.

³ Voir Chapitre I

III.2.4.1 .1 - Mode de fonctionnement séquentiel I

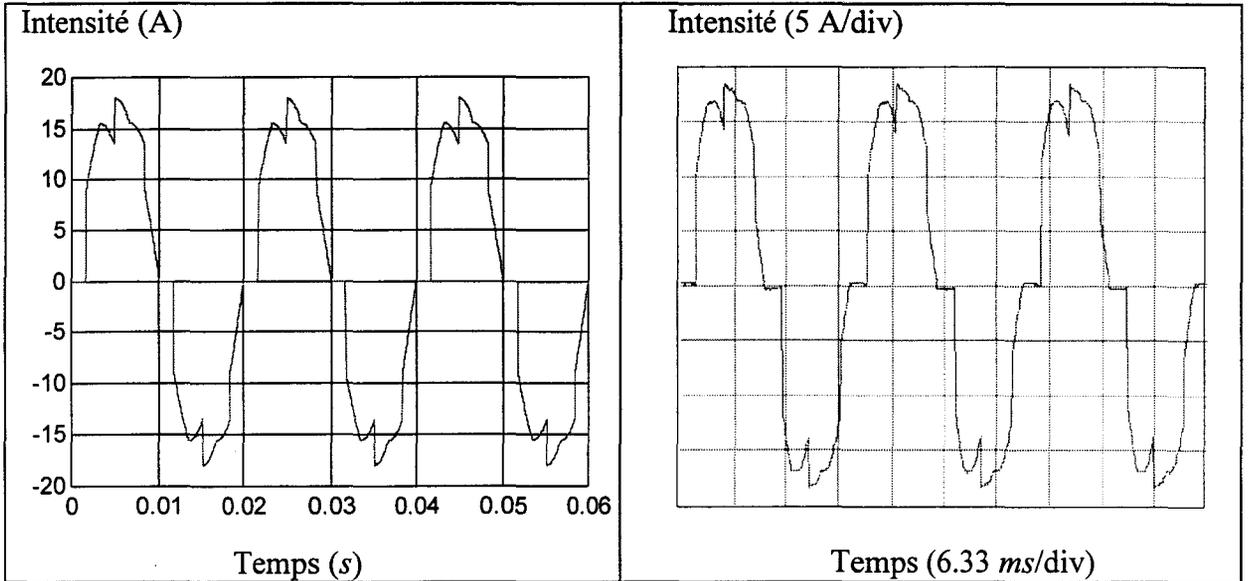


Figure III-11 : Courant simulé et réel pour $\alpha=30^\circ$

III.2.4.1 .2- Mode de fonctionnement séquentiel II

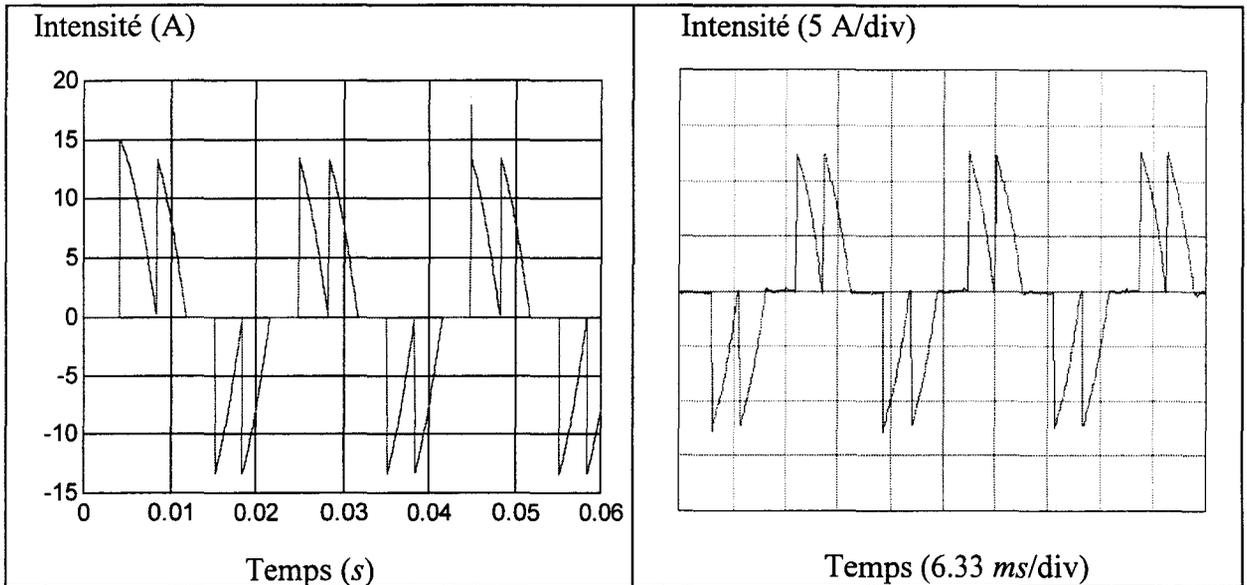


Figure III-12 : Courant simulé et réel $\alpha=90^\circ$

III.2.4.1 .3- Mode de fonctionnement séquentiel III

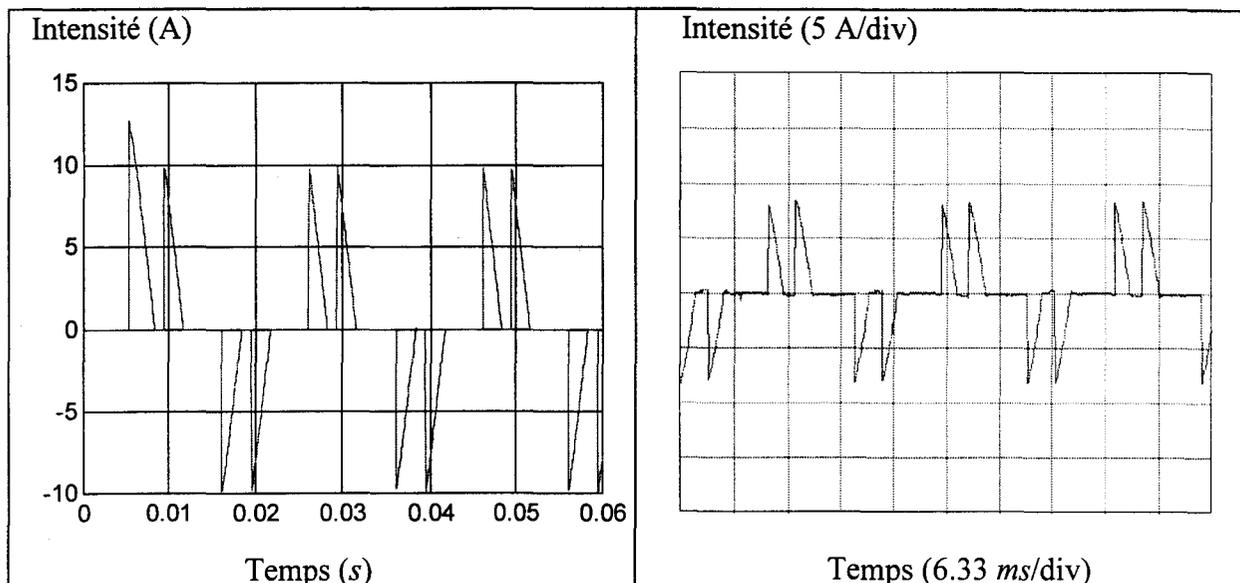


Figure III-13 : Courant simulé et réel $\alpha=110^\circ$

On constate que les résultats de simulation sont en tous points conformes aux résultats obtenus lors de ces différents essais. Cette expérimentation permet donc de valider le fonctionnement du convertisseur et de passer à l'implantation de la boucle de régulation de vitesse.

III.2.4.2 - Régulation de vitesse avec une génératrice tachymétrique

L'objectif de cette expérimentation est de valider la boucle de régulation de vitesse implantée dans le microcontrôleur et de vérifier qu'elle permet d'obtenir les performances souhaitées avec la vitesse captée. Le moteur asynchrone est couplé à une machine à courant continu débitant elle même sur une résistance de charge. Pour cet essai, aucune limitation de courant ne sera imposée au démarreur.

Comme le montre la figure III-14, la consigne de vitesse a été choisie de la façon suivante :

- Une rampe d'accélération uniforme.
- Un palier de vitesse de 5 secondes à 600 tr.mn^{-1} .
- Une nouvelle consigne d'accélération constante jusqu'à la vitesse nominale.
- Un fonctionnement en régime nominal pendant 15 secondes.
- Une consigne de décélération uniforme jusqu'à l'arrêt du moteur.

L'observation de la figure III-14 permet de confirmer le suivi correct de la consigne de vitesse par le moteur lors des deux phases d'accélération uniforme du démarrage.

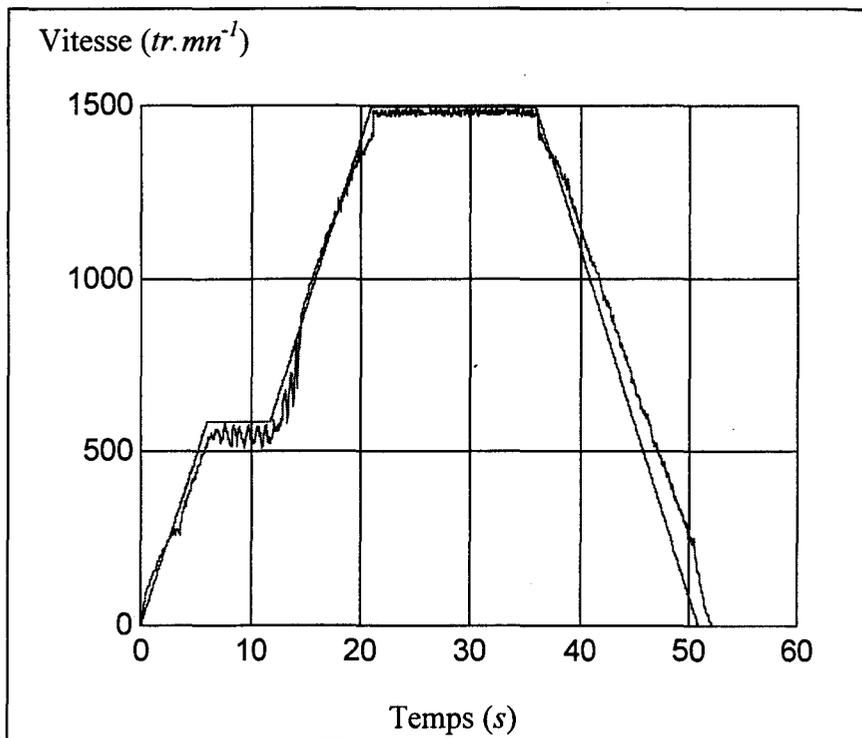


Figure III-14 : Fonctionnement du gradateur en régulateur de vitesse à partir de la vitesse captée

Le banc d'essai ayant une inertie peu importante, le palier de consigne effectué à 600 tr.mn^{-1} entraîne de faibles oscillations sur la vitesse du moteur. L'utilisation de ce démarreur en variateur de vitesse pour les ensembles à forte inertie permettrait toutefois d'obtenir des résultats très satisfaisants.

On constate en fin de démarrage une accentuation importante de l'accélération. Ce phénomène est intrinsèquement lié à l'algorithme implanté dans le microcontrôleur qui, lorsque la consigne de vitesse maximale est atteinte, alimente le moteur avec les tensions pleines ondes. Une décroissance progressive de l'angle de retard à l'amorçage jusqu'à la conduction pleine permettrait d'atténuer ce phénomène.

Comme le montre la figure III-14, le contrôle du ralentissement du moteur peut être envisagé en respectant cependant certaines conditions sur la consigne de décélération. En effet, aucun élément dissipatif n'étant adjoint au démarreur, la consigne de décélération ne pourra décroître plus rapidement que le ralentissement libre du système. Une consigne de trop brusque amènerait un angle de retard à l'amorçage important qui reviendrait à déconnecter le moteur du réseau.

Une autre solution serait alors de permettre le fonctionnement à contre-courant ou encore l'injecter un courant continu. Ce qui est toutefois déconseillé en raison des contraintes thermiques et de la complication du convertisseur de puissance que cela entraînerait.

III.3- Réalisation expérimentale de l'observateur de vitesse

Cette partie décrit l'implantation matérielle de l'observateur de vitesse étudié au Chapitre II au moyen du processeur de signal. Un rappel de la structure matérielle nécessaire à l'estimation de vitesse est donnée figure III-15 (représentée en grisé sur le schéma).

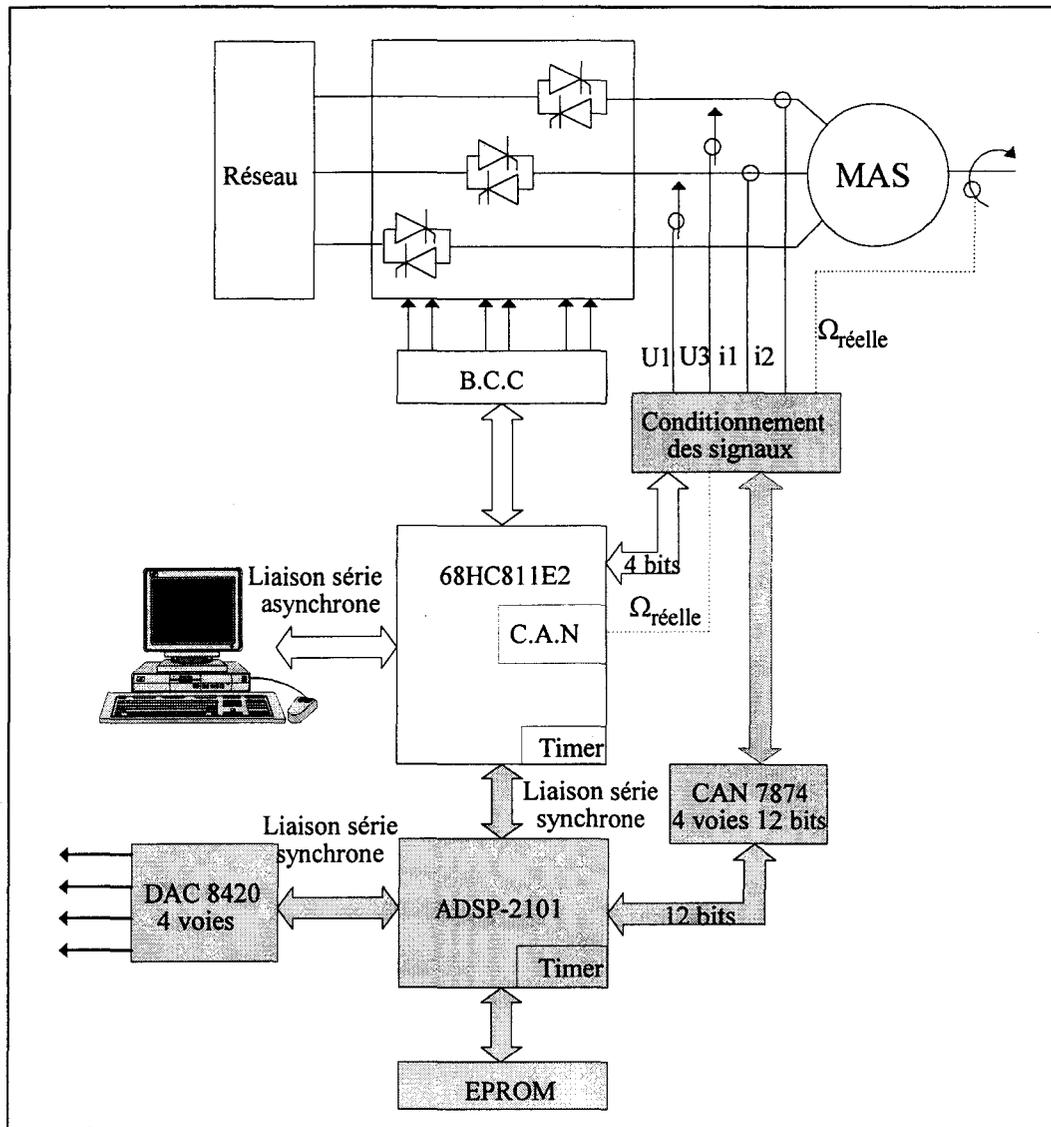


Figure III-15 : Architecture matérielle nécessaire à l'estimation de vitesse

On y retrouve :

- le processeur de signal,
- le convertisseur analogique/numérique,
- l'étage de conditionnement des signaux (filtres anti-repliement, ...),

- le convertisseur numérique/analogique permettant de visualiser sur oscilloscope différentes grandeurs élaborées par le DSP afin de faciliter le développement,
- une EPROM contenant le programme qui est chargé dans la mémoire interne du processeur lors de la séquence d'initialisation du démarreur.

III.3.1 - Présentation du processeur de signal ADSP-2101

Le processeur de signal ADSP-2101 est un composant fabriqué par Analog Devices dont les principales caractéristiques sont les suivantes [A. Devices, 93-4] :

- une unité de calcul arithmétique et logique (ALU),
- une unité de multiplication/accumulation (MAC),
- un registre à décalage (Shifter),
- deux générateurs d'adresses,
- 1024 mots de mémoire interne de données (mots de 16 bits),
- 2048 mots de mémoire interne de programme (mots de 24 bits),
- un timer 16 bits,
- deux ports série synchrones,
- temps de cycle de 60 ns (pour une horloge externe de 16 Mhz),

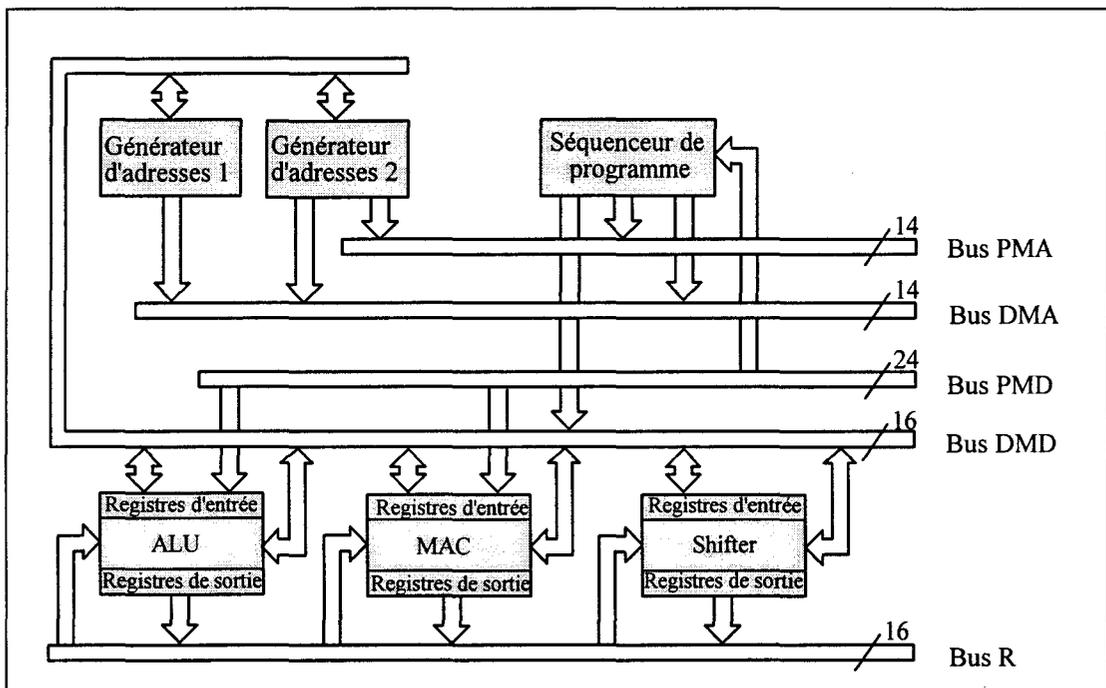


Figure III-16 : Architecture interne de l'ADSP-2101

La figure III-16 représente l'organisation interne de ce processeur de signal. Il est intéressant d'y remarquer que la mémoire de données et la mémoire de programme ont deux bus d'adresses et de données distincts. Cette architecture permet au DSP de lire simultanément les deux mémoires au cours d'un même cycle. De plus, ses unités arithmétiques étant séparées, il lui est possible, par exemple, d'effectuer une addition et de charger simultanément un registre du multiplieur.

Ainsi, ce type de composant se différencie des microprocesseurs ou des microcontrôleurs classiques par sa structure particulière optimisée pour le traitement du signal et dont voici quelques-unes des différences notables :

- Toutes les instructions sont effectuées en un seul cycle, y compris les multiplications et les divisions. Le calcul correspondant à un régulateur de type PID peut être exécuté en $0.48 \mu s$.
- Il contient un générateur d'adresse permettant d'effectuer directement une FFT à partir d'échantillons consécutifs sans avoir à les trier pour la réalisation des papillons de cet algorithme. Ceci permet d'effectuer le calcul d'une FFT sur 256 points en $0.5 ms$.
- Il est possible de travailler avec des buffers circulaires qui facilitent grandement la programmation des filtres récurrents.

III.3.2- Description de la chaîne de mesure

III.3.2.1 - Les capteurs de courant et de tension

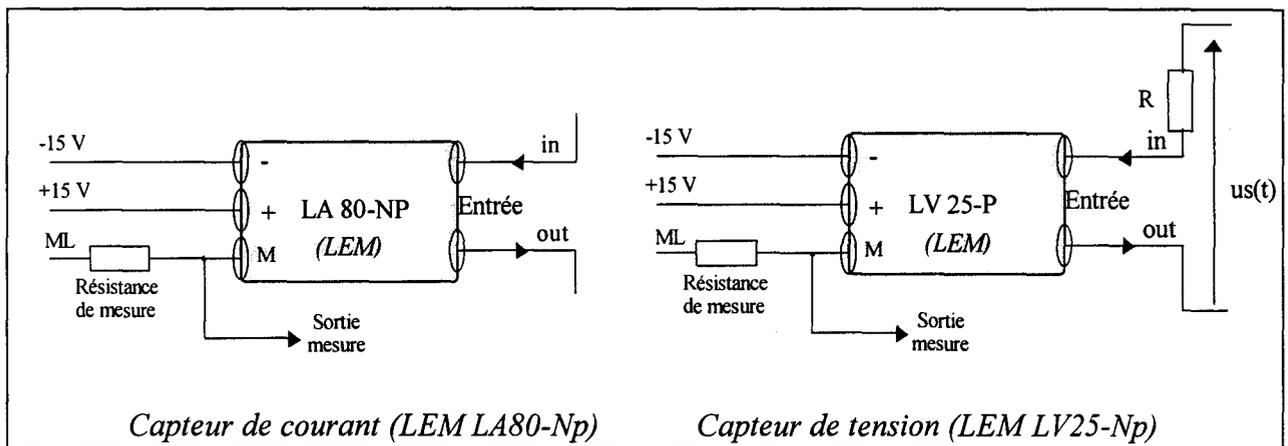


Figure III-17 : Capteurs LEM Tension/Courant

Les capteurs utilisés sont des capteurs à effet Hall qui garantissent l'isolation galvanique entre le circuit de puissance et la carte de commande. Les fiches techniques des capteurs de courant et de tension se trouvent en annexe IV.

III.3.2.2 - Calcul du filtre anti-repliement

Comme le montre la figure III-18, l'échantillonnage à une fréquence f_e d'un signal analogique rend son spectre fréquentiel discret périodique [Kunt, 81] [Ifeachor, 93].

Il est donc nécessaire de respecter, sous peine de repliement de spectre, le théorème de Shannon qui fixe la valeur de la fréquence d'échantillonnage minimale égale à deux fois celle de la fréquence la plus élevée présente dans le signal.

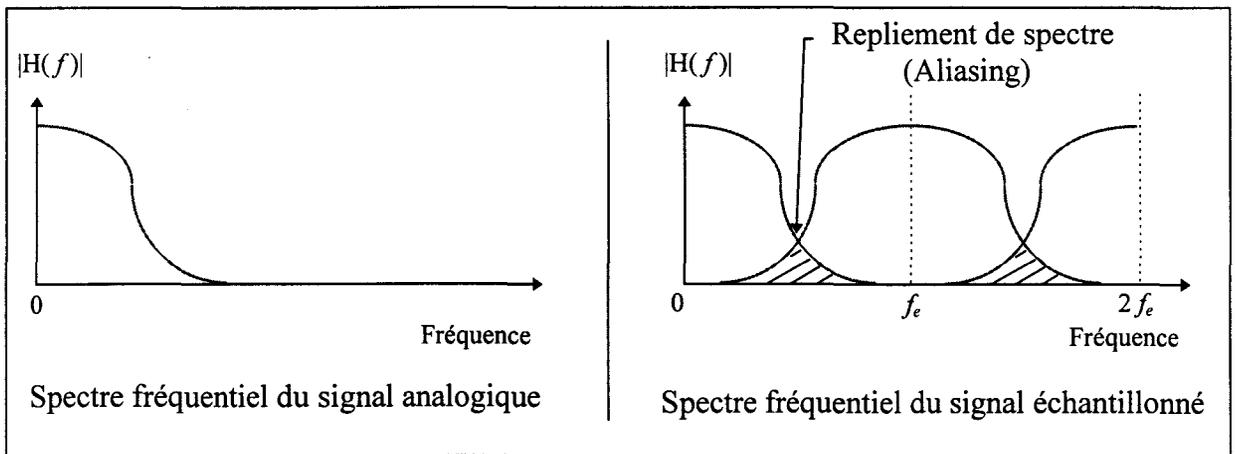


Figure III-18 : Mise en évidence du recouvrement spectral

Cependant, aucun signal physique ne possède un spectre limité en fréquence, ne serait-ce que parce qu'il présente toujours une composante de bruit blanc. La condition de Shannon ne peut donc jamais être respectée strictement lors d'une conversion analogique numérique.

On s'en approche autant que possible en limitant l'amplitude des composantes indésirables de fréquence supérieure à $f_e/2$ en plaçant avant l'échantillonneur un filtre passe-bas. La fonction de transfert de ce filtre déterminera la fréquence d'échantillonnage minimum pouvant être utilisée pour une erreur due au recouvrement spectral fixée.

Cette erreur peut être caractérisée [Paratte, 78] par le rapport $\xi = 10 \cdot \log(P_r / P_t)$ où P_r représente la puissance du signal filtré correspondant à l'erreur de recouvrement et P_t la puissance totale de ce signal.

En supposant une répartition fréquentielle du signal uniforme à l'entrée du filtre, le graphe de la figure III-19 représente, pour des filtres d'ordres différents, la valeur du rapport f_e/f_c à respecter afin d'obtenir une erreur ξ , due au recouvrement spectral, fixée (f_e est la fréquence

d'échantillonnage et f_c la fréquence de coupure à -3dB du filtre anti-repliement). Les différentes courbes ont été obtenues pour des transmittances de filtre de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{(1 + \tau.s)^n} \quad (III.1)$$

Si on se fixe comme limite une erreur admissible de 1% sur la puissance du signal (correspondant sur le graphe à une atténuation de l'erreur de recouvrement de 20 dB), on constate que l'utilisation d'un simple filtre RC ($n=1$) nécessiterait une fréquence de coupure 65 fois plus faible que la fréquence d'échantillonnage. **L'utilisation d'un filtre d'ordre deux permet de ramener ce rapport à 6.**

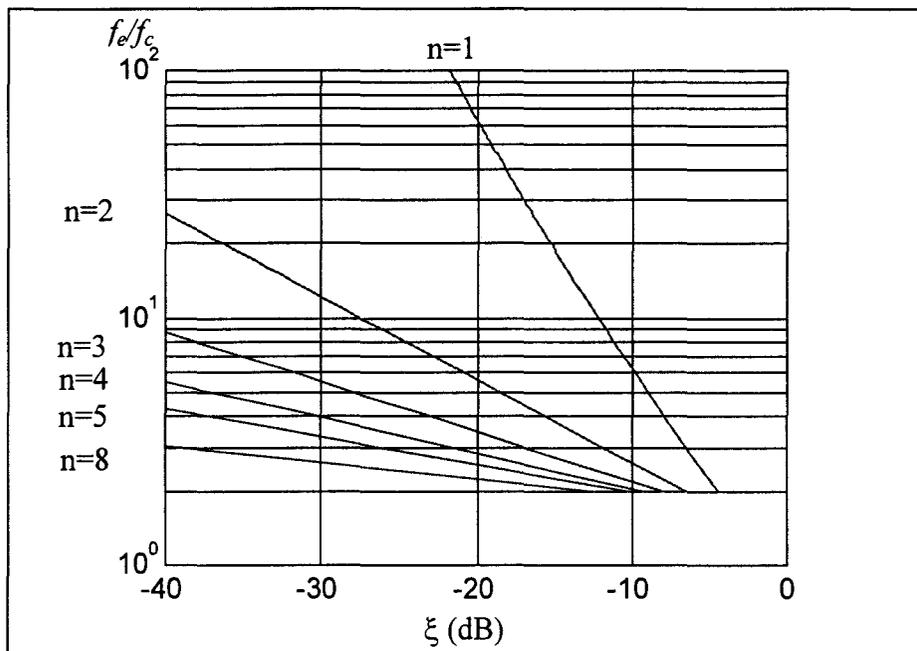
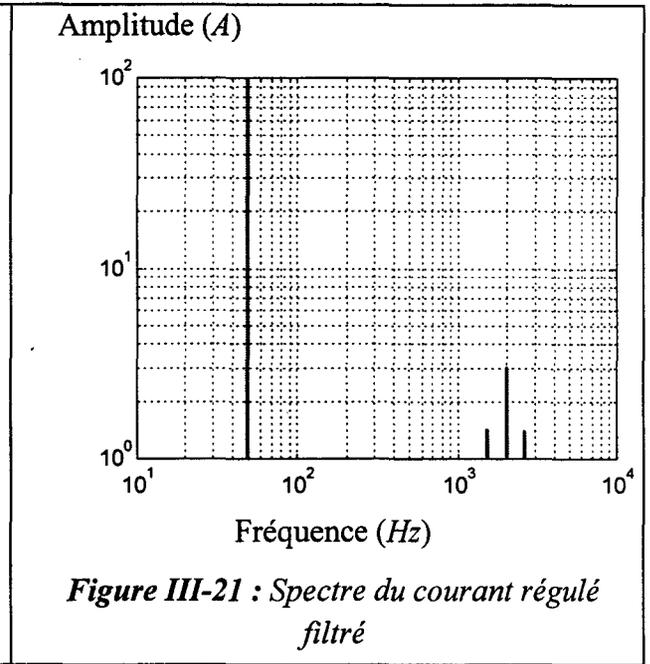
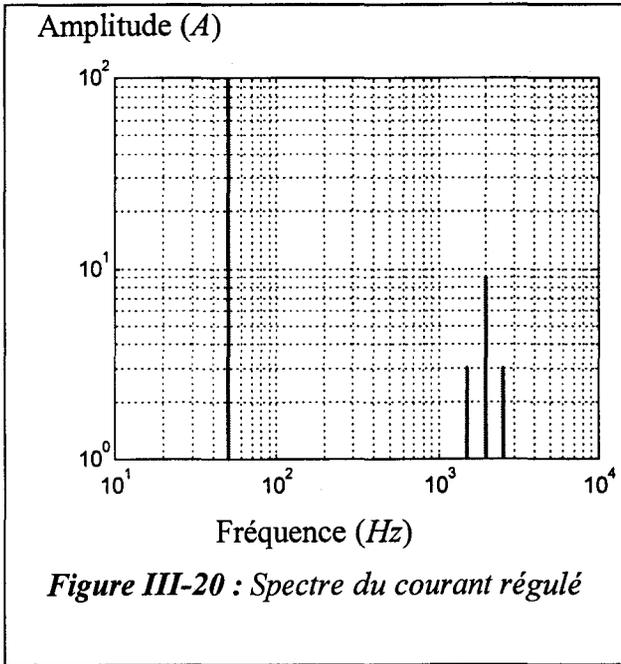


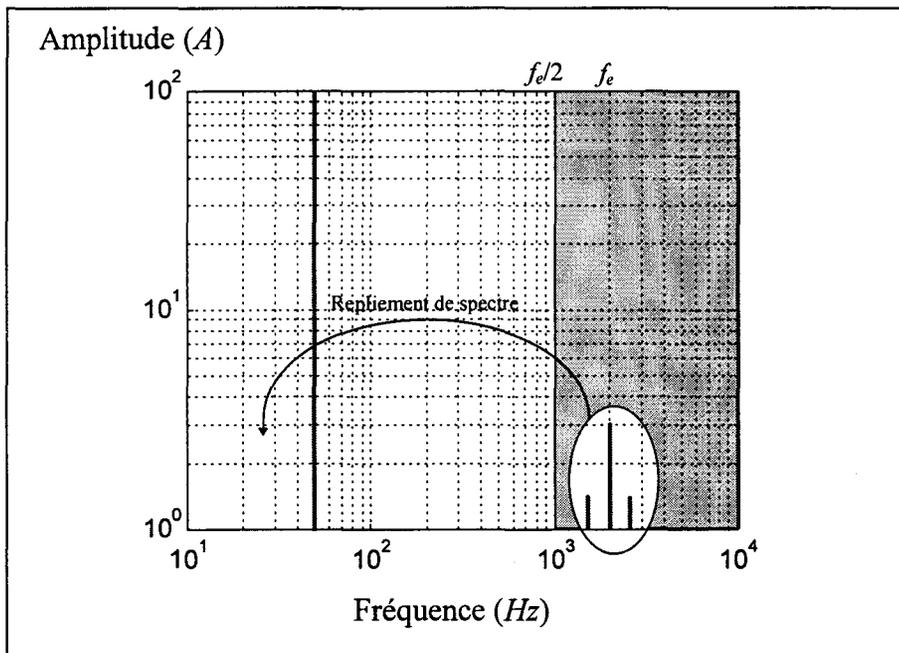
Figure III-19 : Atténuation de l'erreur

Il est bien sûr très rare d'avoir à échantillonner un signal dont le spectre en fréquence est uniforme et, en pratique, on pourra diminuer ce rapport entre la fréquence d'échantillonnage et la fréquence de coupure du filtre. Cependant il existe des situations où il convient d'être prudent.

Prenons l'exemple d'un onduleur M.L.I. pour lequel, comme on le rencontre souvent [Styza, 94] [Plateau, 94], la période d'échantillonnage du courant à réguler correspond à la période de commutation de l'onduleur. De par la nature même du fonctionnement de ce convertisseur, des harmoniques vont être générés sur le courant autour de la fréquence de commutation et son analyse spectrale sera à l'image de celle de la figure III-20.



Comme nous l'avons montré, l'utilisation d'un filtre passe-bas du premier ordre de type RC comme filtre anti-repliement est un mauvais choix mais il n'est cependant pas rare de le rencontrer. La figure III-21 représente le spectre du courant obtenu après un filtre de ce type de fréquence de coupure $f_e/2$ (ici 1 kHz). La raie à 2000 Hz d'amplitude 8 A est atténuée de 13 dB et ramenée à 2 A. Cependant, comme le montre la figure III-22, la fréquence d'échantillonnage est aussi de 2 kHz et la discrétisation de ce signal va replier cette raie sur le continu et les harmoniques voisines sur les composantes que l'on cherche à réguler.



Le signal numérisé ainsi obtenu amène une erreur sur l'amplitude de la raie à 50Hz et comporte une composante continue pouvant atteindre 2A (pour une valeur crête du courant de 100 A) tandis que le signal réel n'en contient pas. L'utilisation d'un tel signal lors de l'élaboration de la commande de l'onduleur en dégradera son fonctionnement.

A titre de comparaison :

- l'erreur de linéarité des capteurs à effet Hall LEM entraîne une erreur sur la mesure égale à 0.6% de sa valeur nominale,
- l'erreur de quantification lors d'un échantillonnage sur 8 bits serait de $\frac{100}{2^7}=0.78A$,
- l'erreur de quantification lors d'un échantillonnage sur 12 bits serait de $\frac{100}{2^{11}}=0.05A$,

Remarques :

C'est une erreur d'interprétation du théorème de Shannon de penser que l'échantillonnage supprime toutes les fréquences du signal supérieures à $f_e/2$ et de l'utiliser en temps qu'organe de filtrage [Bateman, 94]. En effet, si effectivement après échantillonnage aucune composante n'apparaît à de telles fréquences, elles n'ont pas disparu pour autant mais se retrouvent par suite du recouvrement spectral, dans la bande utile du signal où il est devenu impossible de les dissocier de celles du signal original.

Le filtre retenu pour la réalisation expérimentale est donc un filtre actif du second ordre et la structure choisie (Sallen-Key) est représentée figure III-23.

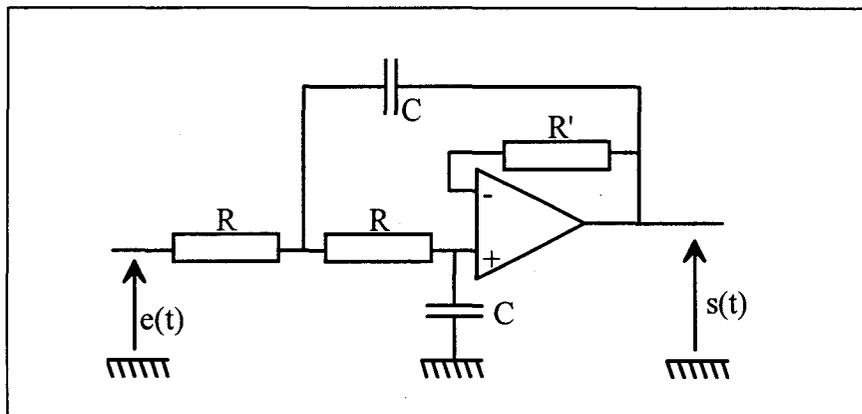


Figure III-23 : Filtre de Sallen-Key

La transmittance du filtre ainsi réalisé est de la forme :

$$H(s) = \frac{S(s)}{E(s)} = \frac{1}{(1 + T_n \cdot s)^2} \text{ avec } T_n = RC$$

La pulsation de coupure ω_c à -3 dB de ce filtre définie par

$$20 \cdot \log \frac{1}{1 + T_n^2 \cdot \omega_c^2} = -3dB$$

peut être exprimée en fonction de sa pulsation propre : $\omega_c = 0.6423 \omega_n$

La fréquence d'échantillonnage choisie étant de 8kHz, la fréquence de coupure des filtres anti-repliement est fixée à 1200 Hz et les diagrammes de Bode correspondant sont représentés figure III-24.

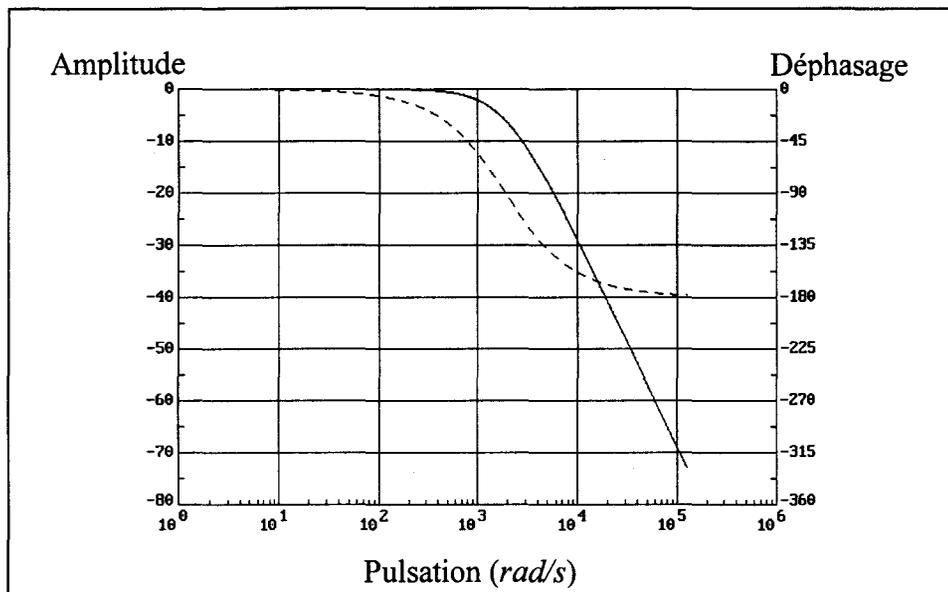


Figure III-24 : Diagrammes de Bode du filtre

III.3.2.3 - Les convertisseurs analogique/numérique et numérique/analogique

Le composant utilisé est un convertisseur Analog Devices AD7874. Il permet l'échantillonnage simultané de quatre voies à une fréquence maximale de 29 kHz sur 12 bits. Le transfert des valeurs converties aux DSP est effectué sur le bus de données au moyen de quatre lectures successives du composant.

Un convertisseur numérique analogique a été adjoint au système afin de faciliter le développement du programme. Il est connecté au DSP par le deuxième port série synchrone (le premier réalisant la connexion avec le 68HC11). Le composant retenu est un convertisseur Analog Devices 4 voies DAC8420 et la vitesse de transmission avec le DSP est de 2 Mhz.

III.4 - Programmation de l'algorithme d'estimation de vitesse

L'algorithme de calcul de la vitesse nécessite comme nous l'avons vu, une fréquence d'échantillonnage importante. Le programme du DSP a donc été réalisé en assembleur afin de pouvoir l'optimiser au maximum. De plus, **il a été programmé de telle sorte qu'il puisse être contenu entièrement dans les 2 kMots de mémoire programme interne du DSP**. Cette contrainte permet ainsi une mise en oeuvre matérielle de l'estimateur de vitesse sans ajout de mémoire externe rapide et simplifie ainsi grandement la réalisation de la carte électronique.

III.4.1 - Format de représentation des nombres

Comme lors de la programmation de l'algorithme de régulation de vitesse au moyen du microcontrôleur, l'implantation de l'estimateur de vitesse dans le processeur de signal nécessite le choix du type de représentation des nombres qui seront manipulés.

A l'image du 68HC11, le format de représentation interne des nombres du processeur de signal ADSP-2101 est le format fixé. Cependant, contrairement à l'algorithme de régulation de vitesse, l'observateur comporte, comme nous l'avons vu au chapitre II, un grand gain de boucle rendant difficile la programmation en virgule fixe. Le format de représentation des nombres choisi est donc celui à virgule flottante.

Il existe de nombreux formats de représentation des nombre à virgule flottante [Analog Devices, 93-1]. Le codage retenu pour un nombre X , représenté figure III-25, est réalisé sur deux mots de 16 bits. Le premier est un nombre signé entièrement fractionnaire représentant la mantisse M et le second, un nombre entier signé E représentant l'exposant en puissance de 2 :

$$X = M \cdot 2^E \quad (III.2)$$

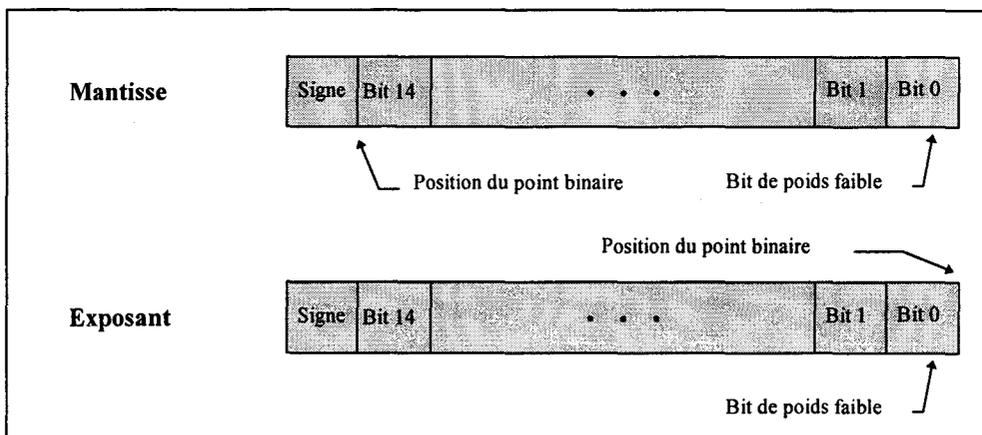


Figure III-25 : Format de représentation utilisé en virgule flottante

La plage de représentation possible de ce type de codage s'étend donc de -2^{127} à $\approx 2^{127}$ et le plus petit nombre pouvant être représenté est $2^{-(15+127)}$.

III.4.1.1 - Présentation de l'arithmétique flottante

Comme le format natif de l'ADSP-2101 est à virgule fixe, l'implantation d'un algorithme en virgule flottante nécessite une programmation préalable des différentes opérations arithmétiques qui seront utilisées. Ainsi, à titre d'exemple, et après un bref rappel de l'arithmétique de la multiplication de deux nombres flottants, le programme correspondant à l'ADSP-2101 est détaillé et commenté. Les autres routines arithmétiques telles que l'addition et la division sont listées en annexe II.

III.4.1.1.1 - Multiplication de deux nombres en représentation flottante

Le résultat de la multiplication de deux nombres X_1 et X_2 définis par $X_1=M_1.2^{E_1}$ et $X_2=M_2.2^{E_2}$ est :

$$X=M.2^E \text{ avec } M=M_1.M_2 \text{ et } E=E_1+E_2$$

Le listing suivant correspond à la routine de multiplication qui a été implantée dans le DSP. Les grandeurs d'entrée et les registres qui leurs sont associées sont :

- $AX0 \leftarrow E1$
- $AX1 \leftarrow M1$
- $AY0 \leftarrow E2$
- $AY1 \leftarrow M2$

Les grandeurs retournées par la routine sont :

- L'exposant E du résultat dans AR
- La mantisse M dans $SR1$

<p>fpm:</p> <p>$AF=AX0+AY0, MX1=AX1;$</p> <p>$MY1=AY1;$</p> <p>$MR=MX1*MY1 (RND);$</p> <p>$IF MV SAT MR;$</p> <p>$SE=EXP MR1 (HI);$</p> <p>$AX0=SE;$</p> <p>$AR=AX0+AF;$</p> <p>$SR=NORM MR1 (HI);$</p> <p>$RTS;$</p>	<p>{Addition des deux exposants}</p> <p>{Multiplication des mantisses}</p> <p>{Vérification du dépassement de capacité}</p> <p>{Calcul de l'exposant}</p> <p>{Normalisation de la mantisse au format 1.15}</p>
---	--

Remarque

La première ligne de la routine met en évidence la capacité du DSP à effectuer plusieurs instructions au cours d'un même cycle. Dans ce cas, il additionne les deux registres d'entrée de l'ALU et charge un de ceux du MAC.

Chaque ligne d'instruction étant exécutée en un cycle d'horloge, la routine de multiplication ainsi programmée est exécutée en 9 cycles contre 1 en format fixe 1.15. A titre indicatif, le tableau III-1 compare les temps d'exécution en nombre de cycles de différents calculs en format à virgule fixe 1.15 et à virgule flottante.

Opération	Format 1.15	Représentation flottante
Addition	1	11 cycles
Soustraction	1	11 cycles
Multiplication	1	9 cycles
Division	17 cycles	33 cycles
$\sum_{i=1}^n (x(i).y(i))$	2.n cycles	13.(n-1)+16 cycles

Tableau III-1 : Comparaison des temps d'exécution de différents calculs suivant la représentation utilisée

On constate que le passage en représentation flottante augmente considérablement le temps d'exécution des différentes opérations arithmétiques. Il est cependant nécessaire de remarquer qu'en réalité, cette différence sera moins nette car lors d'une programmation en virgule fixe, il faut rajouter le temps nécessaire à la mise à l'échelle des différents résultats (par exemple la multiplication de deux nombres au format 1.15 donne un résultat au format 2.30 qui doit être normé).

III.4.2 - Programmation du timer

Le timer interne de l'ADSP-2101 est utilisé pour générer l'horloge à 8 kHz matérialisant la fréquence d'échantillonnage qui est appliquée à la broche de début de conversion du CAN.

La programmation du timer s'effectue au moyen de deux registres de 16 bits *TCOUNT* et *TPERIOD* et un registre de 8 bits *TSCALE*. Ainsi, lorsque le timer est validé, le registre *TCOUNT* est décrémenté tous les n cycles (la valeur $n-1$ étant chargée dans *TSCALE*). Lorsqu'il atteint zéro, une interruption est générée et il est rechargé à partir de *TPERIOD*.

Suivant les valeurs chargées dans *TSCALE*, le tableau III-2 donne l'étendue des périodes pouvant être générées par le timer pour $TPERIOD=2^{16}$.

TSCALE	Période des interruptions	Résolution (temps de cycle de 60 ns)
0	3.93 ms	60 ns
255	1 s	15 μ s

Tableau III-2 : Résolution et étendue du timer

Pour notre application $TPERIOD = 2083$ et $TSCALE = 0$.

III.4.3 - Programmation des ports série

Les ports série synchrones du DSP sont utilisés :

- lors des échanges de données entre le DSP et le 68HC11,
- pour l'envoi des grandeurs à convertir en analogique au CNA (DAC8420).

Ces types de port supportent une large variété de protocole de communication et sont particulièrement adaptés à l'interconnexion des processeurs dans les systèmes multiprocesseurs.

Chaque port série est composé de cinq broches :

- *SCLK* : Signal d'horloge (jusqu'à 8.33 MHz).
- *RFS* : Signal de synchronisation en réception.
- *TFS* : Signal de synchronisation en transmission.
- *DR* : Ligne de réception des données.
- *DT* : Ligne de transmission des données.

Chaque port série synchrone peut transmettre des données sur *DT* et en recevoir sur *DR* simultanément pour les opérations full duplex. Les bits de données sont synchrones avec le signal d'horloge *SCLK*, qui peut être généré par le processeur ou provenir d'une source externe. Les signaux *RFS* et *TFS* indiquent quant à eux le début et la fin d'un flux de données.

Il est intéressant de noter que des protocoles d'échanges de données compressées sont directement supportés par l'ADSP-2101. Ces algorithmes de compression, permettant de minimiser le nombre de bits à transmettre, sont implantés matériellement et permettent aux DSP de supporter les deux protocoles de compression les plus répandus (A-law et μ -law). Le volume de données à transférer ne le nécessitant pas, cette possibilité ne sera pas utilisée dans notre application.

L'utilisation de ces ports série rapides, composés de cinq broches, simplifie considérablement la conception de la carte électronique. En effet, comme le montre la figure III-26, elle permet de supprimer les circuits logiques de décodage d'adresses associés à chaque

composant et de diminuer sensiblement le nombre d'interconnexions (5 contre 36 pour l'architecture traditionnelle).

L'ADSP-2101 autorise des échanges de données cadencés à 8 Mbits/s, cependant, pour notre application, la vitesse de transmission sera limitée à 2 Mbits/s qui est le maximum supporté par le 68HC11 et le DAC8420.

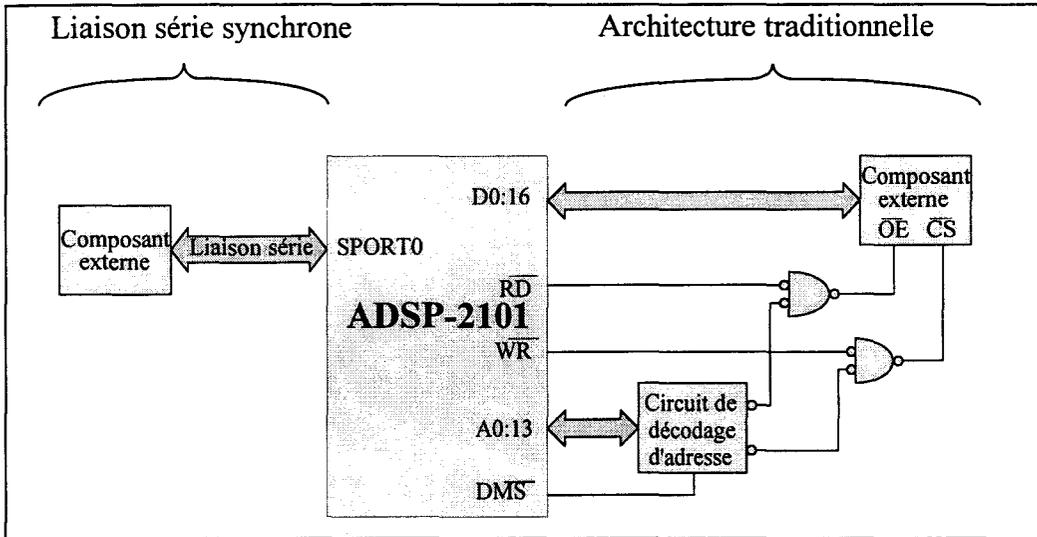


Figure III-26 : Architecture matérielle des liaisons entre le DSP et les composants externes

III.4.4- Estimation de vitesse

III.4.4.1 - Structure d'implantation de l'algorithme

Différentes structures sont envisageables pour l'implantation de l'observateur de vitesse. Les principales sont représentées figures III-27, III-28 et III-29 pour un filtre du type :

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + b_3 \cdot z^{-3} + b_4 \cdot z^{-4}}{1 - a_1 \cdot z^{-1} - a_2 \cdot z^{-2} - a_3 \cdot z^{-3} - a_4 \cdot z^{-4}} \quad (III.3)$$

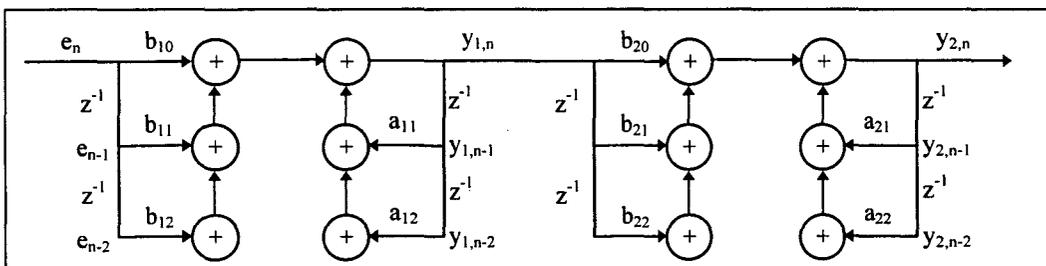


Figure III-27 : Structure cascade

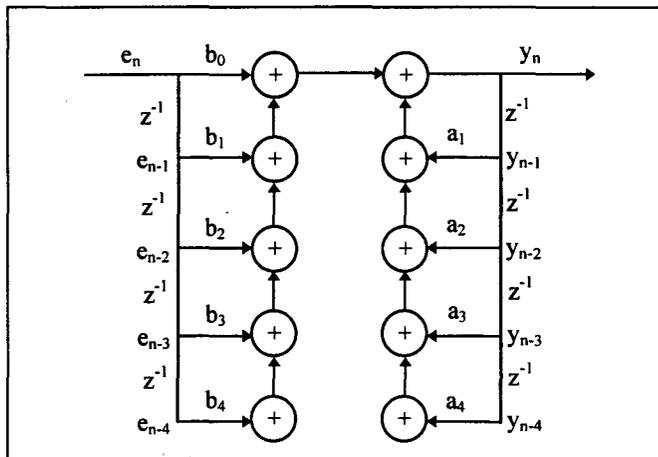


Figure III-28 : Structure directe

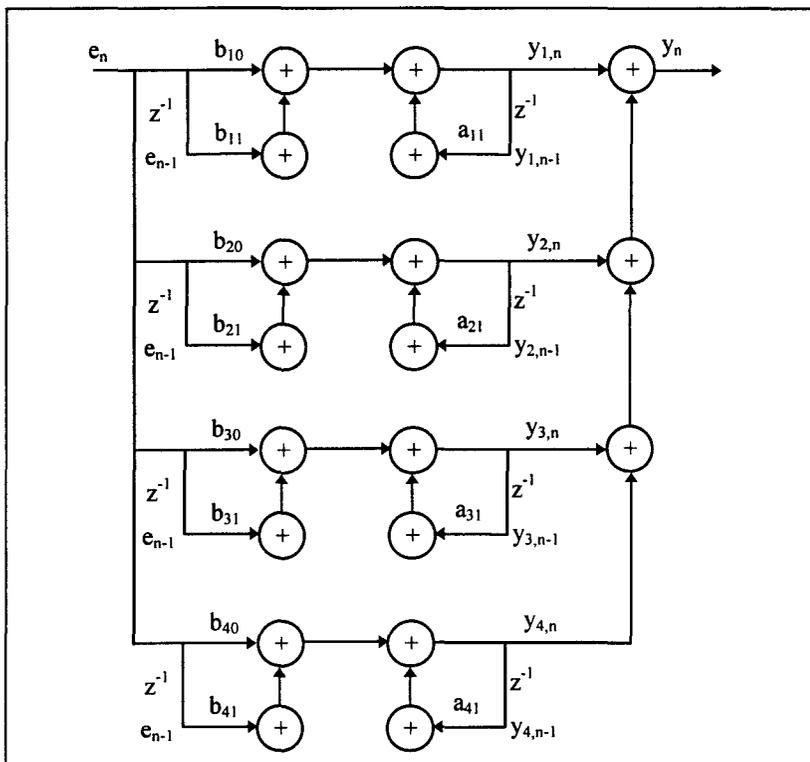


Figure III-29 : Structure parallèle

L'observation du tableau III-3 comparant le nombre d'opérations et de variables à stocker pour chaque structure, montre que bien qu'elles décrivent toutes le même système, elles sont exécutées plus ou moins rapidement et nécessitent plus ou moins de mémoire.

Structure	Nombre d'opérations	Nombre de variables à stocker
Directe	19	10
Cascade	22	11
Parallèle	31	11

Tableau III-3 : Comparatif des performances de chaque structure

Bien que la structure directe soit la plus attrayante, elle est rarement utilisée pour l'implantation de filtres d'ordre supérieur à 3 [Ifeachor, 93] [Texas, 91] car très sensible aux problèmes de quantification et d'arrondi.

On lui préfère les structures parallèles ou en cascade pour lesquelles la fonction de transfert $H(z)$ est décomposée en éléments plus simples permettant de dissocier les pôles et zéros à petite et grande constante de temps. Les coefficients obtenus pour chaque sous-fonction sont donc du même ordre de grandeur et permettent ainsi de diminuer l'influence des erreurs d'arrondi sur le résultat final au détriment, néanmoins, de la vitesse d'exécution (plus de 50% d'augmentation de la durée du calcul entre une implantation directe et parallèle).

La structure de l'observateur de vitesse étant relativement complexe et les coefficients de chacun de ses blocs s'étendant sur une grande plage de valeur, la solution retenue pour notre application s'appuie donc sur les structures parallèles et cascades.

III.4.4.2 - Organisation du programme

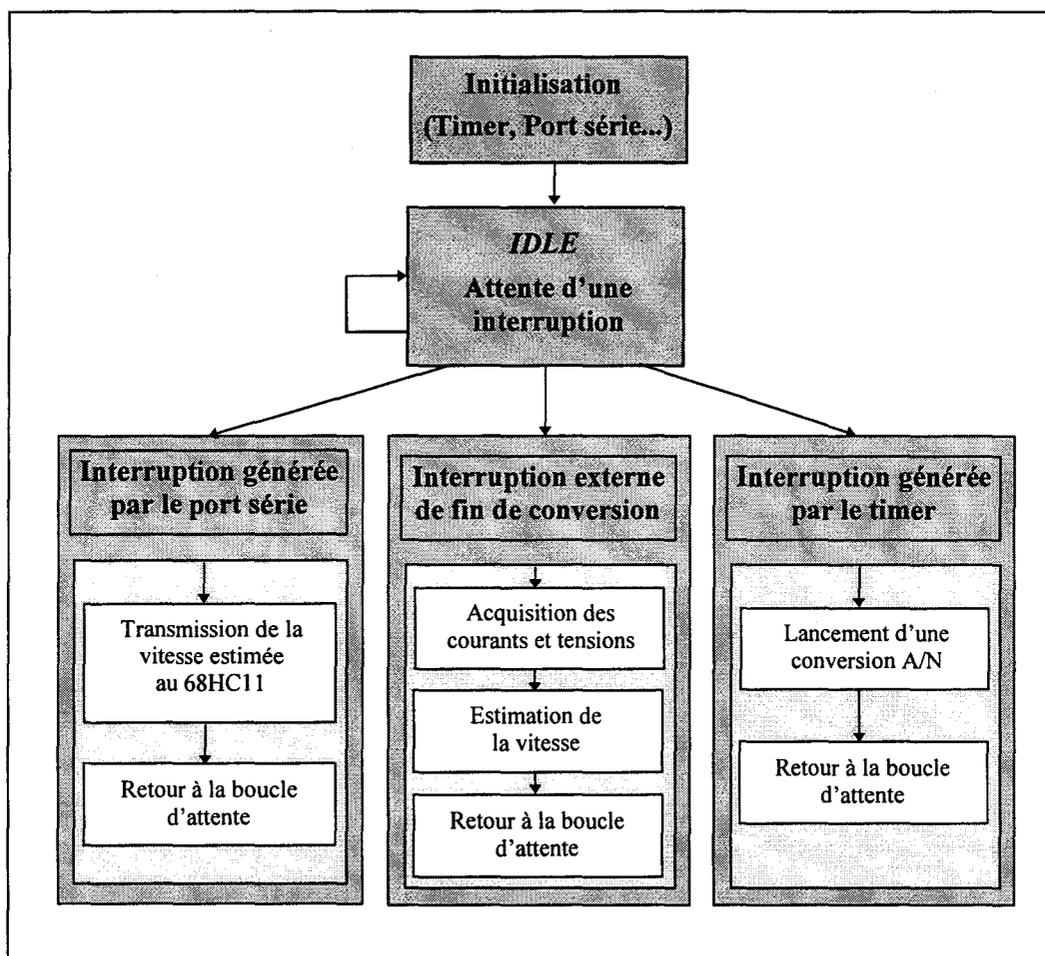


Figure III-30 : Algorithme de traitement des interruptions

De la même manière que pour le programme de régulation de vitesse implanté dans le 68HC11, celui du DSP est basé sur les interruptions. Ainsi, une fois l'initialisation des différents ports et registres nécessaires à l'exécution du programme, le DSP attend une interruption comme le montre la figure III-30.

III.4.4.2 .1- Acquisition des courants et des tensions

Ce paragraphe présente la routine d'acquisition de données. Elle consiste à lire le convertisseur A/N quatre fois consécutivement après en avoir reçu le signal de fin de conversion. Le programme suivant est utilisé pour acquérir un courant et est répété quatre fois pour lire l'ensemble des voies du CAN. La donnée reçue sur 12 bits au format 1.11 est ensuite convertie au format 1.15 puis en représentation à virgule flottante.

Exemple d'acquisition d'un courant de ligne

<i>I4</i> = ^courant;	
<i>AX0</i> = 0x0006;	{ facteur d'échelle }
<i>SI</i> = DM(0x1402);	{ Lecture du CAN au format 1.11 }
<i>SR</i> = LSHIFT <i>SI</i> BY 4 (<i>HI</i>);	{ Conversion du format 1.11 -> 1.15 }
<i>SE</i> = EXP <i>SR</i> 1 (<i>HI</i>);	{ Conversion 1.15 -> float }
<i>SR</i> = NORM <i>SR</i> 1 (<i>HI</i>);	{ Calcul de la mantisse }
<i>AY0</i> = <i>SE</i> ;	
<i>AR</i> = <i>AX0</i> + <i>AY0</i> ;	{ Calcul de l'exposant }
DM(<i>I4</i> , <i>M4</i>) = <i>AR</i> ;	
DM(<i>I4</i> , <i>M4</i>) = <i>SR</i> 1;	

Le temps d'acquisition des quatre voies du convertisseur est de 6.72 μs car il est nécessaire d'insérer, entre ces lectures successives, une boucle d'attente de 0.6 μs . Cette temporisation permet au CAN de placer la valeur de la conversion suivante sur le bus de données.

Il est intéressant de remarquer que ces 6.72 μs correspondent uniquement au temps de lecture des quatre voies et non pas à celui de la conversion complète qui est beaucoup plus longue (environ 35 μs).

III.4.4.2 .2 - Estimation de la vitesse

La programmation de l'observateur de vitesse consiste à implanter le schéma de simulation III-31. Le programme correspondant est fourni en annexe X et les temps d'exécution relatifs à chacune de ses routines sont reportés dans le tableau III-4 amenant à une durée de cycle globale de 119.04 μs .

A ces 119.04 μs , il est nécessaire de rajouter les temps de traitement des autres routines d'interruption (timer et port série) ainsi que celui d'une éventuelle transmission de données aux convertisseur N/A. Ces différentes grandeurs sont reportées dans le tableau III-5 et amènent à un temps global de cycle de 120.96 μs .

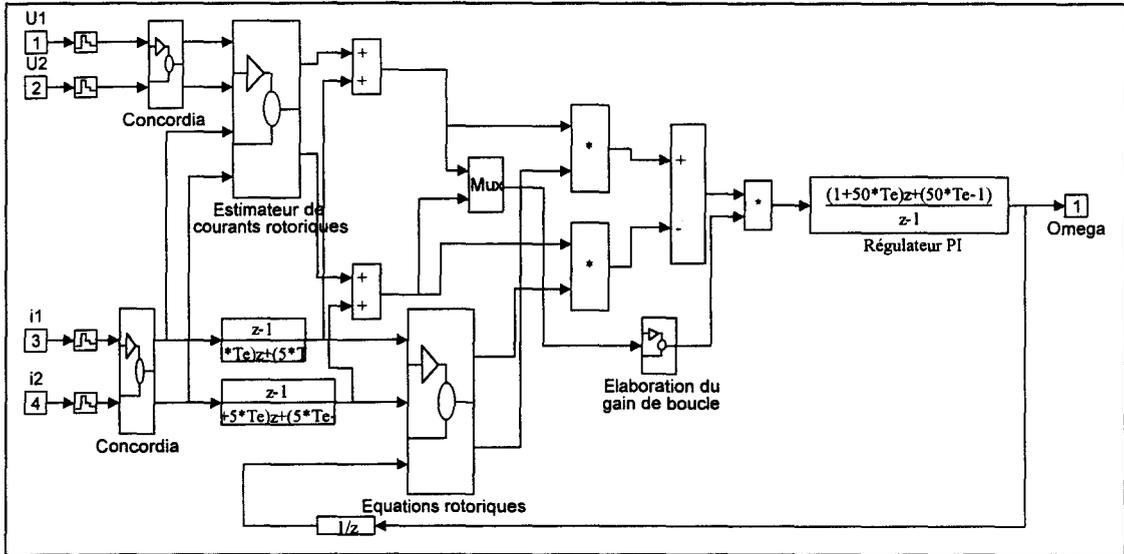


Figure III-31 : Schéma Simulink de l'observateur de vitesse à implanter

Fonctions	Nombre de cycles	Temps (μs)
Lecture des 4 voies du CAN	112	6.72
Transformation de Park des courants	96	5.76
Transformation de Park des tensions	96	5.76
Filtre passe-haut (2)	211	12.66
Flux de référence	433	25.98
Modèle adaptatif	757	45.42
Gain de boucle	102	6.12
Produit vectoriel des flux	98	5.88
Régulateur PI	84	5.04
Total	1989	119.04

Tableau III-4 : Temps d'exécution de chaque routine de l'observateur de vitesse

L'examen des tableaux III-4 et III-5 et de la figure III-32 montre que l'observateur de vitesse obtenu permet de satisfaire les contraintes temporelles qui lui ont été fixées.

Fonctions	Nombre de cycles	Temps (μs)
Transmission de la vitesse au 68HC11	4	0.24
Lancement d'une conversion A/N	6	0.36
Transmission de 4 valeurs au DAC	22	1.32
Total	32	1.92

Tableau III-5 : Temps d'exécution de chaque routine de l'observateur de vitesse

Ainsi, le calcul de la vitesse estimée et les différents transferts avec les organes externes sont exécutés en $120.96 \mu s$ et entrent dans la limite fixée par la période d'échantillonnage à $125 \mu s$. Il est intéressant de remarquer que le programme d'estimation de vitesse n'est pas optimisé et que son temps d'exécution pourrait être diminué en utilisant la capacité du DSP à exécuter plusieurs intructions au cours d'un même cycle (jusqu'à 3 en $60 ns$).

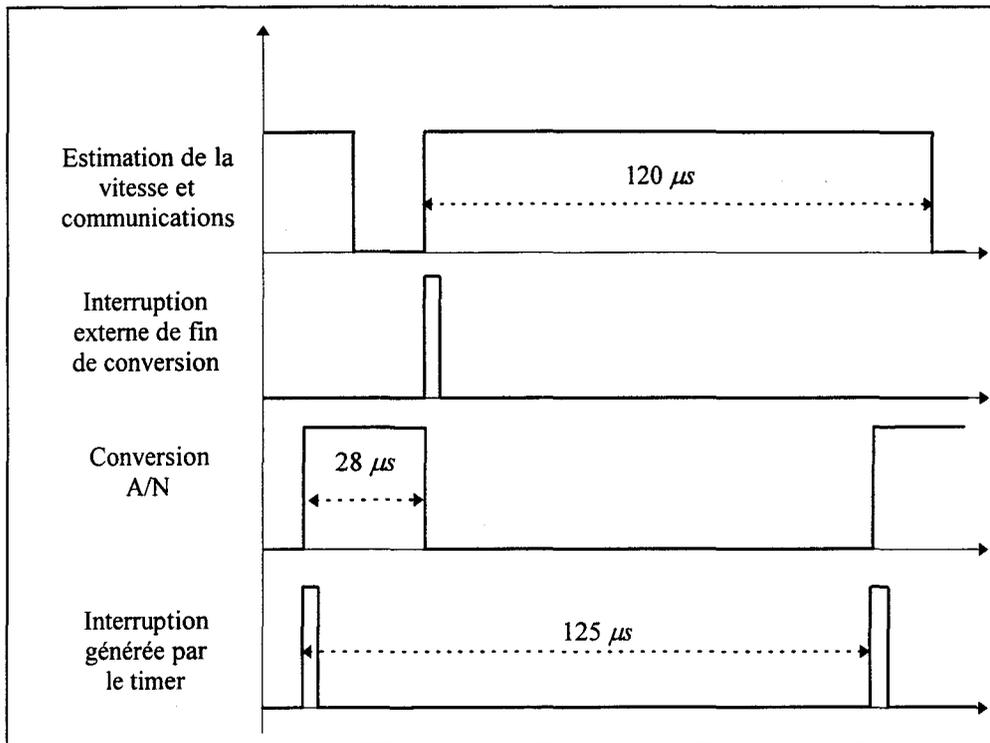


Figure III-32 : Durée d'exécution des différentes routine du DSP

L'examen de la figure III-32 met en évidence qu'une nouvelle conversion A/N commence alors que le calcul de la vitesse au pas précédent n'est pas terminé. Une programmation de ce type était nécessaire car sinon, le temps de cycle complet (acquisition+estimation) représenterait $148 \mu s$ et ne pourrait s'inscrire dans les $125 \mu s$ de la période d'échantillonnage.

De plus, il était souhaitable que le programme puisse être stocké dans les 2 kmots de 24 bits de mémoire programme interne de l'ADSP-2101 afin de s'affranchir du rajout de mémoire externe qui aurait entraîné :

- une complication importante lors de la réalisation de la carte électronique de par la nécessité d'interconnecter les bus de données et d'adresses du DSP à ceux de la mémoire externe,
- une augmentation du coût de la réalisation car le DSP nécessite l'utilisation de mémoire à accès rapide (inférieure à 60 ns). L'utilisation de mémoire moins performante est ici impossible car l'ajout de *wait states*⁴ aux instructions d'accès mémoire du DSP ne permettrait plus de satisfaire au critère de temps d'exécution fixé par la période d'échantillonnage.

La taille du programme obtenu est de 880 mots de 24 bits et satisfait donc ainsi facilement à cette dernière spécification (2048 mots possibles).

III.4.4.3 - Introduction d'un filtre passe-bas digital entre le DSP et le 68HC11

L'algorithme de contrôle de l'accélération du moteur est, comme nous l'avons vu, un système à fréquences d'échantillonnage multiples composé de :

- une boucle de régulation de vitesse fonctionnant à une fréquence échantillonnage de 300 Hz,
- un observateur élaborant la vitesse à une fréquence d'échantillonnage de 8 kHz.

Ainsi, bien que la transmission de la vitesse estimée par le DSP au microcontrôleur se fasse en numérique, il est nécessaire d'introduire entre ces deux processeurs un filtre anti-repliement [Ifeachor, 93].

En effet, comme le montre la figure III-33, le spectre utile de la vitesse élaborée par le processeur de signal peut s'étendre jusqu'à $f_{cDSP}/2$ (4 kHz). Cependant, l'acquisition par le 68HC11 de la vitesse estimée, à une fréquence d'échantillonnage de 300 Hz, nécessite de supprimer toutes les composantes fréquentielles situées dans la zone grisée à partir de 150 Hz afin de respecter le théorème de Shannon et ainsi d'éviter les problèmes de repliement spectral.

Le filtre anti-repliement utilisé est un filtre numérique passe-bas du deuxième ordre avec une fréquence de coupure à 30 Hz. Il est calculé par le DSP et sa fréquence d'échantillonnage est bien sur de 8 kHz.

⁴ Etats d'attente (cycles durant lesquels le processeur attend un signal de contrôle d'un organe externe)

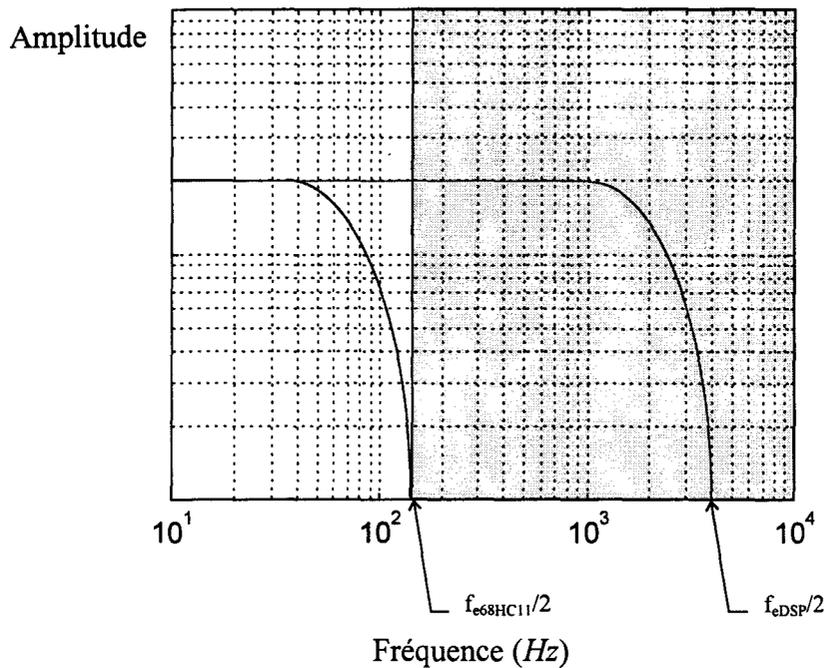


Figure III-33 : Interprétation spectrale de la diminution de la fréquence d'échantillonnage

III.5- Résultats expérimentaux

La validation expérimentale de l'observateur de vitesse s'est déroulée en trois phases successives :

- Une série de démarrages directs sur le réseau lors desquels a été étudiée l'influence de la charge du moteur sur la réponse de l'observateur.
- L'étape suivante a consisté à démarrer le moteur asynchrone au moyen du gradateur en imposant un angle de retard à l'amorçage des thyristors constant.
- Enfin, l'observateur a été intégré à la boucle de régulation de vitesse.

Lors des différents essais, le moteur asynchrone est chargé au moyen d'une machine à courant continu débitant sur un charge résistive. Ceci implique une loi d'évolution du couple de charge appliqué à l'arbre du moteur évoluant avec la vitesse (proportionnelle).

III.5.1- Démarrage direct

Pour cette expérimentation, le moteur asynchrone est directement connecté au réseau lors du démarrage. Comme le montre la figure III-34, l'essai est réalisé avec différentes charges afin d'étudier son influence sur le comportement de l'observateur de vitesse (à vide, au quart, à la moitié et à charge nominale).

L'examen des chronogrammes de la figure III-34 met en évidence, pour l'ensemble des essais, une surestimation de la vitesse lors des premiers instants du démarrage. Il est intéressant de constater que plus la charge du moteur est importante, meilleur est le comportement de l'observateur. Hormis cette erreur importante en début d'accélération, l'observateur de vitesse ainsi obtenu donne des résultats exploitables se rapprochant sensiblement des chronogrammes simulés lors de l'étude de robustesse du chapitre II. De plus, l'erreur statique en fin de démarrage est nulle quelle que soit la charge et confirme ainsi la remarque faite au cours de ce même chapitre.

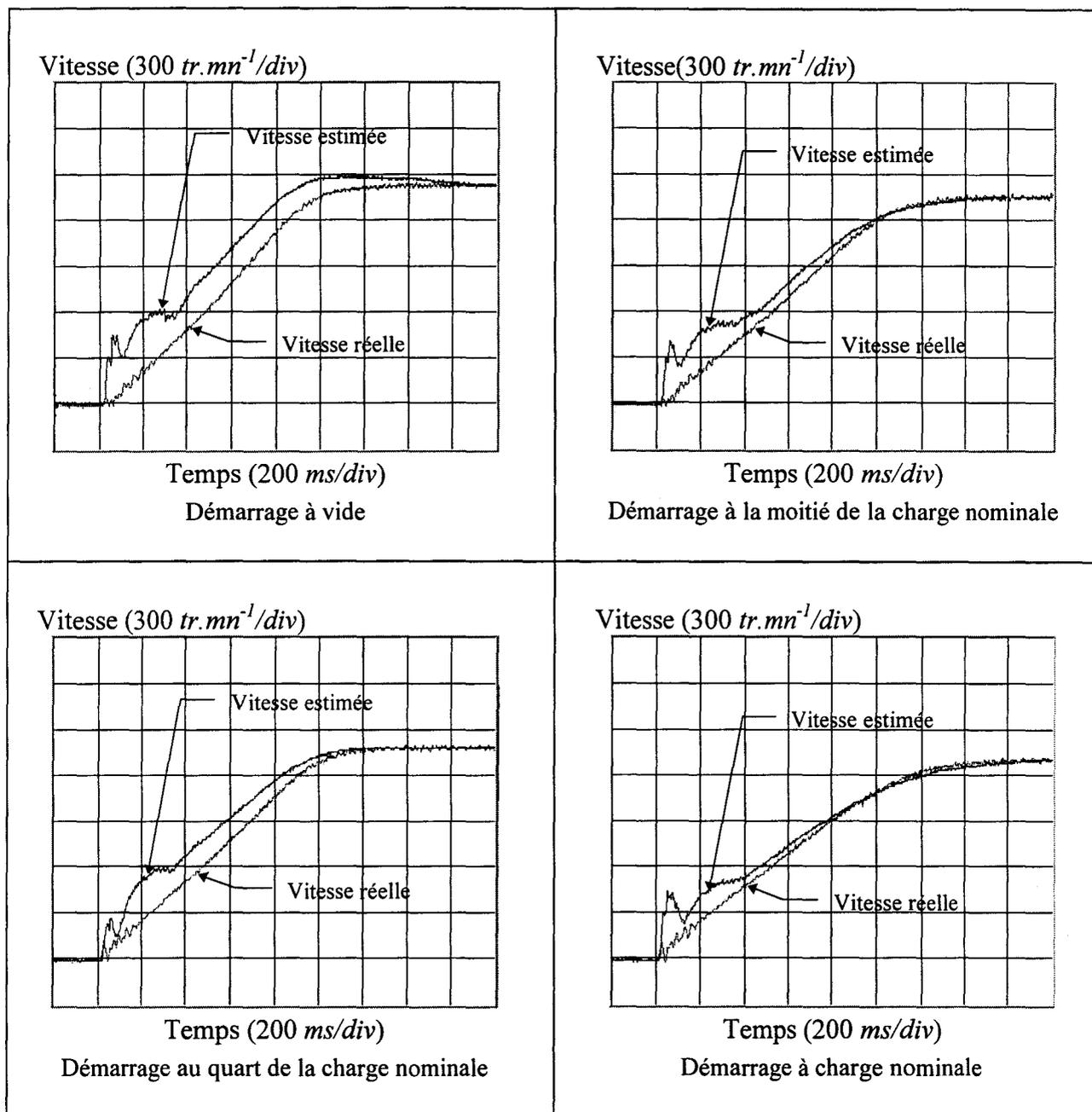


Figure III-34 : Influence de la charge du moteur sur la réponse de l'observateur de vitesse lors d'un démarrage direct

III.5.2- Démarrage par gradateur avec une commande fixe

Cette expérimentation a pour objectif d'étudier l'influence de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors sur la réponse de l'observateur de vitesse. Ainsi, deux essais ont été réalisés pour des valeurs de 30° et 45° lors d'un démarrage à vide puis avec la charge nominale du moteur.

III.5.2.1 - Angle de retard à l'amorçage de 30°

Comme pour le démarrage direct, les chronogrammes de la figure III-35 mettent en évidence une amélioration sensible du comportement de l'observateur de vitesse lorsque le moteur est en charge plutôt qu'à vide.

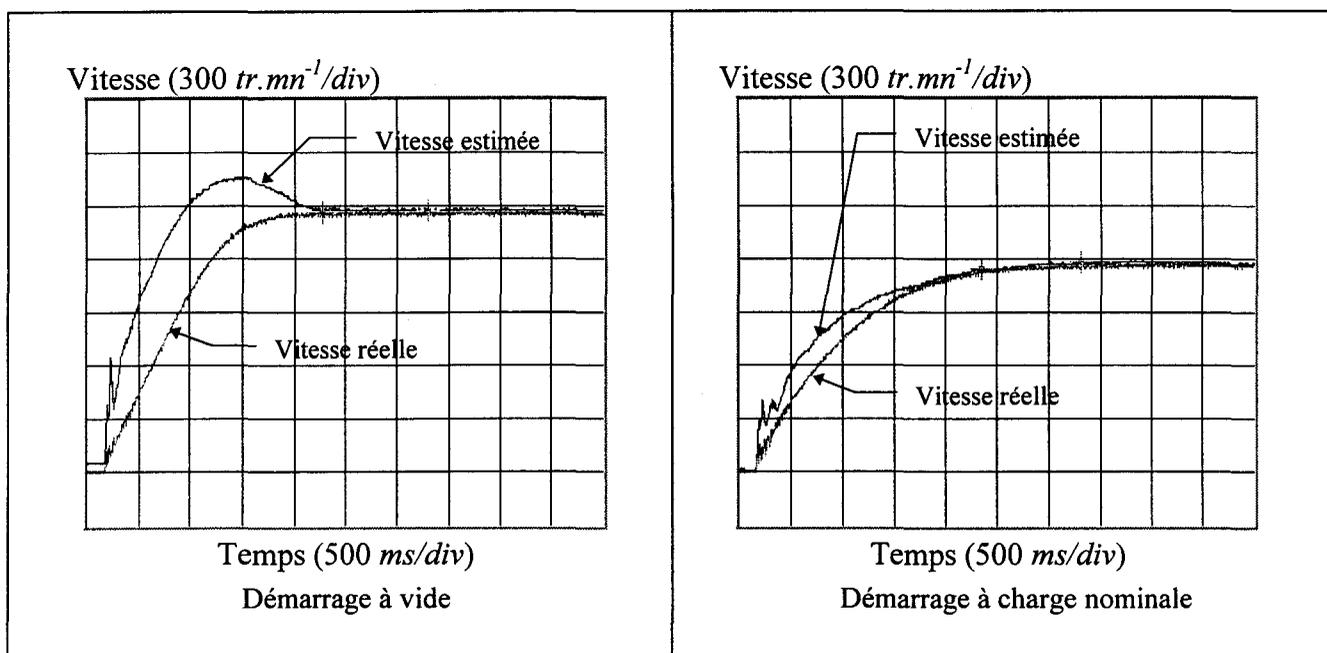


Figure III-35 : Influence de la charge du moteur sur la réponse de l'observateur pour un angle de commande de 30°

On remarque cependant, lors du démarrage sans charge, une surestimation importante de la vitesse qui contrairement au démarrage direct reste constante sur l'ensemble de la plage d'accélération. Néanmoins, l'erreur sur la vitesse lorsque le moteur atteint son régime nominal est, comme prévu, toujours nulle.

III.5.2.2 - Angle de retard à l'amorçage de 45°

L'observation de la figure III-36 accentue les remarques faites lors de l'expérimentation précédente. En effet, lors de cet essai à vide, la surestimation de la vitesse est encore augmentée.

De plus, au regard de ces deux expérimentations, il semble que l'erreur sur la vitesse estimée à vide au cours de l'accélération dépend fortement de celle comise dans les premiers instants du démarrage.

Sur la base de cette observation, nous nous sommes intéressés au problème lié au choix du gain de boucle adaptatif durant les premières 20 ms du démarrage. En effet, contrairement au reste de l'accélération, où la valeur du gain est déterminée à partir de la valeur efficace du courant magnétisant lors de la période secteur précédente⁵, sa valeur au cours de ce laps de temps est prédéterminée et ne prend nullement en compte l'état magnétique du moteur.

Ainsi, différents essais ont été réalisés dans le but de trouver un gain de boucle initial optimal, mais n'ont pas amené d'améliorations sensibles sur la réponse de l'observateur de vitesse lors des démarrages à vide.

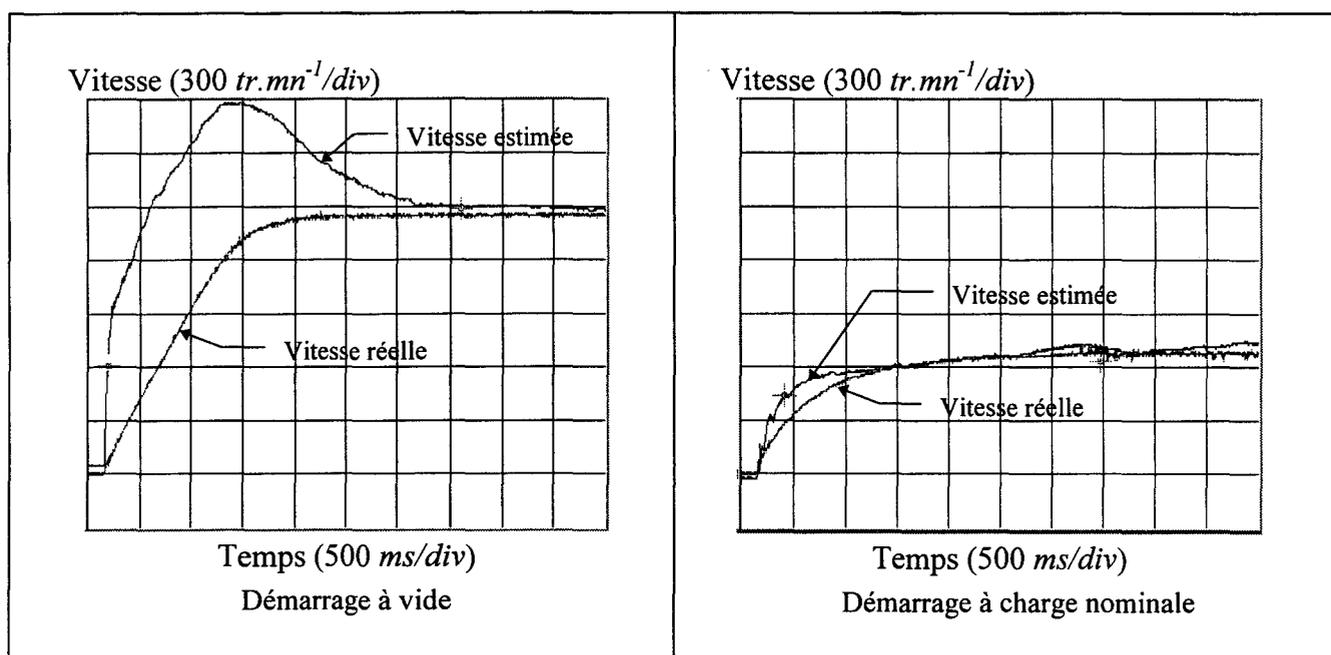


Figure III-36 : Influence de la charge du moteur sur la réponse de l'observateur pour un angle de commande de 45°

III.5.3 - Régulation de vitesse avec l'observateur

Cette partie présente les résultats obtenus lors du remplacement de la génératrice tachymétrique par l'observateur dans la boucle de régulation de vitesse du moteur par gradateur.

⁵ Pour plus de détails, se reporter au paragraphe traitant de la détermination du gain de boucle au chapitre II

Comme l'ont montrés les différentes expérimentations réalisées avec une alimentation par gradateur à angle de commande fixe, les résultats obtenus lors de démarrages à faible charge sont très imprécis et, dans le cas d'une régulation de vitesse dans les mêmes conditions, on constate une instabilité du démarreur.

Ainsi, les différents résultats présentés sont obtenus lors de démarrages du moteur à charge nominale. Pour ces différents essais, le moteur asynchrone est chargé au moyen d'un moteur à courant continu débitant sur un charge résistive. Cela implique, comme nous l'avons vu, une évolution du couple de charge appliqué à l'arbre du moteur évoluant avec la vitesse suivant une loi de type $k \cdot \Omega$. Il aurait été intéressant d'observer le comportement du démarreur pour des charges différentes comme notamment :

- Couple en $k \cdot \Omega^2$ (pompes, ventilateurs, ...).
- Couple constant tout au long de l'accélération (broyeurs, ...).

Dans cet optique, un prototype de charge dynamique actuellement en cours de réalisation au laboratoire [Delebeque, 96] permettra à partir d'un moteur à courant continu, de simuler une charge quelconque et de réaliser ces essais ultérieurement.

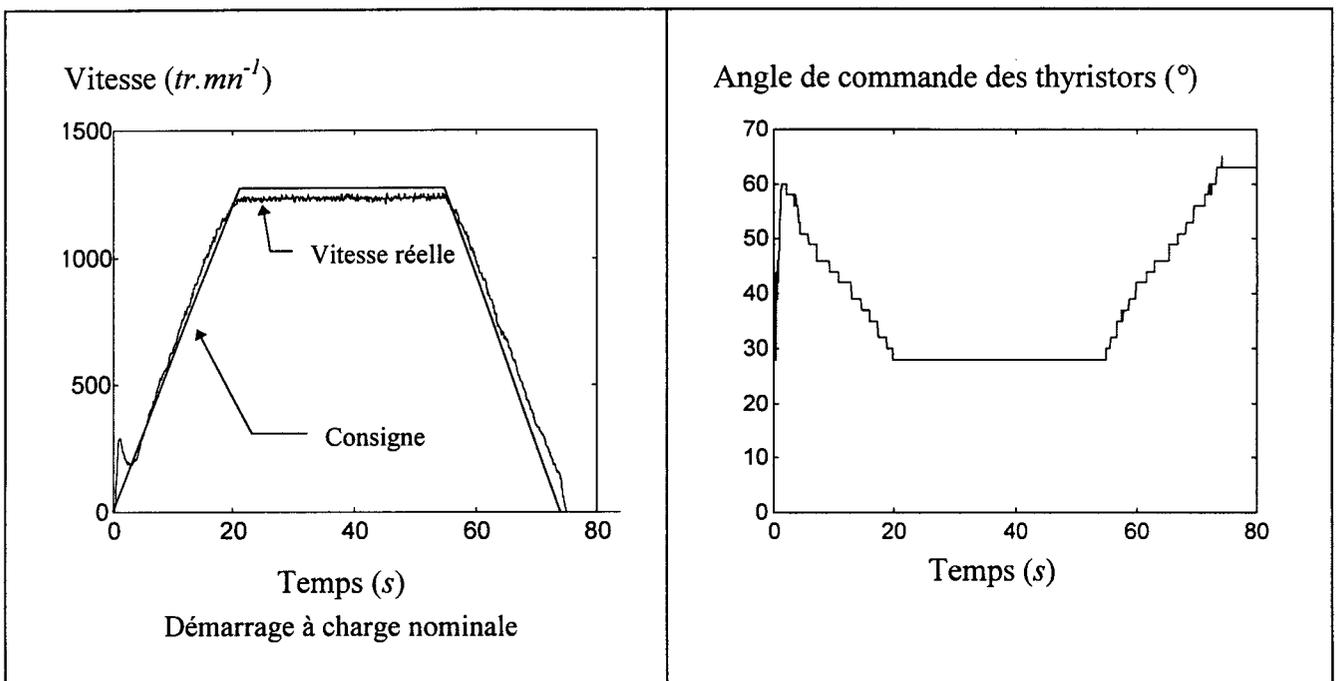


Figure III-37 : Régulation de vitesse obtenue à partir du gradateur et de l'observateur pour une consigne de type trapézoïdale

Ainsi, les chronogrammes de la figure III-37 ont été obtenus pour une consigne de vitesse trapézoïdale et la charge nominale du moteur. Le régulateur utilisé lors de cet essai est de type proportionnel uniquement. L'angle de retard a été volontairement limité à 30° (limite

inférieure) afin de matérialiser la limitation de courant appelé qu'imposerait une mise en oeuvre industrielle du démarreur.

On constate globalement un bon suivi de la consigne de vitesse tant au niveau de la phase d'accélération que durant la période de ralentissement. Il existe néanmoins en début de démarrage une erreur importante entre la vitesse réelle et sa référence due à la forte imprécision de l'observateur au cours de cette période.

En régime permanent, l'erreur statique est principalement due à la limitation de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors et pourrait être atténuée en passant en conduction pleine onde en fin d'accélération.

Bien qu'une référence de vitesse à l'image de celle de la figure III-38 soit peu envisageable, elle montre la robustesse relative du démarreur aux évolutions de consigne. On y retrouve cependant toujours l'imprécision importante du début de démarrage qui n'a pu être améliorée.

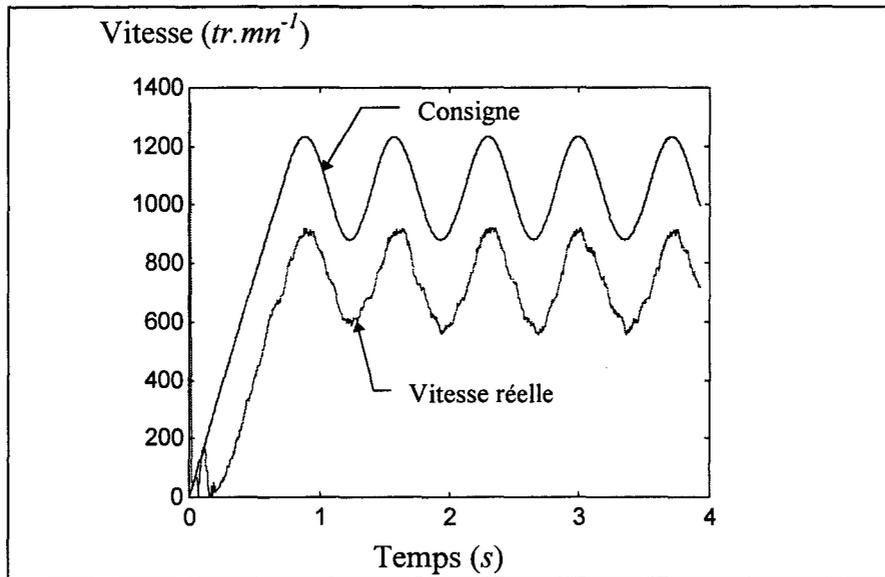


Figure III-38 : Application au suivi de trajectoire

Remarques

Les expérimentations des figures III-37 et III-38 ont été obtenues pour des temps de mise en vitesse très différents (25 s pour la première et 1 s pour la seconde) et permettent toutes deux d'obtenir des résultats acceptables.

Une modification du correcteur de vitesse a cependant été nécessaire entre ces deux essais sous peine de perte de contrôle du démarrage amenant ainsi une utilisation relativement contraignante lors de variations importantes du temps d'accélération souhaité.

III.6 - Conclusion

Ce chapitre a permis de montrer la faisabilité industrielle d'un démarreur de moteur asynchrone triphasé avec régulation possible de l'accélération sans capteur de vitesse.

Le détail de l'implémentation a mis en évidence l'intérêt d'une association microcontrôleur/processeur de signal lors d'une réalisation de ce type :

- Le microcontrôleur étant utilisé pour la boucle de régulation lente et ses capacités importantes de communications externes.
- Le DSP gérant les boucles d'asservissement plus rapides (ici l'estimation de la vitesse) et ayant plutôt le rôle d'un coprocesseur dédié à une tâche spécifique.

Cette séparation des fonctions permet alors de développer indépendamment chaque algorithme (ici régulation et estimation de la vitesse) et de simplifier ainsi considérablement la phase d'implémentation.

Une première étape de validation de l'algorithme de régulation de vitesse par gradateur à partir de la vitesse captée a été réalisée et a permis de vérifier la faisabilité de ce type de produit.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre a montré l'influence de la mise en oeuvre de l'observateur de vitesse dans la boucle de régulation établie. Les résultats obtenus sont corrects et permettent un suivi satisfaisant de consignes de vitesse variées. Néanmoins, l'utilisation de la vitesse captée nécessite une adaptation du correcteur de vitesse suivant la dynamique et la charge à démarrer, amenant ainsi des contraintes supplémentaires lors de l'utilisation.



Conclusion générale

Nous n'avons pu, faute de temps, implanter la partie reconnaissance paramétrique, mais ceci ne pose pas problème d'autant qu'un banc d'essai avait été préalablement réalisé sur le principe retenu au premier chapitre.

L'ensemble de la solution que nous proposons semble tout à fait adaptée à l'application envisagée qui est dans le contrôle de l'accélération de machines de puissance importante entraînant des charges essentiellement inertielles pendant la phase transitoire de démarrage. Il subsiste encore certains défauts qui pourraient être palliés, par exemple, en introduisant un critère fixant un gabarit a priori sur l'évolution de la vitesse en fonction des caractéristiques du moteur face au type de charge entraînée. La solution peut paraître lourde mais son développement n'exige pas une remise en cause totale.

L'un des aspects connexes les plus intéressants issus de cette recherche concerne sans nul doute les possibilités importantes qu'offrent les structures à base de processeurs de signaux qui vont permettre, à l'avenir, de définir des solutions de plus en plus compliquées jusqu'à la simulation en temps réel du processus commandé, ce qui aurait pour effet immédiat d'introduire tous les aspects de fiabilité par la sûreté de fonctionnement et le diagnostic. La flexibilité des structures disponibles et à venir permettront l'ajout de telles fonctionnalités sans aucune remise en cause de la partie estimateur.

Concernant le formalisme, les réseaux de Petri et la technique du graphe de causalité apparaissent comme des solutions descriptives et formelles puissantes. Elles constituent une aide précieuse dans la réflexion et confèrent aux solutions choisies un caractère de grande lisibilité. Ces qualités ont pu être démontrées en d'autres circonstances et force est de constater qu'elles deviennent incontournables dès l'instant où on les met en oeuvre.

Enfin, un tel travail a une fin en soi et l'ouverture qui pourrait être proposée serait plutôt dans la recherche de solutions autres que celles s'appuyant sur le modèle stationnaire de la machine. A l'heure actuelle, les travaux de modélisation qui se développent au sujet de modélisations fines trouveraient, probablement, un champ d'application autour du thème que nous avons traité. Evidemment, il conviendrait de faire l'adéquation au moins économique entre l'objectif et les solutions afin de ne pas tomber dans la surdisponibilité inutile de performances.

Bibliographie

- [A. DEVICES, 93-1] **ANALOG DEVICES**
Digital Signal Processing Applications - Using the ADSP-2100 Family
Prentice Hall 1993
- [A. DEVICES, 93-2] **ANALOG DEVICES**
ADSP-2100 Family - Assembler Tools Manual and Simulator Manual
Analog Devices 1993
- [A. DEVICES, 93-3] **ANALOG DEVICES**
Digital Signal Processing Laboratory - Using the ADSP-2100 Microcomputer
Prentice Hall 1993
- [A. DEVICES, 93-4] **ANALOG DEVICES**
ADSP-2100 Family - User's Manual
Prentice Hall 1993
- [A. DEVICES, 93-5] **ANALOG DEVICES**
Application Note - Digital Control System With The ADSP-2100 Family
Analog Devices
- [ATKINSON, 91] **ATKINSON D.J. - ACARNLEY P.P. - FINCH J.W.**
Method for the estimation of rotor resistance in induction motors
EPE Firenze, 1991.
- [BATEMAN, 94] **BATEMAN E.**
Sur la modélisation et la commande de convertisseurs statiques alternatif-continu
Mémoire CNAM - Lille 1994
- [BARRET, 87] **BARRET P.**
Régimes transitoires des machines tournantes électriques
Presses Polytechniques Romandes 1995
- [BORNE, 93] **BORNE P.**
Analyse et régulation des processus industriels - Tome 2 : Régulation numérique
Editions Technip 1993
- [BOUCHER, 84] **BOUCHER B.**
Sur la commande optimale du déplacement d'une charge suspendue entraînée par un
moteur asynchrone et gradateur
Mémoire CNAM - Lille 1984
- [BOUSSAK, 91] **BOUSSAK.M - CAPOLINO.G.A**
Speed measurement in vector-controlled induction machine by adaptative method
EPE Firenze - 1991
- [BULHER, 78] **H. BULHER**
Electronique industrielle 1 : Electronique de puissance
Traité d'électricité de l'E.P.F. de Lausanne- Georgi 1978
- [BULHER, 79] **H. BULHER**
Electronique de réglage et de commande
Traité d'électricité de l'E.P.F. de Lausanne- Georgi 1979
- [CARON, 95] **CARON J.P. - HAUTIER J.P.**
Modélisation et commande de la machine asynchrone
Technip 1995
- [CHATELAIN, 83] **CHATELAIN J.**
Machines électriques
Presses Polytechniques Romandes, Vol X, Lausanne, 1983

- [CAZAUBON, 94] **C. CAZAUBON**
Les microcontrôleurs HC11 et leurs programmations
Masson 1994
- [DE FORNEL, 91] **DE FORNEL B. - FADEL M. - PIETRZAK-DAVID M. - REIS E COSTA J.**
Méthodes d'estimation et d'observation des variables non mesurables pour le contrôle des machines à courant alternatif
Journées du club EEA - Toulouse - Mars 1991
- [DE LARA, 95] **DE LARA S.C.**
Identification des paramètres des machines électriques à courant alternatif
Thèse de doctorat - INP Toulouse - janvier 1995
- [DELEBEQUE, 96] **DELEBEQUE J.L. (en cours de réalisation)**
Réalisation d'une charge dynamique au moyen d'un moteur à courant continu
Mémoire CNAM - Lille 1996
- [FAUCHER, 90] **FAUCHER J. - GRANDPIERRE M.**
Les graphes informationnels causals - Application à la simulation des systèmes électriques
Journée du Club EEA - Paris - Mars 1992
- [FOSSART, 93] **A.J. FOSSART - D. NORMAND-CYROT**
Systèmes non Linéaires Tome 3 : Commande
Masson 1993
- [FRANCE, 88] **FRANCE.B**
Sur la modélisation globale du moteur asynchrone alimentée par gradateur.
Application à la conception de commandes pour basses vitesses
Thèse de Doctorat LILLE - Juin 1988
- [GUILLAUD, 94] **GUILLAUD.X - HAUTIER.JP**
Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques
Journal de Physique pages 805 à 819 - Avril 1994
- [HAUTIER, 89] **HAUTIER.JP**
Contribution à la conception des commandes dans les systèmes à convertisseurs statiques
Rapport de synthèse - Habilitation à diriger des recherches - Décembre 1989
- [HAUTIER, 93] **HAUTIER J.P. - CARON J.P.**
Modélisation et commande de la machine asynchrone
3E.I.93, SUPELEC Gif-sur-Yvette, 1993
- [HAUTIER, 95] **HAUTIER.JP - GUILLAUD.X**
Formalisme et modèles pour systèmes à convertisseurs statiques électroniques
RGE n°1 1995 - ADPM 94 Bruxelles
- [HAUTIER, 96] **HAUTIER.JP - FAUCHER.J**
Le Graphe Informationnel Causal - Outil de modélisation et de synthèse de commande de processus électromécanique
A paraître dans le bulletin de l'union des physiciens
- [HOLTZ, 91] **HOLTZ J. - KHAMBADKONE A.M.**
Vector-Controlled Induction Motor with a self-Commissioning Scheme
IEEE Trans. on Indus. Electronics, vol 38, n°5, Octobre 1991
- [HSU, 87] **HSU. P - SHANKAR S.**
The effect of discretized feedback in a closed loop system
Proceedings of the 26th conference on decision and control - Los Angeles - 1987

- [IFEACHOR, 93] **E.C. IFEACHOR - B.W. JERVIS**
Digital Signal Processing - A Pratical Approach
Addison Wesley 1993
- [JUFER, 85] **JUFER M.**
Transducteurs électromécaniques
Presses Polytechniques Romandes, Vol IX, Lausanne, 1985
- [KALINOWSKI, 92] **KALINOWSKI.D**
Commande numérique d'un convertisseur direct bidirectionnel et d'un servomoteur à courant continu
Thèse de Doctorat - Université de Paris XI Orsay - Février 1992
- [KAO, 92] **KAO Y.T. - LIU C.H**
Analysis and Design of microprocessor-Based Vector-Controlled Induction Motor Drives
IEEE Trans. on Indus. Electronics, vol 39, n°1, Février 1992
- [KIM, 92] **KIM G.S. - HA I.J.**
Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency
IEEE Trans. on Indus. Electronics, vol 39, n°4, Août 1992
- [KUNT, 81] **M. KUNT**
Traitement numérique des signaux
Traité d'électricité d'électronique et d'électrotechnique
Dunod 1981
- [LALIBERTE, 93] **LALIBERTE G. - LORON L. - OURTH T.**
Application des techniques d'observation d'état à l'estimation des paramètres électriques ou des grandeurs internes (flux et vitesse) de la machine asynchrone
Antenne Formation Continue - INP ENSEEIHT Toulouse - juin 1993
- [LANDAU,69] **LANDAU.I.D**
A Hyperstability Criterion for Model Reference Adaptative Systems
IEEE Transactions On Automatic Control, Octobre 1969
- [LAZHAR , 92] **LAZHAR B.B.**
A Fully Digitized Fiel-Oriented Controlled Induction Motor Using Only Current Sensors
IEEE Trans. on Indus. Electronics, vol 39, n°3, Juin 1992
- [LESCAUX, 86] **LESCAUX P. - THEODOR R.**
Analyse numérique matricielle appliquée à l'art de l'ingénieur
Masson - Tome I et II
- [LEE H.G, 87] **LEE H.G.**
Remarks on discretization and linear equivalence of continus time nonlinear systems
Proceedings of the 26th conference on decision and control - Los Angeles - 1987
- [LHOUMAM, 93] **LHOUMAM EL-IDRISSI.A**
Sur l'utilisation de la division de fréquence pour le démarrage des machines asynchrones triphasées par gradateur
Memoire d'ingénieur CNAM-PARIS - Décembre 1993
- [LONGCHAMP, 95] **LONGCHAMP R.**
Commandes numériques de systèmes dynamiques
EYROLLES 1987
- [LORIOL, 94] **LORIOL D.**
Mise en oeuvre des DSP de la famille 21xx et 21xxx de chez Analog Devices
ENSAM 94 - Note Interne

- [MANESSE, 89] **HAUTIER J.P. - MANESSE G.**
Utilisation des réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électrotechniques
Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique - 1989
- [MOTOROLA, 88] **MOTOROLA**
M68HC11 reference manual
Prentice Hall 1988
- [MOTOROLA, 91] **MOTOROLA**
MC68HC811E2 Technical Data
Motorola 1991
- [MONACO, 88] **MONACO S. - NORMAND-CYROT D.**
Zero dynamics of sampled nonlinear systems
System & Control Letters 11 - North-Holland - 1988
- [MONACO, 93] **MONACO S. - NORMAND-CYROT D.**
Les systèmes non linéaires - Tome III : Commande
Masson - 1993
- [OURTH, 95] **OURTH.T**
Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse
Thèse de Doctorat - Toulouse - Novembre 1995
- [OUADGHIRI, 95] **OUADGHIRI M.**
Contribution à la commande vectorielle des moteurs asynchrones alimentées par onduleur de tension.
Thèse de sciences appliquées - Faculté polytechnique de Mons - janvier 1995
- [PARATTE, 78] **P.A PARATTE - P.ROBERT**
Systèmes de mesure
Traité d'électricité de l'E.P.F. de Lausanne- Georgi 1978
- [PIETRZACK, 94] **PIETRZACK-DAVID M. - DE FORNEL B.**
Observateurs d'état déterministes et stochastiques dans la commande vectorielle d'un variateur asynchrone
Méthodes de l'automatique appliquées à l'électrotechnique, SEE, Lille 1994.
- [PLATEAU, 94] **PLATEAU J-P.**
Sur la conception et la réalisation d'un redresseur triphasé à modulation de largeur d'impulsions à faible pollution harmonique
Mémoire CNAM - Lille 1994
- [ROBOAM, 91] **ROBOAM.X - HAPIOT.J.C - DE FORNEL.B - ANDRIEUX.C**
Definition and realisation of a rotor flux observer. Application to a speed drive for asynchronous machine
IMACS Symposium MCTS IDN - Villeneuve d'Ascq - Mai 1991
- [ROBOAM, 92] **ROBOAM.X - HAPIOT.J.C - DE FORNEL.B - ANDRIEUX.C**
Contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse
J. Phys. III France 2 (1992) pages 439 à 453
- [SAINTIVE, 94] **SAINTIVE F. - THEZE F.**
Etude d'un estimateur de vitesse en vue de la réalisation d'un démarreur de moteur asynchrone par gradateur triphasé
Projet de fin d'études, ENSAM, 1994
- [SCHAUDER, 92] **SCHAUDER.C**
Adaptative speed identification for vector control
IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.28, No. 5, Septembre/Octobre 1992

- [SEGARD, 93] **SEGARD C.**
Identification automatique des paramètres d'un actionneur asynchrone
Mémoire de DEA, ENSAM, 1993
- [SEGARD, 94] **SEGARD C. - CARON J.P. - HAUTIER J.P.**
Procédé d'identification mathématique des paramètres d'un actionneur asynchrone
EPE Symposium - EPFL Lausanne - 1994
- [STYZA, 94] **STYZA A.**
Commande en position d'un actionneur asynchrone
Mémoire CNAM - Lille 1994
- [TAJIMA, 91] **TAJIMA.H - HORI.Y**
Speed Sensorless Field Orientation Control of the Induction Machine
IEEE IAS Annual Meeting Conf. Rec. 1991
- [TAVERNIER, 94] **C. TAVERNIER**
Microcontrôleur 68HC11 et les versions UVPRM et EEPROM
DunodTech 1994
- [TELE, 91] **TELEMECANIQUE**
Guide d'étude de l'ATS23
Citef 1991
- [TEXAS, 91] **TEXAS INSTRUMENTS**
Digital Control Applications With The TMS320 Family
Application Notes - Texas Instruments - 1991
- [TRAN TIEN L., 92-1] **TRAN TIEN LANG**
Electronique des systèmes de mesures
Masson 1992
- [TRAN TIEN L., 92-2] **TRAN TIEN LANG**
Systèmes de mesures informatisés
Masson 1992
- [WILKINSON, 69] **WILKINSON J.H. - REINSCH C.**
Linear algebra, Handbook for automatic computation

Annexes

Annexe I

Simulation du moteur - S-Function

Le programme suivant correspond à la S-function programmée sous Matlab et regroupant l'ensemble des modèles du moteur asynchrone utilisés (alimentation en tensions composées dans le cas triphasé, les trois cas monophasés et le modèle déconnecté du réseau).

```
function[sys,x0] = mot(t,x,u,flag,Rs,Ls,M2Lr,Sigma,Tr,p,J,f,Cs)
```

```
B=[-1/3      -2/3      sqrt(2/3)*(Sigma-1)*Ls      0;
    2/3      1/3      -1/sqrt(6)*(Sigma-1)*Ls      1/sqrt(2)*(Sigma-1)*Ls;
    1/sqrt(6)  sqrt(2/3)  Ls      0;
    -1/sqrt(2)  0      0      Ls];
```

```
B=B/(Sigma*Ls);
```

```
B1= [1/(2*Sigma*Ls), 0, (Sigma-1)/(sqrt(2)*Sigma);
     0, 1, 0;
     -1/(sqrt(2)*Sigma*Ls), 0, 1/Sigma];
```

```
B2= [1/(2*Sigma*Ls), sqrt(6)/4*(1-Sigma)/Sigma, sqrt(2)/4*(1-Sigma)/Sigma;
     sqrt(6)/(4*Sigma*Ls), (3+Sigma)/(4*Sigma), sqrt(3)/4*(1-Sigma)/Sigma;
     sqrt(2)/(4*Sigma*Ls), sqrt(3)/4*(1-Sigma)/Sigma, (1+3*Sigma)/(4*Sigma)];
```

```
B3= [1/(2*Sigma*Ls), sqrt(6)/4*(Sigma-1)/Sigma, sqrt(2)/4*(1-Sigma)/Sigma;
     -sqrt(6)/(4*Sigma*Ls), (3+Sigma)/(4*Sigma), sqrt(3)/4*(Sigma-1)/Sigma;
     sqrt(2)/(4*Sigma*Ls), sqrt(3)/4*(Sigma-1)/Sigma, (1+3*Sigma)/(4*Sigma)];
```

```
if abs(flag) == 1,
```

```
    if u(5)==4,
```

```
        A=[ (Rs+u(4)*(Sigma-1)*Ls/sqrt(3)), 2*(Sigma-1)*Ls*u(4)/sqrt(3), sqrt(2/3)*(Sigma-1)*Ls/Tr, sqrt(2/3)*(Sigma-1)*Ls*u(4);
            -2*(Sigma-1)*Ls*u(4)/sqrt(3), (Rs+u(4)*(1-Sigma)*Ls/sqrt(3)), (1-Sigma)*Ls/Tr*(1/sqrt(6)+u(4)*Tr/sqrt(2)), (1-Sigma)*Ls/Tr*(1/sqrt(6)*u(4)*Tr-1/sqrt(2));
            (-sqrt(3/2)*Rs+u(4)*Ls/sqrt(2)), u(4)*sqrt(2)*Ls, Ls/Tr, u(4)*Ls;
            -Rs/sqrt(2)-sqrt(3)*u(4)*Ls/sqrt(2), -sqrt(2)*Rs, -u(4)*Ls, Ls/Tr];
        A=A/(-Sigma*Ls);
```

```
        sys = A*x + B*[u(1);u(2);0;0]; % Calcul de la dérivée
```

```
    elseif u(5)==1,
```

```
        A=[ Rs/(Sigma*Ls), -(Sigma-1)*u(4)/sqrt(2)/Sigma, (Sigma-1)/Tr/sqrt(2)/Sigma;
            u(4)*sqrt(2), 1/Tr, u(4);
            -sqrt(2)*Rs/(Sigma*Ls), -u(4)/Sigma, 1/(Sigma*Tr)];
```

```
        Dx = -A*[x(2);x(3);x(4)] + B1*[u(1);0;0];
        sys=[0, Dx(1), Dx(2), Dx(3)];
```

```

elseif u(5)==2,
    A=[Rs/Sigma/Ls, sqrt(2)/4*(1-Sigma)/Sigma/Tr*(sqrt(3)-u(4)*Tr), -sqrt(2)/4*(Sigma-1)*(sqrt(3)*u(4)*Tr+1)/(Sigma*Tr);
      (sqrt(3)*Rs/Sigma/Ls-u(4))/sqrt(2), ((3+Sigma)+sqrt(3)*u(4)*Tr*(Sigma-1))/(4*Sigma*Tr),
      (u(4)*Tr*(3+Sigma)+sqrt(3)*(1-Sigma))/(4*Sigma*Tr);
      1/sqrt(2)*(Rs/Ls/Sigma+sqrt(3)*u(4)), (sqrt(3)*(1-Sigma)-u(4)*Tr*(1+3*Sigma))/(4*Sigma*Tr), (u(4)*Tr*sqrt(3)*(1-Sigma)+(1+3*Sigma))/(4*Sigma*Tr)];
    Dx = -A*[-x(1);x(3);x(4)] + B2*[u(2);0;0];
    sys=[-Dx(1),0,Dx(2),Dx(3)];

elseif u(5)==3,
    A=[Rs/Sigma/Ls, sqrt(2)/4*(Sigma-1)/Sigma/Tr*(sqrt(3)+u(4)*Tr), sqrt(2)/4*(Sigma-1)*(sqrt(3)*u(4)*Tr-1)/(Sigma*Tr);
      -(sqrt(3)*Rs/Sigma/Ls+u(4))/sqrt(2), ((3+Sigma)+sqrt(3)*u(4)*Tr*(1-Sigma))/(4*Sigma*Tr), (u(4)*Tr*(3+Sigma)+sqrt(3)*(Sigma-1))/(4*Sigma*Tr);
      1/sqrt(2)*(Rs/Ls/Sigma-sqrt(3)*u(4)), -(sqrt(3)*(1-Sigma)+u(4)*Tr*(1+3*Sigma))/(4*Sigma*Tr), (u(4)*Tr*sqrt(3)*(Sigma-1)+(1+3*Sigma))/(4*Sigma*Tr)];
    Dx = -A*[x(1);x(3);x(4)] + B3*[u(3);0;0];
    sys=[Dx(1),-Dx(1),Dx(2),Dx(3)];

elseif u(5)==0,
    A=[0,0,0,0;
      0,0,0,0;
      0,0,-1/Tr,-u(4);
      0,0,u(4),-1/Tr];

    sys = A*x;

else,
    A=[0,0,0,0;
      0,0,0,0;
      0,0,0,0;
      0,0,0,0];

    sys = A*x;

end

elseif flag == 3, % Calcul des sorties

    if u(5)==4,
        Ce=p*(1-Sigma)*Ls*(x(3)*(x(1)+2*x(2))/sqrt(2)-sqrt(3/2)*x(1)*x(4));
        sys(1)=u(1);
        sys(2)=u(2);
        sys(3)=u(3);
        sys(4)=x(1);
        sys(5)=x(2);
        sys(6)=-x(1)-x(2);
        sys(7)=x(3);
        sys(8)=x(4);
        sys(9)=Ce;

    elseif u(5)==1,
        A=[ Rs/(Sigma*Ls), -(Sigma-1)*u(4)/sqrt(2)/Sigma, (Sigma-1)/Tr/sqrt(2)/Sigma;
          u(4)*sqrt(2), 1/Tr, u(4);
          -sqrt(2)*Rs/(Sigma*Ls), -u(4)/Sigma 1/(Sigma*Tr)];

```

```

Dx = -A*[x(2);x(3);x(4)] + B1*[u(1);0;0];
sys(1)=u(1);
sys(2)=-Rs*x(2)-Ls*Dx(1)-sqrt(3/2)*(1-Sigma)*Ls*Dx(2)-(1-Sigma)*Ls*Dx(3)/sqrt(2);

sys(3)=-sys(1)-sys(2);
sys(4)=x(1);
sys(5)=x(2);
sys(6)=-x(1)-x(2);
sys(7)=x(3);
sys(8)=x(4);
sys(9)=p*(1-Sigma)*Ls*sqrt(2)*x(2)*x(3);

```

```
elseif u(5)==2,
```

```

A=[Rs/Sigma/Ls, sqrt(2)/4*(1-Sigma)/Sigma/Tr*(sqrt(3)-u(4)*Tr), -sqrt(2)/4*(Sigma-1)*(sqrt(3)*u(4)*Tr+1)/(Sigma*Tr);
(sqrt(3)*Rs/Sigma/Ls-u(4))/sqrt(2), ((3+Sigma)+sqrt(3)*u(4)*Tr*(Sigma-1))/(4*Sigma*Tr),
(u(4)*Tr*(3+Sigma)+sqrt(3)*(1-Sigma))/(4*Sigma*Tr);
1/sqrt(2)*(Rs/Ls/Sigma+sqrt(3)*u(4)), (sqrt(3)*(1-Sigma)-u(4)*Tr*(1+3*Sigma))/(4*Sigma*Tr), (u(4)*Tr*sqrt(3)*(1-Sigma)+(1+3*Sigma))/(4*Sigma*Tr)];
Dx = -A*[-x(1);x(3);x(4)] + B2*[u(2);0;0];

%sys(3)=Rs*x(1)+Ls*(-Dx(1))+sqrt(3/2)*(1-Sigma)*Ls*Dx(2)-(1-Sigma)*Ls*Dx(3)/sqrt(2);
sys(1)=Rs*x(1)-Ls*Dx(1)+sqrt(2)*(1-Sigma)*Ls*Dx(3);
sys(2)=u(2);
sys(3)=-sys(1)-sys(2);
sys(4)=x(1);
sys(5)=x(2);
sys(6)=-x(1)-x(2);
sys(7)=x(3);
sys(8)=x(4);
sys(9)=p*(1-Sigma)*Ls*x(1)*(x(3)/sqrt(2)-sqrt(3/2)*x(4));

```

```
elseif u(5)==3,
```

```

A=[Rs/Sigma/Ls, sqrt(2)/4*(Sigma-1)/Sigma/Tr*(sqrt(3)+u(4)*Tr), sqrt(2)/4*(Sigma-1)*(sqrt(3)*u(4)*Tr-1)/(Sigma*Tr);
-(sqrt(3)*Rs/Sigma/Ls+u(4))/sqrt(2), ((3+Sigma)+sqrt(3)*u(4)*Tr*(1-Sigma))/(4*Sigma*Tr), (u(4)*Tr*(3+Sigma)+sqrt(3)*(Sigma-1))/(4*Sigma*Tr);
1/sqrt(2)*(Rs/Ls/Sigma-sqrt(3)*u(4)), -(sqrt(3)*(1-Sigma)+u(4)*Tr*(1+3*Sigma))/(4*Sigma*Tr), (u(4)*Tr*sqrt(3)*(Sigma-1)+(1+3*Sigma))/(4*Sigma*Tr)];
Dx = -A*[x(1);x(3);x(4)] + B3*[u(3);0;0];

sys(1)=Rs*x(2)-Ls*Dx(1)+(1-Sigma)*Ls*Dx(3)*sqrt(2);
sys(2)=-sys(1)-u(3);
sys(3)=u(3);
sys(4)=x(1);
sys(5)=x(2);
sys(6)=-x(1)-x(2);
sys(7)=x(3);
sys(8)=x(4);
sys(9)=p*(1-Sigma)*Ls*x(1)*(-x(3)/sqrt(2)-sqrt(3/2)*x(4));

```

```
elseif u(5)==0,
```

```

A=[0,0,0,0;
0,0,0,0;
0,0,-1/Tr,-u(4);
0,0,u(4),-1/Tr];
Dx = A*x;

sys(1)=sqrt(2)*(1-Sigma)*Ls*Dx(4);

```

```
sys(2)=-sqrt(3/2)*(1-Sigma)*Ls*Dx(3)-(1-Sigma)*Ls*Dx(4)/sqrt(2);
sys(3)=-sys(1)-sys(2);
sys(4)=x(1);
sys(5)=x(2);
sys(6)=-x(1)-x(2);
sys(7)=x(3);
sys(8)=x(4);
sys(9)=0;
```

else

```
A=[0,0,0,0;
   0,0,0,0;
   0,0,0,0;
   0,0,0,0];
Dx = A*x;
```

```
sys(1)=0;
sys(2)=0;
sys(3)=0;
sys(4)=0;
sys(5)=0;
sys(6)=0;
sys(7)=0;
sys(8)=0;
sys(9)=0;
```

end

elseif flag ==0,

```
sys = [4, 0, 9, 5, 0, 0];
x0 = [0; 0; 0; 0];
```

else

```
sys = [];
```

end

Annexe II

Arithmétique flottante pour l'ADSP-2101

Cette annexe regroupe l'ensemble des programmes correspondants aux routines de calcul arithmétique qui ont été réalisées pour travailler en virgule flottante avec l'ADSP-2101.

Multiplication :

fpm: $AF=AX0+AY0, MX1=AX1;$
 $MY1=AY1;$
 $AX0=MX0, MR=MX1*MY1 (RND);$
 $IF MV SAT MR;$
 $SE=EXP MRI (HI);$
 $AF=AF-AX0, AX0=SE;$
 $AR=AX0+AF;$
 $SR=NORM MRI (HI);$
 $RTS;$

Division :

fpd: $SR0=AY1, AR=ABS AX1;$
 $SR1=AR, AF=ABS SR0;$
 $SI=AX1, AR=SR1-AF;$
 $IF LT JUMP divide;$
 $SR=ASHIFT SI BY -1 (LO);$
 $AF=PASS AX0;$
 $AR=AF+1, AX1=SR0;$
 $AX0=AR;$

divide: $AX0=MX0, AF=AX0-AY0;$
 $MR=0;$
 $AR=AX0+AF, AY0=MR1;$
 $AF=PASS AX1, AX1=AY1;$
 $DIVS AF, AX1;$
 $DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1;$
 $DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1;$
 $DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1;$
 $MR0=AY0, AF=PASS AR;$
 $SI=AY0, SE=EXP MR0 (HI);$
 $AX0=SE, SR=NORM SI (HI);$

$AR=AX0+AF;$

$RTS;$

Multiplication/Accumulation

fpmacc: $AX0=DM(I0,M0);$
 $AY0=DM(I1,M0);$
 $AF=AX0+AY0, MX1=DM(I0,M0);$
 $AR=PASS AF, MY1=DM(I1,M0);$
 $AX1=AR, MR=MX1*MY1 (RND);$
 $IF MV SAT MR;$
 $SE=EXP MR1 (HI);$
 $AY1=SE, SR=NORM MR1 (HI);$
 $AR=AX1+AY1, AX0=DM(I0,M0);$
 $AX1=AR;$
 $AY0=DM(I1,M0);$
 $DO macc UNTIL CE;$
 $AF=AX0+AY0, MX1=DM(I0,M0);$
 $AR=AX1-AF, MY1=DM(I1,M0);$
 $IF GT JUMP shiftp;$
 $SE=AR, MR=MX1*MY1 (RND);$
 $IF MV SAT MR;$
 $AY1=MR1, AR=PASS AF;$
 $AX1=AR, SR=ASHIFT SR1 (HI);$
 $JUMP add;$

shiftp: $AF=PASS AR;$
 $AR=-AF;$
 $SE=AR, MR=MX1*MY1 (RND);$
 $IF MV SAT MR;$
 $AY1=SR1, SR = ASHIFT MR1 (HI);$

add: $AR=SR1+AY1, AX0=DM(I0,M0);$
 $SE=EXP AR (HLX);$
 $AY1=SE, SR=NORM AR(HI);$
 $AR=AX1+AY1, AY0=DM(I1,M0);$

macc: $AX1=AR;$
 $SR0=MX0;$
 $AF=PASS SR0;$
 $AR=AX1-AF;$
 $RTS;$

Annexe III

Modules SKKT 91/12D

SKKT91,SKKH91

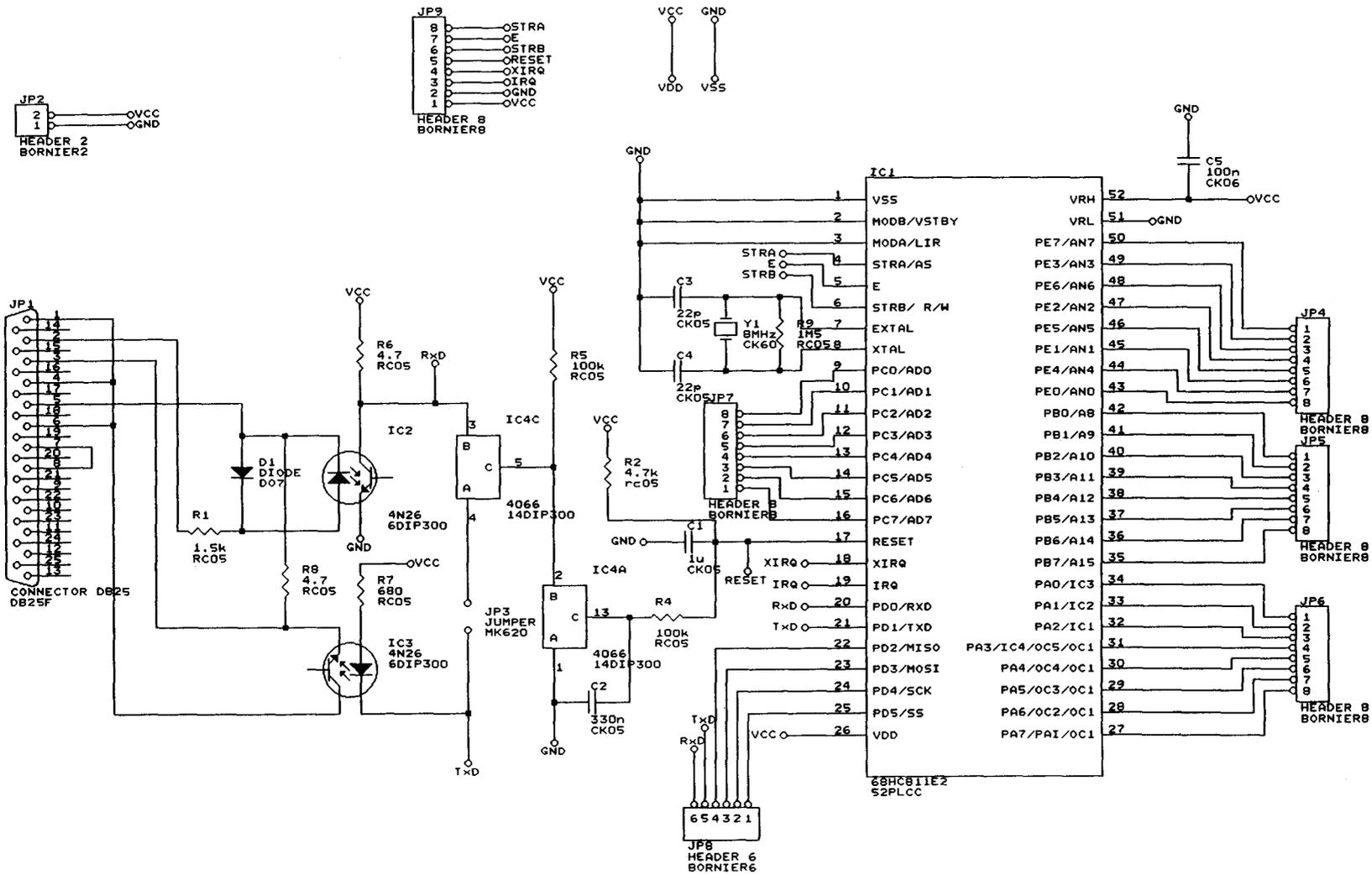
 $I_{TRMS} = 145A$; $I_{TAV} = 90A$

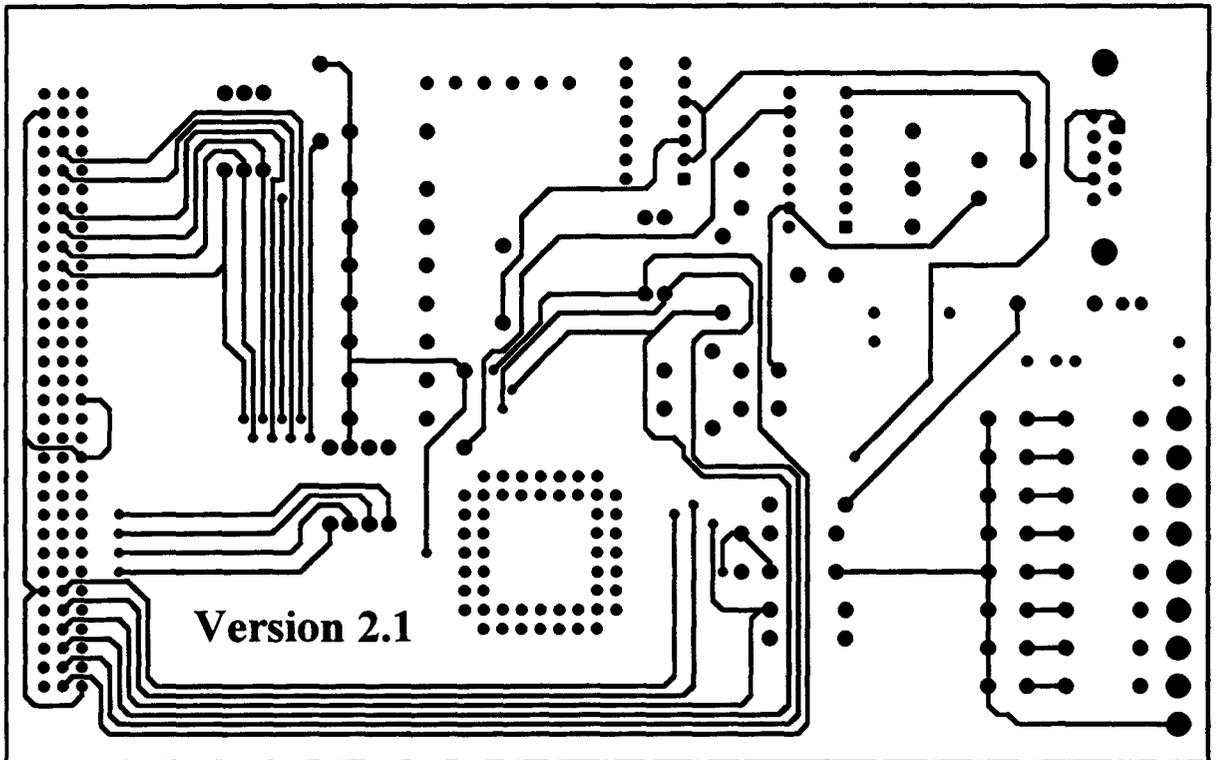
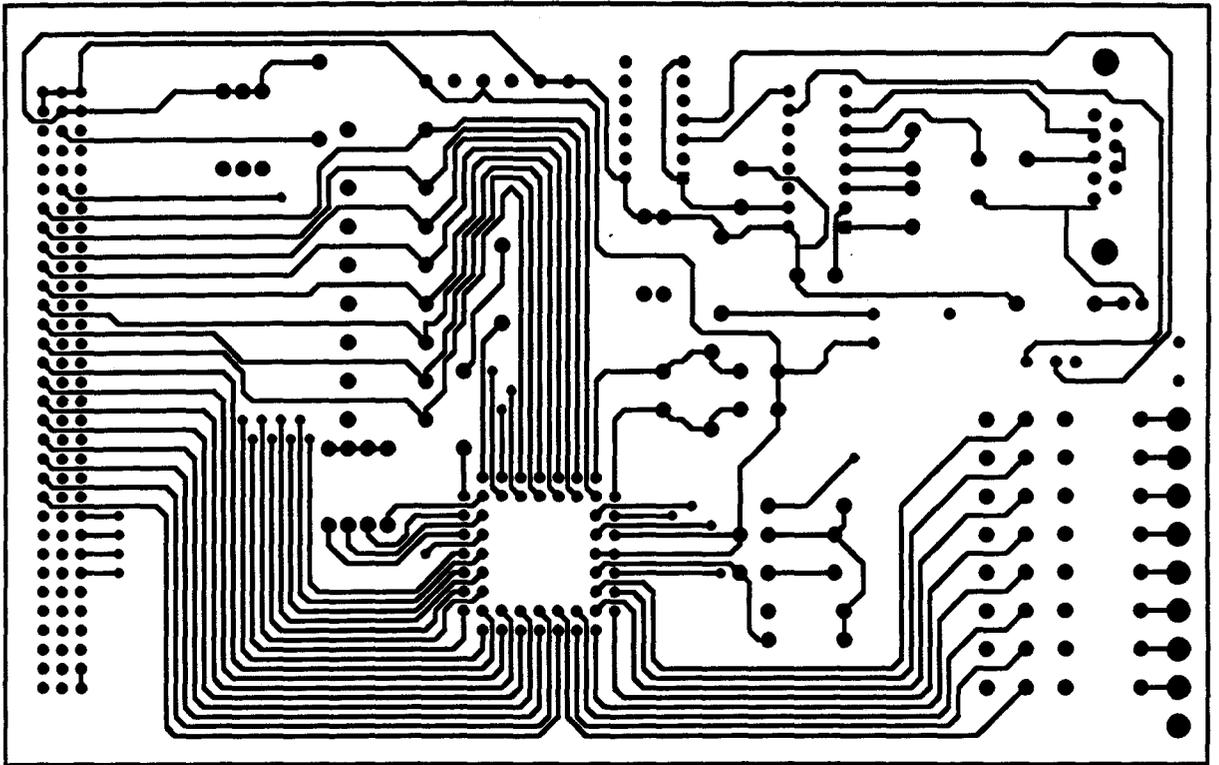
	SKKT 91/04 D	SKKT 91/06 D	SKKT 91/08 D	SKKT 91/12 D	SKKT 91/14 D	SKKT 91/16 D ¹⁾
	SKKH91/04 D	SKKH91/06 D	SKKH91/08 D	SKKH91/12 D	SKKH91/14 D	SKKH91/16 D ¹⁾
V_{RSM}	500 V	700 V	900 V	1300 V	1500 V	1700 V
V_{DRM}, V_{RRM}	400 V	600 V	800 V	1200 V	1400 V	1600 V
I_{TAV}	(T _{case} = 88°C) 90 A					
I_{TRMS}	max. 145 A					
		P3/120 T _{amb} = 45°C	P3/180 T _{amb} = 45°C	P14/120F T _{amb} = 35°C	P3/180F T _{amb} = 35°C	
I_D	B2	60 A	70 A	135 A	140 A	
	B6	75 A	85 A	175 A	175 A	
I_{RMS}	W1	100 A	110 A	185 A	195 A	
	W3	3 x 60 A	3 x 70 A	3 x 135 A	3 x 140 A	
I_{TSM}	(T _{vi} = 25°C) 2000 A					
	(T _{vi} = 125°C) 1750 A					
i^2t	(T _{vi} = 25°C) 20000 A ² s					
	(T _{vi} = 125°C) 15000 A ² s					
$(di/dt)_{cr}$	(T _{vi} = 125°C)		100 A/μs			
			D	E		
$(dv/dt)_{cr}$	(T _{vi} = 125°C)		500 V/μs	1000 V/μs		
t_q	(T _{vi} = 125°C) typ. 100 μs					
I_H	(T _{vi} = 25°C) typ. 150 mA, max. 250 mA					
I_L	(T _{vi} = 25°C, R _G = 33 Ω)		typ. 300 mA, max. 600 mA		98 %	
V_T	(T _{vi} = 25°C, I _T = 300 A)		max. 1,65 V			
$V_{T(TOI)}$	(T _{vi} = 125°C) 0,9 V					
r_T	(T _{vi} = 125°C) 2 mΩ					
I_{DRM}, I_{RRM}	(T _{vi} = 125°C, V _{DRM}, V_{RRM}}) max. 20 mA}					
V_{GT}	(T _{vi} = 25°C, d.c.) 3 V					
I_{GT}	(T _{vi} = 25°C, d.c.) 150 mA					
V_{GD}	(T _{vi} = 125°C, d.c.) 0,25 V					
I_{GD}	(T _{vi} = 125°C, d.c.) 6 mA					
R_{thjc}	cont. 0,28°C/W		sin. 180 0,30°C/W	rec. 120 0,32°C/W		
R_{thch}	0,2°C/W					
T_{vi}	- 40 ... + 125°C					
T_{sig}	- 40 ... + 125°C					
V_{ISOL}	2500 V ~ ²⁾					
M_1	min. 4,5 Nm, max. 5,5 Nm ³⁾					
M_2	min. 2,5 Nm, max. 3,5 Nm					
a	5 · 9,81 m/s ²					
w	ca. 120 g					
Ex	SKKT 91/12 E					

¹⁾ Delivery on request in limited quantities.¹⁾ Auf Anfrage in begrenzter Stückzahl lieferbar.¹⁾ Sur demande livrable en quantités limitées.²⁾ Internal insulation: beryllium oxide.²⁾ Innere Isolierung: Berylliumoxid.²⁾ Isolant interne: oxyde de béryllium.³⁾ See the assembly instructions on page 3!³⁾ Siehe Montageanweisung auf Seite 5!³⁾ Voir les indications concernant le montage en page 7!

Annexe V

Carte d' experimentation du 68HC11





Annexe VI

Conditionnement de matrice

Le conditionnement, est défini pour les matrices carrées inversibles par :

Définition :

Soit $\|\cdot\|$ une norme matricielle, le conditionnement d'une matrice régulière, associé à cette norme, est le nombre :

$$\text{cond}(A) = \|A\| \cdot \|A^{-1}\|$$

Cette grandeur permet de caractériser la qualité que l'on peut obtenir lors du calcul de l'inverse d'une matrice A dans une base donnée lors de la résolution d'un système linéaire :

$$A \cdot X = B$$

Ainsi, si on définit par ΔB les erreurs effectuées sur les coefficients de la matrice B, l'erreur obtenue sur X par inversion du système est majorée par :

$$\frac{\|\Delta X\|}{\|X\|} \leq \text{cond}(A) \cdot \frac{\|\Delta B\|}{\|B\|}$$

Propriétés :

- $\forall A, \text{cond}(A) \geq 1$
- $\text{cond}(I) = 1$
- Si $\alpha \neq 0$ et $B = \alpha \cdot A$ alors $\text{cond}(A) = \text{cond}(B)$

Calcul du conditionnement

Soit A une matrice carrée inversible. On définit Ω telle que $\Omega = A^t A$. Cette matrice a la particularité d'avoir toutes ses valeurs propres positives. Soit ω_i , les valeurs propres de Ω , $s_i = \sqrt{\omega_i}$ sont des valeurs singulières de A. Le conditionnement de A est alors égal par définition à :

$$\text{cond}(A) = \frac{\text{Max}(s_i)}{\text{Min}(s_i)}$$

Application à une matrice carrée de deux lignes et deux colonnes :

Si A est définie par : $A = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$ et $\|A\| = \sqrt{a^2 + b^2 + c^2 + d^2}$, alors :

$$\text{cond}(A) = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{1 - k^2}}{1 - \sqrt{1 - k^2}}} \text{ avec } k = \frac{2 \cdot |A|}{\|A\|^2}$$

Balancage :

Il s'agit de trouver un système équivalent, qui a un conditionnement inférieur afin de minimiser l'erreur de résolution du système linéaire. Soient δ_1 et δ_2 , deux matrices appartenant à l'ensemble des matrices diagonales inversibles de dimension n . On recherche Δ_1 et Δ_2 telles que :

$$\text{cond}(\Delta_1 \cdot A \cdot \Delta_2) = \min(\text{cond}(\delta_1 \cdot A \cdot \delta_2))$$

Le nouveau système à résoudre est alors $C \cdot U = D$ avec $\begin{cases} C = \Delta_1 \cdot A \text{ et } D = \Delta_1 \cdot B \\ U = \Delta_2 \cdot X \end{cases}$

Dans le cas de matrices de dimension deux, on a : $\delta_1 = \begin{pmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & \beta \end{pmatrix}$ $\delta_2 = \begin{pmatrix} \gamma & 0 \\ 0 & \delta \end{pmatrix}$

amenant :

$$|C| = |A| \cdot \alpha \cdot \beta \cdot \gamma \cdot \delta \text{ et } \|C\|^2 = (a \cdot \alpha \cdot \gamma)^2 + (b \cdot \alpha \cdot \delta)^2 + (c \cdot \beta \cdot \gamma)^2 + (d \cdot \beta \cdot \delta)^2$$

La réduction du conditionnement du système peut être envisagée de deux manières :

- Tout d'abord, on peut rendre les termes de la diagonale principale du même ordre de grandeur et ceux de l'autre diagonale faibles. On s'approche ainsi d'un conditionnement unitaire en faisant cependant tendre le déterminant du nouveau système vers zéro amenant le risque d'une division impossible. Cette solution n'a donc pas été retenue.

- La deuxième idée consiste à maintenir le déterminant invariant et à homogénéiser la nouvelle matrice en rendant égaux les termes des diagonales principales ainsi que ceux de l'autre diagonale en se fixant comme contraintes :

$$\begin{cases} \alpha \cdot \beta \cdot \gamma \cdot \delta = 1 \\ (\alpha\gamma)^2 = \frac{|d|}{|a|} \\ (\alpha\delta)^2 = \frac{|c|}{|b|} \\ (\beta\delta)^2 = \frac{|a|}{|d|} \\ (\beta\gamma)^2 = \frac{|b|}{|c|} \end{cases} \text{ une solution possible de ce système est alors : } \begin{cases} \alpha = \sqrt{|d|} \\ \beta = \sqrt{\frac{|a \cdot b|}{|c|}} \\ \gamma = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \\ \delta = \sqrt{\frac{|c|}{|b \cdot d|}} \end{cases}$$

Cette technique permet, en pratique, de diminuer le conditionnement d'une matrice dans un rapport de 200 tout en gardant le déterminant constant.

Annexe VII

Recueil de caractéristiques de moteurs asynchrones

Les différentes caractéristiques électriques des moteurs asynchrones triphasés rencontrés au cours des différents travaux ont été regroupées dans le tableau suivant :

Puissance (kW)	Nombre de paire de pôles	R_s (Ω)	L_s (H)	T_r (s)	σ
0.25	2	1.92	0.116	0.06	0.05
0.75	2	1.29	0.117	0.08	0.079
1.1	2	5.5	0.386	0.11	0.115
1.5	2	3.87	0.274	0.1	0.124
2.2	2	0.6	0.061	0.15	0.067
2.2	2	0.143	0.032	0.19	0.049
4	2	1.2	0.155	0.08	0.077
4	2	1.45	0.151	0.12	0.099
4.7	2	0.072	0.037	0.14	0.037
7.5	1	0.17	0.032	0.13	0.067
26	2	0.04	0.007	0.104	0.14

Annexe VIII

Programme du 68HC811E2

(Régulateur Proportionnel)

REGBS	EQU	\$1000
PORTA	EQU	REGBS
PORTB	EQU	REGBS+4
OPTION	EQU	\$1039
HPRIO	EQU	\$103C
PILE	EQU	SFF
PORTC	EQU	\$1003
DDRC	EQU	\$1007
SPCR	EQU	\$1028
BAUD	EQU	\$102B
SCCR1	EQU	\$102C
SCCR2	EQU	\$102D
SCSR	EQU	\$102E
SCDR	EQU	\$102F
TMSK2	EQU	\$1024
TFLG2	EQU	\$1025
PACTL	EQU	\$1026
PACNT	EQU	\$1027
TEST1	EQU	\$103E
ADCTL	EQU	\$1030
ADR1	EQU	\$1031

org \$00

ANGLE	RMB	1
MASQUE	RMB	1
BTIME	RMB	1
CMDE	RMB	1
CMPTU	RMB	1
CMPTV	RMB	1
CMPTW	RMB	1
PREC	RMB	1
ETAT	RMB	1
CONS	RMB	1
ALPHA	RMB	1
VALEUR	RMB	1

org \$F800

ldaa #\$7E	Redirection du vecteur d'interruption
staa \$CD	de dépassement du compteur
ldaa #\$F8	
staa \$CE	
ldaa #\$1B	
staa \$CF	
ldaa #\$7E	Redirection du vecteur d'interruption
staa \$EE	IRQ
ldaa #\$F8	
staa \$EF	
ldaa #\$37	

```

        staa $F0

        jmp program

acc     LDAA BTIME
        NEGA
        STAA PACNT
        LDX #MASQUE
        BRSET 0,X,##%00000100,dec_u
ret_u   BRSET 0,X,##%00000010,dec_v
ret_v   BRSET 0,X,##%00000001,dec_w
ret_w   LDX #TFLG2
        BCLR 0,x,##%11011111
        RTI

inter   LDX #PORTC
        BRSET 0,X,##%0000100,inc_u
ret_iu  LDX #PORTC
        BRSET 0,X,##%00000010,inc_v
ret_iv  LDX #PORTC
        BRSET 0,X,##%00000001,inc_w
ret_iw  jsr calcul
ret_int rti

dec_u   LDAA CMPTU
        DECA
        PSHA
        BNE back_u
        JMP cmdu
back_u  PULA
        staa CMPTU
        JMP ret_u

dec_v   LDAA CMPTV
        DECA
        PSHA
        BNE back_v
        JMP cmdv
back_v  PULA
        staa CMPTV
        JMP ret_v

dec_w   LDAA CMPTW
        DECA
        PSHA
        BNE back_w
        JMP cmdw
back_w  PULA
        staa CMPTW
        JMP ret_w

inc_u   LDX #MASQUE
        BRSET 0,X,##%00000100,fin_iu
        LDAA ANGLE
        STAA CMPTU
        LDX #MASQUE
        BSET 0,X,##%00000100
fin_iu  JMP ret_iu

```

inc_v	LDX #MASQUE BRSET 0,X,#%00000010,fin_iv LDAA ANGLE STAA CMPTV LDX #MASQUE BSET 0,X,#%00000010	
fin_iv	JMP ret_iv	
inc_w	LDX #MASQUE BRSET 0,X,#%00000001,fin_iw LDAA ANGLE STAA CMPTW LDX #MASQUE BSET 0,X,#%00000001	
fin_iw	JMP ret_iw	
program		
	lds #PILE	Initialisation de la pile
	ldaa #\$00 staa DDRC	Port C en entr,e
	LDAA #\$04 STAA BTIME	
	LDAA #%01100000 staa PACTL	On initialise la base de temps
	LDAA #%00100000 staa TMSK2	
	LDAA BTIME NEGA staa PACNT	
	ldaa #\$FE staa ANGLE	On initialise l'angle de retard
	ldx #OPTION bset 0,X,#%10100000 BRCLR 0,X,#%00001000,demar	Interruption IRQ sur front
	ldx #SPCR bset 0,X,#\$20	Port D en mode "wire"
	ldaa #\$30 staa BAUD	On initialise à 9600 bauds
	CLR SCCR1	Définition du bit de start...
	ldaa #%00001100 staa SCCR2	Validation E/S série
	LDAA #\$00 STAA MASQUE STAA ETAT	
	LDAA #\$00 STAA VALEUR STAA CONS	

	LDAA #58 STAA ANGLE STAA ALPHA	
	attente SEI LDAA #\$00 staa PORTB jsr getdata LDX #PORTC BRCLR 0,X,#%00001000,synch BRA attente	Attente de fermeture de l'interupteur de marche, et mise à jour de l'angle de retard par le port s,rie
synch	LDX #PORTC BRCLR 0,X,#%00000001,demar bra synch	
demar regul	CLI jsr getdata LDX #PORTC BRCLR 0,X,#%00001000,regul bra attente	jusqu'à l'ouverture du contacteur de marche
getdata	ldx #SCSR brclr 0,X,#\$20,fin ldaa SCDR staa CONS brclr 0,X,#\$80,fin ldaa ANGLE staa SCDR	Acquisition de l'angle sur le port
att	brclr 0,X,#\$80,att ldaa ADR1 staa SCDR	
fin	rts	
cmdu	LDAA #%00000110 STAA PORTB STAA PREC LDAA #\$00 STAA PORTB ldx #MASQUE bclr 0,x,#%00000100	
fcmdu	JMP back_u	
cmdv	LDAA #%00000011 STAA PORTB STAA PREC LDAA #\$00 STAA PORTB ldx #MASQUE bclr 0,x,#%00000010	
fcmdv	JMP back_v	
cmdw	LDAA #%00000101 STAA PORTB STAA PREC LDAA #\$00 STAA PORTB ldx #MASQUE bclr 0,x,#%00000001	
fcmdw	JMP back_w	

calcul	ldaa #\$00	
	.staa ADCTL	Lancement de la conversion
conv	ldaa ADCTL	Attente de la fin de conversion
	bpl conv	
	ldaa ADR1	
	staa VALEUR	
	SUBA CONS	
	BLO negatif	
	lsra	
	lsra	
	ADDA ALPHA	
	bra calibre	
negatif	LDAA CONS	
	SUBA VALEUR	
	lsra	décalage éventuel
	lsra	
	STAA VALEUR	
	LDAA ALPHA	
	SUBA VALEUR	
calibre	CMPA #12	
	BLO min	
	CMPA #58	
	BLO fin_cal	
	LDAA #58	
	BRA fin_cal	
min	LDAA #12	
fin_cal	STAA ANGLE	
	rts	
END		

Annexe IX

**Bus du rack de développement
(Vue de face du connecteur de fond de panier)**

1	<i>DMWR</i>	<i>IRQ</i>	<i>GND</i>
2	<i>DMRD</i>	<i>XIRQ</i>	<i>GND</i>
3	<i>DMS</i>	<i>RST</i>	<i>F3</i>
4	<i>BMS</i>	<i>STRA</i>	<i>SEL3</i>
5		<i>STRB</i>	<i>SEL2</i>
6	<i>DGND</i>	<i>E</i>	
7	<i>A13</i>	<i>D23</i>	<i>PD5</i>
8	<i>A12</i>	<i>D22</i>	<i>PD4</i>
9	<i>A11</i>	<i>D21</i>	<i>PD3</i>
10	<i>A10</i>	<i>D20</i>	<i>PD2</i>
11	<i>B0</i>	<i>D19</i>	
12	<i>B1</i>	<i>D18</i>	<i>F2</i>
13	<i>B2</i>	<i>D17</i>	<i>DGND</i>
14	<i>B3</i>	<i>D16</i>	<i>RST</i>
15	<i>B4</i>	<i>D15</i>	
16	<i>B5</i>	<i>D14</i>	<i>DGND</i>
17	<i>B6</i>	<i>D13</i>	<i>IRQ2</i>
18	<i>B7</i>	<i>D12</i>	
19	<i>C7</i>	<i>D11</i>	
20	<i>C6</i>	<i>D10</i>	
21	<i>C5</i>	<i>D9</i>	<i>SCK1</i>
22	<i>C4</i>	<i>D8</i>	<i>TFS1</i>
23	<i>C3</i>	<i>A0</i>	<i>RFS1</i>
24	<i>C2</i>	<i>A1</i>	<i>DR1</i>
25	<i>C1</i>	<i>A2</i>	<i>DT1</i>
26	<i>C0</i>	<i>A3</i>	<i>SCK2</i>
27	<i>A3</i>	<i>A4</i>	<i>TFS2</i>
28	<i>A2</i>	<i>A5</i>	<i>RFS2</i>
29	<i>A1</i>	<i>A6</i>	<i>DR2</i>
30	<i>A0</i>	<i>A7</i>	<i>DT2</i>
31	<i>DGND</i>	<i>VCC</i>	<i>VCC</i>
32	<i>DGND</i>	<i>DGND</i>	<i>DGND</i>

68HC11
ADSP-2101
Signaux communs

A**B****C**

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

MODULE/RAM/BOOT=0/ABS=0	Estimateur;	
.VAR/DM/CIRC courantk[4];	{Echantillons}	.VAR/DM/CIRC fluxq_estk1[2];
.VAR/DM/CIRC tensionk[4];	{Echantillons}	.VAR/DM/CIRC fluxd_estk2[2];
.VAR/DM/CIRC courantk1[4];		.VAR/DM/CIRC fluxq_estk2[2];
.VAR/DM/CIRC tensionk1[4];		.VAR/DM/CIRC coefdi[8];
		.VAR/DM/CIRC coefqj[8];
.VAR/DM/CIRC idqk[4];	{Id Iq}	.VAR/DM/CIRC coefd[8];
.VAR/DM/CIRC idqk1[4];		.VAR/DM/CIRC coefq[8];
.VAR/DM/CIRC idqk2[4];		.VAR/DM/CIRC coefmultd[8];
		.VAR/DM/CIRC coefmultq[8];
.VAR/DM/CIRC Udqk[4];	{Ud Uq}	.VAR/DM/CIRC tampon[4];
.VAR/DM/CIRC Udqk1[4];		.VAR/DM/CIRC unmoinsomega[4];
.VAR/DM/CIRC Udqk2[4];		.VAR/DM/CIRC unomega[4];
		.VAR/DM/CIRC omegaTe[2];
.VAR/DM/CIRC idqkfiltre[4];	{Id Iq filtrés}	.VAR/DM/CIRC moinsomegaTe[2];
.VAR/DM/CIRC idqk1filtre[4];		.VAR/DM/CIRC TesurdeuxTr[8];
.VAR/DM/CIRC idqk2filtre[4];		.VAR/DM/CIRC diviseur[2];
		.VAR/DM/CIRC Te[2];
.VAR/DM/CIRC entreekfiltred[6];	{Id Iq filtrés}	.VAR/DM/CIRC Tesurdeux[2];
.VAR/DM/CIRC entreek1filtred[6];		.VAR/DM/CIRC moinsTe[2];
.VAR/DM/CIRC entreek2filtred[6];		.VAR/DM/CIRC moinsun[2];
		.VAR/DM/CIRC moinsTesurdeux[2];
.VAR/DM/CIRC entreekfiltreq[6];	{Id Iq filtrés}	
.VAR/DM/CIRC entreek1filtreq[6];		.VAR/DM/CIRC omega[2];
.VAR/DM/CIRC entreek2filtreq[6];		
.VAR/DM/CIRC in_est_sato_1k[6];		.VAR/DM/CIRC in_pi[6];
.VAR/DM/CIRC in_est_sato_2k[6];		.VAR/DM/CIRC out_pi[4];
.VAR/DM/CIRC in_est_sato_3k[6];		
.VAR/DM/CIRC in_est_sato_4k[6];		.VAR/DM/CIRC in_criterel[4];
		.VAR/DM/CIRC in_criterer[4];
		.VAR/DM/CIRC criteref[4];
.VAR/DM/CIRC out_est_sato_1k[2];		
.VAR/DM/CIRC out_est_sato_1k1[2];		.VAR/DM/CIRC coef_id[4];
.VAR/DM/CIRC out_est_sato_2k[2];		.VAR/DM/CIRC coef_iq[4];
.VAR/DM/CIRC out_est_sato_2k1[2];		.VAR/DM/CIRC filtre_haut[6];
.VAR/DM/CIRC out_est_sato_3k[2];		.VAR/DM/CIRC reg_PI[6];
.VAR/DM/CIRC out_est_sato_3k1[2];		.VAR/DM/CIRC est_stal[6];
.VAR/DM/CIRC out_est_sato_4k[2];		.VAR/DM/CIRC est_sta2[6];
.VAR/DM/CIRC out_est_sato_4k1[2];		.VAR/DM/CIRC flux_stad[6];
		.VAR/DM/CIRC flux_staq[6];
.VAR/DM/CIRC in_fluxd_ref[6];		
.VAR/DM/CIRC in_fluxq_ref[6];		.VAR/DM gain[2];
.VAR/DM/CIRC fluxd_ref[2];		.VAR/DM gaintmp[2];
.VAR/DM/CIRC fluxq_ref[2];		.VAR/DM compteur[1];
		.VAR/DM/CIRC pasun[4];
.VAR/DM/CIRC fluxd_estk[2];		
.VAR/DM/CIRC fluxq_estk[2];		.PORT DACA;
.VAR/DM/CIRC fluxd_estt[2];		.PORT DACB;
.VAR/DM/CIRC fluxq_estt[2];		.PORT DACC;
.VAR/DM/CIRC fluxd_estk1[2];		.PORT DACD;

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```

.PORT DACF;
.PORT DACF;

.INIT tensionk : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { U2, U1 }
.INIT courantk : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { I2, I1 }
.INIT tensionk1 : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT courantk1 : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;

.INIT idqk : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { Id, Iq }
.INIT idqk1 : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT idqk2 : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;

.INIT Udqk : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { Ud, Uq }
.INIT Udqk1 : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT Udqk2 : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;

.INIT idqkfiltre : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { Id, Iq filtres }
.INIT idqk1filtre : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT idqk2filtre : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;

.INIT entreefiltred : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { s(k-1) e(k) e(k-1)}
.INIT entree1filtred : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT entree2filtred : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;

.INIT entreefiltreq : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { s(k-1) e(k) e(k-1)}
.INIT entree1filtreq : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT entree2filtreq : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;

.INIT in_est_sato_1k : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { s(k-1) e(k) e(k-1)}
.INIT in_est_sato_2k : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { s(k-1) e(k) e(k-1)}
.INIT in_est_sato_3k : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { s(k-1) e(k) e(k-1)}
.INIT in_est_sato_4k : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { s(k-1) e(k) e(k-1)}

.INIT out_est_sato_1k : 0x0000, 0x0000;
.INIT out_est_sato_1k1 : 0x0000, 0x0000;
.INIT out_est_sato_2k : 0x0000, 0x0000;
.INIT out_est_sato_2k1 : 0x0000, 0x0000;
.INIT out_est_sato_3k : 0x0000, 0x0000;
.INIT out_est_sato_3k1 : 0x0000, 0x0000;
.INIT out_est_sato_4k : 0x0000, 0x0000;
.INIT out_est_sato_4k1 : 0x0000, 0x0000;

.INIT in_fluxd_ref : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { s(k-1) e(k) e(k-1)}
.INIT in_fluxq_ref : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000; { s(k-1) e(k) e(k-1)}

.INIT fluxd_ref : 0x0000, 0x0000;
.INIT fluxq_ref : 0x0000, 0x0000;

.INIT fluxd_estk : 0x0000, 0x0000;
.INIT fluxq_estk : 0x0000, 0x0000;
.INIT fluxd_estt : 0x0000, 0x0000;

.INIT fluxq_estt : 0x0000, 0x0000;
.INIT fluxd_estk1 : 0x0000, 0x0000;
.INIT fluxq_estk1 : 0x0000, 0x0000;
.INIT fluxd_estk2 : 0x0000, 0x0000;
.INIT fluxq_estk2 : 0x0000, 0x0000;
.INIT coefdi : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT coefqi : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT coefd : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT coefq : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT coefmultd : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0001, 0x4000;
.INIT coefmultq : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0001, 0x4000;
.INIT tampon : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT unomega : 0x0001, 0x4000, 0x0000, 0x0000;
.INIT unmoinsomega : 0x0001, 0x4000, 0x0000, 0x0000;
.INIT TesurdeuxTr : 0xFFFF6, 0x46FC, 0xFFFF6, 0xB904, 0xFFFF6, 0x46FC, 0xFFFF6, 0xB904;
.INIT Te : 0xFFFF4, 0x4189;
.INIT moinsTe : 0xFFFF4, 0xBE77;
.INIT moinsun : 0x0001, 0xC000;
.INIT Tesurdeux : 0xFFFF3, 0x4189;
.INIT moinsTesurdeux : 0xFFFF3, 0xBE77;
.INIT omegaTe : 0x0001, 0x0000;
.INIT moinsomegaTe : 0x0000, 0x0000;

.INIT diviseur : 0x0000, 0x0000;

.INIT omega : 0x0000, 0x0000;

.INIT critere : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;

.INIT in_pi : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;
.INIT out_pi : 0x0000, 0x0000, 0x0000, 0x0000;

.INIT coef_id : 0x0000, 0x0000, 0x0001, 0x4E62;
{ 0, sqrt(3/2) }
.INIT coef_iq : 0x0001, 0x5A82, 0x0000, 0x5A82;
{ sqrt(2) 1/sqrt(2) }
.INIT filtre_haut : 0x0000, 0x7FD7, 0x0000, 0x7FEB, 0x0000, 0x8015;
{ (1-5.Te)/(1+5.Te), 1/(1+5.Te), -1/(1+5.Te) }
.INIT reg_PI : 0x0001, 0x4000, 0x0001, 0x4066, 0x0000, 0x80CD;
{ 1, (1+50.Te), (50.Te-1) }
.INIT est_sta1 : 0x0000, 0x7FD7, 0xFFFF3, 0x417E, 0xFFFF3, 0x417E;
{ (1-5.Te)/(1+5.Te), Te/2/(1+5.Te), Te/2/(1+5.Te) }
.INIT est_sta2 : 0x0000, 0x7FD7, 0xFFFFE, 0x7FF3, 0xFFFFE, 0x801D;
{ (1-5.Te)/(1+5.Te), (2Ls+TeRs)/2/(1+5.Te), (TeRs-2Ls)/2/(1+5.Te) }
.INIT flux_stad : 0x0002, 0xAAB5, 0x0003, 0xB622, 0x0001, 0x4000;
{ -1/(sqrt(3).M2Lr) -1/(M2Lr) 1.0 }
.INIT flux_staq : 0x0002, 0x554B, 0x0003, 0xB622, 0x0001, 0x4000;
{ 1/(sqrt(3).M2Lr) -1/(M2Lr) 1.0 }
.INIT gain : 0x0006, 0x9C00; {Gain initial de -50}
.INIT gaintmp : 0x0000, 0x0000;

```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```
.INIT compteur      : 0x00A0; {Compteur =160 correspond à 0.02s}
.INIT pasun        : 0xFFFF9, 0x6666, 0x0001, 0x4000;
                    {Pas d'intégration = à 0.02/160}
```

```
{-----Interrupt vector table-----}
    JUMP debut; NOP; NOP; NOP;      {reset vector}
    RTI; NOP; NOP; NOP;             {IRQ2}
    RTI; NOP; NOP; NOP;             {SPORT0 transmit}
    RTI; NOP; NOP; NOP;             {SPORT0 receive}
    RTI; NOP; NOP; NOP;             {SPORT1 transmit}
    RTI; NOP; NOP; NOP;             {SPORT1 receive}
    RTI; NOP; NOP; NOP;             {timer}
```

```
{-----Initializations-----}
```

```
debut: AX0=0x1249;
       DM(0x3FFE)=AX0;
```

```
       ICNTL=0x00;
       IMASK=0x20;
       L0=0;
       L1=0;
       L2=0;
       L3=0;
       L4=0;
       L5=0;
       L6=0;
       L7=0;
```

```
       M0=1;
       M1=1;
       M4=1;
       M5=0;
```

```
start: call can;
       call idiq;
       call filtre;
       call Udiq;
       call flux_s;
       call flux_a;
{   call eff;
    call pvect;
    call PI;
    jump start;
```

```
{*****}
{***** calcul du produit vectoriel *****}
{*****}
```

```
pvect: I0=^critere;
       I1=^fluxd_ref;
       I2=^fluxq_ref;
       I3=^fluxd_estk;
       I4=^fluxq_estk;
       I5=^in_critere1;
       I6=^in_critere2;

       AX0=DM(I0,M0); {***** décalage de la sortie ****}
       AX1=DM(I0,M0);
       DM(I0,M0)=AX0;
       DM(I0,M0)=AX1;

       AX0=DM(I1,M0); {***** imrd ref -> in_1 ****}
       AX1=DM(I1,M0);
       DM(I5,M4)=AX0;
       DM(I5,M4)=AX1;

       AX0=DM(I4,M4); {***** imrq est -> in_2 ****}
       AX1=DM(I4,M4);
       DM(I6,M4)=AX0;
       DM(I6,M4)=AX1;

       AX0=DM(I3,M0); {***** imrd est -> in_1 ****}
       AX1=DM(I3,M0);
       DM(I5,M4)=AX0;
       DM(I5,M4)=AX1;

       AX0=DM(I2,M0); {***** -imrq ref -> in_2 ****}
       AX1=DM(I2,M0);
       AY0=0x0001;
       AY1=0xC000;
       MX0=0;
       call fpm;
       DM(I6,M4)=AR;
       DM(I6,M4)=SR1;

       I0=^in_critere1;
       I1=^in_critere2;
       I4=^critere;
       CNTR=1; {longueur du buffer -1;}
       MX0=0;
       call fpmacc;
       DM(I4,M4)=AR;
       DM(I4,M4)=SR1;

       AX0=AR;
       AX1=SR1;
       I1=^gain;
       AY0=DM(I1,M0);
```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```

AY1=DM(I1,M0);    {on multiplie par -2000/G}
MX0=0;
call fpm;
I4=^critere;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

rts;

{*****}
{***** calcul du PI (avec gain de adaptatif) *****}
{*****}
PI:  I0=^in_pi;
     I1=^critere;
     I4=^out_pi;

     AX0=DM(I4,M4);    {***** décalage de la sortie *****}
     AX1=DM(I4,M4);
     DM(I4,M4)=AX0;
     DM(I4,M4)=AX1;

     DM(I0,M0)=AX0;
     DM(I0,M0)=AX1;
     CNTR=%critere;    {***** recopie de critere dans in_pi**}
     DO copie UNTIL CE;
     AX0=DM(I1,M0);
copie: DM(I0,M0)=AX0;

     I0=^in_pi;
     I1=^reg_PI;
     I4=^out_pi;
     I5=^omega;

     CNTR=2;    {longueur du buffer -1;}
     MX0=0;

     call fpmacc;
     DM(I4,M4)=AR;
     DM(I4,M4)=SR1;
     DM(I5,M4)=AR;
     DM(I5,M4)=SR1;
     DM(DACE)=AR;
     DM(DACE)=SR1;

rts;

{*****}
{***** valeur efficace *****}
{*****}

```

```

eff:  I0=^fluxd_ref;
     I1=^fluxq_ref;
     I3=^tampon;

     AX0=DM(I0,M0);
     AY0=DM(I0,M0);
     AX1=DM(I1,M0);
     AY1=DM(I1,M0);
     DM(I3,M0)=AX0;
     DM(I3,M0)=AY0;
     DM(I3,M0)=AX1;
     DM(I3,M0)=AY1;

     I0=^tampon;    {calcul de lmr2}
     I1=^tampon;
     I4=^tampon;

     CNTR=1;    {longueur du buffer -1;}
     MX0=0;

     call fpmacc;
     DM(I4,M4)=AR;
     DM(I4,M4)=SR1;

     I0=^gaintmp;    {calcul de lmr2*pas+gain_préc}
     AX0=DM(I0,M0);
     AY0=DM(I0,M0);
     DM(I4,M4)=AX0;
     DM(I4,M4)=AY0;

     I0=^tampon;
     I1=^pasun;
     I4=^gaintmp;

     CNTR=1;    {longueur du buffer -1;}
     MX0=0;

     call fpmacc;
     DM(I4,M4)=AR;
     DM(I4,M4)=SR1;

     I1=^gain;
     AX0=DM(I1,M0);
     AY0=DM(I1,M0);
     DM(DACF)=AX0;
     DM(DACF)=AY0;

     AY0=DM(compteur);
     AR=AY0-1;
     DM(compteur)=AR;

```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```

IF NE RTS;

AX0=0x00A0;      { remise à jour du compteur et du }
DM(compteur)=AX0; { gain après 0.02s}

I0=^gaintmp;
I1=^gain;
AX0=DM(I0,M0);
AY0=DM(I0,M0);
DM(I1,M0)=AX0;
DM(I1,M0)=AY0;

I1=^gaintmp;
I4=^gain;
AX0=0x000B;      { Gain de -2000/gaintmp}
AX1=0x8300;
AY0=DM(I1,M0);
AY1=DM(I1,M0);
MX0=0;
call fpd;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

I1=^gaintmp;
AX0=0x0000;
DM(I1,M0)=AX0;
DM(I1,M0)=AX0;

RTS;

{*****}
{***** calcul des flux adaptatifs *****}
{*****}
flux_a: I0=^fluxd_estk1;
I1=^fluxq_estk1;
I2=^fluxd_estk2;
I3=^fluxq_estk2;

AX0=DM(I0,M0);      { décalage des échantillons de }
AY0=DM(I0,M0);      {   sortie   }
AX1=DM(I1,M0);
AY1=DM(I1,M0);

DM(I2,M0)=AX0;
DM(I2,M0)=AY0;
DM(I3,M0)=AX1;
DM(I3,M0)=AY1;

I0=^fluxd_estk;
I1=^fluxq_estk;
I2=^fluxd_estk1;
I3=^fluxq_estk1;

AX0=DM(I0,M0);
AY0=DM(I0,M0);
AX1=DM(I1,M0);
AY1=DM(I1,M0);

DM(I2,M0)=AX0;
DM(I2,M0)=AY0;
DM(I3,M0)=AX1;
DM(I3,M0)=AY1;

I0=^idqkfiltre;
I1=^idqk1filtre;
I2=^fluxd_estk1;
I3=^fluxq_estk1;
I4=^coefdi;
I5=^coefqi;
I6=^fluxd_estk2;
I7=^fluxq_estk2;

AX0=DM(I0,M0);
AY0=DM(I0,M0);
DM(I4,M4)=AX0;
DM(I4,M4)=AY0;

AX0=DM(I2,M0);
AY0=DM(I2,M0);
DM(I4,M4)=AX0;
DM(I4,M4)=AY0;

AX0=DM(I1,M0);
AY0=DM(I1,M0);
DM(I4,M4)=AX0;
DM(I4,M4)=AY0;

AX0=DM(I6,M4);
AY0=DM(I6,M4);
DM(I4,M4)=AX0;
DM(I4,M4)=AY0;

I0=^fluxd_estk;
I1=^fluxq_estk;
I2=^fluxd_estk1;
I3=^fluxq_estk1;
I4=^fluxd_estk2;
I5=^fluxq_estk2;
I6=^fluxd_estk2;
I7=^fluxq_estk2;

AX0=DM(I0,M0);
AY0=DM(I0,M0);
DM(I5,M4)=AX0;
DM(I5,M4)=AY0;

I0=^fluxd_estk;
I1=^fluxq_estk;
I2=^fluxd_estk1;
I3=^fluxq_estk1;
I4=^fluxd_estk2;
I5=^fluxq_estk2;
I6=^fluxd_estk2;
I7=^fluxq_estk2;

AX0=DM(I0,M0);
AY0=DM(I0,M0);
DM(I5,M4)=AX0;
DM(I5,M4)=AY0;

{élaboration de isdk imrdk1 isdk1 imrdk2}
{ id k }
{ imrd k1 }
{ id k1 }
{ imrd k2 }
{élaboration de isqk imrqk1 isqk1 imrqk2}
{ iq k }

```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```

AX0=DM(I3,M0);
AY0=DM(I3,M0);
DM(I5,M4)=AX0;    { imrq k1 }
DM(I5,M4)=AY0;

```

```

AX0=DM(I1,M0);
AY0=DM(I1,M0);
DM(I5,M4)=AX0;    { iq k1 }
DM(I5,M4)=AY0;

```

```

AX0=DM(I7,M4);
AY0=DM(I7,M4);
DM(I5,M4)=AX0;    { imrq k2 }
DM(I5,M4)=AY0;

```

{élaboration de Imrdk1 imrqk1 }

```

I6=^coefd;
I7=^coefq;

```

```

I2=^fluxd_estk1;
I3=^fluxq_estk1;

```

```

AX0=DM(I2,M0);    { imrd k1 axe d }
AY0=DM(I2,M0);
DM(I6,M4)=AX0;
DM(I6,M4)=AY0;

```

```

AX1=DM(I3,M0);    { imrq k1 axe d }
AY1=DM(I3,M0);
DM(I6,M4)=AX0;
DM(I6,M4)=AY0;

```

```

DM(I7,M4)=AX1;    { imrq k1 axe q }
DM(I7,M4)=AY1;
DM(I7,M4)=AX0;    { imrd k1 axe q }
DM(I7,M4)=AY0;

```

```

I0=^TesurdeuxTr;
I1=^coefqi;
CNTR=3;
MX0=0;
call fpmacc;
DM(I6,M4)=AR;
DM(I6,M4)=SR1;

```

```

I0=^TesurdeuxTr;
I1=^coefdi;
CNTR=3;

```

```

MX0=0;
call fpmacc;
DM(I6,M4)=AR;
DM(I6,M4)=SR1;
DM(I7,M4)=AR;
DM(I7,M4)=SR1;

```

```

I0=^TesurdeuxTr;
I1=^coefqi;
CNTR=3;
MX0=0;
call fpmacc;
DM(I7,M4)=AR;
DM(I7,M4)=SR1;

```

I0=^Omega; { calcul de wTe/2 }

```

I1=^Tesurdeux;
I4=^OmegaTe;
I5=^unOmega;
AX0=DM(I0,M0);
AX1=DM(I0,M0);
AY0=DM(I1,M0);
AY1=DM(I1,M0);
MX0=0;
call fpm;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;
AX0=DM(I5,M4);
AX0=DM(I5,M4);
DM(I5,M4)=AR;
DM(I5,M4)=SR1;

```

I0=^Omega; { calcul de -wTe/2 }

```

I1=^moinsTesurdeux;
I4=^moinsOmegaTe;
I5=^unmoinsOmega;
AX0=DM(I0,M0);
AX1=DM(I0,M0);
AY0=DM(I1,M0);
AY1=DM(I1,M0);
MX0=0;
call fpm;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;
AX0=DM(I5,M4);
AX0=DM(I5,M4);
DM(I5,M4)=AR;
DM(I5,M4)=SR1;

```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```

I6=^coefmultd;      {calcul des coef mult axe d}

I0=^unomega;      {Calcul de (1-(w.Te/2)2) }
I1=^unmoinsomega;
CNTR=1;
MX0=0;
call fpmacc;
DM(I6,M4)=AR;
DM(I6,M4)=SR1;

I0=^omega;      {Calcul de -w.Te }
I1=^moinsTe;
AX0=DM(I0,M0);
AX1=DM(I0,M0);
AY0=DM(I1,M0);
AY1=DM(I1,M0);
MX0=0;
call fpm;
DM(I6,M4)=AR;
DM(I6,M4)=SR1;

I1=^moinsomegaTe; {Calcul de -w.Te/2 }
AX0=DM(I1,M0);
AX1=DM(I1,M0);
DM(I6,M4)=AX0;
DM(I6,M4)=AX1;

I6=^coefmultq;      {calcul des coef mult axe d}

I0=^unomega;      {Calcul de (1-(w.Te/2)2) }
I1=^unmoinsomega;
CNTR=1;
MX0=0;
call fpmacc;
DM(I6,M4)=AR;
DM(I6,M4)=SR1;

I0=^omega;      {Calcul de w.Te }
I1=^Te;
AX0=DM(I0,M0);
AX1=DM(I0,M0);
AY0=DM(I1,M0);
AY1=DM(I1,M0);
MX0=0;
call fpm;
DM(I6,M4)=AR;
DM(I6,M4)=SR1;

I1=^omegaTe;      {Calcul de w.Te/2 }
AX0=DM(I1,M0);
AX1=DM(I1,M0);

```

```

DM(I6,M4)=AX0;
DM(I6,M4)=AX1;

I0=^coefmultd;      {Calcul du flux d avant division }
I1=^coefd;
I4=^fluxd_estt;
CNTR=3;
MX0=0;
call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

I0=^coefmultq;      {Calcul du flux q avant division }
I1=^coefq;
I4=^fluxq_estt;
CNTR=3;
MX0=0;
call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

I0=^unomega;      {Calcul du diviseur (1+(wTe/2)2) }
I1=^unomega;
I4=^diviseur;
CNTR=1;
MX0=0;
call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

I0=^fluxd_estt;
I1=^diviseur;
I4=^fluxd_estk;
AX0=DM(I0,M0);
AX1=DM(I0,M0);
AY0=DM(I1,M0);
AY1=DM(I1,M0);
MX0=0;
call fpd;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;
DM(DACA)=AR;
DM(DACA)=SR1;

I0=^fluxq_estt;
I1=^diviseur;
I4=^fluxq_estk;
AX0=DM(I0,M0);
AX1=DM(I0,M0);

```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```

AY0=DM(I1,M0);
AY1=DM(I1,M0);
MX0=0;
call fpd;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;
DM(DACB)=AR;
DM(DACB)=SR1;

rts;

{*****}
{***** calcul des références de flux *****}
{*****}

flux_s: I0=^in_est_sato_2k;
        I1=^in_est_sato_4k;
        I2=^out_est_sato_2k;
        I3=^out_est_sato_4k;
        I4=^out_est_sato_2k1;
        I5=^out_est_sato_4k1;
        I6=^idqk;
        I7=^idqk1;

        CNTR=%out_est_sato_2k; {***** décalage des échantillons *****}
        DO dista UNTIL CE; {***** de sortie 2 et 4 *****}
        AX0=DM(I2,M1);
        DM(I4,M4)=AX0;
        AX1=DM(I3,M1);
dista: DM(I5,M4)=AX1;

        I2=^out_est_sato_2k;
        I3=^out_est_sato_4k;
        I4=^out_est_sato_2k1;
        I5=^out_est_sato_4k1;

        AX0=DM(I4,M4); {***** s(k-1) mantisse et exposant **}
        DM(I0,M0)=AX0; {***** estimateur 2 *****}
        AX0=DM(I4,M4);
        DM(I0,M0)=AX0;

        AX0=DM(I5,M4); {***** s(k-1) mantisse et exposant **}
        DM(I1,M0)=AX0; {***** estimateur 4 *****}
        AX0=DM(I5,M4);
        DM(I1,M0)=AX0;

        AX0=DM(I6,M4); {***** e(k) mantisse et exposant **}
        DM(I1,M0)=AX0; {** id entré de estimateur 4 *****}
        AX0=DM(I6,M4);
        DM(I1,M0)=AX0;
        AX0=DM(I6,M4); {** iq entré de estimateur 2 *****}
        DM(I0,M0)=AX0;
        AX0=DM(I6,M4);
        DM(I0,M0)=AX0;

        AX0=DM(I7,M4); {***** e(k-1) mantisse et exposant **}
        DM(I1,M0)=AX0; {** id entré de estimateur 4 *****}
        AX0=DM(I7,M4);
        DM(I1,M0)=AX0;
        AX0=DM(I7,M4); {** iq entré de estimateur 2 *****}
        DM(I0,M0)=AX0;
        AX0=DM(I7,M4);
        DM(I0,M0)=AX0;

        I1=^est_sta2;
        I0=^in_est_sato_2k;
        I4=^out_est_sato_2k;

        CNTR=2; {%filtre_haut-1;}
        MX0=0;

        call fpmacc;
        DM(I4,M4)=AR;
        DM(I4,M4)=SR1;

        I1=^est_sta2;
        I0=^in_est_sato_4k;
        I4=^out_est_sato_4k;

        CNTR=2; {%filtre_haut-1;}
        MX0=0;

        call fpmacc;
        DM(I4,M4)=AR;
        DM(I4,M4)=SR1;

        I0=^in_est_sato_1k;
        I1=^in_est_sato_3k;
        I2=^out_est_sato_1k;
        I3=^out_est_sato_3k;
        I4=^out_est_sato_1k1;
        I5=^out_est_sato_3k1;
        I6=^Udqk;

```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```

I7=^Udqk1;

CNTR=%out_est_sato_1k;  {***** décalage des échantillons *****)
DO dUsta UNTIL CE;      {***** de sortie 1 et 3 *****)
AX0=DM(I2,M1);
DM(I4,M4)=AX0;
AX1=DM(I3,M1);
dUsta: DM(I5,M4)=AX1;

I2=^out_est_sato_1k;
I3=^out_est_sato_3k;
I4=^out_est_sato_1k1;
I5=^out_est_sato_3k1;

AX0=DM(I4,M4);          {***** s(k-1) mantisse et exposant **}
DM(I0,M0)=AX0;          {***** estimateur 2 *****)
AX0=DM(I4,M4);
DM(I0,M0)=AX0;

AX0=DM(I5,M4);          {***** s(k-1) mantisse et exposant **}
DM(I1,M0)=AX0;          {***** estimateur 4 *****)
AX0=DM(I5,M4);
DM(I1,M0)=AX0;

AX0=DM(I6,M4);          {***** e(k) mantisse et exposant **}
DM(I0,M0)=AX0;          {** Ud entré de estimateur 1 *****)
AX0=DM(I6,M4);          {** Uq entré de estimateur 3 *****)
DM(I0,M0)=AX0;
DM(I1,M0)=AX0;
AX0=DM(I6,M4);
DM(I1,M0)=AX0;

AX0=DM(I7,M4);          {***** e(k-1) mantisse et exposant **}
DM(I0,M0)=AX0;          {** Ud entré de estimateur 1 *****)
AX0=DM(I7,M4);          {** Uq entré de estimateur 3 *****)
DM(I0,M0)=AX0;
AX0=DM(I7,M4);
DM(I1,M0)=AX0;
AX0=DM(I7,M4);
DM(I1,M0)=AX0;

I1=^est_sta1;
I0=^in_est_sato_1k;
I4=^out_est_sato_1k;

CNTR=2;  {%filtre_haut-1;}
MX0=0;

call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

I1=^est_sta1;
I0=^in_est_sato_3k;
I4=^out_est_sato_3k;

CNTR=2;  {%filtre_haut-1;}
MX0=0;

call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

I0=^out_est_sato_1k;
I1=^out_est_sato_2k;
I2=^out_est_sato_3k;
I3=^out_est_sato_4k;
I4=^idqkfiltre;
I5=^in_fluxd_ref;
I6=^in_fluxq_ref;

AX0=DM(I2,M0);          {***** estimateur de flux d **}
DM(I5,M4)=AX0;          {** sortie estimateur 3 *****)
AX0=DM(I2,M0);          {** sortie estimateur 4 *****)
DM(I5,M4)=AX0;

AX0=DM(I3,M0);          {** id filtrée *****)
DM(I5,M4)=AX0;
AX0=DM(I3,M0);
DM(I5,M4)=AX0;

AX0=DM(I4,M4);          {***** estimateur de flux q **}
DM(I5,M4)=AX0;          {** sortie estimateur 1 *****)
AX0=DM(I4,M4);
DM(I5,M4)=AX0;

AX0=DM(I0,M0);          {***** estimateur de flux q **}
DM(I6,M4)=AX0;          {** sortie estimateur 2 *****)
AX0=DM(I0,M0);
DM(I6,M4)=AX0;

AX0=DM(I1,M0);          {** sortie estimateur 2 *****)

```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```

DM(I6,M4)=AX0;
AX0=DM(I1,M0);
DM(I6,M4)=AX0;

AX0=DM(I4,M4);      (** iq filtrée *****)
DM(I6,M4)=AX0;
AX0=DM(I4,M4);
DM(I6,M4)=AX0;

I1=^flux_stad;
I0=^in_fluxd_ref;
I4=^fluxd_ref;

CNTR=2;  {%filtre_haut-1;}
MX0=0;

call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;
DM(DACC)=AR;
DM(DACC)=SR1;

I1=^flux_staq;
I0=^in_fluxq_ref;
I4=^fluxq_ref;

CNTR=2;  {%filtre_haut-1;}
MX0=0;

call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;
DM(DACD)=AR;
DM(DACD)=SR1;

rts;

{*****}
{***** Calcul des courants d et q *****}
{*****}

idiq: I4=^idqk;      {***** décalage des échantillons *****}
      I5=^idqk1;    {***** en sortie *****}
      I6=^idqk2;

CNTR=%idqk;

```

```

DO decidq UNTIL CE;
AX0=DM(I5,M5);
DM(I6,M4)=AX0;
AX1=DM(I4,M4);
decidq: DM(I5,M4)=AX1;

I4=^idqk;
I0=^courantk;
I1=^coef_id;

CNTR=1;
MX0=0;

call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

I0=^courantk;
I1=^coef_iq;

CNTR=1;
MX0=0;

call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

rts;

{*****}
{***** Calcul des tensions d et q *****}
{*****}

Udiq: I4=^Udqk;     {***** décalage des échantillons *****}
      I5=^Udqk1;    {***** en sortie *****}
      I6=^Udqk2;

CNTR=%Udqk;
DO decUdq UNTIL CE;
AX0=DM(I5,M5);
DM(I6,M4)=AX0;
AX1=DM(I4,M4);
decUdq: DM(I5,M4)=AX1;

```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```

I4=^Udqk;
I0=^tensionk;
I1=^coef_id;

CNTR=1;
MX0=0;

call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

I0=^tensionk;
I1=^coef_iq;

CNTR=1;
MX0=0;

call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

rts;

{*****}
{***** calcul du filtre passe-haut d et q *****}
{*****}

filtre: I4=^idqkfiltre; {**** décalage des échantillons ****}
        I5=^idqk1filtre; {**** en sortie ****}
        I6=^idqk2filtre;

CNTR=%idqkfiltre;
DO decal1 UNTIL CE;
AX0=DM(I5,M5);
DM(I6,M4)=AX0;
AX1=DM(I4,M4);
decal1: DM(I5,M4)=AX1;

I4=^entreefiltred; {**** décalage des échantillons ****}
I5=^entreek1filtred; {**** en entrée voie d ****}
I6=^entreek2filtred;

CNTR=%entreefiltred;

DO decal2 UNTIL CE;
AX0=DM(I5,M5);
DM(I6,M4)=AX0;
AX1=DM(I4,M4);
decal2: DM(I5,M4)=AX1;

I4=^entreek1filtred; {**** décalage des échantillons ****}
I5=^entreek1filtred; {**** en entrée voie q ****}
I6=^entreek2filtred;

M5=0;

CNTR=%entreek1filtred;
DO decal3 UNTIL CE;
AX0=DM(I5,M5);
DM(I6,M4)=AX0;
AX1=DM(I4,M4);
decal3: DM(I5,M4)=AX1;

I1=^filtre_haut;
I0=^entreek1filtred; {***** nouvelles entrées *****}
I3=^entreek1filtred;
I4=^idqk1filtre;
I5=^idqk;
I6=^idqk1;

AX0=DM(I4,M4); {***** s(k-1) mantisse et exposant **}
DM(I0,M0)=AX0;
AX0=DM(I4,M4);
DM(I0,M0)=AX0;
AX0=DM(I4,M4);
DM(I3,M0)=AX0;
AX0=DM(I4,M4);
DM(I3,M0)=AX0;

AX0=DM(I5,M4); {***** e(k) mantisse et exposant **}
DM(I0,M0)=AX0;
AX0=DM(I5,M4);
DM(I0,M0)=AX0;
AX0=DM(I5,M4);
DM(I3,M0)=AX0;
AX0=DM(I5,M4);
DM(I3,M0)=AX0;

AX0=DM(I6,M4); {***** e(k-1) mantisse et exposant **}
DM(I0,M0)=AX0;
AX0=DM(I6,M4);
DM(I0,M0)=AX0;
AX0=DM(I6,M4);
DM(I3,M0)=AX0;
AX0=DM(I6,M4);

```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```

DM(I3,M0)=AX0;

I1=^filtre_haut;
I0=^entreefiltred;
I4=^idqkfiltre;

CNTR=2;  {%filtre_haut-1;}
MX0=0;

call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

I1=^filtre_haut;
I0=^entreefiltreq;

CNTR=2;  {%filtre_haut-1;}
MX0=0;

call fpmacc;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

rts;

{*****}
{***** Routine de conversion A/N *****}
{*****}

can: I0=^tensionk;
      I4=^courantk;

AX0=0x000A;          { bias de 2^10 pour la tension}

{call wait;}
SI=DM(0x1400);
SR=LSHIFT SI BY 4 (HI);  { Conversion 1.11 -> 1.15}
SE=EXP SR1 (HI);        { Conversion 1.15 -> float}
SR=NORM SR1 (HI);
AY0=SE;
AR=AX0+AY0;
DM(I0,M0)=AR;
DM(I0,M0)=SR1;

{call wait;}
SI=DM(0x1401);
SR=LSHIFT SI BY 4 (HI);  { Conversion 1.11 -> 1.15}
SE=EXP SR1 (HI);        { Conversion 1.15 -> float}
SR=NORM SR1 (HI);
AY0=SE;
AR=AX0+AY0;
DM(I0,M0)=AR;
DM(I0,M0)=SR1;

AX0=0x0006;          { bias de 2^6 pour le courant}

{call wait;}
SI=DM(0x1402);
SR=LSHIFT SI BY 4 (HI);  { Conversion 1.11 -> 1.15}
SE=EXP SR1 (HI);        { Conversion 1.15 -> float}
SR=NORM SR1 (HI);
AY0=SE;
AR=AX0+AY0;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

{call wait;}
SI=DM(0x1403);
SR=LSHIFT SI BY 4 (HI);  { Conversion 1.11 -> 1.15}
SE=EXP SR1 (HI);        { Conversion 1.15 -> float}
SR=NORM SR1 (HI);
AY0=SE;
AR=AX0+AY0;
DM(I4,M4)=AR;
DM(I4,M4)=SR1;

{AX0=0x0009;          } { bias de 2^9 pour la vitesse}

{I4=^omega;          }
{SI=DM(0x1404);      }
{SR=LSHIFT SI BY 4 (HI); } { Conversion 1.11 -> 1.15}
{SE=EXP SR1 (HI);    } { Conversion 1.15 -> float}
{SR=NORM SR1 (HI);   }
{AY0=SE;              }
{AR=AX0+AY0;         }
{DM(I4,M4)=AR;       }
{DM(I4,M4)=SR1;      }

RTS;

```

Annexe X : Programme d'estimation de vitesse pour l'ADSP-2101

```
waitl: CNTR=30;
        DO boucl UNTIL CE;
boucl: NOP;
        RTS;
```

```
wait: CNTR=30;
      DO bouc UNTIL CE;
bouc: NOP;
      RTS;
```

```
{*****}
{***** Routine de calcul en flottant des *****}
{***** Équations de récurrence *****}
{*****}
*****
```

```
fpmacc: AX0=DM(I0,M0);
        AY0=DM(I1,M0);
        AF=AX0+AY0, MX1=DM(I0,M0);
        AR=PASS AF, MY1=DM(I1,M0);
        AX1=AR, MR=MX1*MY1 (RND);
        IF MV SAT MR;
        SE=EXP MR1 (HI);
        AY1=SE, SR=NORM MR1 (HI);
        AR=AX1+AY1, AX0=DM(I0,M0);
        AX1=AR;
        AY0=DM(I1,M0);
        DO macc UNTIL CE;
        AF=AX0+AY0, MX1=DM(I0,M0);
        AR=AX1-AF, MY1=DM(I1,M0);
        IF GT JUMP shiftp;
        SE=AR, MR=MX1*MY1 (RND);
        IF MV SAT MR;
        AY1=MR1, AR=PASS AF;
        AX1=AR, SR=ASHIFT SR1 (HI);
        JUMP add;
shiftp: AF=PASS AR;
        AR=-AF;
        SE=AR, MR=MX1*MY1 (RND);
        IF MV SAT MR;
        AY1=SR1, SR = ASHIFT MR1 (HI);
add: AR=SR1+AY1, AX0=DM(I0,M0);
      SE=EXP AR (HIX);
      AY1=SE, SR=NORM AR(HI);
      AR=AX1+AY1, AY0=DM(I1,M0);
macc: AX1=AR;
      SR0=MX0;
      AF=PASS SR0;
      AR=AX1-AF;
      RTS;
```

```
fpd: SR0=AY1, AR=ABS AX1;
      SR1=AR, AF=ABS SR0;
      SI=AX1, AR=SR1-AF;
      IF LT JUMP divide;
      SR=ASHIFT SI BY -1 (LO);
      AF=PASS AX0;
      AR=AF+1, AX1=SR0;
      AX0=AR;
divide: AX0=MX0, AF=AX0-AY0;
      MR=0;
      AR=AX0+AF, AY0=MR1;
      AF=PASS AX1, AX1=AY1;
      DIVS AF, AX1;
      DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1;
      DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1;
      DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1; DIVQ AX1;
      MR0=AY0, AF=PASS AR;
      SI=AY0, SE=EXP MR0 (HI);
      AX0=SE, SR=NORM SI (HI);
      AR=AX0+AF;
      RTS;
```

```
fpm: AF=AX0+AY0, MX1=AX1;
      MY1=AY1;
      AX0=MX0, MR=MX1*MY1 (RND);
      IF MV SAT MR;
      SE=EXP MR1 (HI);
      AF=AF-AX0, AX0=SE;
      AR=AX0+AF;
      SR=NORM MR1 (HI);
      RTS;
```

.ENDMOD;