HAL
open science

Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques

Lotfi Baghli

To cite this version:

Lotfi Baghli. Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Energie électrique. Université Henri Poincaré - Nancy I, 1999. Français. NNT : . tel-00356891

HAL Id: tel-00356891

https://theses.hal.science/tel-00356891

Submitted on 29 Jan 2009

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

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

FACULTE DES SCIENCES

U.F.R Sciences & Techniques : S.T.M.I.A
Ecole Doctorale : Informatique-Automatique-Electrotechnique-Electronique-Mathématique
Département de Formation Doctorale : Electrotechnique-Electronique

Thèse

Présentée pour l'obtention du titre de

Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I

en Génie Electrique

par **Lotfi BAGHLI**

◊

Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques

◊

Soutenue publiquement le 14 Janvier 1999 devant la commission d'examen :

Membres du Jury :

Président :	H. BUYSE	Professeur, LEI, Louvain-la-Neuve, Belgique
Rapporteurs :	J. FAUCHER	Professeur, LEEI, INPT - ENSEEIHT, Toulouse
	J. P. HAUTIER	Professeur, L2EP, ENSAM, Lille
Examinateurs :	A. REZZOUG	Professeur, IUFM de Lorraine, UHP, Nancy
	H. RAZIK	Maître de Conférences, IUFM de Lorraine, UHP, Nancy

Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy
Faculté des Sciences - 54500 Vandœuvre-lès-Nancy

A ma famille et à mes amis
pour la patience et le dévouement dont ils ont fait preuve

Je tiens à remercier Monsieur H. Buyse, Professeur à l'Université Catholique de Louvain, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury.

Je remercie vivement Messieurs J. Faucher, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, et J. P. Hautier, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers de Lille, pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail ainsi que pour les enrichissantes observations faites dans leurs rapports.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur A. Rezzoug, Professeur à l'IUFM de Lorraine, pour m'avoir accueilli au sein de son équipe, pour avoir dirigé ce travail, pour les nombreuses discussions que nous avons eu, malgré un emploi du temps chargé, pour sa sensibilité, son égard, le respect et la sympathie dont je fus témoin et pour m'avoir montré l'importance de la partie expérimentale dans notre domaine.

Je remercie sincèrement Monsieur H. Razik, Maître de conférences à l'IUFM de Lorraine, pour avoir co-dirigé ce travail ainsi que pour ses nombreux conseils et son soutien tout au long de cette thèse.

Que tous les membres du laboratoire GREEN se trouvent ici remerciés, notamment ceux de l'Université Henri Poincaré, et plus particulièrement J. Lévêque et F. Weinachter. La très bonne humeur et l'ambiance au sein du groupe m'ont permis de mener mes travaux de recherche de façon très agréable.
Les discussions, les remarques et les commentaires de mes collègues ont été sources d'idées et ont contribué au développement et à l'amélioration de cette étude.

Je veux également remercier ma famille et mes amis pour leur soutien moral.

Enfin, je remercie tout particulièrement mes parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études.

Introduction générale 5

Chapitre I : Logique floue, réseaux de neurones et algorithmes génétiques 11

1. Introduction 13

2. Logique floue 13
2.1. Principe et définitions 13
2.2. Opérateurs et normes 15
2.3. Inférence 16
2.4. Structure d'un régulateur flou 20

3. Réseaux de neurones 29
3.1. Principe et définitions 29
3.2. Perceptrons multicouches 30
3.3. Réseaux de neurones à fonction de base radiale (RBF) 35
3.4. Applications 37

4. Algorithmes génétiques 37
4.1. Principe et définitions 37
4.2. Applications 38

5. Conclusion 40

Chapitre II : Application à la commande de la machine asynchrone 41

1. Introduction 43

2. Identification des paramètres de la machine asynchrone 43
2.1. Essai 1 : démarrage 43
2.2. Essai 2 : échelon 51
2.3. Discussion 55
2.4. Conclusion 57

3. Contrôle vectoriel classique 58
3.1. Introduction 58
3.2. Modèle de la machine asynchrone 58
3.3. Méthodes de commande vectorielle des moteurs asynchrones 61

4. Régulation, méthodes classiques 65
4.1. Introduction 65
4.2. Découplage 65
4.3. Régulation des courants 67
4.4. Régulation de la vitesse 71
4.5. Conclusion 79

5. Régulation par logique floue 79
5.1. Introduction 79
5.2. Régulateur flou à trois ensembles 79
5.3. Régulateur flou à cinq ensembles 87
5.4. Stabilité des systèmes intégrant un régulateur flou 89
5.5. Conclusion 90

6. Régulation par réseau de neurones 95
6.1. Introduction 95
6.2. Réseau de neurones du type perceptron 95
6.3. Régulateur neuro-flou (à cinq ensembles flous) 98
6.4. Réseau de neurones à fonction de base radiale (RBF) 101
6.5. Conclusion 105

7. Conclusion 105

Chapitre III : Influence des changements de paramètres de la machine ____ *107*

1. Introduction ____ **109**

2. Paramètres mécaniques ____ **109**
2.1. Moment d'inertie (J) ____ 109
2.2. Coefficient de frottement sec (a_{30}) ____ 113

3. Paramètres électriques ____ **115**
3.1. Résistance statorique (R_s) ____ 115
3.2. Coefficient de dispersion (σ) ____ 117
3.3. Constante de temps statorique (τ_s) ____ 119
3.4. Constante de temps rotorique (τ_r) ____ 120

4. Conclusion ____ **121**

Chapitre IV : Machine avec défauts au rotor ____ *123*

1. Introduction ____ **125**

2. Modèle à mailles ____ **125**
2.1. Calcul des inductances ____ 125
2.2. Mise en équation ____ 127

3. Simulation de rupture de barres rotoriques ____ **132**
3.1. Analyse par FFT du courant statorique en régime quasi stationnaire ____ 135
3.2. Conclusion ____ 137

4. Commande vectorielle de la machine présentant des barres défectueuses ____ **139**
4.1. Introduction ____ 139
4.2. Mise en œuvre ____ 139
4.3. Comparaison des régulateurs ____ 141
4.4. Conclusion ____ 143

Chapitre V : Commande sans capteur mécanique ____ *145*

1. Introduction ____ **147**

2. Les méthodes de commande sans capteur mécanique ____ **147**
2.1. Méthodes à base d'estimateur ____ 147
2.2. Méthodes à base d'observateur ____ 148
2.3. Commande directe du couple (DTC) ____ 150
2.4. Système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS) ____ 153
2.5. Filtre de Kalman ____ 155
2.6. Autres méthodes ____ 158

3. Méthode proposée ____ **159**
3.1. Commande vectorielle sans capteur avec régulation de vitesse ____ 167

4. Techniques "intelligentes" de commande sans capteur ____ **170**

5. Conclusion ____ **172**

Conclusion générale ____ *173*

Annexes ____ *179*

1. Annexe 1 : Paramètres des machines étudiées ____ **181**
1.1. Machine 1 ____ 181
1.2. Machine 2 ____ 181

2. Annexe 2 : Présentation du logiciel MASVECT ____ **182**

3. Annexe 3 : Description du dispositif expérimental ____ **185**

Nomenclature ***189***

Glossaire ***193***

Bibliographie ***197***

Introduction générale

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple.

Cependant, de nombreux problèmes demeurent. L'influence des variations des paramètres de la machine, le comportement en fonctionnement dégradé, la présence d'un capteur mécanique sont autant de difficultés qui ont aiguisé la curiosité des chercheurs dans les laboratoires. En témoigne, le nombre sans cesse grandissant des publications qui traitent le sujet.

Bien que déjà présents dans d'autres domaines, la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques constituaient, au début de notre travail de thèse, une nouveauté dans le domaine de l'électrotechnique.
Nous avons voulu savoir quel pourrait être l'apport de ces méthodes appliquées à l'identification et la commande de la machine asynchrone.
Des questions se posent alors naturellement : ces méthodes qui ne relèvent, en tout cas pas à première vue, d'une logique cartésienne classique, peuvent elles conduire à de meilleurs résultats ? Sinon, que présentent elles comme avantages et inconvénients par rapport aux techniques conventionnelles ?

Ce qui nous a le plus motivé dans ce travail, c'est qu'il comporte de nombreux volets et touche à plusieurs disciplines en même temps. Il comporte par-dessus tout une partie expérimentale forte en enseignements et qui nous permet, non seulement de voir concrètement l'aboutissement et la finalité de l'étude, mais aussi de faire ressortir les problèmes cruciaux de mise en œuvre.

Il est évidemment impossible de cerner toutes les possibilités et les combinaisons où peuvent intervenir ces techniques. Nous examinerons plus précisément la régulation ainsi que son optimisation.
Il nous apparaît nécessaire de commencer par présenter ces méthodes puis d'expliciter les manières les plus simples de les mettre en œuvre.
Tout au long de ce travail, nous avons gardé comme objectif l'implantation et l'expérimentation des méthodes développées. En effet, combien de procédés donnent de très bons résultats en simulation et ne fonctionnent pas du tout dès qu'il s'agit de les utiliser concrètement. Nous essayerons aussi d'éviter les procédés trop complexes pour une implantation raisonnable ou qui ne permettent pas de tirer des conclusions quant aux performances obtenues.

L'aspect expérimental revêt donc une très grande importance. Il permet de valider les méthodes établies par un travail théorique et de simulation. Il met également en évidence certaines lacunes dues à une mauvaise modélisation ou identification. Dans de nombreux cas, les résultats sont assez satisfaisants puisque la régulation pallie ces erreurs, mais il arrive que la méthode, une fois implantée, ne fonctionne pas du tout. L'expérimentation en laboratoire constitue donc un garde-fou avant l'étape d'industrialisation.

Les différents travaux concernant le sujet font l'objet de cinq chapitres qui constituent ce mémoire.

Le chapitre I présente les différentes approches utilisées dans cette étude. Ces techniques étant relativement nouvelles dans la communauté électrotechnique, il est important de bien préciser les termes employés et de développer suffisamment les méthodes utilisées.
Nous commençons par définir et expliquer la terminologie utilisée en logique floue, la théorie des ensembles flous et ainsi que le mode de raisonnement propre aux variables floues. Nous développons une méthode de synthèse d'un régulateur flou et abordons les étapes nécessaires à la réalisation de l'inférence floue.
Nous présentons par la suite les deux structures de réseaux de neurones auxquelles nous nous sommes intéressés dans ce travail. Les méthodes et propriétés de l'apprentissage des réseaux de neurones sont également abordées.
Enfin, une méthode d'optimisation par algorithme génétique est présentée. Les notions, directement inspirées de la théorie de l'évolution, qui interviennent dans ces algorithmes sont explicitées.
Dans ce chapitre, l'accent est mis aussi bien sur la conception des méthodes que sur leur utilisation. Ceci afin de se familiariser avec une manière de raisonner différente par rapport à l'approche à laquelle on est habitué dans la résolution de certains problèmes.

L'application de ces méthodes fait l'objet du chapitre II. En premier lieu, nous présentons l'identification de la machine asynchrone par algorithmes génétiques. Les méthodes basées sur l'essai de démarrage de la machine et sur des échelons de tension continue sont étudiées. Une analyse du comportement de l'algorithme ainsi que de la précision des méthodes est menée.
Par la suite, la commande vectorielle de la machine asynchrone ainsi que les modèles utilisés pour la simulation de la machine et pour le contrôle sont présentés. Une comparaison des différentes méthodes sera abordée de manière plus détaillée dans le chapitre V.
Le fonctionnement et le réglage des différents contrôleurs du schéma classique sont explicités. A chaque fois, les résultats expérimentaux et de simulation sont comparés et commentés.

On s'intéresse alors au remplacement du régulateur classique de vitesse, au sein de la commande vectorielle, par un régulateur flou puis par un régulateur neuronal. Les régulateurs flous à trois puis à cinq ensembles flous par variable sont comparés par rapport aux régulateurs classiques du type Proportionnel-Intégral.
Les régulateurs neuronaux de type perceptron sont ensuite utilisés afin de dupliquer la surface de commande des régulateurs flous. La procédure d'apprentissage, propre à cette structure, ainsi que son utilisation sont discutées.
Dans un premier temps, afin d'éviter cette procédure d'apprentissage qui constitue une étape lourde en terme de temps de calcul, des régulateurs neuronaux à fonction de base radiale (RBF) sont mis en œuvre. Une amélioration de leurs performances, par optimisation de leurs caractéristiques à l'aide d'algorithmes génétiques, est effectuée et abouti au régulateur RBF retenu pour la suite de l'étude.
Les résultats obtenus suite à des essais lorsque des échelons de vitesse sont appliqués à vide et en charge ont permis de tirer des conclusions constructives.

Dans le chapitre III, nous présentons une étude, par simulation, sur l'influence des changements de paramètres de la machine sur la réponse du système. Les différents régulateurs classiques, flous et neuronaux précédemment retenus sont utilisés et les résultats obtenus sont comparés. Les essais portent aussi bien sur des échelons de vitesse que sur des échelons de couple résistant. Là encore, le comportement des régulateurs est analysé suivant

leurs surfaces caractéristiques et une confrontation des résultats obtenus permet de compléter les conclusions du chapitre II sur les performances des régulateurs.

Dans le chapitre IV, nous abordons le problème de la machine asynchrone présentant des défaillances de structure. Nous nous intéressons, plus spécialement, à la rupture de barres rotoriques et à son impact sur le fonctionnement de la machine aussi bien en régime non commandé qu'en contrôle vectoriel pour une régulation de vitesse.
Nous verrons comment les régulateurs envisagés perçoivent ces défauts en régime transitoire et en régime quasi permanent.

Le chapitre V présente le problème de la commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique. Un état de l'art est dressé et les différentes méthodes sont comparées et analysées. La solution que nous recherchons va dans le sens de la simplicité d'implantation et de la robustesse vis à vis des variations de paramètres. Une estimation du flux statorique par intégration de la f.e.m. est alors proposée. L'accent est mis sur l'influence des décalages des signaux de mesures, aussi minimes soient ils, sur le fonctionnement du dispositif. La mise au point d'une méthode de compensation d'offset en ligne, rend possible l'utilisation de ce procédé. Des essais expérimentaux montrent l'efficacité d'une telle commande de couple.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.

Les annexes contiennent les paramètres des machines étudiées, une présentation du logiciel que nous avons développé au cours de cette étude et du dispositif expérimental élaboré. Des problèmes d'ordre pratique sont également abordés dans cette partie.

Chapitre I

Logique floue, réseaux de neurones et algorithmes génétiques

1. Introduction

On pourrait dire que la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques constituent des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent "naturelles", et si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision.

Considérant que la machine asynchrone à cage et le convertisseur statique associé posent des problèmes difficiles à étudier pour sa commande, nous nous proposons d'analyser ce que les méthodes décrites peuvent apporter comme solution à cette commande. Il est évidemment impossible de cerner toutes les possibilités et les combinaisons où elles peuvent intervenir dans un tel processus. Nous examinerons plus précisément la régulation ainsi que son optimisation.
Il nous apparaît nécessaire de commencer par présenter ces méthodes puis d'expliciter les manières les plus simples de les mettre en œuvre. Plutôt que développer des méthodes trop générales, nous cadrerons notre travail de façon à répondre à l'objectif fixé ici, la commande vectorielle de la machine asynchrone, et d'analyser les avantages et les inconvénients liés à ces méthodes.

2. Logique floue

2.1. Principe et définitions

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Zadeh [ZAD 65]. A coté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive.
Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier de manière précise. On peut fixer des seuils et considérer que l'on attribue tel ou tel qualificatif en fonction de la valeur de la variable par rapport à ces seuils. Ceci ne peut exprimer qu'un avis très tranché du qualificatif "température moyenne" par exemple. L'aspect "vague" de ce qualificatif n'est pas représenté (figure 1.1).

On peut définir le degré d'appartenance de la variable température à l'ensemble "faible" comme le "degré de vérité" de la proposition "la température est faible".

En logique booléenne, le degré d'appartenance (μ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1). La température peut être :

- faible : $\mu_{faible}(T) = 1,\ \mu_{moyenne}(T) = 0,\ \mu_{élevée}(T) = 0$
- moyenne : $\mu_{faible}(T) = 0,\ \mu_{moyenne}(T) = 1,\ \mu_{élevée}(T) = 0$
- élevée : $\mu_{faible}(T) = 0,\ \mu_{moyenne}(T) = 0,\ \mu_{élevée}(T) = 1$

Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.

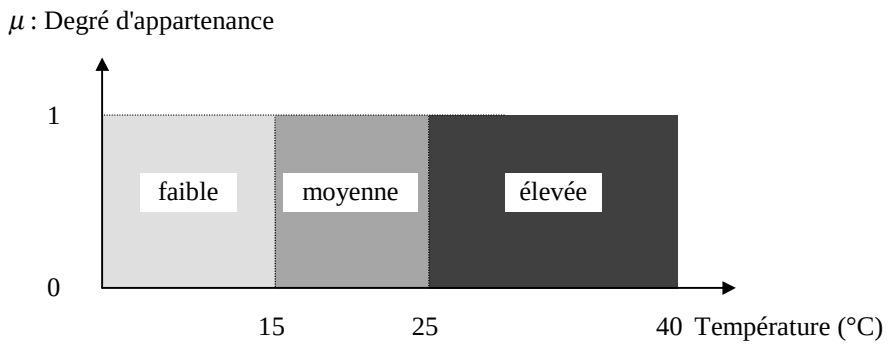


Figure 1.1 Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus.
$\mu_{moyenne}(T)$, par exemple, permet de quantifier le fait que la température puisse être considérée comme moyenne.
Dans ce cas, la température peut être considérée, à la fois, comme faible avec un degré d'appartenance de 0,2 et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0,8 (figure 1.2).
$\mu_{faible}(T) = 0{,}2$, $\mu_{moyenne}(T) = 0{,}8$, $\mu_{élevée}(T) = 0$

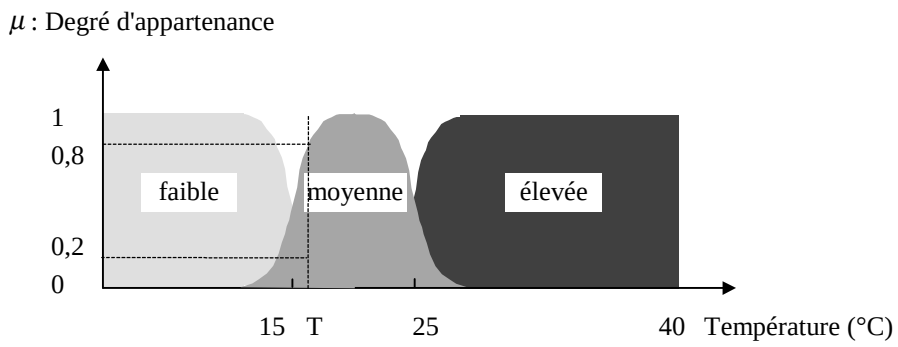


Figure 1.2 Exemple d'ensembles considérés en logique floue

Pour la variable floue *x*, on définit un ensemble flou *A* sur un univers de discours *X* par une fonction degré d'appartenance :

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\mapsto \mu_A(x) \end{aligned} \qquad (1.1)$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue *x* et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément *x* à l'ensemble flou *A* (figure 1.3).

Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de *X* [ZAD 65]. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours, que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue *x* [MAM 75]. Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou.

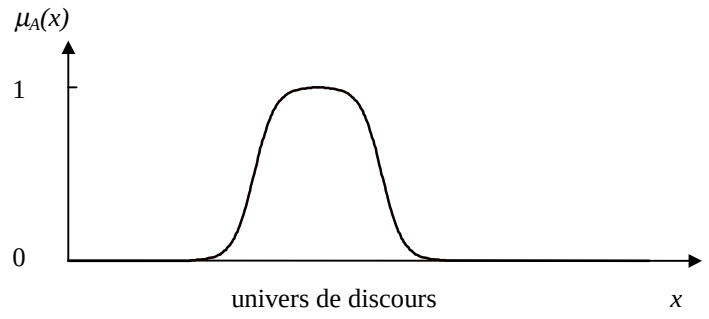


Figure 1.3 Représentation d'un ensemble flou par sa fonction d'appartenance

Dans notre exemple, la variable floue est la température, l'univers de discours est l'ensemble des réels de l'intervalle [0, 40]. On attribue à cette variable trois sous-ensembles flous : faible, moyenne et élevée. Chacun est caractérisé par sa fonction degré d'appartenance : $\mu_{faible}(T)$, $\mu_{moyenne}(T)$ et $\mu_{élevée}(T)$.

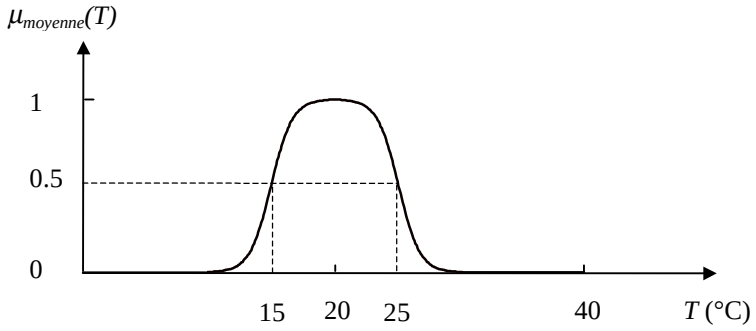


Figure 1.4 Cas de l'ensemble flou "moyenne" de la variable Température

On peut définir la fonction degré d'appartenance $\mu_{moyenne}$ sur tout l'univers de discours :

$$\mu_{moyenne}(x) = \begin{cases} \dfrac{1}{1+\exp(15-x)}; x \in [0,20] \\ 1 - \dfrac{1}{1+\exp(25-x)}; x \in [20,40] \end{cases} \qquad (1.2)$$

2.2. Opérateurs et normes

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs "et", "ou" et "non". De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces opérateurs sont établies :

x appartient à A et $B \Leftrightarrow x \in A \cap B \Leftrightarrow \mu_{A \cap B}(x)$

x appartient à A ou $B \Leftrightarrow x \in A \cup B \Leftrightarrow \mu_{A \cup B}(x)$

x appartient au complément de $A \Leftrightarrow x \in \overline{A} \Leftrightarrow \mu_{\overline{A}}(x)$

L'opérateur "et" se défini par une norme triangulaire (t-norme) :

$$T : [0,1] \times [0,1] \to [0,1]$$
$$(x, y) \mapsto z = xTy$$

T possède les propriétés suivantes :

- commutativité : $xTy = yTx$
- associativité : $xT(yTz) = (xTy)Tz$
- monotonie : $xTz \leq yTz$ si $x \leq y$
- admet 0 comme élément absorbant et 1 comme élément neutre : $0Tx = 0$, $1Tx = x$

De même, l'opérateur "ou" se défini par une co-norme triangulaire (T^*) qu'on appelle aussi s-norme (S) :

$$S : [0,1] \times [0,1] \to [0,1]$$
$$(x, y) \mapsto z = xSy$$

S possède également les propriétés de commutativité, d'associativité et de monotonie. Elle admet 1 comme élément absorbant et 0 comme élément neutre.
A l'aide de la loi de Morgan, on peut associer à chaque t-norme, la s-norme définie par :
$xSy = 1 - (1 - x)T(1 - y)$.

Les opérateurs les plus utilisés en logique floue sont :

- L'opérateur "et" pour la t-norme, qui correspond à l'intersection de deux ensembles A et B. Il peut être réalisé par :
- La fonction "Min" : $\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- La fonction arithmétique "Produit" : $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$

- L'opérateur "ou" pour la s-norme, qui correspond à l'union de deux ensembles A et B. Il peut être réalisé par :
- La fonction "Max" : $\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
- La fonction arithmétique "Somme" : $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$

- L'opérateur "non" est réalisé par : $\mu_{\overline{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$.

2.3. Inférence

En logique classique, la règle de raisonnement du *modus ponens* permet, à partir des deux assertions,

- x est A

et

- si x est A alors y est B,

de conclure que y est B.

En logique floue, la règle s'appelle *modus ponens généralisé* et permet à partir des assertions,

- x est A'

et

- si x est A alors y est B,

de conclure que y est B'.
L'inférence est l'opération d'agrégation des règles.

Sans entrer dans les détails de formalisation mathématique, qui se basent sur les notions de sous-ensembles flous, de graphes (Γ est le graphe définissant la relation (R) de A vers B) et de projection (B' est la projection sur B de A' par le graphe Γ), il est possible de définir l'ensemble B' par :

$$\forall y \in B, \quad \mu_{B'}(y) = \sup_{x \in A} \mu_{A' \times B \cap \Gamma}(x, y) .$$

C'est à dire que le degré d'appartenance de chaque élément y de B à l'ensemble flou B' est égal au plus grand degré d'appartenance des couples (x, y) à l'intersection de l'ensemble A' avec le graphe Γ de la relation R.
Ce dernier est calculé en utilisant la fonction "Min" pour l'opérateur "et" de l'intersection :

$$\mu_{A' \times B \cap \Gamma}(x, y) = \min(\mu_{A'}(x), \mu_R(x, y)) .$$

En ce qui nous concerne, nous allons nous intéresser aux inférences avec plusieurs règles. En effet, dans le cas de la commande et de la régulation, les variables floues ont plusieurs ensembles d'appartenance. Ainsi plusieurs règles peuvent être activées en même temps.

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons,

a) Linguistiquement :
On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant,
SI (la température est élevée **ET** la vitesse est faible) **ALORS** la tension est grande positive
OU
SI (la température est moyenne **ET** la vitesse est faible) **ALORS** la tension est positive

b) Symboliquement :
Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

c) Par matrice d'inférence :
Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : T et vitesse : V). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Exemple :

U		*T*		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Tableau 1.1

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique) :
SI (*T* est F **ET** *V* est F) **ALORS** *U*=Z
OU
SI (*T* est M **ET** *V* est F) **ALORS** *U*=P
OU
SI (*T* est E **ET** *V* est F) **ALORS** *U*=GP
OU
SI (*T* est F **ET** *V* est E) **ALORS** *U*=Z
OU
SI (*T* est M **ET** *V* est E) **ALORS** *U*=Z
OU
SI (*T* est E **ET** *V* est E) **ALORS** *U*=P

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées à un instant donné par des cases sombres :
SI (*T* est M **ET** *V* est F) **ALORS** *U*=P
OU
SI (*T* est E **ET** *V* est F) **ALORS** *U*=GP

Il arrive que toutes les cases du tableau ne soient pas remplies, on parle alors de règles d'inférences incomplètes. Cela ne signifie pas que la sortie n'existe pas, mais plutôt que le degré d'appartenance est nul pour la règle en question.

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous. Nous allons présenter les méthodes d'inférence qui permettent d'y arriver.
Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisés les opérateurs (ici "ET" et "OU") utilisés dans les règles d'inférence.
Nous présentons les trois méthodes d'inférence les plus usuelles ; Max-Min, Max-Produit et Somme-Produit :

2.3.1. Méthode d'inférence Max-Min

Cette méthode réalise l'opérateur "ET" par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max.
La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence.

Reprenons l'exemple précédent où seulement deux règles sont activées :

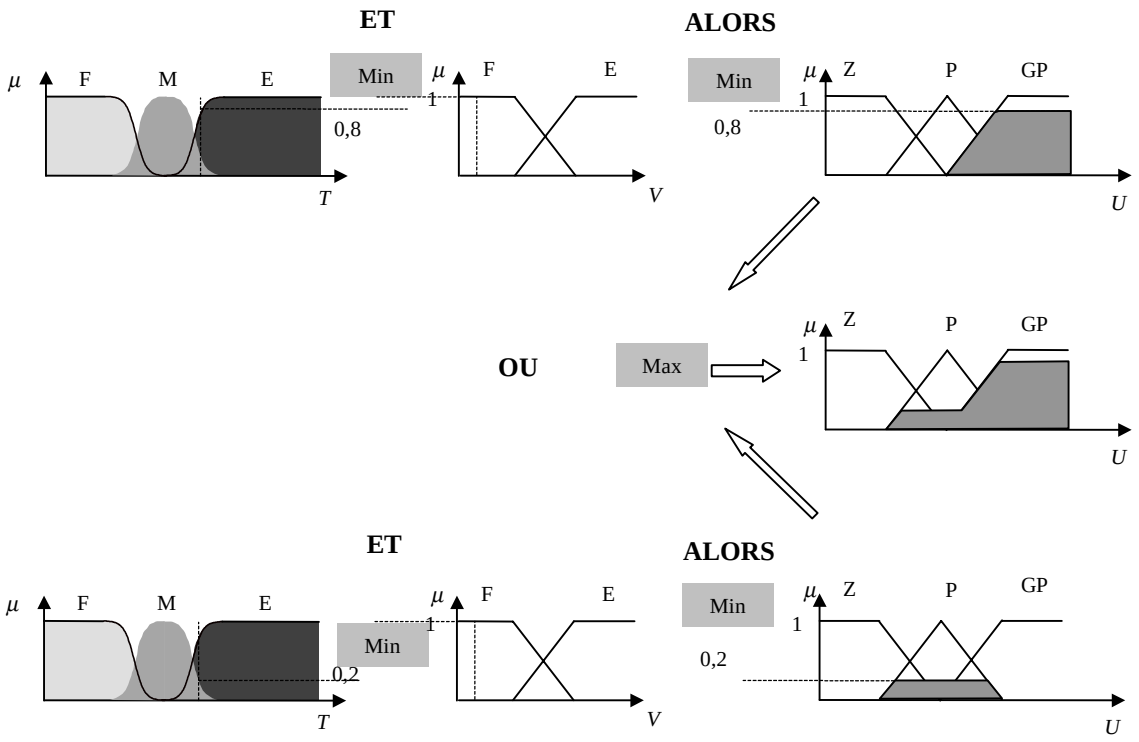


Figure 1.5 Exemple d'inférence Max-Min

La variable *T* est Elevée avec un degré d'appartenance de 0,8 et Moyenne avec un degré d'appartenance de 0,2. La vitesse *V* est faible avec un degré d'appartenance de 1.
L'application de la première règle d'inférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0,8 (minimum dû à l'opérateur ET entre les deux degrés d'appartenance). On obtient ainsi une "fonction d'appartenance partielle" dessinée en gris qui est écrêtée à 0,8.
De manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrêtée à 0,2.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur OU.

2.3.2. Méthode d'inférence Max-Produit

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion "ALORS". Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure 1.6.

On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur "ET".
On l'appelle également "implication de Larsen".

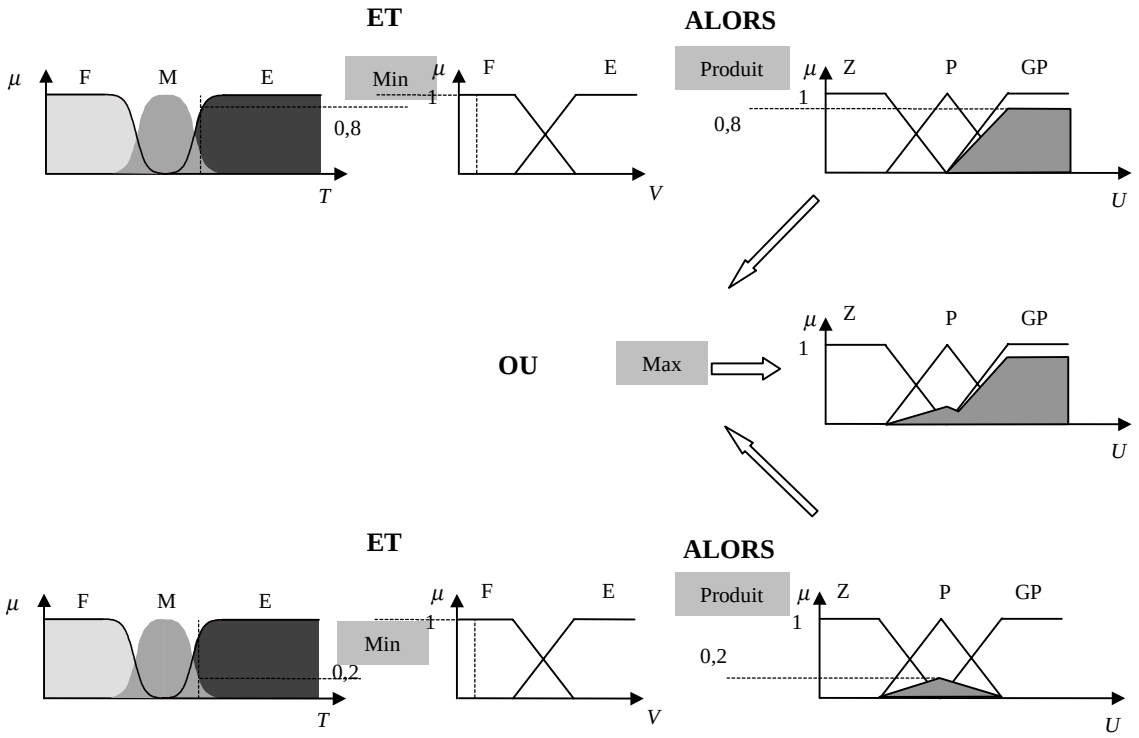


Figure 1.6 Exemple d'inférence Max-Produit

2.3.3. Méthode d'inférence Somme-Produit

Dans ce cas, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, de même que la conclusion "ALORS". Cependant, l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.
D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité.

2.4. Structure d'un régulateur flou

2.4.1. Introduction

Après avoir énoncé les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un contrôleur flou.

La réalisation d'un régulateur flou pose un problème lié aux nombreuses manières de réaliser les opérateurs flous et l'implication. Bien que la liste des méthodes présentées ne soit pas exhaustive, on se retrouve déjà avec un grand nombre de variantes. Nous allons présenter les principales différences entre ces dernières et justifier, sinon expliquer, nos choix. L'aboutissement à une implantation expérimentale constitue le but à atteindre après les étapes de modélisation et de simulation.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons principalement au régulateur de vitesse au sein d'une commande vectorielle de la machine asynchrone [BAG 96b].

La vitesse de référence peut être pilotée par un opérateur externe. La grandeur de sortie de ce régulateur de vitesse est l'image du couple électromagnétique de référence que l'ensemble commande-convertisseur-machine doit générer. A flux constant, ce couple est proportionnel au courant I_{qs}^* (courant I_{qs} de référence) imposé en entrée à la boucle de régulation de courant.

Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

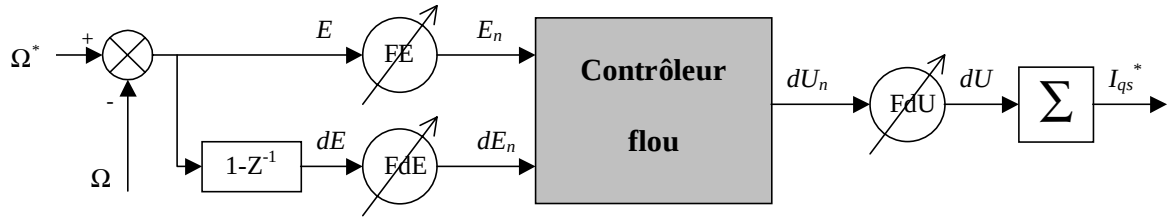


Figure 1.7 Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :
E : l'erreur, elle est définie par :

$$E(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \qquad (1.3)$$

dE : la dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$dE(k) = \frac{E(k) - E(k-1)}{T_e}, \quad T_e \text{ étant la période d'échantillonnage.} \qquad (1.4)$$

La sortie du régulateur est donnée par :

$$I_{qs}^*(k) = I_{qs}^*(k-1) + dU(k) \qquad (1.5)$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. Les grandeurs indicées "*n*" sont donc les grandeurs normalisées à l'entrée et à la sortie du contrôleur flou.

Les règles d'inférences permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou. Il doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa ; ce sont les étapes de fuzzification et de defuzzification (figure 1.8).

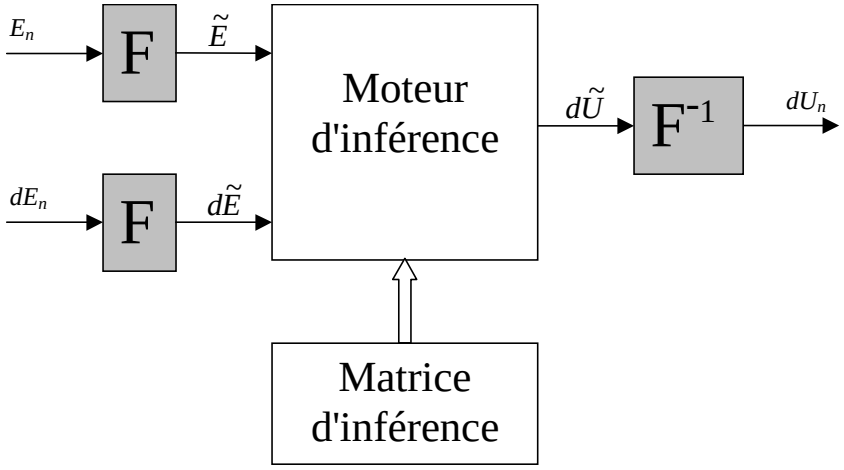


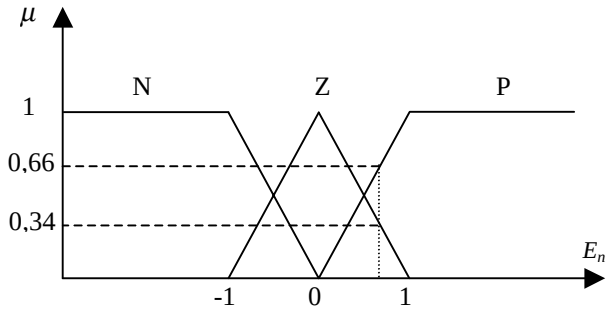
Figure 1.8 Structure du régulateur flou

2.4.2. Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu.
L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.
Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement des ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus important que d'autres (cf. § 2.4.5).

Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler [BUH 94]. Par contre, on peut obtenir des comportements non linéaires assez différents en fonction de la manière dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont disposées sur l'univers de discours.

Nous avons opté pour des fonctions triangulaires et trapézoïdales pour les variables d'entrées (figure 1.9). Elles permettent une implantation facile et l'étape de fuzzification ne requiert alors que peu de temps de calcul lors de son évaluation en temps réel.



$$\mu_P(E_n) = E_n = 0{,}66$$
$$\mu_Z(E_n) = 1 - \mu_P(E_n) = 0{,}34$$
$$\mu_N(E_n) = 0$$

Figure 1.9 Fuzzification de l'erreur

Le recouvrement de deux fonctions d'appartenance voisines est de 1 ; c'est à dire que leur croisement s'effectue à μ=0,5. Un recouvrement insuffisant voir inexistant conduit à une zone où aucune règle d'inférence n'est sollicitée. De même, un recouvrement trop important, surtout avec un degré d'appartenance près de l'unité, conduit à un aplatissement de la caractéristique du régulateur [BUH 94]. Le passage d'une fonction d'appartenance à sa voisine doit s'effectuer en douceur de manière à ce qu'il y ait au moins deux règles d'inférences qui soient sollicitées en même temps.
Il est également indispensable de pouvoir fuzzifier la variable de sortie. En effet, lors de l'inférence et de la defuzzification, on a besoin de connaître les ensembles flous de cette variable ainsi que leurs fonctions d'appartenance.
Du point de vue implantation, [MAM 75] utilise une table de fuzzification donnant les degrés d'appartenance aux ensembles flous pour des valeurs discrètes que prend la variable sur l'univers de discours.

2.4.3. Inférence

Comme nous l'avons précédemment évoqué, nous allons nous baser sur une matrice ou table d'inférence pour cette étape.
La construction d'une telle table d'inférence repose sur une analyse qualitative du processus. Dans notre cas c'est une analyse dans le plan de phase de la trajectoire que l'on souhaite donner au système.

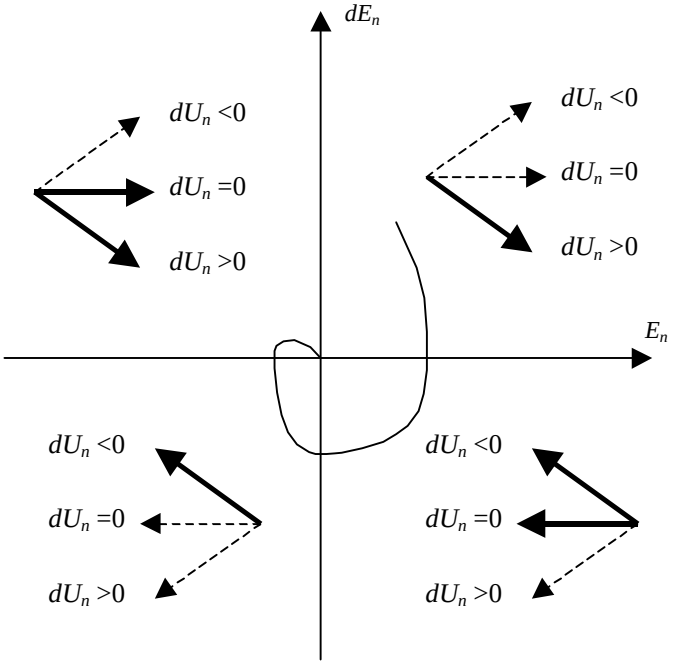


Figure 1.10 Trajectoire dans le plan de phase

Une action dans un sens ou dans l'autre de la commande provoque le déplacement dans une direction indiquée par les flèches (figure 1.10). En pointillés sont indiquées les directions que l'on ne souhaite pas donner au système car il serait alors divergent.

Si l'on attribue trois ensembles flous, Négatif, Zéro et Positif, à chacune des variables floues, on peut écrire pour chaque quadrant le comportement à adopter.

Par exemple :
Quadrant 1 :
SI E_n est P **ET** dE_n est P **ALORS** dU_n est P

Quadrant 2 :
SI E_n est N **ET** dE_n est P **ALORS** dU_n est Z

On remarque cependant que dans le cas de ce quadrant, on pourrait souhaiter donner un comportement différent en sollicitant la commande de manière à freiner l'annulation de l'erreur ; on pourrait tout aussi bien choisir comme règle :
SI E_n est N **ET** dE_n est P **ALORS** dU_n est N

Si l'on ne retient que trois ensembles flous et deux entrées, la matrice d'inférence est la suivante :

dU_n		dE_n		
		N	Z	P
E_n	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableau 1.2

Si par contre, on subdivise l'univers de discours avec plus d'ensembles flous et/ou qu'on prenne en compte la dérivée seconde (sdE_n), alors le choix des règles devient plus vaste et son optimisation dépend du système à réguler.

Dans le cas ou l'on attribue cinq ensembles flous (GN, N, Z, P et GP) [1] aux variables, un choix possible est le suivant :

dU_n		dE_n				
		GN	N	Z	P	GP
E_n	GN	GN	GN	N	N	Z
	N	GN	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	GP
	GP	Z	P	P	GP	GP

Tableau 1.3

[1] G signifie "Grand".

Ou

dU_n		dE_n				
		GN	N	Z	P	GP
E_n	GN	GN	GN	GN	GN	Z
	N	GN	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	GP
	GP	Z	GP	GP	GP	GP

Tableau 1.4

Celle qui suit ne possède que huit règles qui donnent un incrément de commande non nul (différent de l'ensemble flou Z). Elle convient à la régulation de processus du type 1er ordre [RAM 93].

dU_n		dE_n				
		GN	N	Z	P	GP
E_n	GN	Z	Z	GN	Z	Z
	N	Z	Z	N	Z	Z
	Z	N	N	Z	P	P
	P	Z	Z	P	Z	Z
	GP	Z	Z	GP	Z	Z

Tableau 1.5

Si de plus, on ne retient que les règles donnant un ensemble flou différent de Z, le processus d'inférence se retrouve sensiblement allégé. C'est un exemple de table d'inférence incomplète.

L'inférence se fait donc sur la base des matrices que l'on vient de décrire. On commence par utiliser un opérateur t-norme pour définir la description symbolique associée à la prémisse de la règle ; C'est à dire réaliser le "ET". On passe ensuite à l'inférence proprement dite qui consiste à caractériser la variable floue de sortie pour chaque règle. C'est l'étape de la conclusion "ALORS".
Enfin, la dernière étape de l'inférence, appelée agrégation des règles, permet de synthétiser ces résultats intermédiaires. On utilise une s-norme.

Comme nous l'avons vu, la manière de réaliser les opérateurs va donner lieu à des contrôleurs flous différents. Les régulateurs les plus courants sont ceux de :

- Mamdani :
  Ces contrôleurs sont dits symboliques car la prémisse et la conclusion sont symboliques [MAM 75] [MAM 76]. Après l'inférence, il faut passer par une étape de "defuzzification" afin d'obtenir la valeur réelle de la commande à appliquer.

- Sugeno :
  Ils sont dits de type procédural [TAK 83]. En effet, seule la prémisse est symbolique. La conclusion, qui correspond à la commande, est directement une constante réelle ou une expression polynomiale.

L'établissement des règles d'inférence est généralement basé sur un des points suivants [TAK 83] :

- L'expérience de l'opérateur et/ou du savoir-faire de l'ingénieur en régulation et contrôle.
- Un modèle flou du processus pour lequel on souhaite synthétiser le régulateur.
- Les actions de l'opérateur ; s'il n'arrive pas à exprimer linguistiquement les règles qu'il utilise implicitement.
- L'apprentissage ; c'est dire que la synthèse de règle se fait par un procédé automatique également appelé superviseur. Souvent, des réseaux neuronaux y sont associés.

L'évaluation des règles d'inférence étant une opération déterministe, il est tout à fait envisageable de mettre sous forme de tableau ce contrôleur.
Il reste, toutefois, intéressant dans certains systèmes complexes, de garder l'approche linguistique plutôt que d'avoir à faire à un nombre trop important de valeurs précises [KIN 77].
De plus, un algorithme linguistique peut être examiné et discuté directement par quelqu'un qui n'est pas l'opérateur mais qui possède de l'expérience sur le comportement du système.
La formulation linguistique de la sortie permet également d'utiliser le régulateur flou en boucle ouverte donnant ainsi à l'opérateur les consignes à adopter.

Si, après inférence, on se retrouve avec un ensemble flou de sortie caractérisé par l'apparition de plus d'un maximum, cela révèle l'existence d'au moins deux règles contradictoires (figure 1.11). Une grande zone plate (figure 1.12), moins grave de conséquence, indiquerait que les règles, dans leur ensemble, sont faibles et mal formulées.

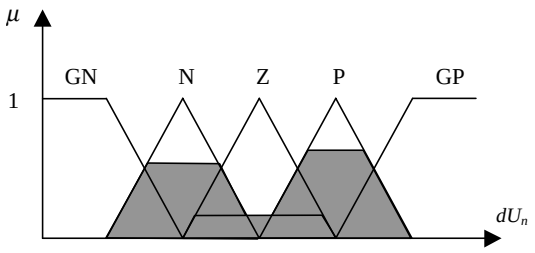


Figure 1.11

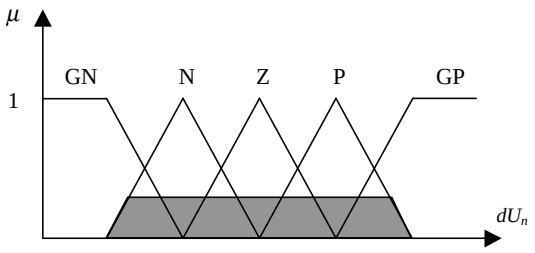


Figure 1.12

2.4.4. Defuzzification

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées :

- Méthode du centre de gravité :
  C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$dU_n = \frac{\int x\mu_R(x)dx}{\int \mu_R(x)dx} \qquad (1.6)$$

  Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

- Méthode par valeur maximum :
  Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

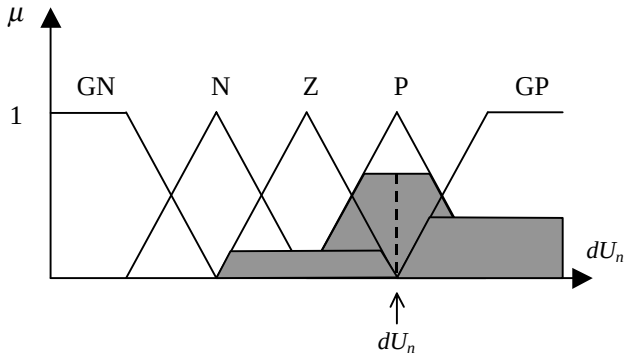


Figure 1.13 Defuzzification par valeur maximum

- Méthode des hauteurs pondérées :
  Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$dU_n = \frac{\sum x\mu_{Ri}(x)}{\sum \mu_{Ri}(x)} \qquad (1.7)$$

  Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons.

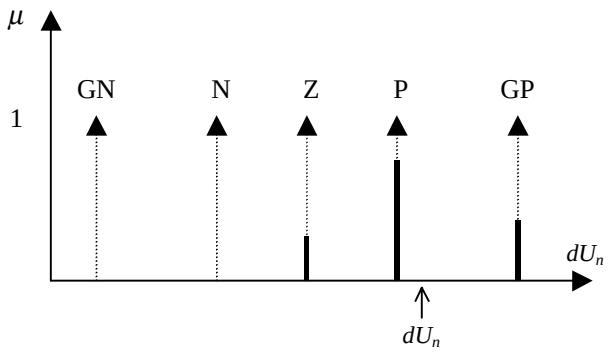


Figure 1.14 Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées

Dans ce cas, le calcul du centre de gravité ce trouve grandement simplifié. Le régulateur n'est plus de type Mamdani mais de type Sugueno de part la façon dont la sortie est calculée.

Le régulateur flou à deux entrées est représenté par sa surface caractéristique (figure 1.15). Cette dernière exprime les variations de la valeur réelle de la sortie du régulateur en fonction des entrées quand ces dernières parcourent l'univers de discours.

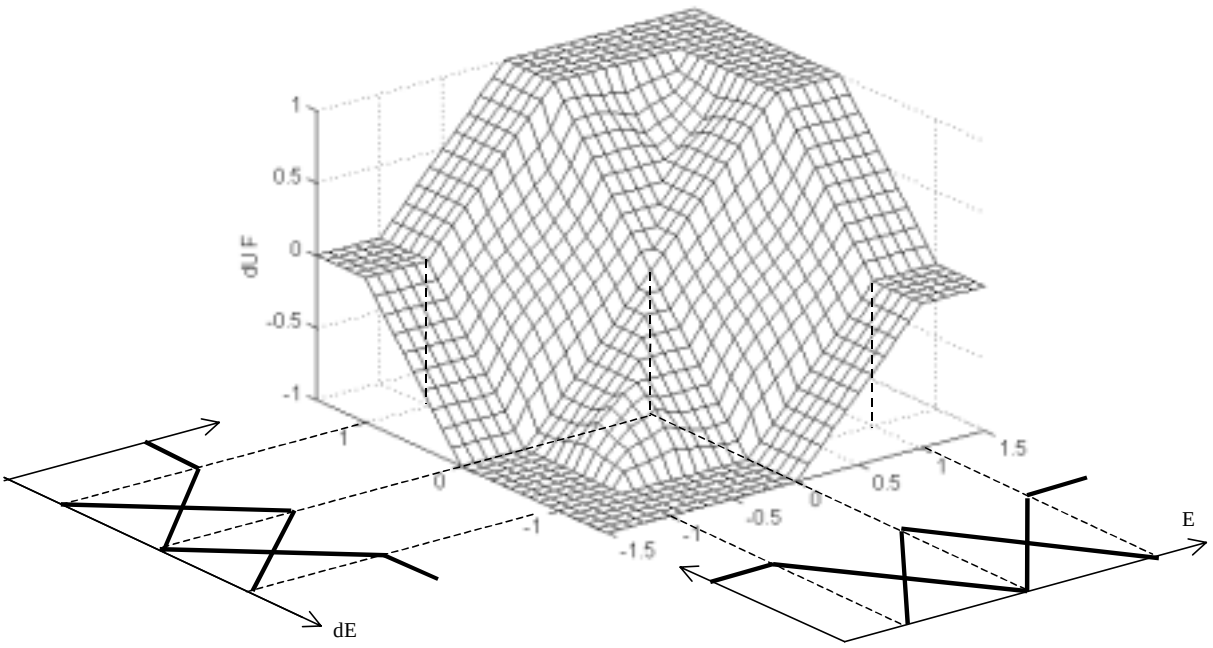


Figure 1.15 Surface caractéristique d'un régulateur flou

2.4.5. Conclusion

L'obtention d'un contrôle performant requiert une bonne formulation des règles. Dans notre cas, l'analyse dans le plan de phase permet de dégager rapidement un tableau de règles correct. Ceci n'est pas le cas pour des systèmes non-linéaires complexes où le modèle est très compliqué sinon inexistant. Il convient également d'accorder une grande importance au processus présentant des temps morts. Un exemple d'association d'un estimateur flou à un

régulateur PI flou est donné dans [AOK 90]. Il a permis de prendre en compte le retard caractéristique d'un four destiné à la fonte du verre.

D'un point de vue pratique, on peut résumer dans les points suivants les éléments qui ont peu d'importance sur le comportement global du régulateur flou [LUT 96] :

- La forme des fonctions d'appartenance, d'où le choix de formes triangulaires à cause de la simplicité de mise en œuvre.
- Le choix des fonctions pour réaliser les opérateurs et le mécanisme d'inférence (agrégation des règles : ALORS)
- Le choix de la méthode de defuzzification (hauteurs, C.G.)

Par contre, il faut faire prêter une attention particulière, lors de la synthèse du régulateur flou :

- Au nombre et surtout à la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours.
- A la table des règles.

Ces considérations pratiques ont guidé le choix développé au chapitre II.

3. Réseaux de neurones

3.1. Principe et définitions

L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts [JOD 94]. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés.

Le schéma suivant présente un neurone formel :

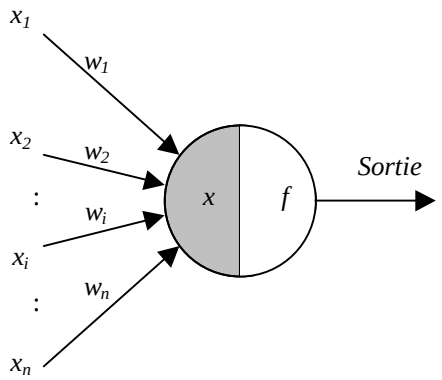


Figure 1.16 Représentation d'un neurone

Les entrées du neurone sont désignées par x_i (i=1..n). Les paramètres w_i reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques ou tout simplement poids. La sortie du neurone est donnée par :

$$Sortie = f(x) \text{ avec } x = \sum_{i=1}^{n} w_i x_i \qquad (1.8)$$

x est l'état d'activation du neurone (également appelé état ou activité).
f est la fonction d'activation du neurone. Conformément au modèle biologique, les fonctions d'activation sont généralement croissantes et bornées. Les fonctions les plus connues sont la fonction signe, la fonction linéaire saturée et la fonction sigmoïde.
Leur choix revêt une importance capitale comme nous le verrons par la suite.

Les réseaux de neurones sont constitués des neurones élémentaires connectés entre eux par l'intermédiaire des poids qui jouent le rôle des synapses. L'information est portée par la valeur de ces poids tandis que la structure du réseau de neurones ne sert qu'à traiter cette information et à l'acheminer vers la sortie.
Le réseau de neurones fait partie des Réseaux Adaptatifs Non-linéaires, cela signifie que ses agents (neurones) s'organisent et modifient leurs liens mutuels lors d'une procédure fondamentale qu'est l'apprentissage. Pour une tâche précise, l'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids w_i.

3.2. Perceptrons multicouches

Ce sont les réseaux de neurones les plus connus. Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type *feedforward*, c'est à dire à propagation directe. Sur l'exemple suivant nous présentons un perceptron à trois couches. La première est celle des entrées (elle n'est cependant pas considérée comme couche neuronale par certains auteurs car elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrées). La deuxième est dite couche cachée (ou couche intermédiaire) et constitue le cœur du réseau de neurones. Ses fonctions d'activation sont du type sigmoïde. La troisième, constituée ici par un seul neurone est la couche de sortie. Sa fonction d'activation est du type linéaire bornée.

Nous pouvons remarquer sur la figure 1.17, des termes x_0^m en entrée des neurones [2]. En fait, sur chaque neurone, en plus de ses entrées qui les lient avec les neurones précédents, on ajoute une entrée particulière que l'on appelle polarisation du neurone. Elle correspond à un biais qui joue un rôle de translation du domaine d'activité du neurone. Sa valeur est donc liée à la fonction d'activation puisqu'elle permet le déplacement de cette fonction.
Afin de garder une notation généralisée, nous représentons ces biais comme le produit d'une entrée x_0^m par les poids w_{0j}^m. Nous fixons l'entrée x_0^m à l'unité, le poids porte alors l'information sur la polarisation du neurone.

Le perceptron multicouche est très utilisé en identification et en contrôle. Avec une couche cachée, il constitue un approximateur universel. De récentes recherches montrent qu'il peut être entraîné de manière à approximer n'importe quelle fonction entrées-sorties sous réserve de mettre suffisamment de neurones dans la couche cachée et d'utiliser des sigmoïdes pour les fonctions d'activation [PIC 94]. Bien entendu, les théorèmes mathématiques ne démontrent pas qu'un réseau à une seule couche cachée est optimal [THI 97].

[2] Les termes en exposant représentent, non pas la fonction puissance, mais plutôt l'indice (^{m}) de la couche du réseau de neurones.

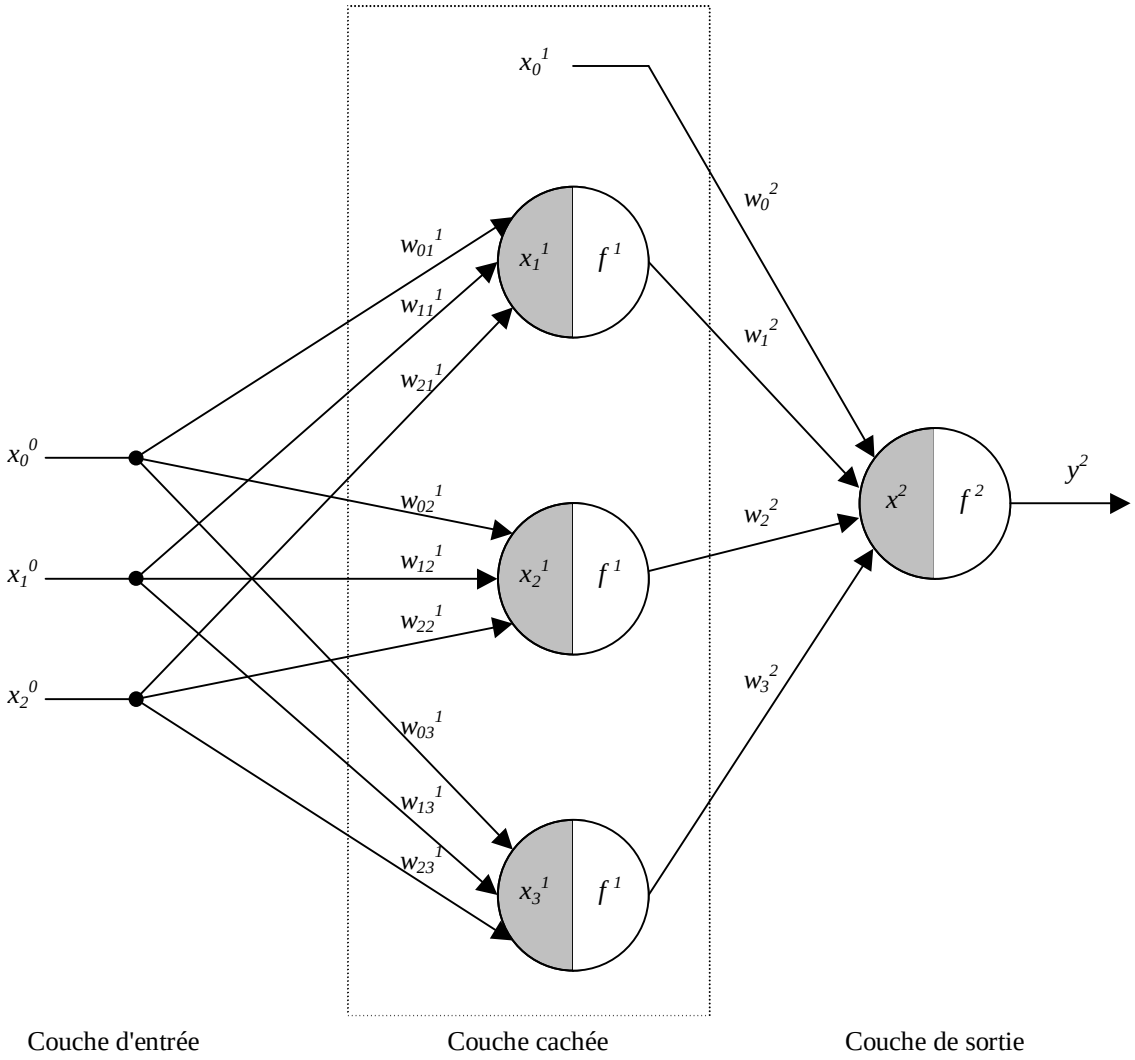


Figure 1.17 Réseau de neurones de type perceptron à une couche cachée

L'un des problèmes de l'utilisation des réseaux de neurones consiste dans le choix de sa topologie. Par exemple, il n'existe pas de règle générale qui donne le nombre de neurones à retenir pour la couche intermédiaire. Ce choix est spécifique à chaque application et, à ce jour, ce ne sont que des choix arbitraires dont on vérifie par la suite la validité.

3.2.1. Apprentissage

Une fois la structure fixée, il faut passer par le processus d'apprentissage, par lequel les poids vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation.
Prenons le cas de l'identification d'un processus qui comporte deux entrées et une sortie. L'apprentissage va se faire sur un ensemble de triplet (x_1^0, x_2^0, ys) .

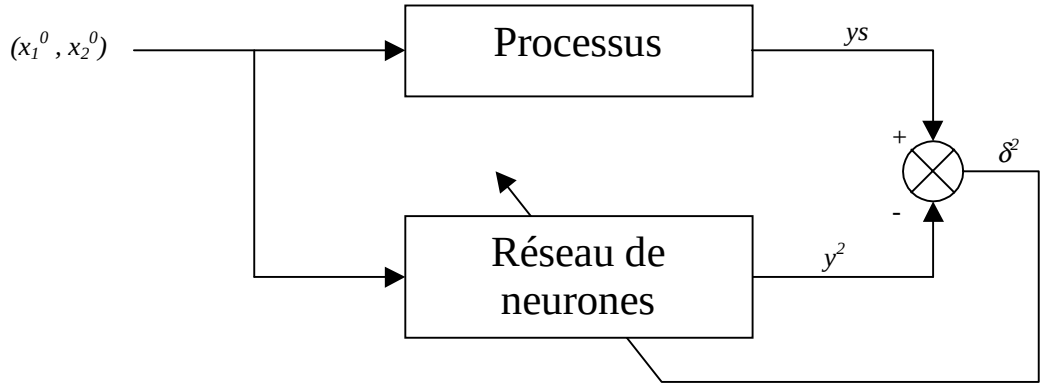


Figure 1.18 Schéma synoptique du procédé d'apprentissage du réseau de neurones

Pour chaque triplet, l'erreur entre les deux sorties est calculée. Elle est utilisée pour corriger les poids de la couche de sortie puis par *rétropropagation de l'erreur (error backpropagation)*, des erreurs intermédiaires, correspondant à la couche cachée sont ainsi calculées et permettent l'ajustement des poids w_{ij}^1 de la couche cachée.
Nous présentons, dans ce qui suit, un exemple de cet algorithme. Il est basé sur la méthode du gradient. La notation adoptée peut être résumée comme suit :
Les entrées x_i^0 sont notées y_i^0 pour permettre de généraliser l'algorithme.
La fonction d'activation pour la sortie est $f(x)=x$.

$x_j^m = \sum_i w_{ij}^m y_i^{m-1}$ représente l'activité du neurone *j* de la couche *m*. (1.9)

$y_j^m = f(x_j^m)$ est la sortie du neurone *j* de la couche *m*. (1.10)

w_{ij}^m est le poids reliant la sortie du neurone (*i*) de la couche précédente (*m*-1) au neurone (*j*) de la couche considérée (*m*).
i, j, i', j', k et *l* sont des indices muets.

L'erreur globale sur l'ensemble d'apprentissage (indicé *(k)*) est : [3]

$$E = \frac{1}{2}\sum_k (ys(k) - y^2(k))(ys(k) - y^2(k)) \qquad (1.11)$$

Les poids vont être ajustés par une variation de Δw_i^2 et Δw_{ij}^1. La direction optimale est donnée par l'opposé du gradient de l'erreur par rapport aux poids :

$$\Delta w_{i'}^2 = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{i'}^2} = -\frac{1}{2}\eta \sum_k \frac{\partial}{\partial w_{i'}^2}\left\{(ys(k) - y^2(k))(ys(k) - y^2(k))\right\}$$

$$= \eta \sum_k (ys(k) - y^2(k)) \frac{\partial y^2(k)}{\partial w_{i'}^2}$$

[3] Afin d'éviter toute confusion entre les indices hauts et les exposants, nous écrivons l'erreur quadratique sous sa forme explicite (Erreur * Erreur).

$$\frac{\partial y^2(k)}{\partial w^2_{i'}} = \frac{\partial}{\partial w^2_{i'}}\left\{ f^2\left(\sum_{i=0}^{3} w^2_i y^1_i(k)\right)\right\} = f^{2'}(x^2(k))\frac{\partial}{\partial w^2_{i'}}\left\{\sum_{i=0}^{3} w^2_i y^1_i(k)\right\}$$
$$= f^{2'}(x^2(k))y^1_{i'}(k)$$

$$\boxed{\Delta w^2_{i'} = \eta\sum_k (ys(k) - y^2(k))\ f^{2'}(x^2(k))\ y^1_{i'}(k)} \qquad (1.12)$$

De même pour la couche cachée :

$$\Delta w^1_{i'j'} = -\eta\frac{\partial E}{\partial w^1_{i'j'}} = -\frac{1}{2}\eta\sum_k \frac{\partial}{\partial w^1_{i'j'}}\left\{(ys(k) - y^2(k))(ys(k) - y^2(k))\right\}$$
$$= \eta\sum_k (ys(k) - y^2(k))\frac{\partial y^2(k)}{\partial w^1_{i'j'}} = \eta\sum_k (ys(k) - y^2(k))\left\{\sum_j \frac{\partial y^2(k)}{\partial x^1_j(k)}\frac{\partial x^1_j(k)}{\partial w^1_{i'j'}}\right\}$$
$$= \eta\sum_k (ys(k) - y^2(k))\left\{ f^{2'}(x^2(k))\frac{\partial}{\partial x^1_{j'}}\left\{\sum_{i=0}^{3} w^2_i f^1(x^1_i(k))\right\} y^0_{i'}(k)\right\}$$

$$\boxed{\Delta w^1_{i'j'} = \eta\sum_k (ys(k) - y^2(k))\, f^{2'}(x^2(k)) w^2_{j'} f^{1'}(x^1_{j'}(k))\ y^0_{i'}(k)} \qquad (1.13)$$

On peut introduire l'erreur élémentaire à la couche m par $\delta^m_j(k)$, on a alors :

$$\delta^2(k) = (ys(k) - y^2(k))\ f^{2'}(x^2(k)) \qquad (1.14)$$
$$\Delta w^2_i = \eta\sum_k \delta^2(k) y^1_i(k) \qquad (1.15)$$

De même

$$\delta^1_j(k) = (ys(k) - y^2(k))\, f^{2'}(x^2(k)) w^2_j f^{1'}(x^1_j(k))$$
$$= \delta^2(k) w^2_j f^{1'}(x^1_j(k)) \qquad (1.16)$$
$$\Delta w^1_{ij} = \eta\sum_k \delta^1_j(k) y^0_i(k) \qquad (1.17)$$

On voit bien que pour le calcul de $\delta^1_j(k)$, on utilise $\delta^2(k)$. En fait, de proche en proche, par rétropropagation, on calcule une erreur correspondant à chaque neurone pour une couche donnée. On peut remarquer cela plus explicitement sur un cas plus général où l'on a plusieurs sorties dans la dernière couche. L'erreur est alors donnée par :

$$E = \frac{1}{2}\sum_k\sum_j (ys_j(k) - y^2_j(k))(ys_j(k) - y^2_j(k)) \qquad (1.18)$$

Dans la dernière couche :

$$\Delta w_{i'j'}^2 = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{i'j'}^2} = \eta \sum_k \sum_j (ys_j(k) - y_j^2(k)) \frac{\partial y_j^2(k))}{\partial w_{i'j'}^2}$$

$$\frac{\partial y_j^2(k)}{\partial w_{i'j'}^2} = \frac{\partial}{\partial w_{i'j'}^2} \left\{ f^2 \left(\sum_i w_{ij}^2 y_i^1(k) \right) \right\} = \begin{cases} f^{2'}(x_j^2(k)) y_{i'}^1(k) & \text{si} \quad j = j' \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

$$\boxed{\Delta w_{i'j'}^2 = \eta \sum_k (ys_{j'}(k) - y_{j'}^2(k)) f^{2'}(x_{j'}^2(k)) y_{i'}^1(k)} \qquad (1.19)$$

Dans l'avant-dernière couche :

$$\Delta w_{i'j'}^1 = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{i'j'}^1} = \eta \sum_k \sum_j (ys_j(k) - y_j^2(k)) \frac{\partial y_j^2(k)}{\partial w_{i'j'}^2}$$

$$= \eta \sum_k \sum_j (ys_j(k) - y_j^2(k)) \left\{ \sum_i \sum_l \frac{\partial y_j^2(k)}{\partial x_i^2(k)} \frac{\partial x_i^2(k)}{\partial x_l^1(k)} \frac{\partial x_l^1(k)}{\partial w_{i'j'}^2} \right\}$$

$$\boxed{\Delta w_{i'j'}^1 = \eta \sum_k \sum_j (ys_j(k) - y_j^2(k)) f^{2'}(x_j^2(k)) w_{j'j}^2(k) f^{1'}(x_{j'}^1(k)) y_{i'}^0(k)} \qquad (1.20)$$

On a alors :

$$\delta_j^2(k) = (ys_j(k) - y_j^2(k)) f^{2'}(x_j^2(k)) \qquad (1.21)$$

$$\Delta w_{ij}^2 = \eta \sum_k \delta_j^2(k) y_i^1(k) \qquad (1.22)$$

De même

$$\delta_j^1(k) = \left\{ \sum_l (ys_l(k) - y_l^2(k)) f^{2'}(x_l^2(k)) w_{jl}^2(k) \right\} f^{1'}(x_j^1(k))$$

$$= \left\{ \sum_l \delta_l^2(k) w_{jl}^2(k) \right\} f^{1'}(x_j^1(k)) \qquad (1.23)$$

$$\Delta w_{ij}^1 = \eta \sum_k \delta_j^1(k) y_i^0(k) \qquad (1.24)$$

On peut également montrer que la relation générale pour toute couche différente de la couche de sortie, on a :

$$\delta_j^{m-1}(k) = \left\{ \sum_l \delta_l^m(k) w_{jl}^m(k) \right\} f^{m-1'}(x_j^{m-1}(k)) \qquad (1.25)$$

$$\Delta w_{ij}^{m-1} = \eta \sum_k \delta_j^{m-1}(k) y_i^{m-2}(k) \qquad (1.26)$$

De ce qui précède découle un certain nombre de remarques :

- On peut choisir la vitesse avec laquelle se fait la mise à jour des poids lors de l'apprentissage en agissant sur η. Il représente un facteur d'accélération appelé ici facteur d'apprentissage.

- Une variante permet l'introduction d'un terme inertiel qui aide à la convergence [LUT 96],
  $$w_{ij}^{m}(n) = w_{ij}^{m}(n-1) + \Delta w_{ij}^{m}(n) + \mu \cdot \Delta w_{ij}^{m}(n-1) \qquad (1.27)$$
  Le choix de ce facteur est cependant délicat, on peut d'ailleurs aboutir à des effets inverses ; des oscillations ou un ralentissement de la convergence. Les performances apportées par ce terme ne sont pas toujours convaincantes [REN 95].
- L'algorithme de rétropropagation introduit la dérivée première des fonctions d'activation. Comme nous le verrons dans le chapitre suivant, nous utiliserons pour notre application comme fonctions d'activation, la fonction sigmoïde pour la couche cachée et la fonction identité pour la sortie.
- Il est cependant tout à fait envisageable d'utiliser d'autres algorithmes qui ne nécessitent pas de dérivation. Par exemple [BUR 97] utilise un algorithme de changement aléatoire des poids. Bien que cet algorithme ne prenne pas la pente la plus grande, il y a toujours une bonne probabilité pour qu'un petit nombre d'essais aléatoires trouvent une direction dans la quelle les poids sont ajustés de manière à réduire l'erreur.
  Dans [EL-S 94], les auteurs exposent une méthode génétique pour l'adaptation des poids. Nous verrons l'utilisation des algorithmes génétiques par la suite.
- Ces méthodes ont pour but de réduire les problèmes rencontrés lors de la convergence. En effet, l'algorithme du gradient est très sensible aux minimums locaux. Le choix d'un facteur d'apprentissage variable permet dans certains cas d'accélérer la convergence [PIC 94]. Il arrive cependant qu'on reste au-dessus du critère d'arrêt sans jamais l'atteindre. C'est souvent le signe que le mécanisme d'apprentissage est inadapté, ou que la topologie du réseau ne permet pas d'atteindre ce degré de précision. Dans ce cas, il faut augmenter le nombre de neurones de la couche cachée ou changer de structure.
- Villiers et al. [De V 92] pensent qu'il n'y a pas de raison d'utiliser deux couches cachées à la place d'une seule couche cachée pour une complexité de réseau [4] donnée. De plus, les réseaux de neurones à deux couches cachées sont plus sensibles au problème du minimum local durant l'apprentissage (utilisant les méthodes de rétropropagation de l'erreur et du gradient-conjugué).
- Un autre phénomène lié à l'algorithme de rétropropagation utilisé sous sa forme locale (la mise à jour des poids se fait au fur et à mesure du parcourt de l'ensemble d'apprentissage) est que l'on se retrouve pour des surfaces symétriques (ys =surface(x_1^0, x_2^0)) avec un décalage en sortie pour (x_1^0, x_2^0)=($0, 0$). Nous mettrons en évidence ce phénomène dans le chapitre II.

3.3. Réseaux de neurones à fonction de base radiale (RBF)

Les réseaux de neurones à fonction de base radiale (Radial Basis Functions) sont des réseaux de neurones à une seule couche cachée dont les fonctions d'activation sont des fonctions à base radiale, le plus souvent des gaussiennes. La fonction d'activation du neurone de la couche de sortie est l'identité. Les entrées sont directement connectées aux neurones de la couche cachée. La sortie d'un neurone de la couche cachée est donnée par :

[4] La complexité du réseau de neurones peut être estimée par le nombre de poids utilisés dans l'architecture du réseau.

$$y_j^1 = f^1\left(\frac{\|X - C_j\|}{\sigma_j}\right) = \exp\left(-\frac{1}{2}\frac{\|X - C_j\|^2}{\sigma_j^2}\right) \qquad (1.28)$$

$$y_j^1 = \exp\left(-\sum_i \frac{1}{2}\frac{(x_i^0 - c_{ij})^2}{\sigma_j^2}\right) \qquad (1.29)$$

Et la sortie par :

$$y^2 = \sum_i w_i^2 y_i^1 \qquad (1.30)$$

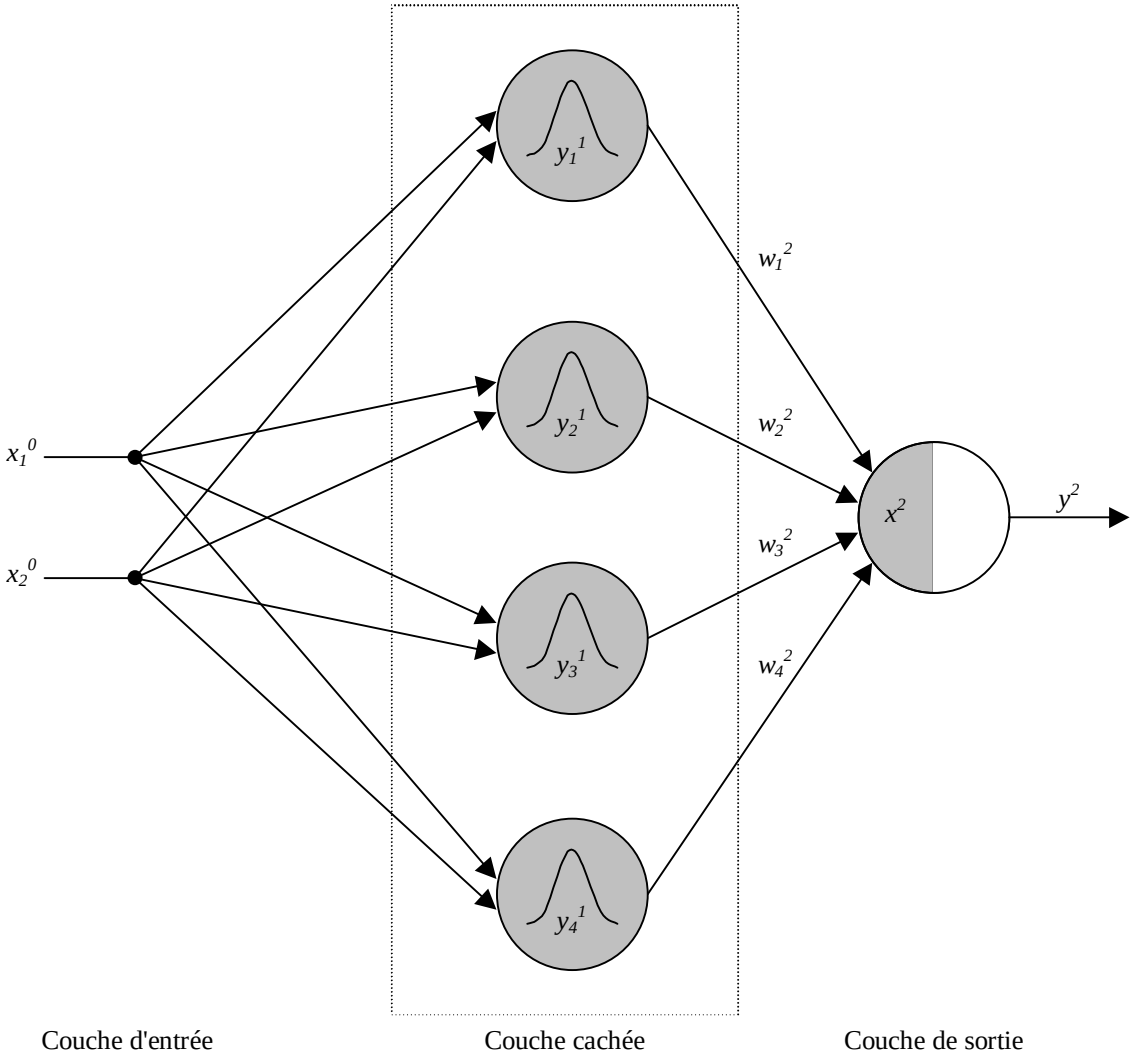


Figure 1.19 Réseau de neurones de type RBF

Les gaussiennes sont définies par leur centre c_{ij} et leur écart type σ_j.
Ces derniers, avec les poids w_i^2, sont les paramètres à optimiser en vue de l'apprentissage. Ce réseau de neurones, par rapport aux perceptrons multicouches, a comme particularité la localisation de l'excitation du neurone. En effet, un vecteur d'entrée donné ne sollicitera que les quelques neurones dont le domaine de réception (défini par les couples c_{ij}, σ_j) contient la

valeur de cette entrée. La réponse de la fonction de base radiale ainsi positionnée diminue rapidement en fonction de l'éloignement du vecteur d'entrée par rapport au centre de la fonction RBF [SPE 96].

Nous verrons dans le chapitre suivant que ces réseaux de neurones peuvent être utilisés sans passer par la lourde procédure d'apprentissage qui est nécessaire aux perceptrons.

Enfin, il est intéressant de remarquer qu'il existe une équivalence fonctionnelle entre un réseau de neurones RBF et un système d'inférence flou bien que provenant d'origines complètement différentes (les réseaux RBF de la physiologie et l'inférence floue des sciences cognitives) [ROG 93]. Il faut dans ce cas choisir des fonctions d'appartenance gaussiennes de même écart type que celui des RBF ainsi qu'un nombre de neurones égal au nombre de règles d'inférence.

3.4. Applications

Les réseaux de neurones sont utilisés dans de plus en plus de domaines, citons la classification, la reconnaissance de formes, l'identification et la commande de processus. Le choix d'utiliser tel ou tel type de réseau de neurones dépend de l'application mais aussi des capacités de traitement du processeur sur lequel ils s'exécutent. Le caractère local des RBF, par exemple, permet d'alléger les calculs de la sortie du réseau de neurones. En effet, pour une entrée donnée, il n'est pas nécessaire de calculer l'activation de tous les neurones de la couche cachée, mais uniquement ceux dont le domaine de réception couvre l'entrée. Lorsque le nombre de neurones d'un tel réseau est important pour couvrir tout l'espace d'entrée, cette réduction du temps de calcul devient non négligeable.

Il existe évidemment de nombreuses autres variantes de réseaux de neurones [CHE 96], [PIC 94] mais elles ne sont que très partiellement utilisées en commande [MIL 96]. Ce sont des structures moins connues, citons les réseaux de Hopfield ou de Hamming qui ne sont pas du type "propagation directe". Ils nécessitent plus de temps de calcul et leur analyse est moins directe. Les réseaux de Kohonen sont, quant à eux, utilisés principalement en classification.
Dans cette étude, nous nous sommes limités aux réseaux de neurones de type perceptrons et RBF. Ils se prêtent le mieux à notre application. De plus, la relative facilité avec laquelle on peut analyser de leur fonctionnement dans le cadre de la régulation permet de mieux les exploiter.

4. Algorithmes génétiques

4.1. Principe et définitions

Les algorithmes génétiques, comme les réseaux de neurones, font partie des "Réseaux Adaptatifs Non-linéaires" (RAN) [REN 95]. Ils sont composés d'un grand nombre d'unités élémentaires ou agents, qui sont dans notre cas des neurones ou des chromosomes. Ces agents traitent l'information le plus souvent de façon parallèle et distribuée. Ils interagissent entre eux d'une manière non-linéaire et sans contrôle central. Si l'environnement extérieur dans lequel ils baignent est capable de leur fournir une rétroaction, alors les agents et leurs interactions

sont modifiés par des "opérateurs" de telle sorte que le système global s'adapte progressivement à son environnement et améliore sa réponse.

Les algorithmes génétiques sont développés pour des fins d'optimisation. Ils permettent la recherche d'un extremum global. Ces algorithmes s'inspirent des mécanismes de sélection naturelle (Darwin) et de la génétique de l'évolution. Un algorithme génétique fait évoluer une population de gènes en utilisant ces mécanismes. Il utilise une fonction coût basée sur un critère de performance pour calculer une "qualité d'adéquation" (fitness). Les individus les plus "forts" seront à même de se reproduire et auront plus de descendants que les autres. Chaque chromosome est constitué d'un ensemble d'éléments appelés caractéristiques ou gènes. Le but est de trouver la combinaison optimale de ces éléments qui donne un "fitness" maximum. A chaque itération (génération de population), une nouvelle population est créée à partir de la population précédente.

Il existe de nombreuses façons de procéder. Chaque utilisateur conçoit en fait sa variante qu'il juge s'adapter le mieux à son problème. Nous présentons dans ce qui suit, la version finale de l'algorithme génétique que nous avons développé pour notre application.
Tout d'abord, tous les individus sont évalués ; on calcule leur fonction d'adéquation (fitness) et ils sont classés du meilleur au pire (figure 1.20).
Plus l'individu se trouve en haut de la liste, plus il a de chance de se reproduire. Cette phase de reproduction s'effectue en plusieurs étapes de mutation et de croisement.
La mutation consiste à modifier aléatoirement un ou plusieurs gènes d'un chromosome (caractéristiques d'un individu). Alors que le croisement s'effectue en échangeant plusieurs gènes entre deux parents.

Originellement, le codage des individus se faisait en transcrivant en binaire les paramètres à optimiser afin de constituer un gène. Ces gènes sont alors mis bout à bout pour former le chromosome. Il existe cependant une approche appelée codage réel, où les fonctions de mutation et de croisement sont réécrites pour s'appliquer directement au vecteur de paramètres sans passer par la forme binaire. Ces algorithmes se prêtent d'ailleurs fort bien pour donner naissance à des méthodes hybrides qui allient méthodes classiques et algorithmes génétiques [CHO 97]. Nous avons retenu un codage réel, plus souple et plus précis. On évite certains problèmes dus au codage binaire. Le codage réel procure aussi une vision directe des paramètres tout au long de l'évolution de la population.

4.2. Applications

Nous avons utilisé les algorithmes génétiques pour l'identification des paramètres du modèle des machines étudiées ainsi que lors de l'optimisation des régulateurs.
Nous avons travaillé, pour la quasi-totalité des résultats qui seront présentés au chapitre suivant, sur une population de 55 individus.

Les taux de croisement et de mutation sont, non pas issus d'une probabilité qu'a un individu de se croiser ou de se muter, mais plutôt fixés par des tailles de sous-populations dont les fonctions sont déterminées à l'avance.

Le tableau 1.6 résume la configuration retenue.

Nombre d'individus	**Position**	**Constitution de la sous-population**
1	0 à 0	Recopie : on conserve le meilleur individu
9	1 à 9	Mutation au hasard d'individus choisis parmi les 10 premiers avec un facteur au maximum de 0,001
5	10 à 14	Mutation au hasard d'individus choisis parmi les 15 premiers avec un facteur au maximum de 0,1
10	15 à 24	Croisement au hasard de deux individus choisis parmi les 15 premiers sans favoriser un parent par rapport à l'autre
10	25 à 34	Mutation au hasard d'individus choisis parmi les 35 premiers avec un facteur au maximum de 0,5
20	35 à 54	Mutation au hasard d'un seul gène du premier individu de la population avec un facteur au maximum de 0,01

Tableau 1.6 Configuration de la population d'individus

La troisième colonne explique l'origine de la sous-population concernée. Par exemple, les individus du rang 10 à 14 sont issus d'une mutation de plus ou moins 10 % à partir d'un des individus de la génération précédente. Ce parent se doit d'être classé parmi les 15 premiers, ce qui signifie qu'on le juge apte à se reproduire.

Chaque population est plus ou moins spécialiste d'une phase du processus d'optimisation. Il apparaît en effet, quand la population part d'une initialisation aléatoire, que ce sont les individus issus d'une mutation avec un fort facteur qui se retrouvent en haut de la liste après évaluation du "fitness" et classement. Quand les individus commencent à tendre vers le vecteur optimum, c'est plutôt la dernière sous-population (faible mutation au hasard d'un seul gène) qui est très sollicitée, en même temps que les individus issus du croisement. Enfin, vers la fin, le meilleur individu reste souvent au sommet de la liste. Ceci peut être retenu comme critère de convergence.

On pourrait croire, à la vue de sous-populations peu actives, qu'il faille réduire leur taille ou les éliminer ; il n'en est rien. En effet, l'un des grands avantages des algorithmes génétiques, c'est de pouvoir sortir des maximums locaux. Des mutations au hasard ainsi que le grand nombre d'individus sont une nécessité si l'on tient à garder cette propriété.

On notera également que l'on a eu à aucun moment besoin de dériver une quelconque fonction. C'est un autre avantage des algorithmes génétiques. Toute médaille ayant son revers, la convergence vers l'optimum demande un grand nombre de générations. Si l'évaluation du "fitness" de chaque individu demande un temps de calcul important, alors le processus devient très lourd. Il se prête cependant très bien au calcul parallèle puisque l'adéquation d'un individu n'est pas liée à celle de son voisin.

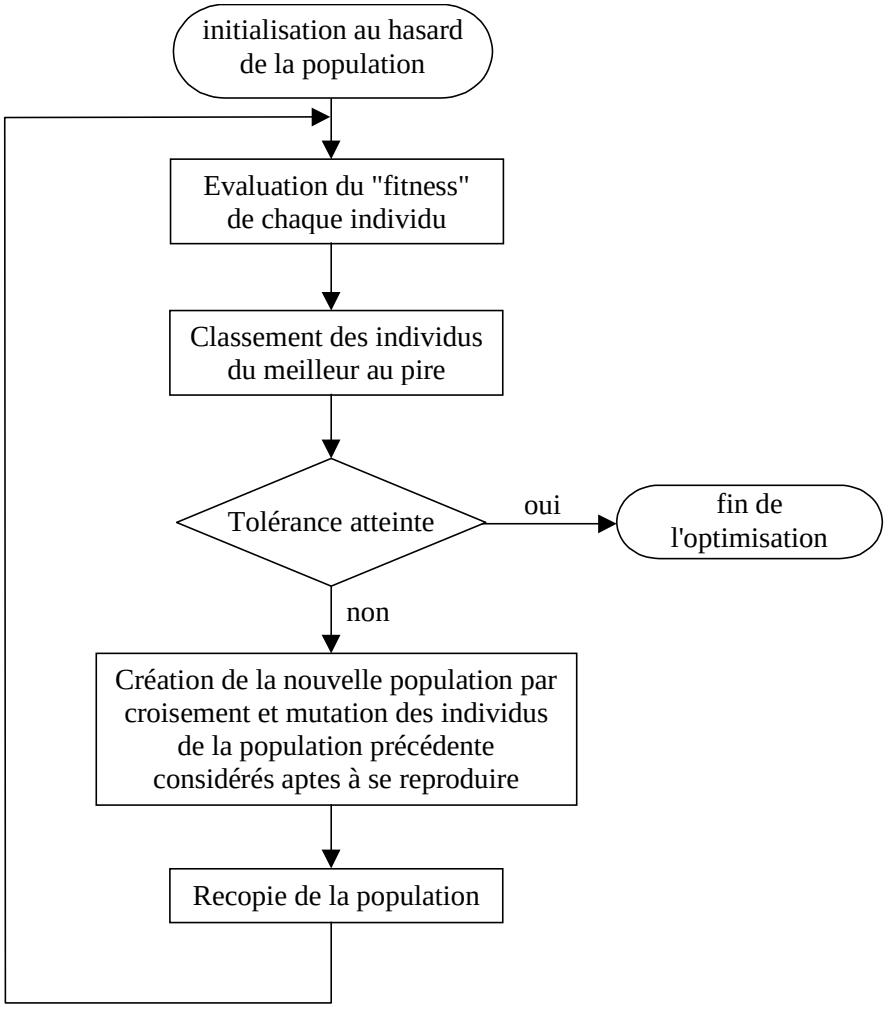


Figure 1.20 Organigramme de l'algorithme génétique

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les bases nécessaires à la compréhension des méthodes à base de logique floue, de réseaux de neurones et d'algorithmes génétiques. Le vocabulaire utilisé par les communautés qui étudient et développent ces méthodes est assez vaste et non encore uniformisé. Il nous a donc semblé nécessaire de préciser celui utilisé ici afin de permettre une lecture claire et sans ambiguïté des chapitres qui vont suivre.

De nombreuses possibilités d'utilisation de ces techniques sont envisageables rien qu'en ce qui concerne la machine asynchrone et sa commande. Nous présenterons les méthodes pour lesquelles nous les avons utilisées et nous nous garderons de faire des conclusions trop hâtives en ce qui concerne leur supériorité par rapport aux méthodes classiques. Ce n'est pas parce qu'une méthode est nouvelle qu'elle est forcément plus efficace. Nous les comparerons donc de manière objective aux méthodes plus classiques. Nous mettrons en lumière ce que ces techniques apportent comme améliorations sans occulter leurs désavantages.

Chapitre II

Application à la commande de la machine asynchrone

1. Introduction

On ne présente plus la machine asynchrone, c'est le moteur utilisé au quotidien dans les applications domestiques (machine à laver), à l'atelier, à l'usine (machinerie d'entraînement) ainsi que dans les domaines spécialisés (traction ferroviaire, maritime, auxiliaires dans les centrales…). Sa robustesse et son coût d'achat et d'entretien lui ont permis de conquérir un espace de plus en plus grand au détriments des machines synchrones et à courant continu.
De façon générale, il est incontestable que la motorisation électrique commandée prend une place de plus en plus large. Il ne faut cependant pas non plus négliger l'immense parc de moteurs asynchrones utilisés à des fins d'entraînement non commandé mais la vitesse variable est en plein essor et tout porte à croire que la demande va s'accentuer surtout avec la baisse continuelle des prix de l'électronique de puissance et de commande.

Pour effectuer les différentes commandes, il est nécessaire de connaître un certain nombre de paramètres. La première partie de ce chapitre va nous permettre de confronter les résultats issus des diverses méthodes de détermination de ces paramètres et tout particulièrement celles s'appuyant sur les algorithmes génétiques.
Nous présenterons ensuite la modélisation adoptée en vue de la commande de la machine ainsi que la commande vectorielle classique utilisée comme base de comparaison. Nous verrons alors l'utilisation des méthodes de commande basées sur les régulateurs flous et neuronaux.

2. Identification des paramètres de la machine asynchrone

Les paramètres nécessaires à la simulation du fonctionnement de la machine se divisent en paramètres électromagnétiques et mécaniques. Nous montrons plus loin que les paramètres électromagnétiques requis sont (R_s, τ_s, τ_r et σ). Une machine asynchrone, vu de la source, n'est pas en mesure de nous fournir des informations sur la valeur de sa résistance rotorique équivalente. On ne peut alors déterminer que sa constante de temps rotorique.

Dans le cadre de ce travail, nous mettons en œuvre les algorithmes génétiques pour l'identification des paramètres de la machine asynchrone.
Les essais sont effectués sur les deux machines décrites en Annexe 1. Nous avons retenu les méthodes qui tiennent compte du comportement transitoire aussi bien électrique que mécanique de la machine. Ainsi, nous avons utilisé les méthodes d'essais décrites dans [KHE 95].

2.1. Essai 1 : démarrage

L'essai consiste en un démarrage de la machine, à vide, sous pleine tension. On relève la vitesse, la tension ainsi que le courant de la phase "*a*". Nous déterminons, la phase initiale de la tension afin de l'introduire au niveau de la simulation. Nous observons une chute de tension au démarrage (figure 2.3) que nous modélisons à travers une fonction sigmoïde. Cette baisse de tension est due à la présence d'un autotransformateur en amont.
L'algorithme génétique élaboré pour optimiser les paramètres du modèle de la machine est intégré au logiciel de simulation "MASVECT" (Annexe 2).

La fonction d'adéquation utilisée est la suivante :

$$Fitness = \frac{1}{Erreur} \qquad (2.1)$$

$$Erreur = \sum \frac{F_{\Omega} \cdot \left(\Omega_{sim} - \Omega_{\exp}\right)^2 + F_{I_{as}} \cdot \left(I_{as\,sim} - I_{as\,\exp}\right)^2}{1 + e^{A(t_0 - t)}} \qquad (2.2)$$

Avec $F_{\Omega} = 1$ et $F_{I_{as}} = 5$. Ce sont les facteurs qui permettent de pondérer l'importance d'une grandeur par rapport à l'autre. Dans ce cas, nous accordons plus d'importance à l'ajustement de la courbe du courant statorique relevé qu'à celle de la vitesse. De même, afin d'accélérer la convergence de l'algorithme nous avons favorisé, à l'aide d'une fonction sigmoïde (paramètres A et t_0 dans la formule 2.2), le régime permanent par rapport au début du régime transitoire.
Nous utilisons la fonction sigmoïde lorsque l'on désire obtenir le passage d'un état à un autre de façon non-linéaire, très prononcée mais continue.

Les résultats suivants concernent l'identification de la machine 2 (annexe 1). En figures 2.1, 2.2 et 2.3 sont représentés les résultats expérimentaux et de simulation. Ces figures sont suivies d'un agrandissement de l'évolution de la vitesse et du courant au démarrage.

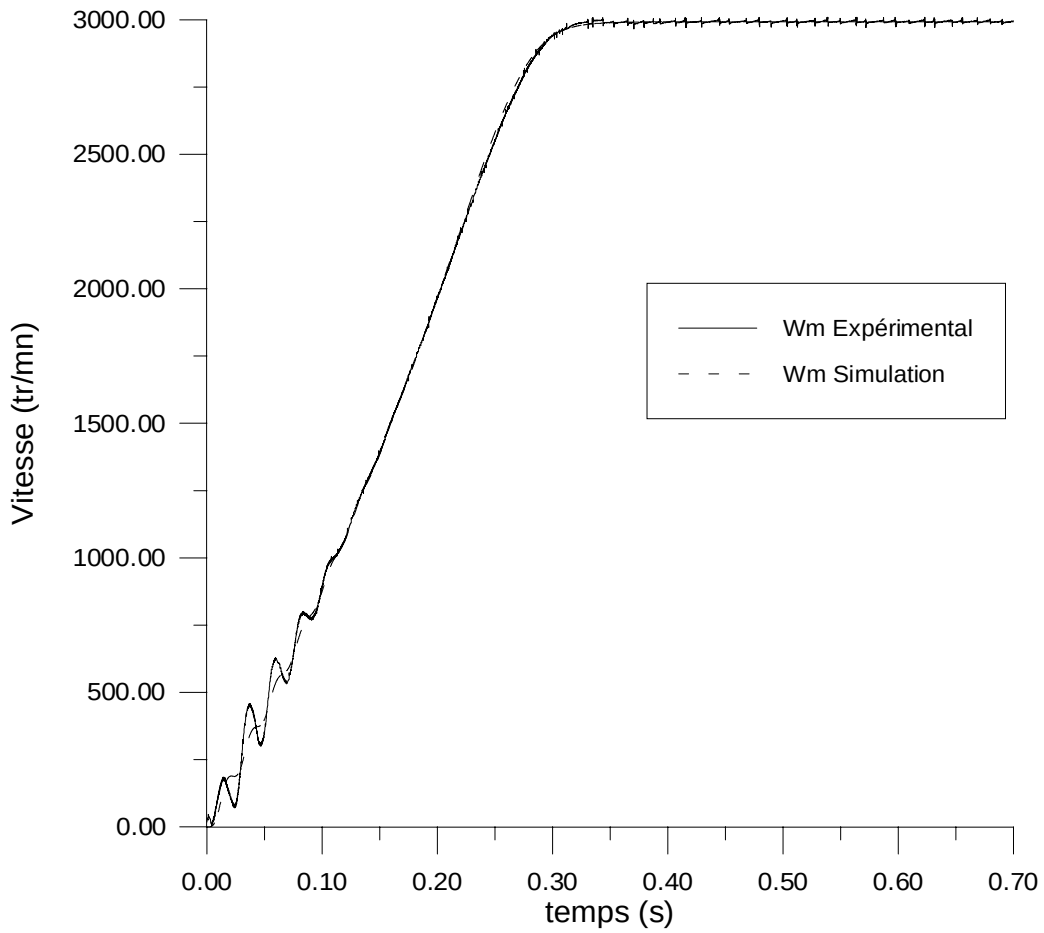


Figure 2.1 Optimisation par algorithme génétique sur un démarrage,
Vitesse mécanique

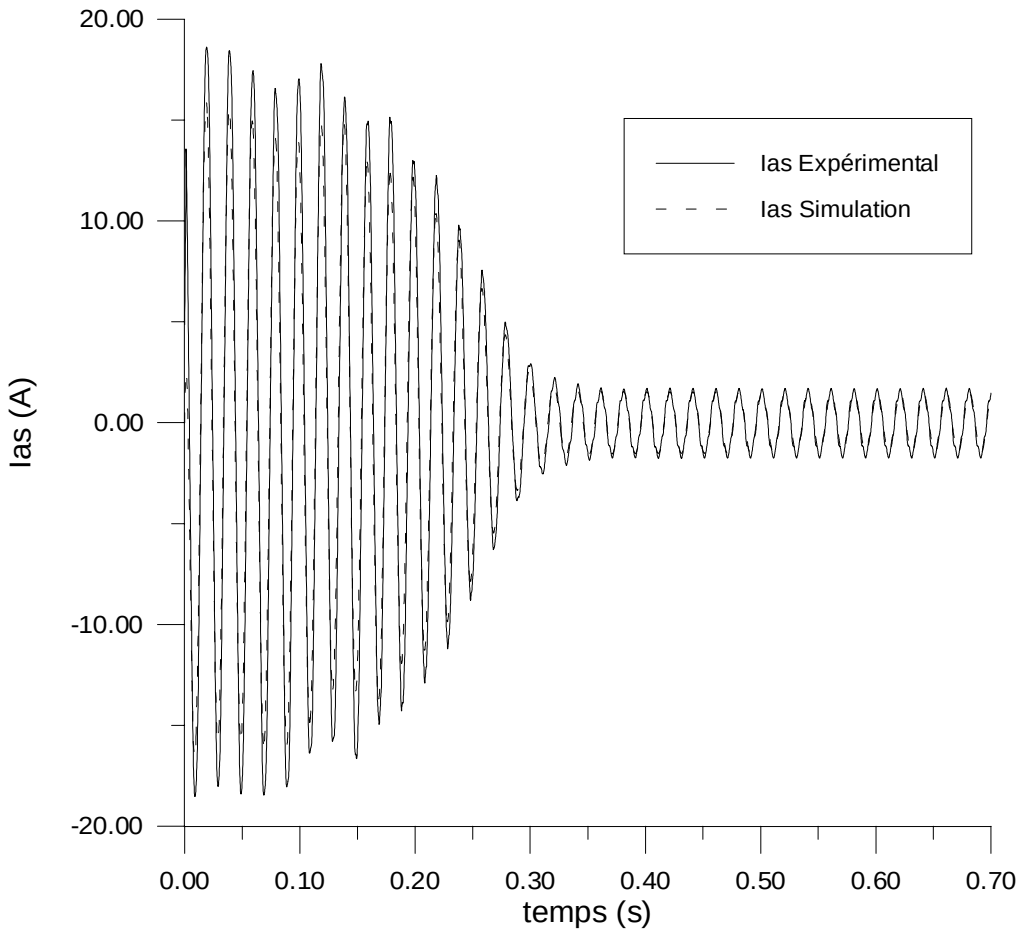


Figure 2.2 Optimisation par algorithme génétique sur un démarrage,
Courant statorique

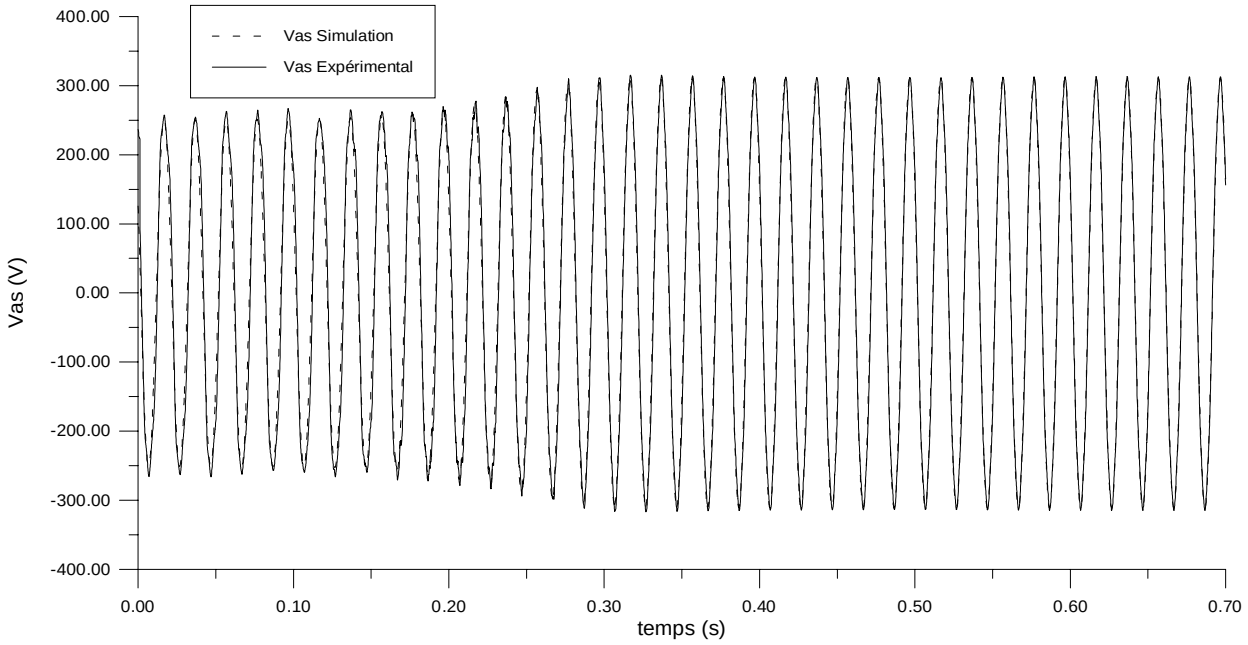
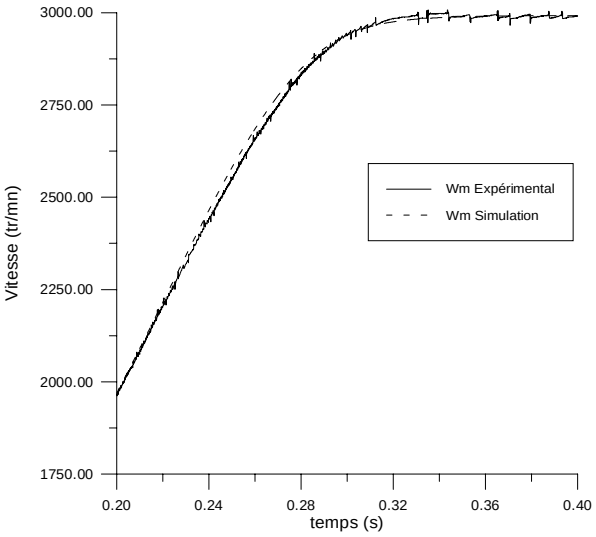
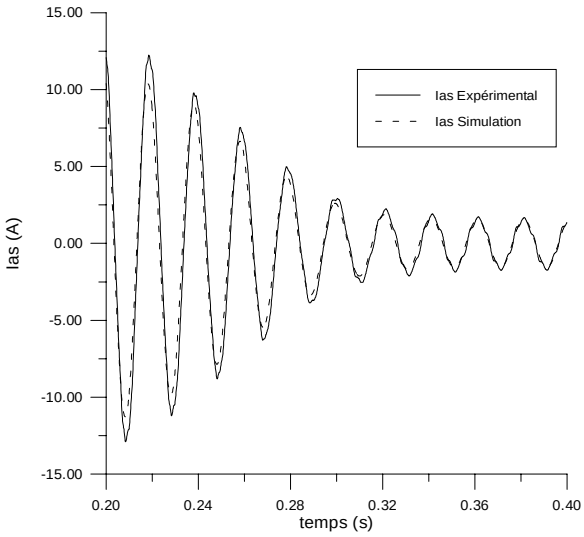


Figure 2.3 Optimisation par algorithme génétique sur un démarrage,
Tension d'alimentation utilisée



Vitesse



Courant

Figure 2.4 Optimisation par algorithme génétique sur un démarrage,
(Agrandissement)

Nous présentons maintenant quelques résultats traduisants graphiquement l'évolution du "fitness" en fonction du nombre de générations ainsi que la provenance du meilleur individu.

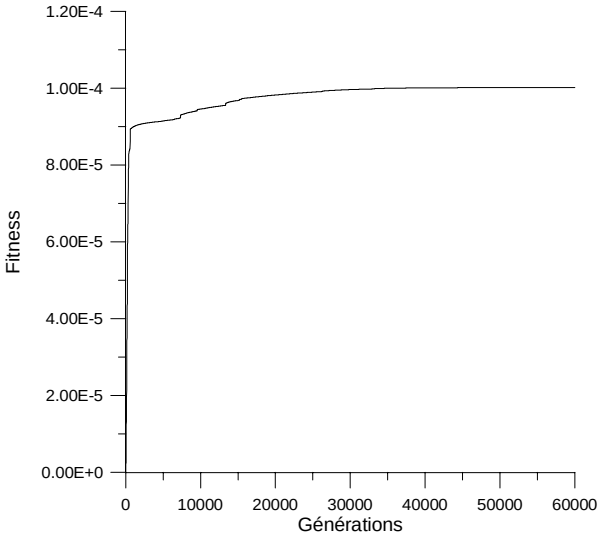


Figure 2.5 Evolution du "Fitness"

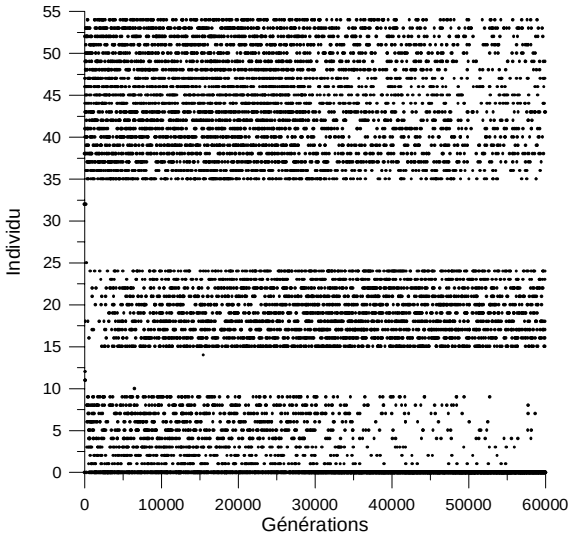


Figure 2.6 Position du meilleur individu

Par suite, sont représentés les évolutions de la résistance statorique (figure 2.7), la constante de temps statorique (figure 2.8), la constante de temps rotorique (figure 2.9), le coefficient de dispersion (figure 2.10), le moment d'inertie (figure 2.11) ainsi que les coefficients de frottement (figure 2.12).

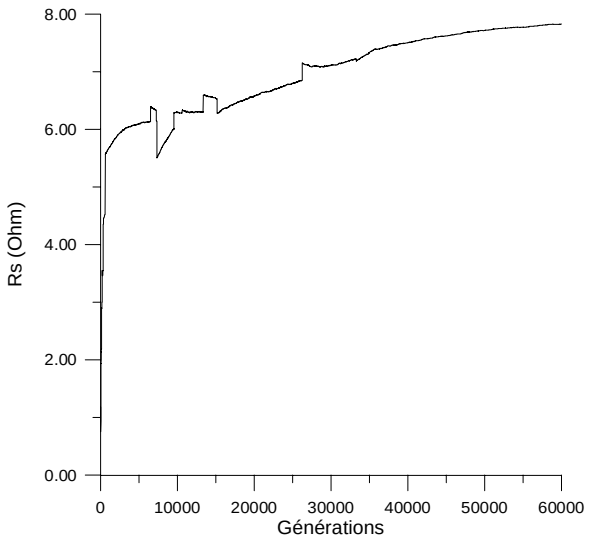


Figure 2.7 Evolution de R_s

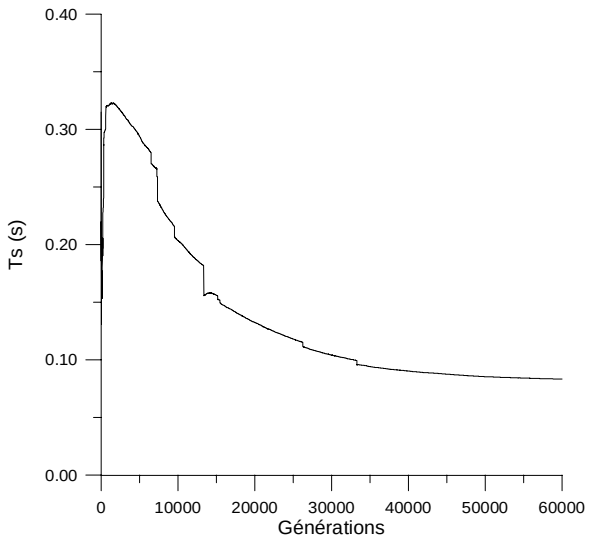


Figure 2.8 Evolution de τ_s

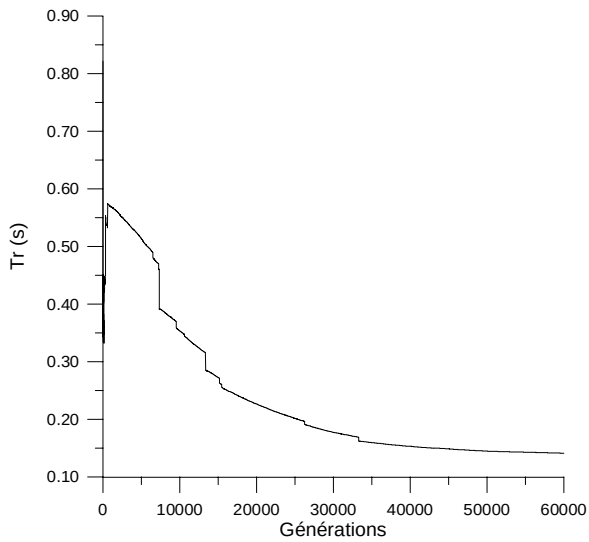


Figure 2.9 Evolution de τ_r

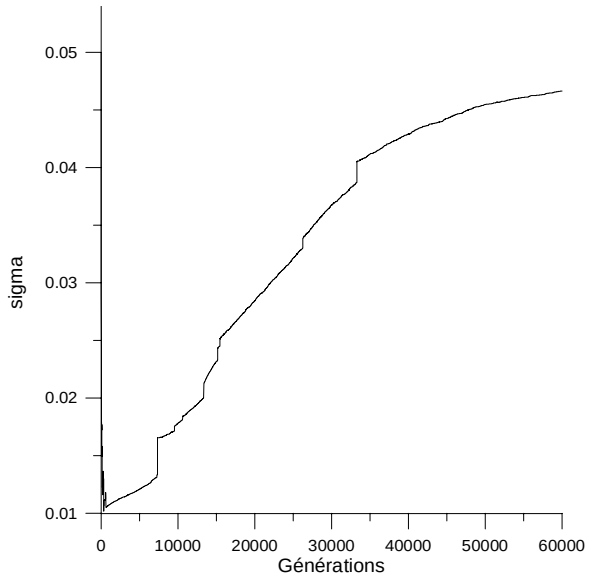


Figure 2.10 Evolution de σ

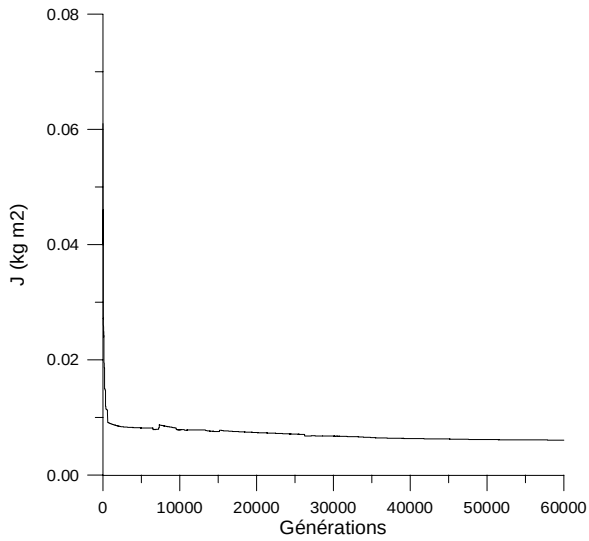


Figure 2.11 Evolution de *J*

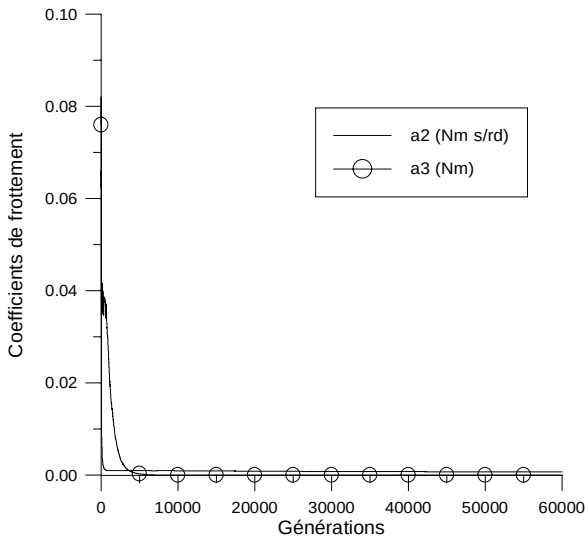


Figure 2.12 Evolution des coefficients de frottement

On peut constater une convergence des différents paramètres estimés qui nécessite un grand nombre de générations.

2.1.1. Evolution des paramètres au cours des 1000 premières générations

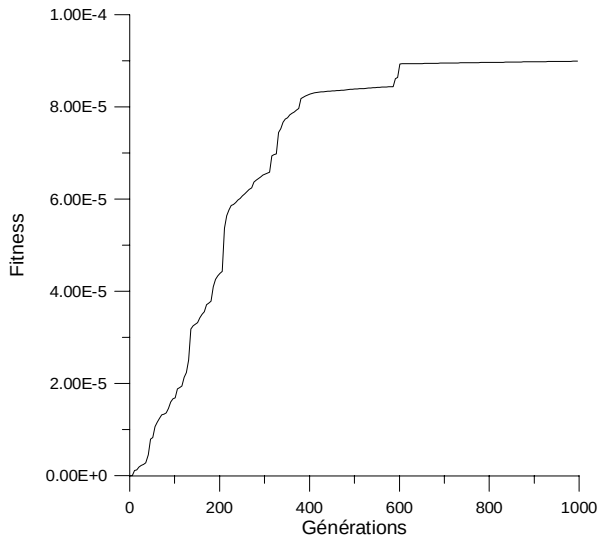


Figure 2.13 Evolution du "Fitness"
(Agrandissement)

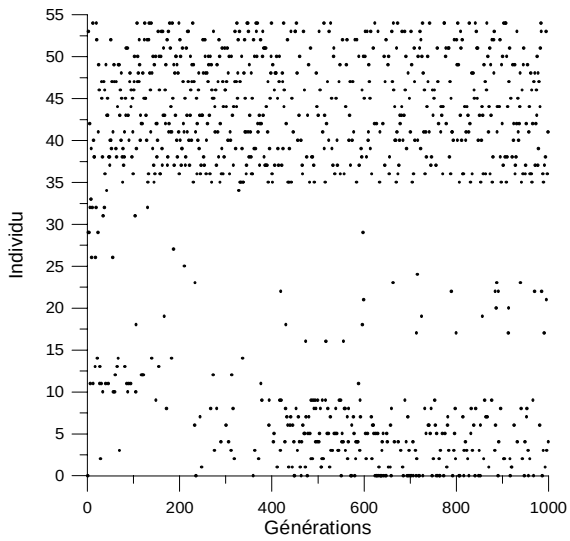


Figure 2.14 Position du meilleur individu
(Agrandissement)

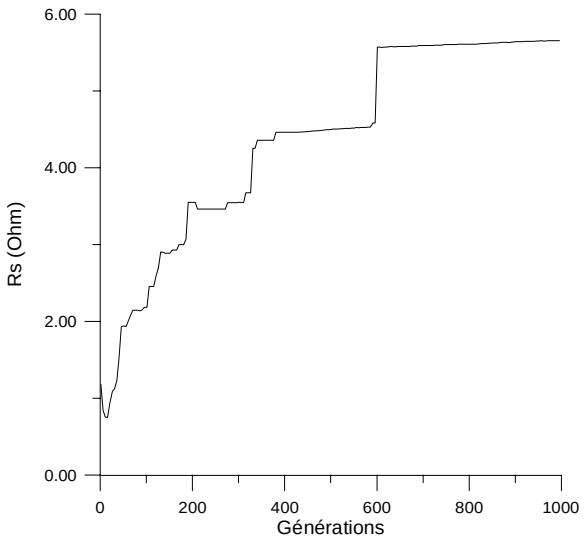


Figure 2.15 Evolution de R_s
(Agrandissement)

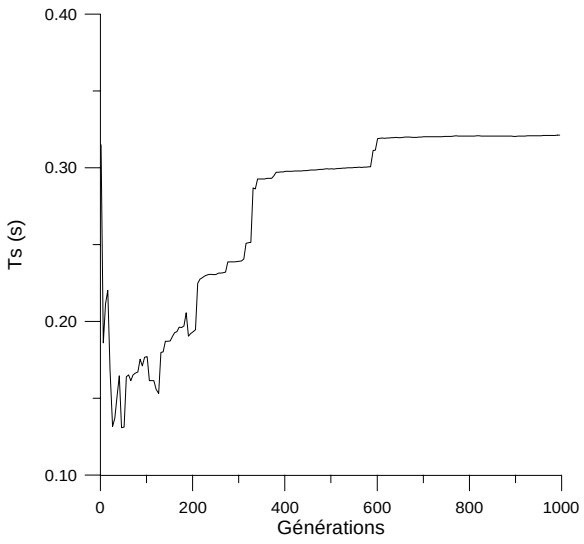


Figure 2.16 Evolution de τ_s
(Agrandissement)

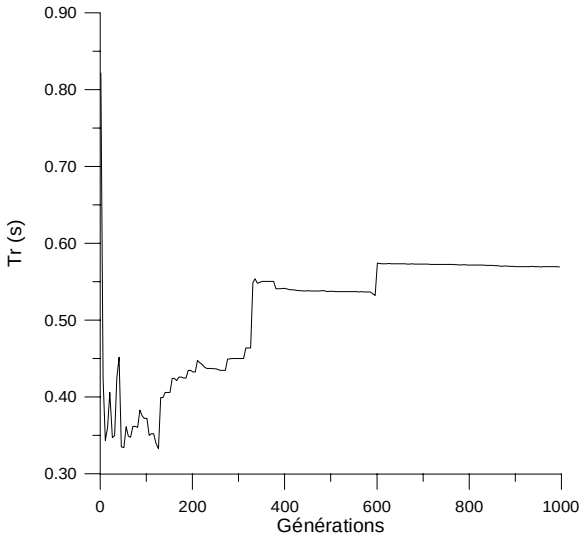


Figure 2.17 Evolution de τ_r
(Agrandissement)

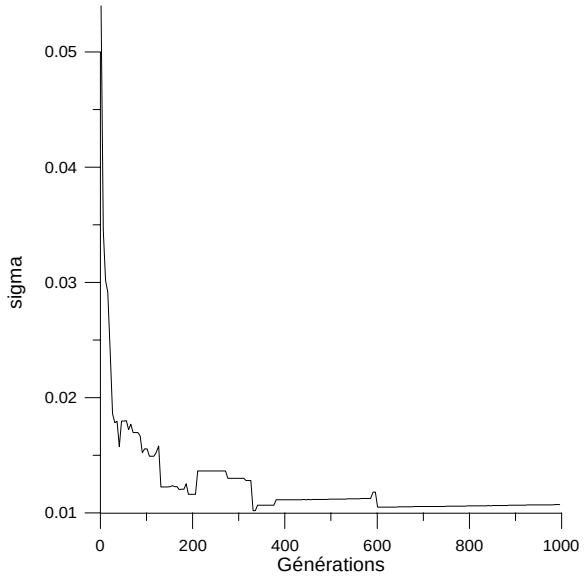


Figure 2.18 Evolution de σ
(Agrandissement)

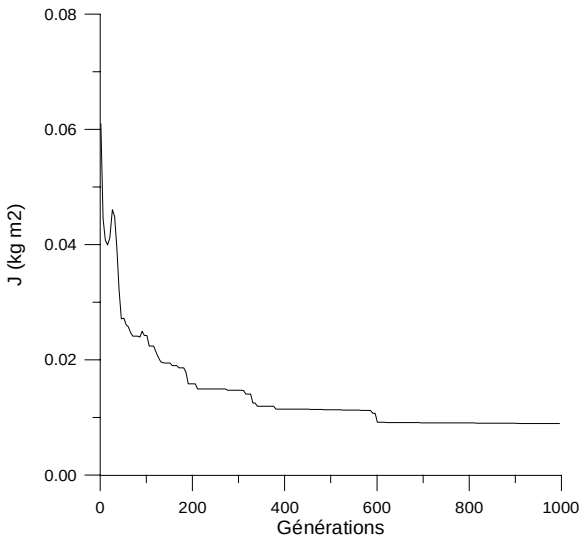


Figure 2.19 Evolution de *J* (Agrandissement)

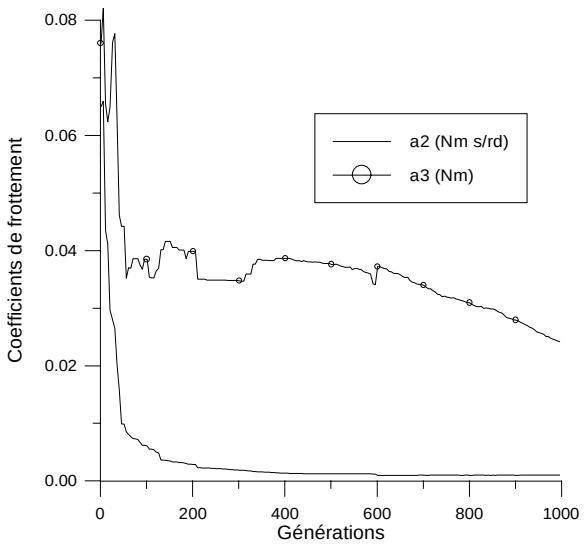


Figure 2.20 Evolution des coefficients de frottement (Agrandissement)

Les résultats issus de cette optimisation sont après 60000 générations :
Fitness = 1,00213 10^{-4}
(Extrait de l'annexe 1) [5]
R_s=7,828 Ω
τ_s=0,0833 s
τ_r=0,1415 s
σ=0,0466
J=0,006093 kg m^2
a_2=0,000725 Nm s/rd
a_3=0 Nm

Ce vecteur de paramètres, issu d'une optimisation globale sur tout le démarrage, est un vecteur de paramètres "moyen". C'est à dire qu'il convient pour simuler aussi bien le régime permanent que le régime transitoire.

Les résultats suivants concernent l'identification de la machine 1 (Annexe 1) :
Pour cette machine, nous avons séparé l'identification de la partie mécanique de celles des paramètres électromagnétiques.
Nous avons procédé à un essai de ralentissement de l'ensemble machine-frein à poudre qui a permis de calculer :
J=0,059 kg m^2
a_2=0,01438 Nm s/rd
a_3=0,5012 Nm

[5] Il est évident que les valeurs données ici sont le résultat numérique de l'optimisation. Les paramètres ne peuvent pas être connus avec une telle précision.

En ce qui concerne cette machine, la large plage de variation des courants mis en jeu a rendu la procédure d'acquisition plus difficile. Nous n'avons utilisé que la fin du régime transitoire ainsi que le régime permanent suite à un démarrage sous tension nominale. Nous obtenons un jeu de paramètres (tableau 2.1), qui non seulement convient au démarrage, mais donne les courants et les vitesses qui correspondent à différentes charges de la machine (tableau 2.2).

R_s=2,2513 Ω τ_s=0,06526 s τ_r=0,1975 s σ=0,0423	J=0,059 kg m^2 a_1=0 Nm s^2/rd^2 a_2=0,01438 Nm s/rd a_3=0,5012 Nm

Tableau 2.1

	Expérimental		Simulation	
Charge	$I_{as\ eff}$ (A)	Ω (tr/mn)	$I_{as\ eff}$ (A)	Ω (tr/mn)
A vide	4,6	1495,4	4,78	1496,6
C_r=10 Nm	5,8	1483	5,66	1482,8
C_r=20 Nm	7,9	1465	7,50	1467,5
C_r=37 Nm	12,7	1430	11,9	1436

Tableau 2.2

La figure 2.6 représente, d'une génération à la suivante, de quelle population provient le meilleur individu. Nous pouvons remarquer qu'au début, (figure 2.14), c'est un petit peu de partout qu'il est sélectionné, avec une prédominance de la sous-population "faible mutation au hasard d'un seul gène". Plus la sélection devient pointue, plus la sous-population issue des croisements contribue à placer en tête de liste ses individus. Enfin, quand le système a convergé vers la solution optimale, l'individu issu de la recopie reste très souvent comme meilleur individu au sens du critère d'adéquation.

A travers les figures 2.13 à 2.20, pendant les 1000 premières générations, nous constatons souvent une augmentation de l'adéquation (fitness) ainsi que des changements de paramètres (gènes) qui s'opèrent par sauts. Ce résultat, on le doit au caractère aléatoire de la création de certains individus de la population. Il permet à l'algorithme, outre l'accélération de la convergence au début du processus, d'avoir une meilleure robustesse vis à vis des maximums locaux.

2.2. Essai 2 : échelon

Cet essai est réalisé en branchant la machine, connectée en étoile, sur une source de tension continue de sorte que les trois phases soient parcourues respectivement par I, -I/2 et –I/2.
Un échelon positif de la tension conduit à l'apparition d'un courant de la forme :

$$I_{as}(t) = I_0\left(1 + Ae^{-\frac{t}{T_1}} + Be^{-\frac{t}{T_2}}\right) \qquad (2.3)$$

Un échelon négatif (court-circuit de la source) donne une décroissance du courant de la forme :

$$I_{as}(t) = I_0\left(Ae^{-\frac{t}{T_1}} + Be^{-\frac{t}{T_2}} \right) \qquad (2.4)$$

Un calcul simple à partir du modèle *dq* de la machine ramenée au stator montre que les paramètres sont donnés dans les deux cas par :

$$\tau_r = \frac{T_1 + \alpha T_2}{1+\alpha}$$
$$\tau_s = T_1 + T_2 - \tau_r$$
$$\sigma = \frac{T_1 \cdot T_2}{\tau_s \cdot \tau_r} \qquad (2.5)$$

avec $\alpha = \dfrac{A}{B}$

Les constantes de temps T_1 et T_2 sont très éloignées l'une de l'autre comme le montrent les figures 2.21 à 2.23, ce qui rend l'identification difficile. Nous avons également remarqué qu'utiliser les gènes (α, τ_s, τ_r et σ) au lieu de (A, B, T_1 et T_2) pour caractériser l'individu, ralentissait la convergence de l'algorithme génétique. Il faut donc éviter l'introduction de formules intermédiaires.

2.2.1. Croissance du courant

Nous représentons ici le résultat de l'identification pour une croissance du courant statorique. Il correspond à la réponse à un échelon de tension continue fournie par une alimentation stabilisée.

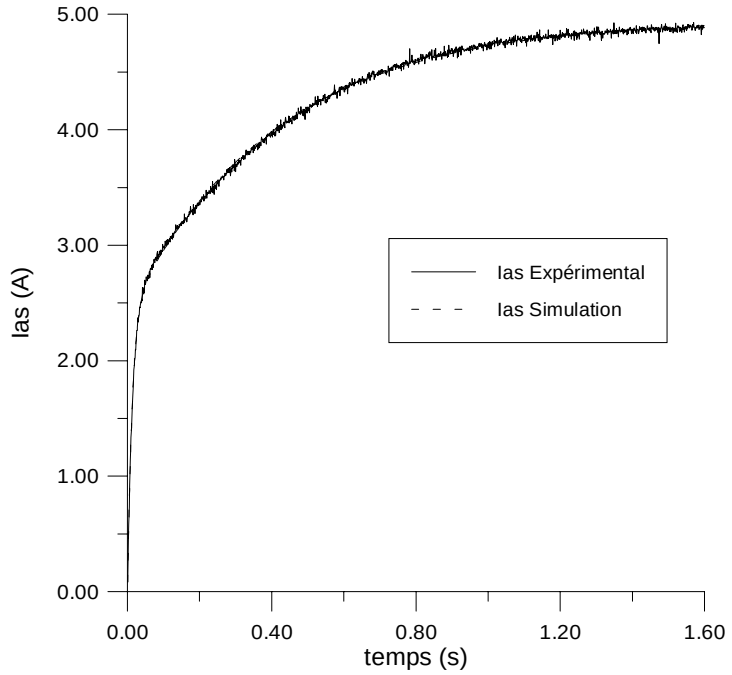


Figure 2.21 Identification par algorithme génétique sur une croissance du courant

Dans ce cas, une caractéristique supplémentaire (I_0) doit être ajoutée aux individus de la population. Elle correspond à la valeur du courant I_{as} en régime permanent.

2.2.2. Décroissance du courant

Lors d'un échelon négatif de tension (court-circuit), la réponse du courant statorique est la suivante :

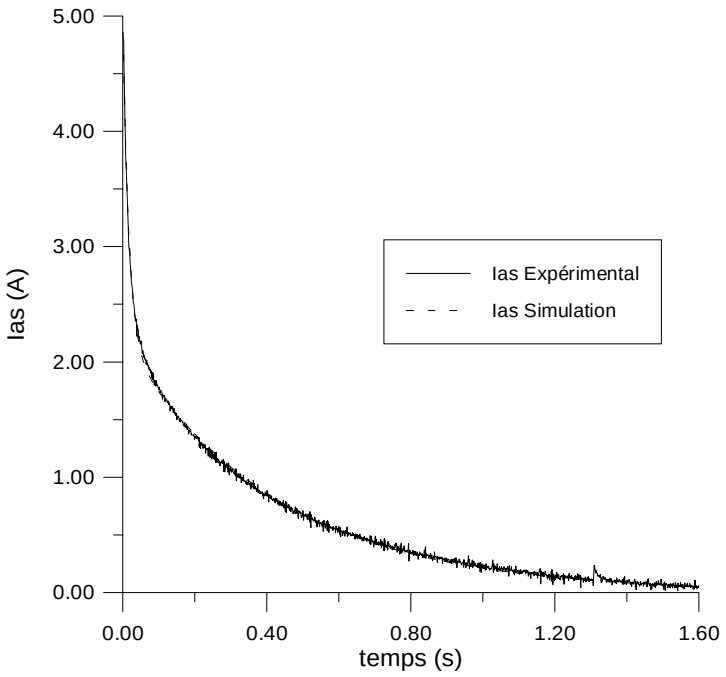


Figure 2.22 Identification par algorithme génétique sur une décroissance du courant

2.2.3. Croissance du courant, échelon MLI

Cet essai a été effectué en utilisation une alimentation en MLI pour appliquer une tension (à valeur moyenne sur une période MLI) continue à la machine.

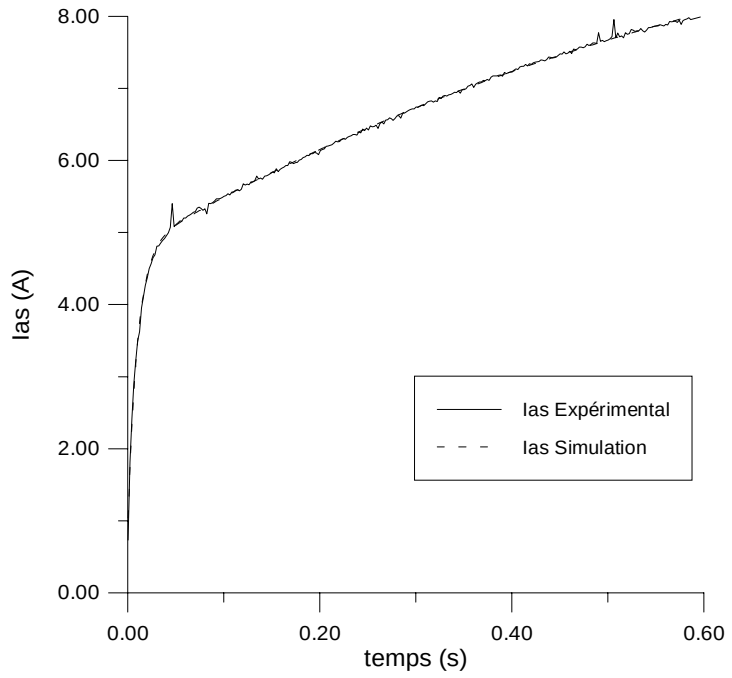


Figure 2.23 Identification par algorithme génétique sur une croissance du courant,
Cas d'une alimentation par un onduleur à MLI

2.2.4. Comparaisons des résultats

Le tableau ci-dessous montre une grande disparité des résultats ainsi que des paramètres qui s'éloignent des valeurs couramment rencontrées pour ce type de machines.

Essai	τ_s	τ_r	σ
Croissance de I_{as}	0,215	0,214	0,115
Décroissance de I_{as}	0,195	0,248	0,144
Croissance, alim. MLI	0,434	0,288	0,055

Tableau 2.3

En fait, ce n'est pas l'algorithme génétique qui est en faute, puisqu'il y a une très bonne concordance entre les résultats de simulation et ceux d'expérimentation. La méthode de l'échelon de tension est peu précise à cause de la grande différence entre les deux constantes de temps T_1 et T_2. On arrive à trouver des jeux de paramètres complètement différents qui donnent des réponses similaires. Elle reste, néanmoins, plus rapide [6] et plus simple à mettre en œuvre que celle basée sur le démarrage de la machine.

[6] Par rapidité, nous faisons allusion à la convergence de l'algorithme et au temps de calcul requis.

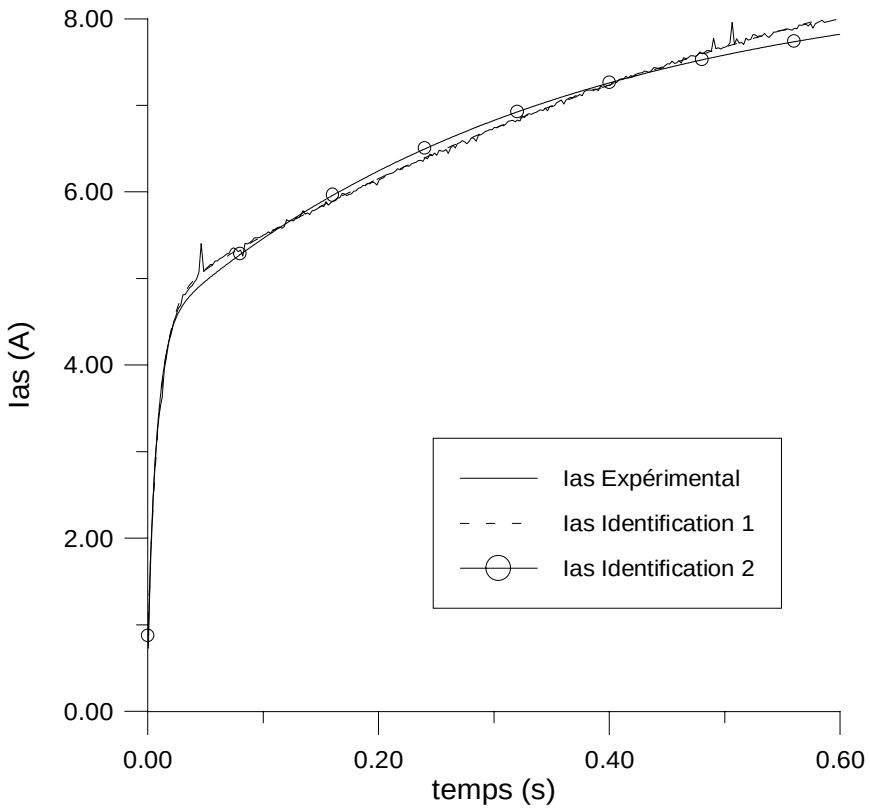


Figure 2.24 Sensibilité de l'identification sur une croissance du courant

L'identification 1 correspond à :

$$I_{as}(t) = 10{,}5734\left(1 - 0{,}553212e^{-\frac{t}{0{,}712686}} - 0.363481e^{-\frac{t}{0{,}009717}}\right) \qquad (2.6)$$

τ_s=0,434, τ_r =0,288, σ =0,055

Alors que l'identification 2 correspond à :

$$I_{as}(t) = 8{,}52\left(1 - 0{,}482477e^{-\frac{t}{0{,}33828}} - 0.438111e^{-\frac{t}{0{,}007683}}\right) \qquad (2.7)$$

τ_s=0,181, τ_r =0,165, σ =0,087

On voit qu'une faible différence entre les courbes conduit à un résultat très différent.

2.3. Discussion

Il existe peu de travaux sur l'utilisation des algorithmes génétiques pour l'identification des paramètres de la machine asynchrone. Citons [PIL 97], dans lequel les auteurs utilisent les données de la plaque signalétique pour identifier les paramètres du schéma équivalent monophasé de la machine. Dans [BEL 98], les auteurs comparent plusieurs méthodes d'identification. Ils utilisent, toutefois, les résultats expérimentaux du fonctionnement en régime permanent.

Les méthodes basées sur des échelons de tension sont peu précises. Cependant, l'algorithme génétique a convenablement convergé vers ce qu'il lui est apparut comme le maximum global. Nous retenons donc la méthode d'identification basée sur le démarrage de la machine.
Partant d'une population aléatoire et éloignée du vecteur optimum (le meilleur des individus sélectionnés), nous observons une sélection rapide vers ce qui semble être un maximum (figure 2.13).
Il s'ensuit alors une convergence beaucoup plus lente vers le maximum absolu. Remarquons que ce sont tous les paramètres qui changent quand le point se déplace vers ce maximum et notamment le triplet (τ_s, τ_r, σ).
Sur la figure 2.25, nous avons tracé l'évolution des produits $\sigma\tau_s$ et $\sigma\tau_r$. Ces courbes sont quasi stationnaires durant cette phase bien que le triplet (τ_s, τ_r, σ) continue de varier.

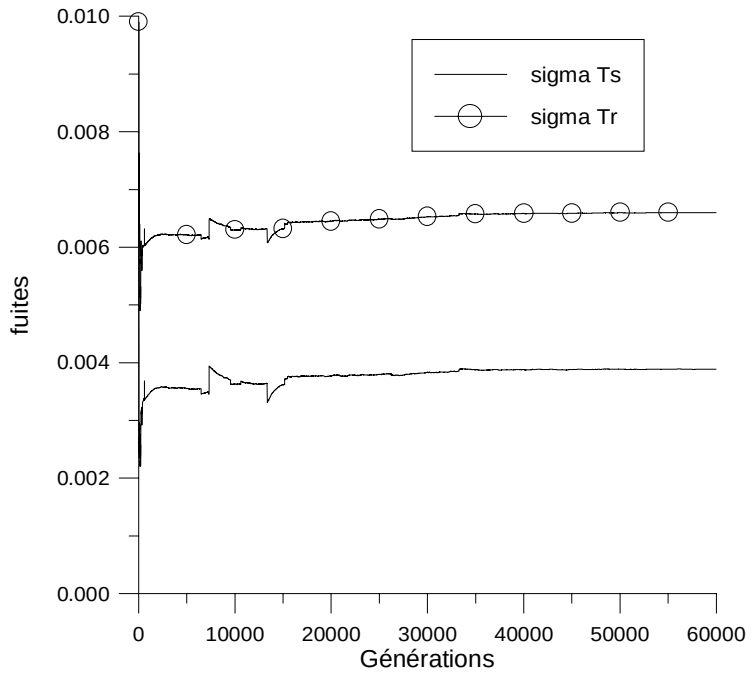


Figure 2.25 Evolution de $\sigma\tau_s$ et $\sigma\tau_r$

Ceci s'explique par le fait que les fuites caractérisent beaucoup plus la machine que ne le font ses paramètres pris séparément.

Cette forte liaison entre les paramètres électromagnétiques suggère deux choses :

Premièrement, on doit être capable d'écrire un modèle de la machine qui ne tienne compte que des fuites ramenées au stator et au rotor ($\sigma\tau_s$ et $\sigma\tau_r$).
En effet, si l'on reprend le modèle de la machine écrit dans le repère statorique (2.17) et que l'on pose :

$$\varphi'_{ds} = \frac{\varphi_{ds}}{R_s}, \varphi'_{qs} = \frac{\varphi_{qs}}{R_s} \qquad (2.8)$$

$$V'_{ds} = \frac{V_{ds}}{R_s}, V'_{qs} = \frac{V_{qs}}{R_s} \qquad (2.9)$$

Alors le modèle peut être mis sous la forme :

$$\begin{cases} \dfrac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\dfrac{1}{\sigma\tau_s} + \dfrac{1}{\sigma\tau_r}\right) I_{ds} - \mathrm{p}\Omega I_{qs} + \dfrac{1}{\sigma\tau_s}\left(\dfrac{1}{\tau_r}\varphi'_{ds} + \mathrm{p}\Omega\varphi'_{qs} + V'_{ds}\right) \\ \dfrac{dI_{qs}}{dt} = \mathrm{p}\Omega I_{ds} - \left(\dfrac{1}{\sigma\tau_s} + \dfrac{1}{\sigma\tau_r}\right) I_{qs} + \dfrac{1}{\sigma\tau_s}\left(-\mathrm{p}\Omega\varphi'_{ds} + \dfrac{1}{\tau_r}\varphi'_{qs} + V'_{qs}\right) \\ \dfrac{d\varphi'_{ds}}{dt} = V'_{ds} - I_{ds} \\ \dfrac{d\varphi'_{qs}}{dt} = V'_{qs} - I_{qs} \\ \dfrac{d\Omega}{dt} = \dfrac{1}{J}\left(\dfrac{3}{2}\mathrm{p}R_s(\varphi'_{ds}I_{qs} - \varphi'_{qs}I_{ds}) - a_1\Omega^2 - a_2\Omega - a_3\right) \end{cases} \qquad (2.10)$$

On voit bien que pour des vitesses à peine élevées, on a $\mathrm{p}\Omega >> \dfrac{1}{\tau_r}$ et puisque les grandeurs varient avec une pulsation ω_s, le modèle ne dépend alors que de R_s, $\sigma\tau_s$ et $\sigma\tau_r$.

Deuxièmement, tout algorithme d'optimisation à des fins d'identification du modèle de la machine doit pouvoir faire varier au moins les trois paramètres (τ_s, τ_r, σ) en même temps. Par rapport à des méthodes classiques, nous avons essayé une méthode basée sur le calcul approché du gradient. Nous avons relevé, outre la lenteur, un comportement incertain de l'algorithme dès que l'on dépasse deux paramètres à optimiser. Il faut également choisir convenablement le facteur d'accélération ainsi que le pas de dérivation pour chaque paramètre. De plus, cet algorithme, s'il converge vers un maximum local, ne peut plus s'en sortir.
Ces contraintes n'existent pas dans le cas de l'algorithme génétique qui montre sa supériorité pour ce type d'application.

2.4. Conclusion

On peut classer les méthodes d'optimisation, suivant la manière dont s'opère l'exploration, en trois catégories. La première exploite à partir d'un point unique les informations locales pour progresser vers un meilleur point. C'est le cas des méthodes du gradient, de Newton-Raphson, de Levenberg-Marquardt…
La deuxième utilise une famille de points pour explorer le domaine et exploite l'ordre relatif des diverses solutions potentielles pour trouver la meilleure direction (méthode du Simplex). Ces deux stratégies sont habituellement qualifiées de "grimpeurs" [REN 95] car elles emploient uniquement les informations locales pour trouver une nouvelle solution. La convergence vers l'optimum global n'est alors pas garantie.
Les algorithmes génétiques se classent dans la troisième catégorie. Ils démarrent avec des individus éparpillés sur tout l'espace de recherche et identifient rapidement les sous domaines susceptibles de contenir le maximum global. Ils offrent l'avantage de continuer à explorer le domaine d'optimisation tout en assurant la convergence.

Le problème d'optimisation n'est pas un problème simple et il n'existe pas de méthode universelle qui marche pour tous les cas de figure. Souvent, une connaissance approfondie du problème conduit à l'adoption ou au rejet de telle ou telle méthode. Cette connaissance vient

surtout parfaire la manière dont est implanté l'algorithme de minimisation et son réglage avec pour conséquence une convergence plus sûre et plus rapide vers l'optimum global.

Par rapport aux travaux déjà effectués au sein de notre laboratoire et qui ont surtout utilisé la méthode de Levenberg-Marquardt, nous avons exploré la voie qu'offrent les algorithmes génétiques appliqués à l'identification des paramètres de la machine asynchrone. Ce sont des méthodes lourdes en temps de calcul, quand on les utilise en vue d'une optimisation sur un démarrage. Elles ont cependant l'avantage d'être beaucoup moins sensibles au point de départ et aux autres contraintes liées à la dérivation de la fonction à optimiser et qui sont propres aux algorithmes du type gradient.

3. Contrôle vectoriel classique

3.1. Introduction

La machine asynchrone à cage dont le rotor ne tourne pas à la vitesse du champ tournant et dont la seule entrée électrique est au stator, pose des problèmes difficiles pour sa commande. La communauté scientifique et industrielle a imaginé bien des méthodes de commande afin de pouvoir la contrôler en couple, en vitesse ou en position. Les méthodes scalaires sont très prisées pour leur simplicité de mise en œuvre. Cependant, elles ne peuvent pas garantir du couple à l'arrêt ni d'obtenir la dynamique et la précision des méthodes dites vectorielles [BOS 86][LEO 96].
La commande vectorielle est apparue avec les travaux de Blaschke [BLA 72]. Elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'avènement des micro-contrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal (DSP) [LEO 91a], [LEO 91b], il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine asynchrone. Le nombre des publications, des applications et des brevets en témoigne.

Si beaucoup de problèmes sont résolus, certains autres font encore l'objet de recherche. Quand on ne cherche pas à obtenir des performances élevées, même si l'identification n'est pas bien faite et que les régulateurs du schéma de contrôle vectoriel ne sont pas réglés à l'optimum, le comportement global du système commande-convertisseur-machine paraît satisfaisant.
Cependant, les problèmes ne surgissent que lorsque la machine est poussée dans ses retranchements.

3.2. Modèle de la machine asynchrone

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés aux modèles de la machine asynchrone qui permettent de simuler son fonctionnement en régimes transitoires ainsi qu'à ceux qui débouchent sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique ou statorique. Nous verrons par la suite d'autres variantes de contrôle vectoriel ainsi qu'un modèle qui permet de tenir compte de défaillances au rotor (rupture de barre).

3.2.1. Hypothèses de travail

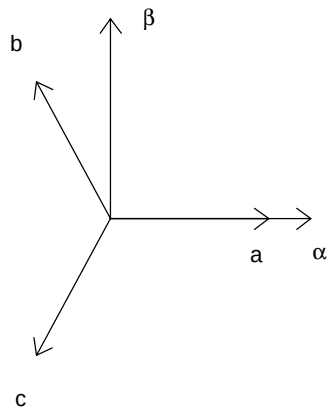
Pour cette mise en équation, nous supposons que le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
Nous supposerons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligeons le phénomène d'hystérisis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié.

3.2.2. Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque

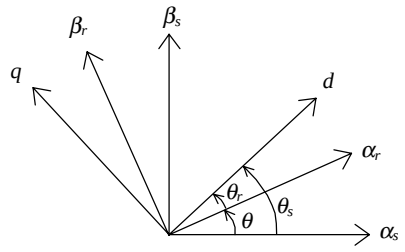
La mise en équation de la machine asynchrone avec les hypothèses que nous avons retenues étant classique, nous ne mentionnerons que les points qui nous semblent essentiels et les choix qui nous sont propres par rapport à ce qui ce fait habituellement. Pour plus de détail, le lecteur pourra se référer à [LES 81], [BOS 86], [VAS 90], [LEO 96], [BAG 95b].
Précisons tout d'abord que nous préférons utiliser la transformation de Clarke plutôt que celle de Concordia pour passer des grandeurs triphasées (a, b, c) aux grandeurs diphasées (α, β). Ce choix de matrice de passage non normée est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq (I_{ds}, I_{qs}). En effet, cela nous permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \text{ avec } C_{23} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \text{ avec } C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$



Il apparaît clairement ensuite que les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :



$$\theta_s = \theta + \theta_r \qquad (2.11)$$

Les flux dans ce système d'axes s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \varphi_{dr} = M I_{ds} + L_r I_{dr} \\ \varphi_{qr} = M I_{qs} + L_r I_{qr} \end{cases} \qquad (2.12)$$

et le couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{3}{2}\mathrm{p}(\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \qquad (2.13)$$

3.2.2.1. Dans un référentiel lié au champ tournant

Notons $\omega_s = \dot{\theta}_s$ que nous appellerons pulsation statorique, bien que le régime puisse être quelconque (transitoire non sinusoïdal).
De même, nous noterons $\omega_r = \dot{\theta}_r$ la pulsation rotorique et
$\omega = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta} = \mathrm{p}\Omega$ la pulsation mécanique.

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \dfrac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \dfrac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \dfrac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \dfrac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \qquad (2.14)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

3.2.2.2. Dans un référentiel lié au stator

Dans ce cas les repères (α_s, β_s) et (d, q) sont confondus :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_s = 0 \\ \dot{\theta}_r = -\dot{\theta} = -\mathrm{p}\Omega \end{cases} \qquad (2.15)$$

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \dfrac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \dfrac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \dfrac{d\varphi_{dr}}{dt} + \mathrm{p}\Omega\varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \dfrac{d\varphi_{qr}}{dt} - \mathrm{p}\Omega\varphi_{dr} \end{cases} \qquad (2.16)$$

En ajoutant l'équation mécanique: $C_e - C_r = J\dfrac{d\Omega}{dt}$, et en réarrangeant les équations de façon à faire apparaître comme vecteur d'état $\begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & \varphi_{ds} & \varphi_{qs} & \Omega \end{bmatrix}^t$, on obtient :

$$\begin{cases} \dfrac{dI_{ds}}{dt} = \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{ds} - \dfrac{1}{\sigma}\left(\dfrac{1}{\tau_s} + \dfrac{1}{\tau_r}\right) I_{ds} - \mathrm{p}\Omega I_{qs} + \dfrac{1}{\sigma L_s \tau_r}\varphi_{ds} + \dfrac{1}{\sigma L_s}\mathrm{p}\Omega\varphi_{qs} \\ \dfrac{dI_{qs}}{dt} = \dfrac{1}{\sigma L_s} V_{qs} + \mathrm{p}\Omega I_{ds} - \dfrac{1}{\sigma}\left(\dfrac{1}{\tau_s} + \dfrac{1}{\tau_r}\right) I_{qs} - \dfrac{1}{\sigma L_s}\mathrm{p}\Omega\varphi_{ds} + \dfrac{1}{\sigma L_s \tau_r}\varphi_{qs} \\ \dfrac{d\varphi_{ds}}{dt} = V_{ds} - R_s I_{ds} \\ \dfrac{d\varphi_{qs}}{dt} = V_{qs} - R_s I_{qs} \\ \dfrac{d\Omega}{dt} = \dfrac{1}{J}\left(\dfrac{3}{2}\mathrm{p}(\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) - a_1\Omega^2 - a_2\Omega - a_3\right) \end{cases} \qquad (2.17)$$

Modéliser la machine de cette manière permet de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine. On n'a donc pas besoin de savoir ce que vaut la pulsation statorique ou le glissement comme dans le cas du modèle dont les équations sont écrites dans le référentiel tournant au synchronisme.

Pour le logiciel de simulation que nous avons développé (Annexe 2), nous avons voulu séparer la partie "modèle de la machine" de celle du "contrôle et régulation". Il nous a paru judicieux d'essayer de calquer aussi fidèlement que possible la maquette expérimentale, de manière à ce que la simulation soit proche de la réalité.

De ce fait, les seules données d'échange entre les deux parties du logiciel sont, en entrée du modèle, les tensions V_{as}, V_{bs}, V_{cs} et le couple résistant alors qu'en sortie, on retrouve les courants I_{as}, I_{bs} et la vitesse mécanique.

De plus, ce modèle n'introduit que quatre paramètres (R_s, τ_s, τ_r, σ). Si l'on souhaite obtenir la valeur des courants rotoriques, il faudra rajouter un cinquième paramètre. A défaut de connaître les paramètres par un calcul de champs, une hypothèse souvent utilisée fixe L_r=L_s, elle est appelée hypothèse d'Alger [KHE 95].

3.3. Méthodes de commande vectorielle des moteurs asynchrones

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe *d-q* que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est à dire :

$$\begin{cases} \varphi_d = \varphi \\ \varphi_q = 0 \end{cases} \qquad (2.18)$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [BOS 86][FAI 95].

En imposant, $\varphi_{qr} = 0$, les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{aligned}
&\varphi_r = \varphi_{dr} \\
&V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r}\frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\
&V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r}\varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\
&\tau_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M I_{ds} \\
&\omega_r = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs} \\
&C_e = \mathrm{p}\frac{M}{L_r}\varphi_r I_{qs}
\end{aligned} \qquad (2.19)$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{aligned}
&V_{ds} = (R_s + p\sigma L_s) I_{ds} + p\frac{M}{L_r}\varphi_r - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\
&V_{qs} = (R_s + p\sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r}\varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\
&\varphi_r = \frac{M}{1 + p\tau_r} I_{ds} \quad \text{, ainsi } \varphi_r = M I_{ds} \text{ en régime permanent} \\
&\omega_r = \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs}
\end{aligned} \qquad (2.20)$$

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte :
Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r.
En ce qui concerne la commande directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.
La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation de flux [CAR 95]. Le flux est imposé dans ce cas par I_{ds}, de plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation 2.21. Dans la version boucle fermée, cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas, on tient compte de la constante de temps rotorique τ_r.

3.3.1. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IRFO)

Dans ce type de commande, l'angle θ_s utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int (\mathrm{p}\Omega + \frac{I_{qs}^*}{\tau_r I_{ds}^*})dt \quad \text{où} \quad I_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{M} \qquad (2.21)$$

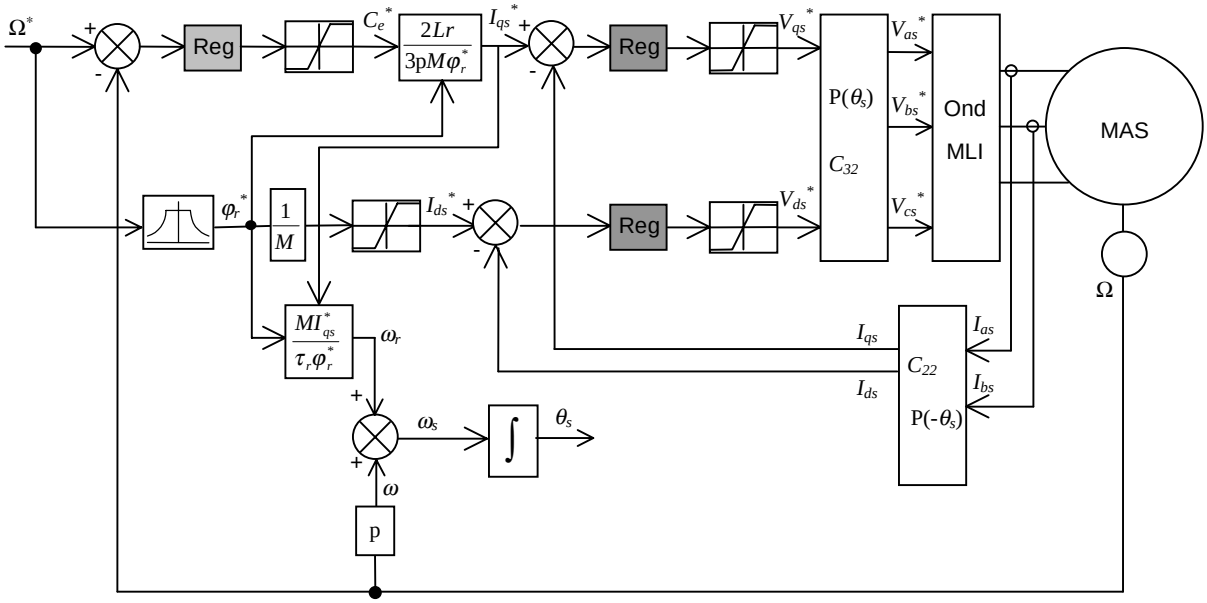


Figure 2.26 Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

La figure 2.26 représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.
Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} et I_{qs}, le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référence I_{qs}^*. Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques des IGBT de l'onduleur et de la surcharge de la machine. I_{qs}^* est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui à son tour est limité à $\pm\frac{E}{2}$.

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de I_{ds}. Le courant I_{ds} de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au delà de cette zone, on procède au "défluxage" de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter que contre les frottements) pendant la marche normale.

La sortie du régulateur de I_{ds} donne la tension de référence V_{ds}^*. Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques $V_{\alpha s}^*$ et $V_{\beta s}^*$, à l'aide d'une rotation d'angle θ_s, puis en grandeurs triphasées à l'aide d'une transformation de Clarke.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux valeurs V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*.
Les courants I_{as} et I_{bs} sont mesurés puis transformés dans le référentiel tournant et donnent I_{ds} et I_{qs} qu'on utilise pour la régulation des courants.

En parallèle, la "pulsation statorique" puis l'angle θ_s sont calculés à partir d'une mesure de vitesse mécanique et du calcul de la "pulsation de glissement". C'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directe et inverse.

En analysant ce schéma de commande et les équations associées, on voit apparaître principalement deux paramètres : M et τ_r. Ils lient le flux rotorique et le courant I_{ds} qui le contrôle, mais ils apparaissent surtout dans la formule qui permet de calculer θ_s.
Une surestimation ou une sous-estimation de la constante de temps rotorique conduisent respectivement à une surexcitation ou une sous-excitation de la machine.
Dans les deux cas, l'amplitude et la phase du flux rotorique ne sont pas celles que l'on voudrait imposer, il en résulte une dégradation des performances, voire une instabilité du système. On perd alors le contrôle vectoriel.
Cette dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine peut être réduite en utilisant une commande directe. Nous aborderons ce point dans le chapitre 5.

4. Régulation, méthodes classiques

4.1. Introduction

La commande vectorielle utilisée dans cette partie de la thèse est une commande indirecte par orientation du flux rotorique.
Par rapport au schéma introduit au paragraphe précédent (figure 2.26), il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes *d* et *q* complètement indépendants. Les performances qu'apporte ce découplage additionnel ont été montrées dans [DAK 91] et [BAG 96a]. Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

4.2. Découplage

Les équations du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique, en supposant que son module ne varie que très lentement [7] par rapport à I_{ds} et I_{qs}, s'écrivent :

$$\begin{aligned}
V_{ds} &= (R_s + p\sigma L_s)I_{ds} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\
V_{qs} &= (R_s + p\sigma L_s)I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r}\varphi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\
\varphi_r &= \frac{M}{1+p\tau_r} I_{ds} \\
\omega_r &= \frac{M}{\tau_r \varphi_r} I_{qs}
\end{aligned} \qquad (2.22)$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant :

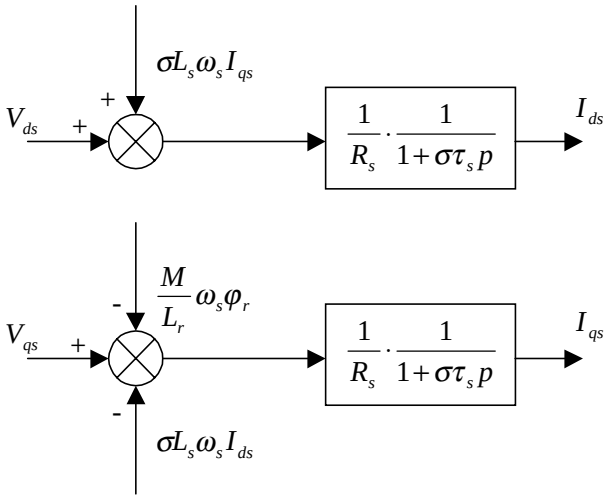


Figure 2.27 Modèle de la machine

[7] Hypothèse que l'on vérifie aussi bien en simulation qu'expérimentalement.

Les termes $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r$ et $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ correspondent aux termes de couplage entre les axes *d*-*q*.
Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe *d* et *q* comme le montre la figure 2.28.

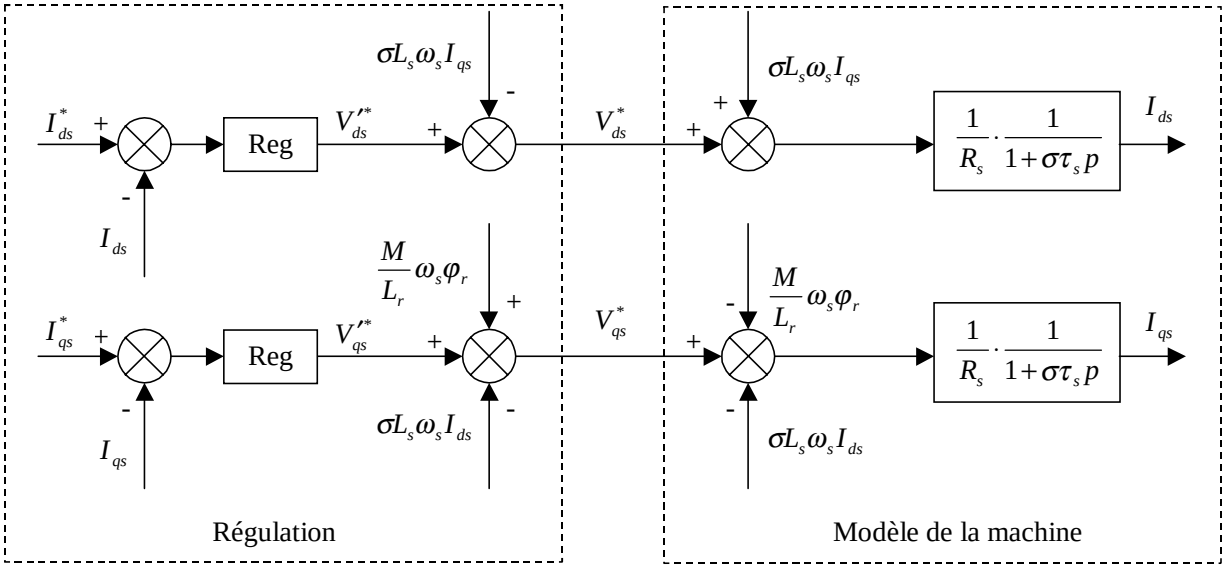


Figure 2.28 Découplage par addition des termes de compensation

On aboutit alors au schéma bloc simple et identique pour les deux axes :

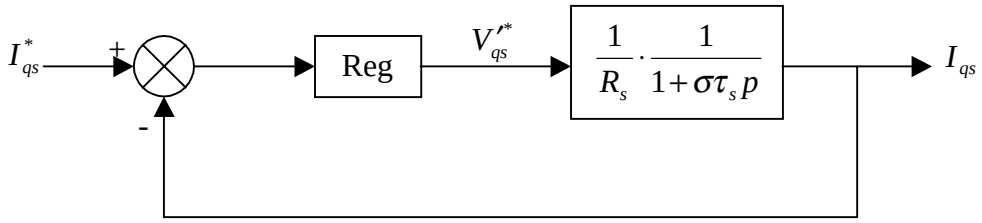


Figure 2.29 Boucle I_{qs} après découplage

Ce type de découplage est dit "statique" par opposition à un découplage "dynamique" qui introduit une matrice de découplage à la sortie des régulateurs, ne faisant donc intervenir que les termes ($V_{ds}'^*, V_{qs}'^*$ et ω_s). Cette méthode est décrite dans [FAI 95]. Si d'un point de vue purement mathématique, les deux découplages se valent, le découplage retenu utilise les valeurs des courants acquis à la période d'échantillonnage considérée mais, par la même occasion, reporte leur bruit sur les références de tension.

4.3. Régulation des courants

Partant des paramètres issus de l'identification de la machine, nous avons voulu mettre au point une méthode systématique de calcul des coefficients des régulateurs de la chaîne de commande pour ce type de contrôle.

Ce travail a une double vocation,

- Il permet de prédéterminer les paramètres de réglage des différents régulateurs, évitant ainsi une phase trop longue de mise au point.
- Il propose une méthode systématique de calcul des régulateurs.

Le système étant un système discret, les coefficients du régulateur équivalent dans un système continu ne correspondent pas directement à celui qu'il faut implanter dans les programmes de régulation, que ce soit pour la simulation ou pour l'expérimentation.
Une des approches pour le dimensionnement des régulateurs des systèmes échantillonnés consiste à concevoir le régulateur en considèrent le système comme continu, mais en y introduisant les retards inhérents à la régulation numérique, puis à calculer le régulateur équivalent discret.

Nous représentons les retards du convertisseur statique (onduleur MLI), de la boucle de régulation et du temps de conversion analogique/digitale par un retard pur : $e^{-pT_{qd}}$.
T_{qd} représente le délai sur l'axe q ; $T_{qd} = T_{MLI} + T_{Reg_Iqs}$.
Ce retard sera approximé par une fonction de transfert du premier ordre : $e^{-pT_{qd}} \approx \dfrac{1}{1+pT_{qd}}$.

Pour nous permettre de trouver une formulation explicite des gains des régulateurs, nous n'avons pas modélisé le retard introduit par le filtre de courant dont la constante de temps T_{qf}=55 µs est plus petite que T_{qd}=300 µs.

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté classiquement un régulateur proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

Un régulateur proportionnel-intégral-dérivée (PID) est à écarter car, bien qu'une action dérivée permette d'anticiper et d'accélérer la régulation, elle amplifie néanmoins le moindre bruit.

Le schéma bloc devient :

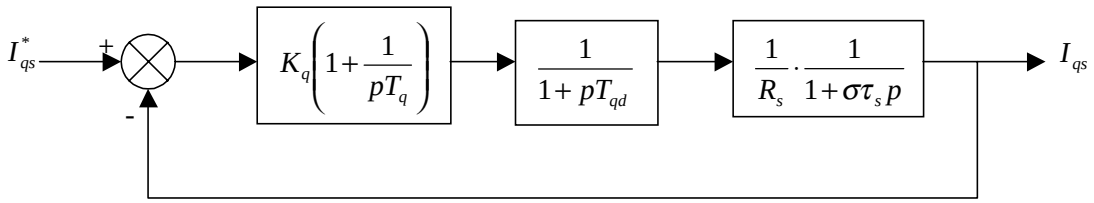


Figure 2.30 Boucle de régulation du courant I_{qs}

La fonction de transfert en boucle ouverte (B.O.) est :

$$G_{oi} = K_q \frac{1+pT_q}{pT_q} \cdot \frac{1}{1+pT_{qd}} \cdot \frac{1/R_s}{1+p\sigma\tau_s} \qquad (2.23)$$

On dispose de deux degrés de liberté pour réguler le système. Nous avons choisi d'utiliser T_q afin d'éliminer le pôle le plus lent, puis calculer K_q selon le critère sur la réponse "harmonique méplate" [BUH 88]. Cela permet d'avoir une réponse rapide avec un minimum de dépassement et une bonne stabilité du système.

$$T_q = \sigma\tau_s \qquad (2.24)$$

$$G_{oi} = \frac{K_q}{R_s} \cdot \frac{1}{p\sigma\tau_s(1+pT_{qd})} \qquad (2.25)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (B.F.) devient :

$$G_{fi} = \frac{K_q}{R_s\sigma\tau_s T_{qd}} \cdot \frac{1}{p^2 + 2p\frac{1}{2T_{qd}} + \frac{K_q}{R_s\sigma\tau_s T_{qd}}} = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2p\xi\omega_0 + \omega_0^2} \qquad (2.26)$$

avec :

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_s\sigma\tau_s}{K_q T_{qd}}} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{K_q}{R_s\sigma\tau_s T_{qd}}} \end{cases} \qquad (2.27)$$

Pour un amortissement $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, lors d'un échelon sur la consigne, on a un dépassement de 4,3 %.

D'où :

$$K_q = \frac{R_s\sigma\tau_s}{2T_{qd}} = \frac{\sigma L_s}{2T_{qd}}$$

$$T_q = \sigma\tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s} \qquad (2.28)$$

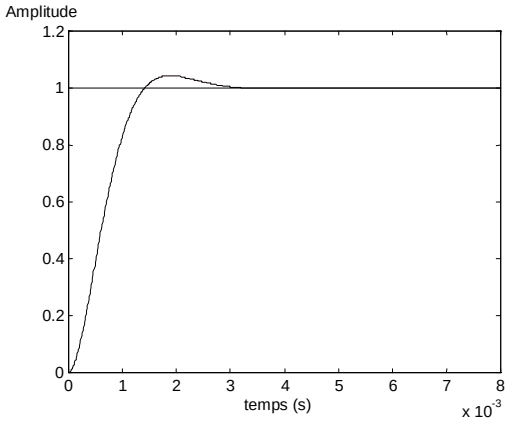


Figure 2.31 Réponse de G_{fi} à un échelon (système continu)

Nous obtenons une marge de gain de près de 79 dB et une marge de phase de 65.3°, ce qui nous garanti une bonne stabilité du système [BAG 95b]. Les boucles de courant jouent un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur-machine. Ainsi, l'introduction de limitations sur les

références de courant I_{ds}^* et I_{qs}^* assure la maîtrise des courants même s'il apparaît un problème sur les boucles de régulation externes.

La forme incrémentale du régulateur PI discret que nous retenons est :

$$y(k) - y(k-1) = K_p(e(k) - e(k-1)) + K_i e(k) \qquad (2.29)$$

avec :

$$K_p = K_q$$
$$K_i = \frac{K_q}{T_q} T_e \qquad (2.30)$$

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptés pour les deux boucles de courant.

Les contrôleurs de courant ayant été réglés en se servant du premier jeu de paramètres de la machine 1 (Annexe 1). Nous présentons les courbes de simulation et d'expérimentation de l'évolution du courant I_{ds} suite à un échelon sur sa référence (figures 2.32 à 2.35). La simulation (1) indique qu'elle a été effectuée avec le premier jeu de paramètres tandis que la simulation (2) a été conduite avec le deuxième jeu.
Les simulations ont été réalisées en tenant compte de la MLI à 10 kHz du convertisseur.

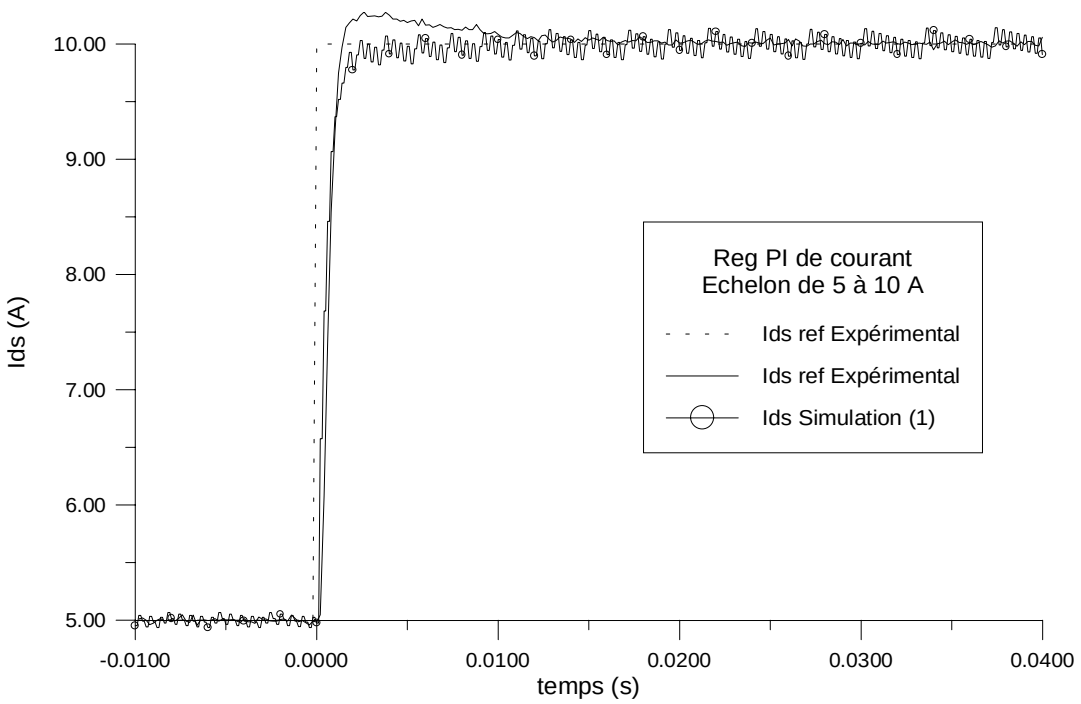


Figure 2.32 Echelon sur I_{ds}^*, passage de 5 à 10 A

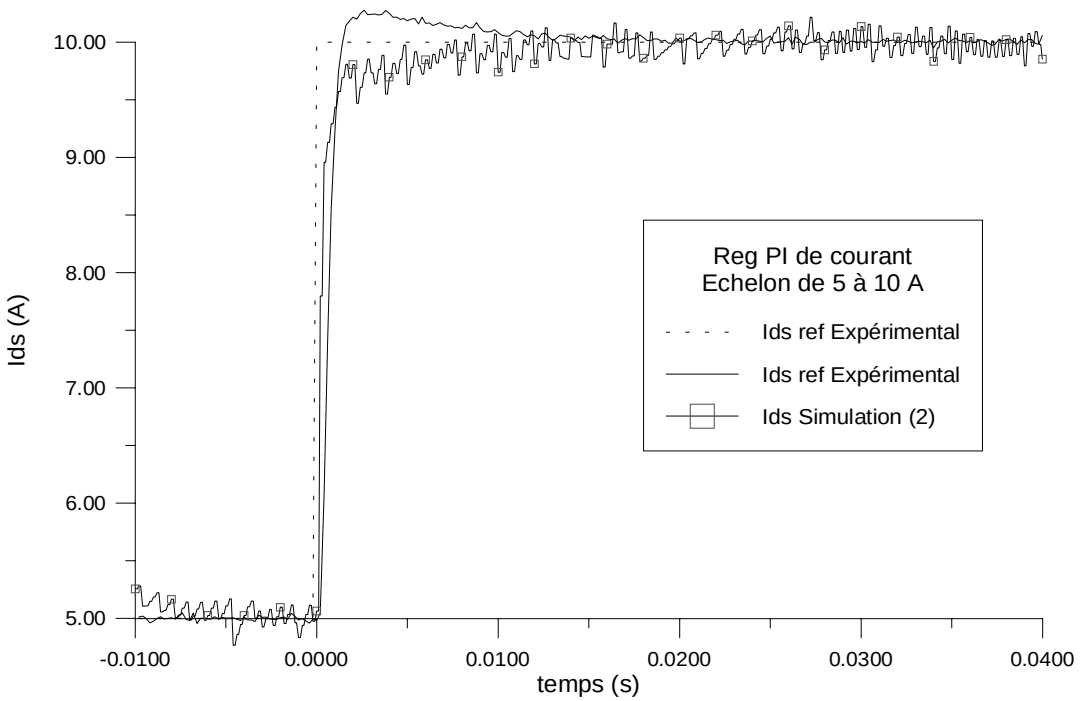


Figure 2.33 Echelon sur I_{ds}^{*}, passage de 5 à 10 A

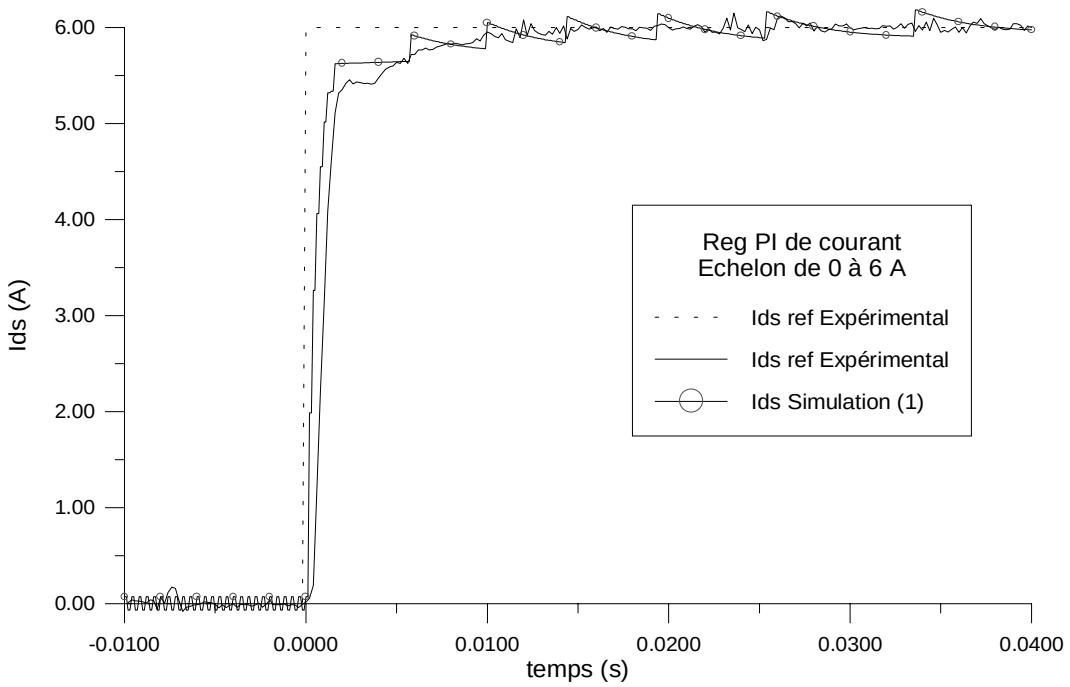


Figure 2.34 Echelon sur I_{ds}^{*}, passage de 0 à 6 A

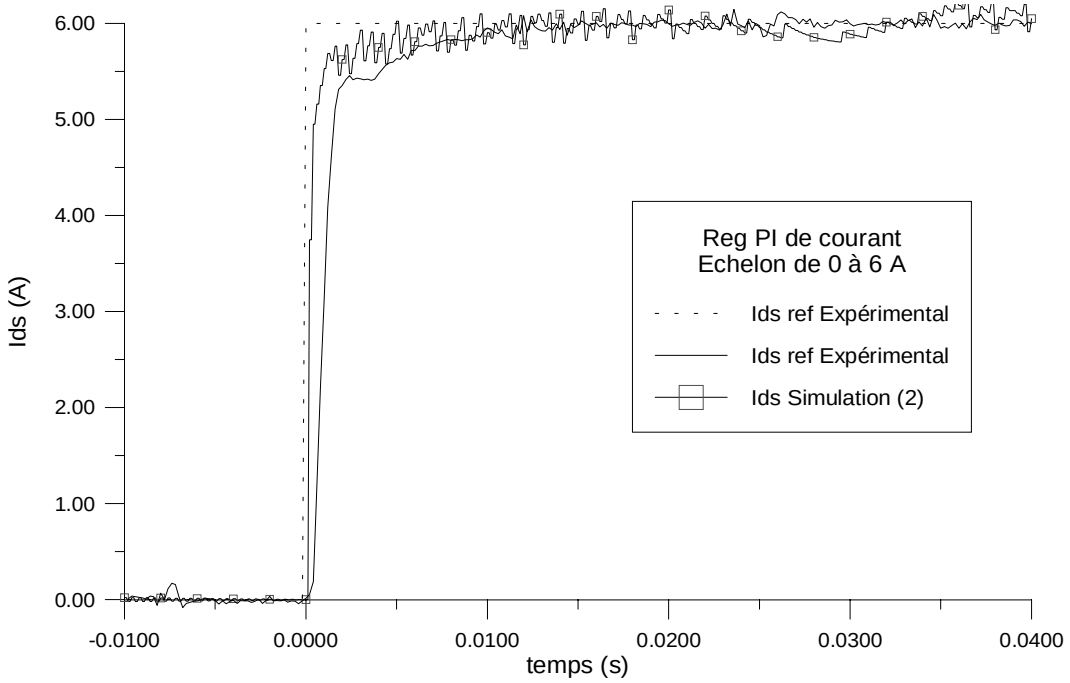


Figure 2.35 Echelon sur I_{ds}^*, passage de 0 à 6 A

Nous remarquons une assez bonne concordance entre les résultats de simulation et ceux issus de l'expérimentation. La réponse en courant lors de la simulation (2) avec le deuxième jeu de paramètres est plus rapide que celle de la simulation (1) en raison de la valeur plus faible de $\sigma\tau_s$. Il est intéressant de constater que c'est plutôt le jeu de paramètres (1) qui semble le mieux adapté. Ce qui signifie que l'identification (1) est meilleure. De plus, l'écart entre l'identification (1) et (2), à travers les résultats de simulation, n'a pas engendré de perte de performances du système.
On note un temps de montée de l'ordre de 2 ms, similaire à celui prévu par les calculs. Cependant, on ne retrouve pas toujours le dépassement de 4,3 %. Ce dernier apparaît expérimentalement quand la machine est déjà "fluxée" et lors d'une variation moindre du flux. Ceci est certainement dû à l'hypothèse de simplification faite sur l'équation d'axe d lors de l'introduction du découplage. Rappelons que l'effet de ce dernier est compensé en régime permanent (quand le courant a atteint sa référence) par l'action intégrale du régulateur.

Ce résultat se retrouve également sur des échelons de I_{qs}^*, que nous avons effectués en bloquant la machine à l'arrêt à l'aide du frein à poudre afin de minimiser l'action des termes de couplage en ω_s.

4.4. Régulation de la vitesse

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite, pour un bon fonctionnement, que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe. Dans notre cas, le régulateur de vitesse est sollicité toutes les 1 ms alors que les boucles de courant le sont toutes les 200 µs.
Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant I_{qs} plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant I_{qs}).

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est le suivant :

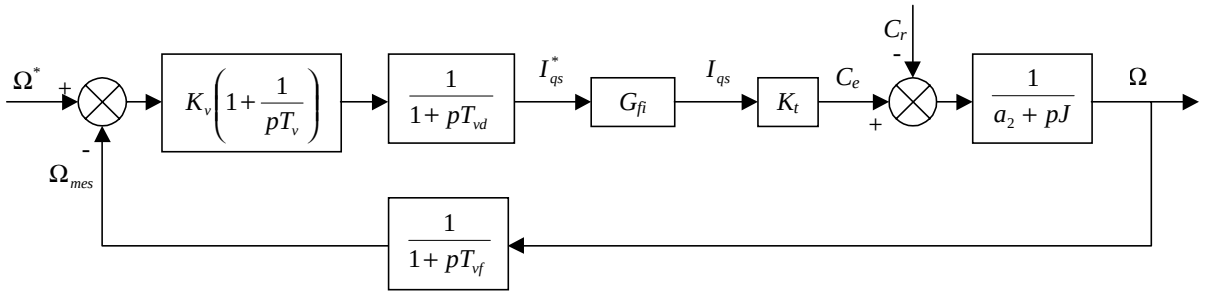


Figure 2.36 Boucle de régulation de la vitesse, structure PI

avec :
K_v, T_v : coefficients du PI.
T_{vd} : délai dans la boucle de vitesse.
T_{vf} : délai introduit par le filtrage de la vitesse.
$K_t = \frac{3}{2}\mathrm{p}\frac{M}{L_r}\varphi_r^*$: constante du couple électromagnétique.

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la consigne :

$$G_{ov} = K_v \frac{1+pT_v}{pT_v} \cdot \frac{1}{1+pT_{vd}} \cdot \frac{\omega_0^2}{p^2+2p\xi\omega_0+\omega_0^2} \cdot \frac{1}{1+pT_{vf}} \cdot \frac{K_t}{a_2+pJ} \qquad (2.31)$$

Et en boucle fermée :

$$G_{fv} = (1+pT_{vf}) \cdot \frac{G_{ov}}{1+G_{ov}} \qquad (2.32)$$

Avec cette structure du régulateur, il n'a pas été possible d'obtenir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement de la vitesse (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation).
Ceci nous a amené à prendre une structure IP [BAG 96a]. De plus, au lieu de bloquer tout simplement l'intégrale dès que la sortie sature, il est intéressant d'observer la structure anti-saturation (anti-windup) [BAG 96b]. Le schéma de cette boucle de régulation prend alors la forme représentée par la figure 2.37.

Comme ces expressions sont très compliquées, il n'est plus possible de trouver explicitement les coefficients du régulateur adéquat. D'autant plus que les différentes limitations sur les tensions et les courants entrent en jeu dès lors que l'on procède à des échelons de consigne. Nous passons alors par des simulations à l'aide du logiciel MASVECT mis au point (Annexe 2) afin régler le contrôleur de vitesse. La méthode utilisée est du type essai-erreur. Nous avons également essayé de trouver les coefficients en utilisant un algorithme génétique pour optimiser la réponse du système soumis à deux échelons de vitesse de référence (-400 tr/mn puis 400 tr/mn) et à un échelon de couple résistant (20 Nm).

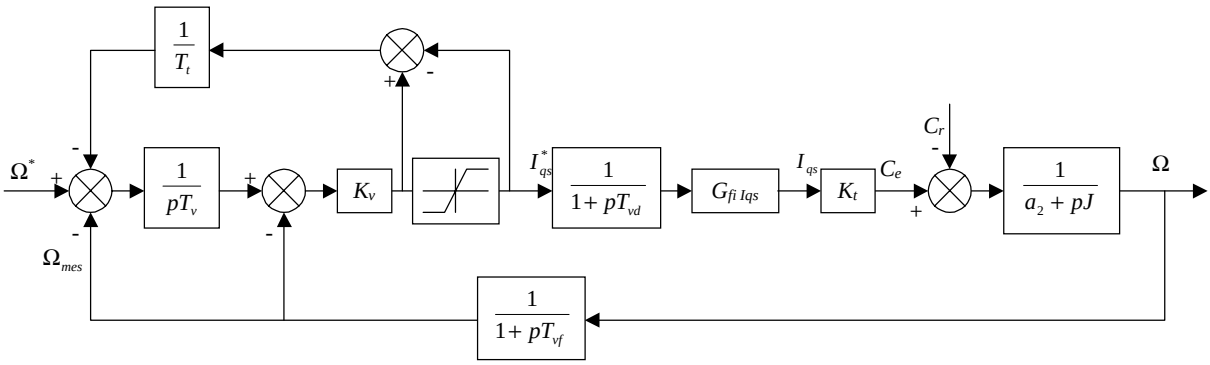


Figure 2.37 Boucle de régulation de la vitesse, structure IP anti-saturation

Le tableau suivant résume les différents réglages obtenus (régulateur discrétisé) :

Régulateur	Méthode d'optimisation	K_p	K_i	T_t
IP	Essai-erreur (sim/exp)	3	0,06	-
IP anti-saturation (1)	Essai-erreur (sim/exp)	2	0,1	1
IP anti-saturation (2)	Algorithme génétique(sim)	2,87	0,337	0,174

Tableau 2.4 Réglage des contrôleurs de vitesse

Les figures 2.38 et 2.39 présentent les simulations effectuées à l'aide de ces régulateurs de vitesse. Après établissement du flux, nous imposons une vitesse de référence de -400 tr/mn à 0,8 s puis de 400 tr/mn à 1,3 s et une charge de 20 Nm vient s'ajouter à 1,8 s. Nous n'avons présenté que l'évolution de la vitesse et le courant I_{qs}^*. Ce dernier représente la sortie du régulateur de vitesse.

Nous attirons l'attention sur le fait que le réglage obtenu pour le régulateur IP peut être utilisé pour un régulateur IP anti-saturation, la montée en vitesse présente alors le même ralentissement quand la vitesse approche de sa consigne.
L'anti-saturation ne rentre en jeu que lorsque le régulateur se retrouve en butée de courant $I_{qs\,ref}$, pendant les longues phases de freinage ou d'accélération.
Le réglage (2) obtenu à l'aide de l'algorithme génétique conduit pratiquement au même temps de montée que le réglage (1). Par contre, il est plus rapide et sollicite beaucoup plus l'actionneur pour rejeter plus vite la perturbation. Ce qui provoque expérimentalement un dépassement important et des oscillations. L'optimisation n'a cependant été faite qu'avec un modèle comprenant une fonction de transfert en courant idéalisée à cause du temps de calcul que l'algorithme génétique nécessite. Nous avons toutefois tenu compte, à l'aide d'une entrée supplémentaire dans la fonction d'adéquation de l'algorithme génétique, de la saturation à la sortie du régulateur de vitesse.

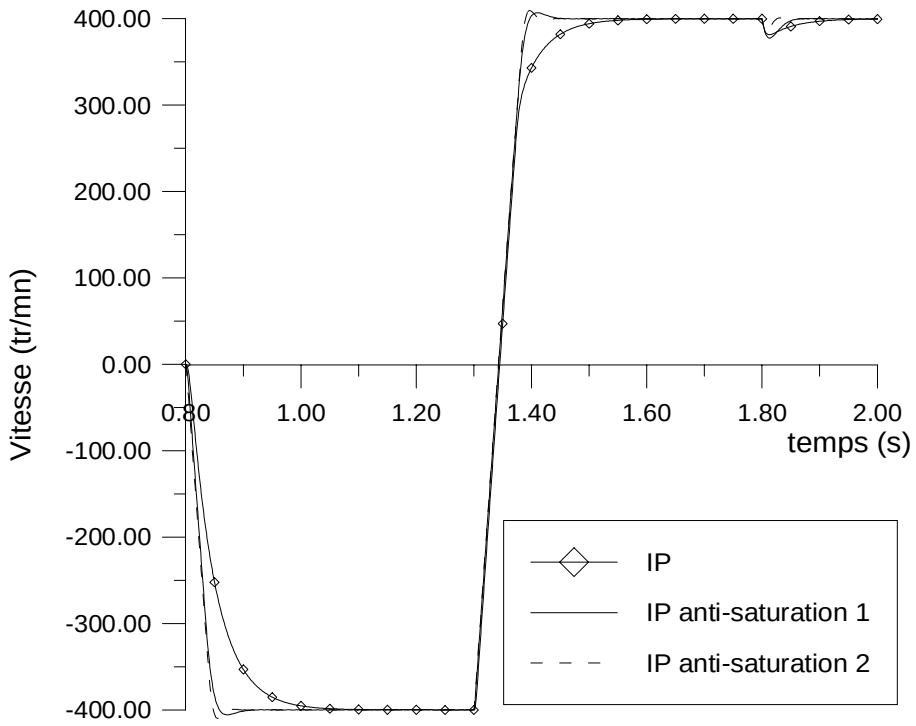


Figure 2.38 Evolution de la vitesse pendant son inversion de -400 à +400 tr/mn, Simulation, comparaison des différents régulateurs

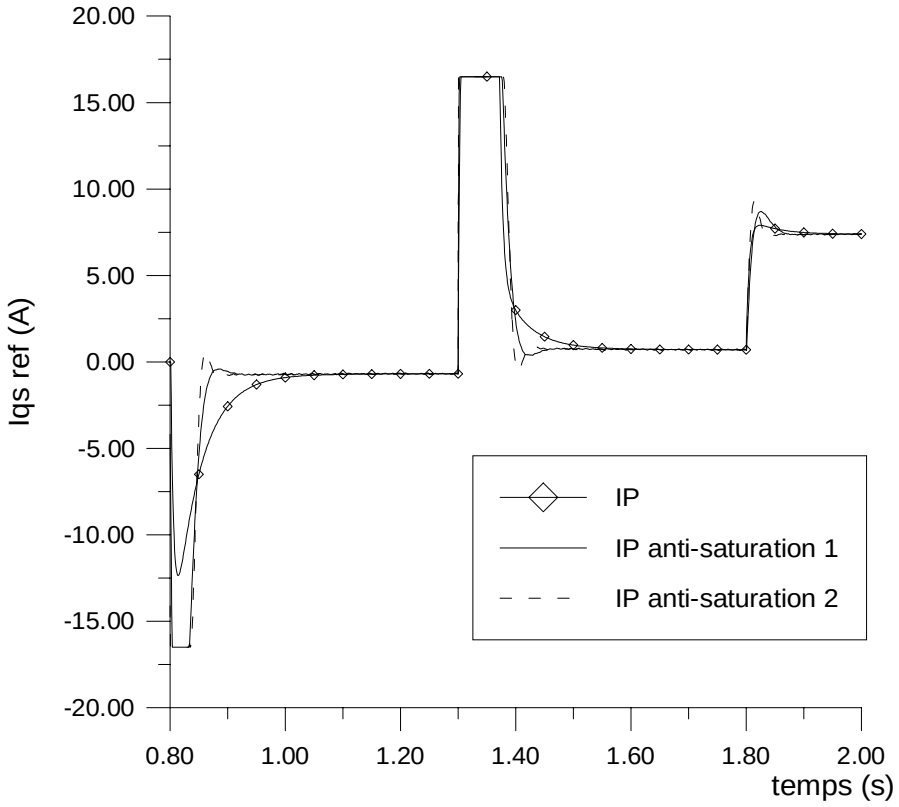


Figure 2.39 Evolution de I_{qs}^{*} pendant une inversion de vitesse de -400 à +400 tr/mn, Simulation, comparaison des différents régulateurs

La confrontation des résultats théoriques et expérimentaux en utilisant le régulateur IP anti-saturation (1) (figures 2.40 à 2.43) montre que la modélisation est suffisament précise pour refléter les temps de réponses et les valeurs des différentes grandeurs expérimentales.
Ces figures représentent une inversion de vitesse de -400 à +400 tr/mn à vide. On observe sur la figure 2.40, le même temps de montée avec un léger dépassement dans le cas de la simulation. Ceci se reflète bien sûr par l'allure des courants $I_{qs\ ref}$ et I_{qs} (figure 2.41). Après une période pendant laquelle I_{qs} est en limitation à 16,5 A, la référence du courant descend plus vite dans le cas de la simulation pour atteindre une valeur en régime permanent égale à celle du courant I_{qs} expérimental.
Le courant I_{ds} est très peu perturbé pendant la phase d'inversion de vitesse ce qui montre l'efficacité du découplage (figure 2.42). Les courants suivent leur référence avec précision grâce à l'action de leur correcteur dont on apperçoit les sorties sur la figure 2.43. On notera que $V_{qs\ ref}$ prend l'allure de la vitesse en régime permanent du courant. Il existe cependant un écart sur $V_{ds\ ref}$ dû probablement à une erreur d'identification sur R_s puisque I_{qs} est proche de zéro avant et après l'inversion ($V_{ds}/R_s=I_{ds}$) et également à une sensibilité à φ_{qr} (de l'ordre de 0,01 à 0,03 Wb) qui introduit une différence de quelques volts.

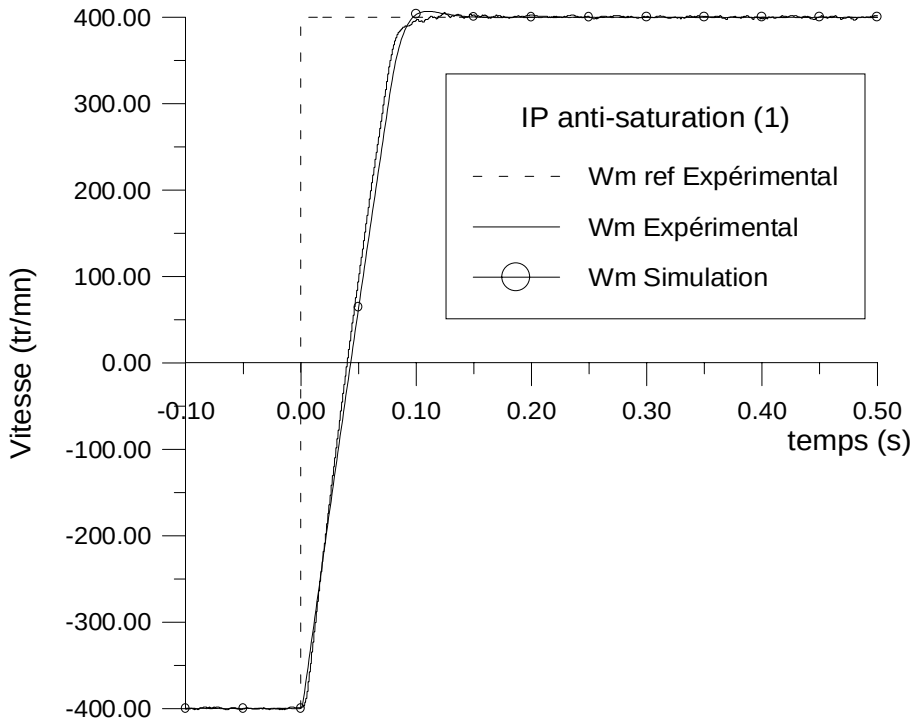


Figure 2.40 Evolution de la vitesse pendant
son inversion de -400 à +400 tr/mn

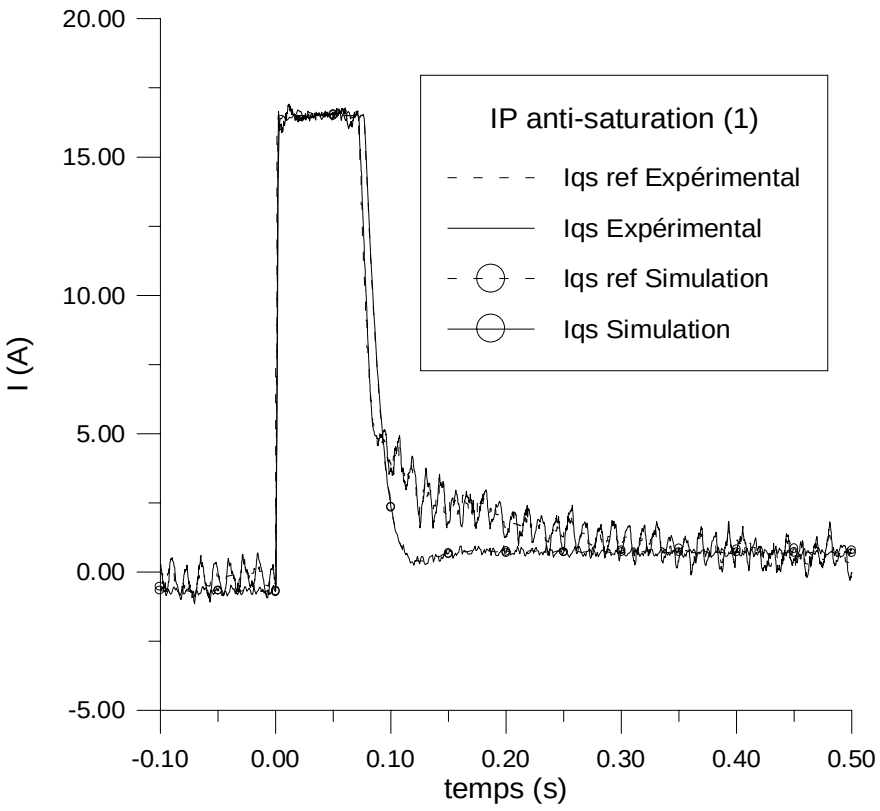


Figure 2.41 Evolution du courant I_{qs} pendant une inversion de vitesse de -400 à +400 tr/mn

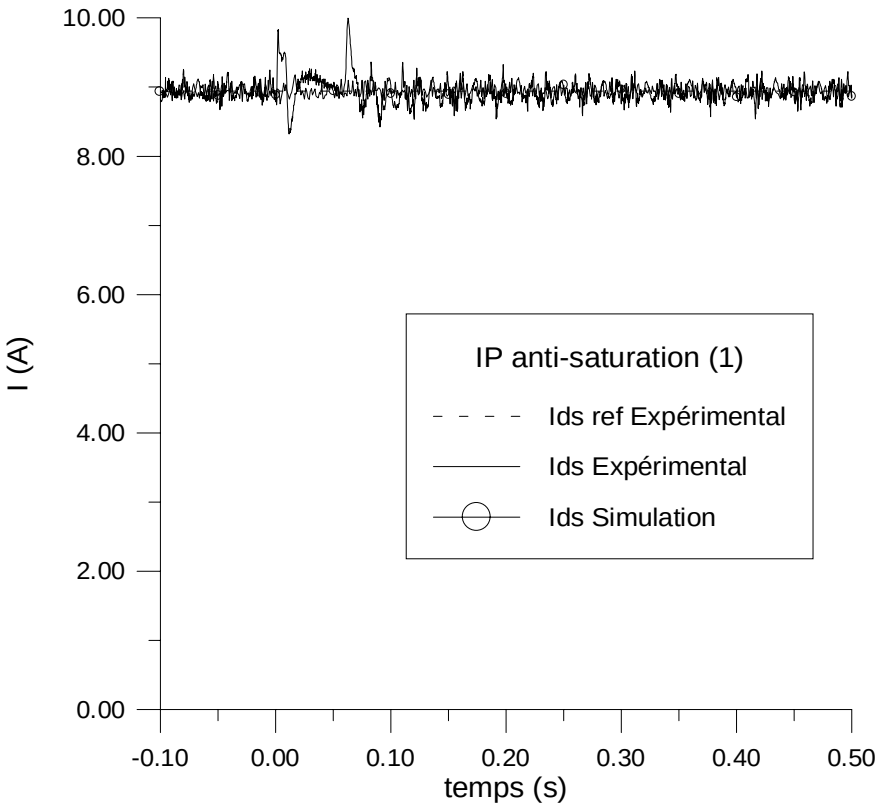


Figure 2.42 Evolution du courant I_{ds} pendant une inversion de vitesse de -400 à +400 tr/mn

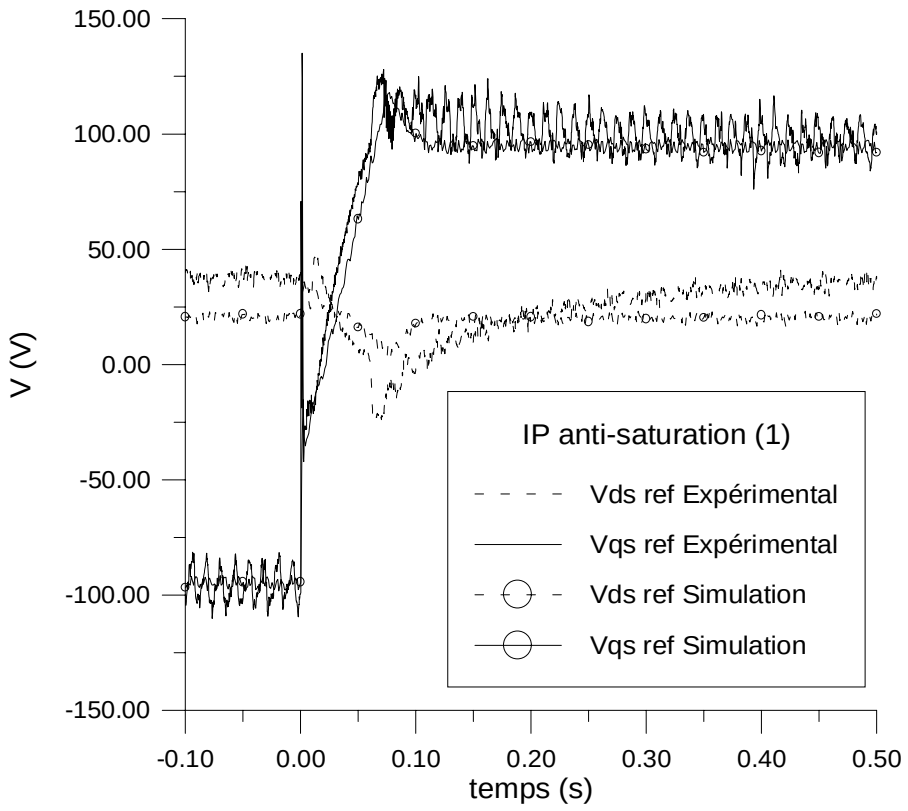


Figure 2.43 Evolution des tensions de référence pendant une inversion de vitesse de -400 à +400 tr/mn

L'essai suivant montre la réponse du système quand on applique un échelon de couple résistant de 20 Nm alors que la vitesse est régulée à 400 tr/mn. Précisons tout de suite que le frein à poudre couplé à notre machine, pour appliquer ce couple, utilise une régulation de flux. Le temps de montée du couple résistant dépend donc de la dynamique de son propre régulateur. Laquelle n'est pas instantanée comme l'est celle de la simulation. La chute de la vitesse est moins importante dans le cas expérimental (figure 2.44). Dans les deux cas, elle reste inférieure à 5 % de la vitesse de consigne. Notons cependant que puisque le courant $I_{qs\ ref}$ n'a pas atteint la limite de sécurité (figure 2.45), il serait possible de rendre plus rapide l'action de ce régulateur par rapport à la perturbation. On perdra alors en réponse par rapport à la référence de vitesse.

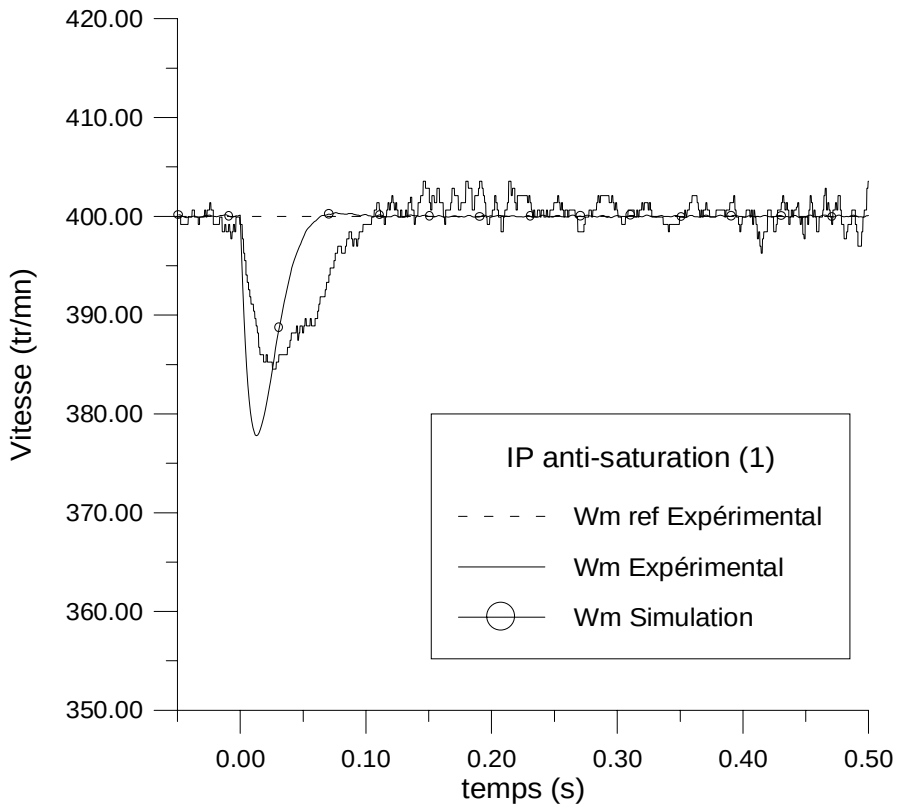


Figure 2.44 Evolution de la vitesse suite à un échelon de couple de 20 Nm

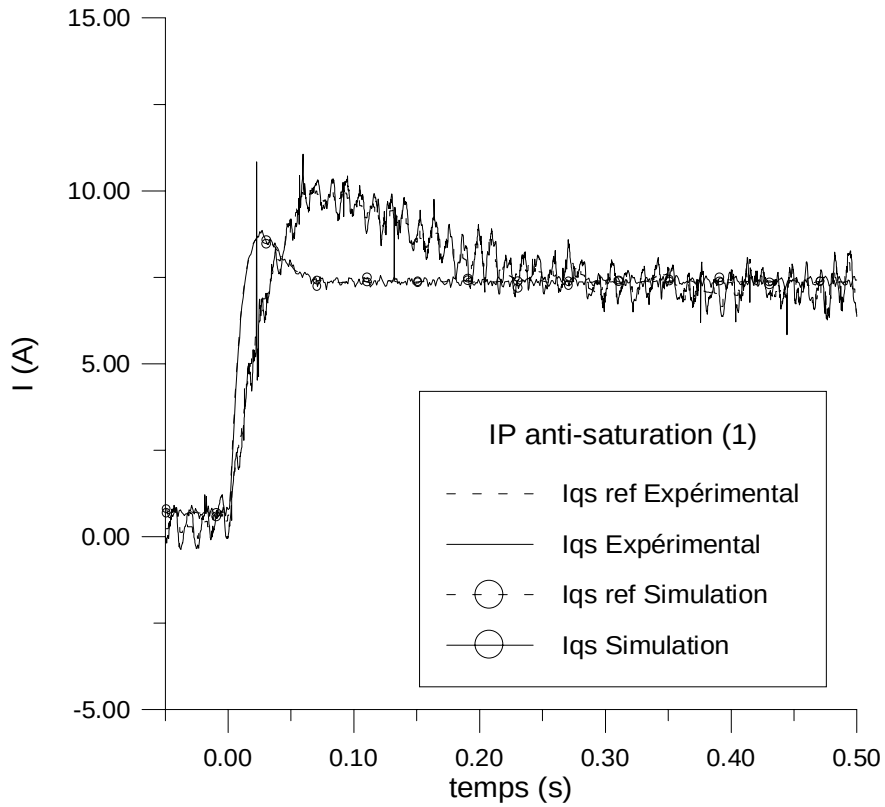


Figure 2.45 Evolution du courant I_{qs} suite à un échelon de couple de 20 Nm

4.5. Conclusion

Nous avons présenté dans cette partie les différents régulateurs classiques utilisés pour le contrôle vectoriel retenu. Il est intéressant de remarquer que les résultats de simulation concordent avec ceux issus des essais expérimentaux. Toutefois, il n'a pas été possible d'aboutir à une méthode de calcul analytique du contrôleur de vitesse. Nous avons observé que lorsqu'on essayait de rendre ce régulateur plus rapide, on aboutissait à des dépassements plus important expérimentalement qu'en simulation. Les signaux sont bien sûr plus bruités mais il est vraisemblable qu'il y ait un retard pur qui échappe au modèle. L'identification n'étant pas parfaite, nous pensons que ces résultats sont très satisfaisants et vont nous servir de base pour les comparaisons avec les autres types de régulateurs.

5. Régulation par logique floue

5.1. Introduction

Dans cette partie, nous allons nous intéresser au remplacement du régulateur classique de vitesse du schéma de commande vectorielle précédent par un régulateur flou. Comme mentionné au chapitre 1, le nombre de combinaisons et de variantes est quasiment infini. Devant ce large éventail, notre choix sera d'abord dicté par la simplicité de mise en œuvre. Nous recherchons un régulateur flou que l'on peut implanter au sein de la commande numérique que nous avons développée autour d'un couple de DSP, TMS 320C31 et 320P14, (Annexe 3). Une des contraintes est la limitation du temps de calcul tout en conservant les propriétés de régulateur flou.

Compte tenu de ce qui vient d'être dit, nous avons retenu pour le contrôleur :

- Une structure PI incrémentale (matrice d'inférence à deux dimensions).
- Un nombre limité à trois ou cinq ensembles flous pour chaque variable.
- Des variables d'entrée dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont de formes triangulaires et trapézoïdales.
- Des singletons pour les fonctions d'appartenance de la variable de sortie.
- Des gains variables à l'entrée et à la sortie du régulateur permettant d'ajuster son fonctionnement et de varier sa plage de sensibilité.

5.2. Régulateur flou à trois ensembles

Le régulateur admet pour chaque variable les trois ensembles flous N (négatif), Z (zéro) et P (positif). Les fonctions d'appartenance des variables floues de l'entrée se recouvrent à 1 (figure 2.46).

La figure 2.47 représente la sortie *dU* du régulateur flou en fonction de ses entrées *E* et *dE*. Elle n'est pas normalisée, et on peut voir les fortes non-linéaritées de rupture de pente. On remarque surtout deux zones :

Une zone périphérique, plate ou de pente parallèle à un des deux axes *E* ou *dE*, qui correspond à la plage où une des variables d'entrée est saturée. En coordonnées normalisées E_n ou $dE_n \notin \left]-1,1\right[$. C'est dans cette zone que le moteur d'inférence ne va évaluer qu'une ou deux règles au maximum.

Une deuxième zone, centrale qui peut être décomposée en quatre quadrants. Elle est mise en évidence sur la figure 2.52 qui représente la surface de contrôle du régulateur normalisé.

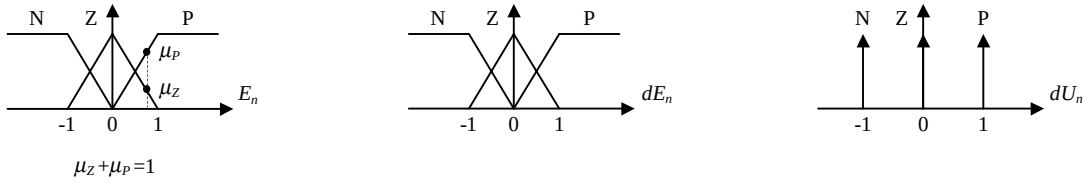


Figure 2.46 Formes des fonctions d'appartenance

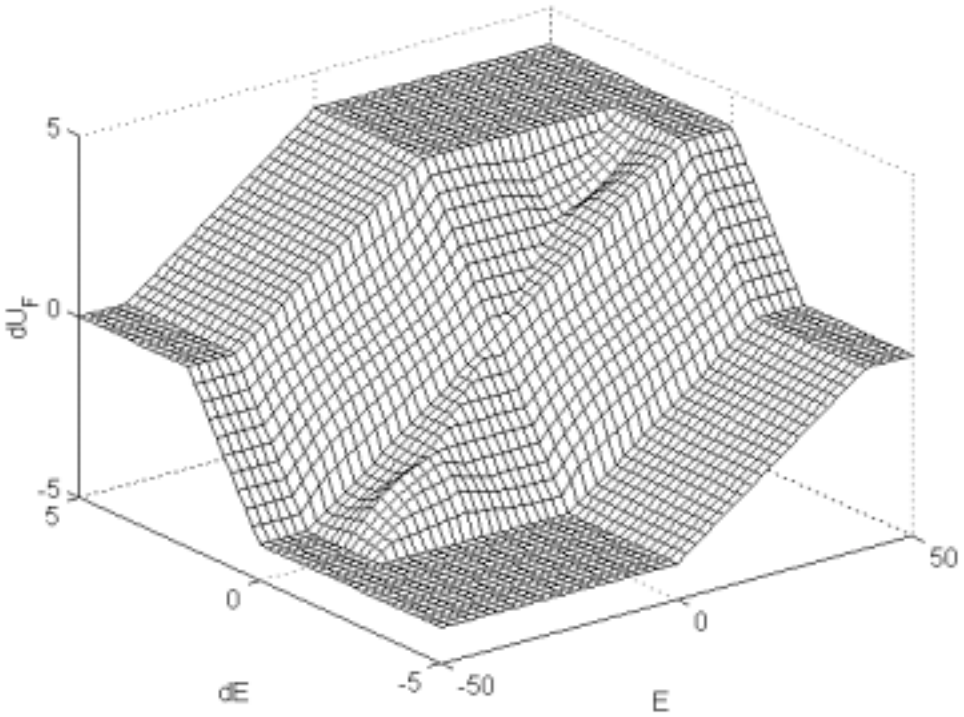


Figure 2.47 Surface caractéristique du régulateur flou

Sur les figures qui suivent, nous présentons les résultats obtenus avec ce régulateur pour contrôler la vitesse au sein du schéma de commande vectoriel. L'essai représente une inversion de vitesse de -600 à 600 tr/mn (figures 2.48 et 2.49) à vide et (figures 2.50 et 2.51) sous une charge de 20 Nm. Les résultats expérimentaux et de simulation sont superposés. Seules la référence et la valeur de la vitesse et du courant I_{qs} sont représentées.
On observe un temps de monté de la vitesse similaire en simulation par rapport à celui de l'essai expérimental de même que la valeur en régime permanent (courant I_{qs} , figure 2.49). En ce qui concerne l'essai en charge, une différence se creuse pendant le transitoire de vitesse (figure 2.50), où la simulation donne une réponse plus rapide. Cela est certainement dû à la manière dont le frein impose son couple. En effet, ce dernier n'est pas constant quand la vitesse varie sur une large plage, lorsque l'on est en régulation de flux (celle du frein à poudre).

Si nous analysons, sur le plan de phase, l'évolution du système pendant l'inversion à vide par exemple, nous constatons que la phase d'inversion occupe surtout les quadrants 2 et 4 du plan (figure 2.55 et 2.56). Or un examen attentif du tracé en 3-dimension des surfaces de contrôle

des régulateurs flou et PI classique (figure 2.52 et 2.53) ainsi que de leur différence (figure 2.54), montre que c'est précisément sur ces deux quadrants que la différence est pratiquement nulle.

Ainsi, on devrait s'attendre à ce que le régulateur flou se comporte comme un régulateur PI s'il n'y a que ces deux quadrants qui sont sollicités.

Dans [GAL 93] et [GAL 95] les auteurs ont montré qu'on pouvait construire un contrôleur flou de type Sugeno qui donne exactement la même réponse qu'un contrôleur PI en des points dits "modaux". Ceci est réalisé en prenant une distribution régulière de fonctions d'appartenance triangulaires en entrée et autant d'ensembles flous qu'il y a de points modaux [8]. La matrice d'inférence, qui dans le cas d'un contrôleur de type Sugeno, donne directement les valeurs numériques de la sortie, est une matrice symétrique par rapport à la diagonale. Elle devient néanmoins de dimension très importante suivant le nombre de points modaux choisis.
Dans le cas d'un contrôleur de type Mamdani, un choix de fonctions d'appartenance en sortie symétrique par rapport aux valeurs modales, de formes rectangulaires et de largeurs identiques, permet d'obtenir une interpolation linéaire entre ces valeurs modales.

Réellement, le fonctionnement du système ne se cantonne pas uniquement à l'intérieur de la zone centrale. Lors de grandes variations de la vitesse de consigne, le courant de référence se met toujours en limitation et on sort de la plage de variation quasi linéaire du régulateur.
Cependant, comme le régulateur PI de base se comporte moins bien quand sa sortie est en limitation, nous aboutissons à un réglage qui favorise le régulateur flou dans cette course aux performances. On le remarque facilement sur une courbe comme celle de la figure 2.38.
Néanmoins, l'utilisation d'un régulateur IP anti-saturation rattrape cette performance. En effet, s'il est bien réglé, ce régulateur opère dans la zone linéaire de manière équivalente au régulateur flou mais de plus, il n'a pas de problème lorsque la sortie atteint la valeur de saturation puisque le signal correspondant à la différence entre la sortie non limitée et la sortie limitée, est réinjecté à l'entrée du régulateur pour le désaturer. Ce qui lui permet de récupérer très rapidement quand la grandeur régulée approche de la consigne après une longue phase de limitation.

Ces résultats se vérifient sur la figure 2.57 et la figure 2.58 qui représentent la vitesse et le courant de référence $I_{qs\,ref}$ lors d'une inversion de vitesse de -600 à +600 tr/mn expérimentalement.

[8] Les points modaux correspondent aux sommets des fonctions d'appartenance triangulaires

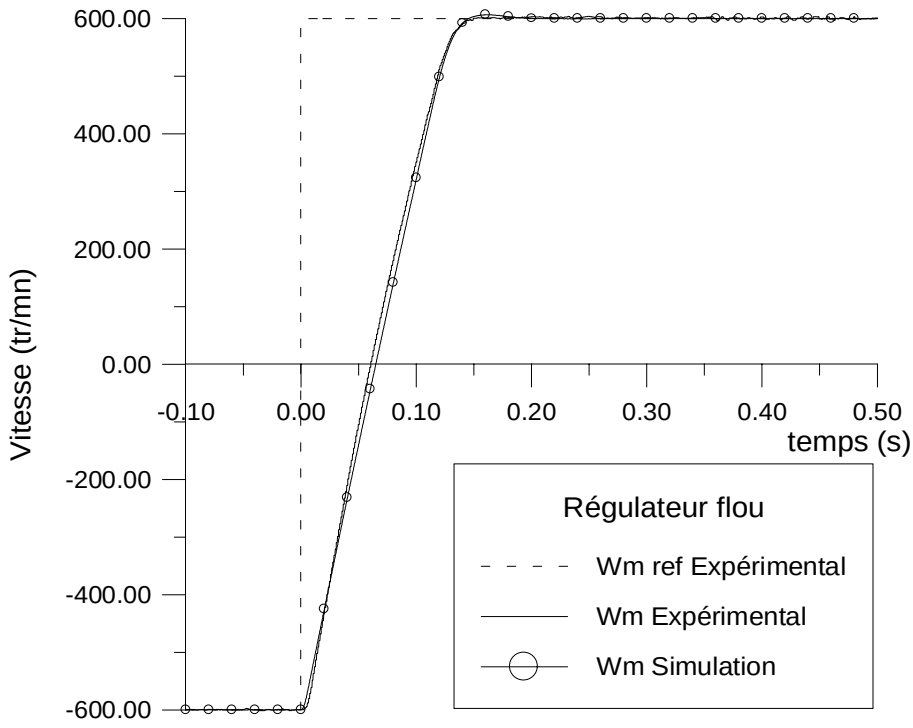


Figure 2.48 Evolution de la vitesse lors de son inversion à vide

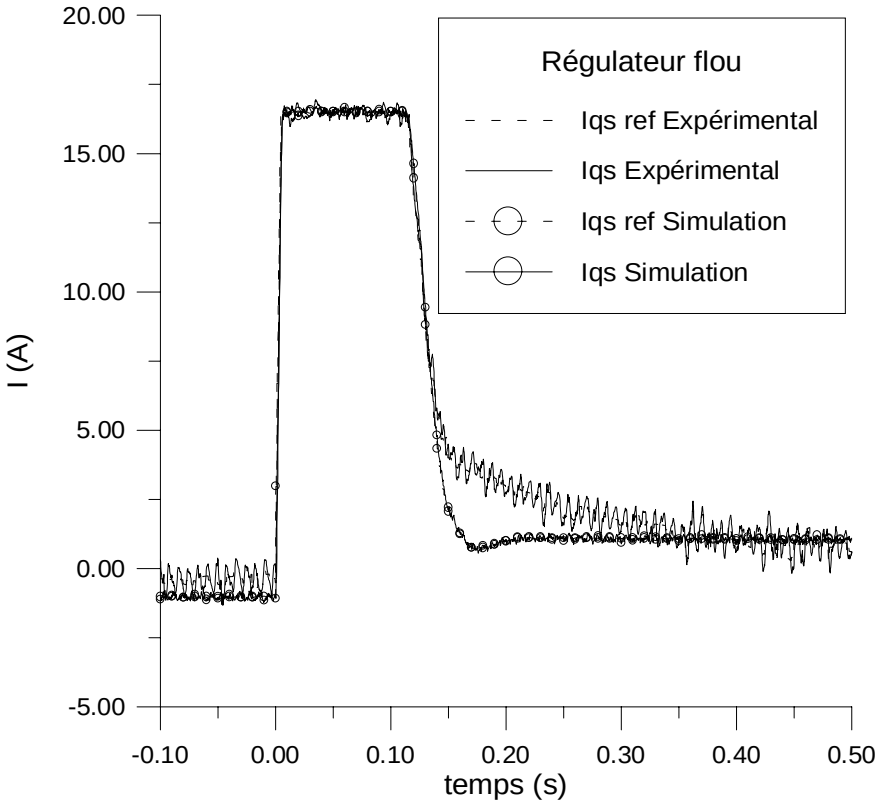


Figure 2.49 Variation de I_{qs} lors d'une inversion de vitesse à vide

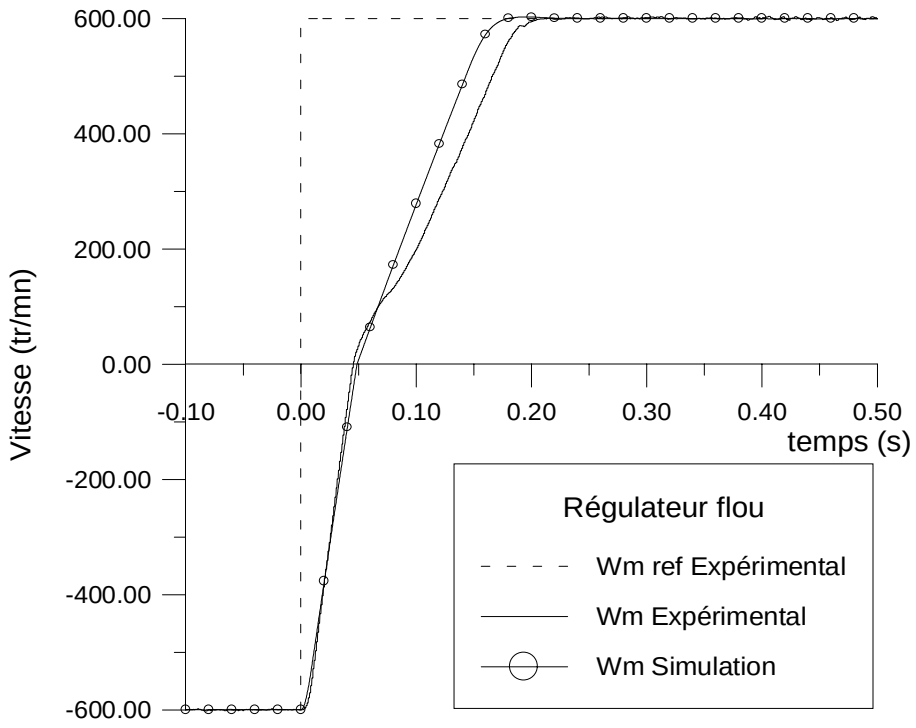


Figure 2.50 Evolution de la vitesse lors de son inversion en charge

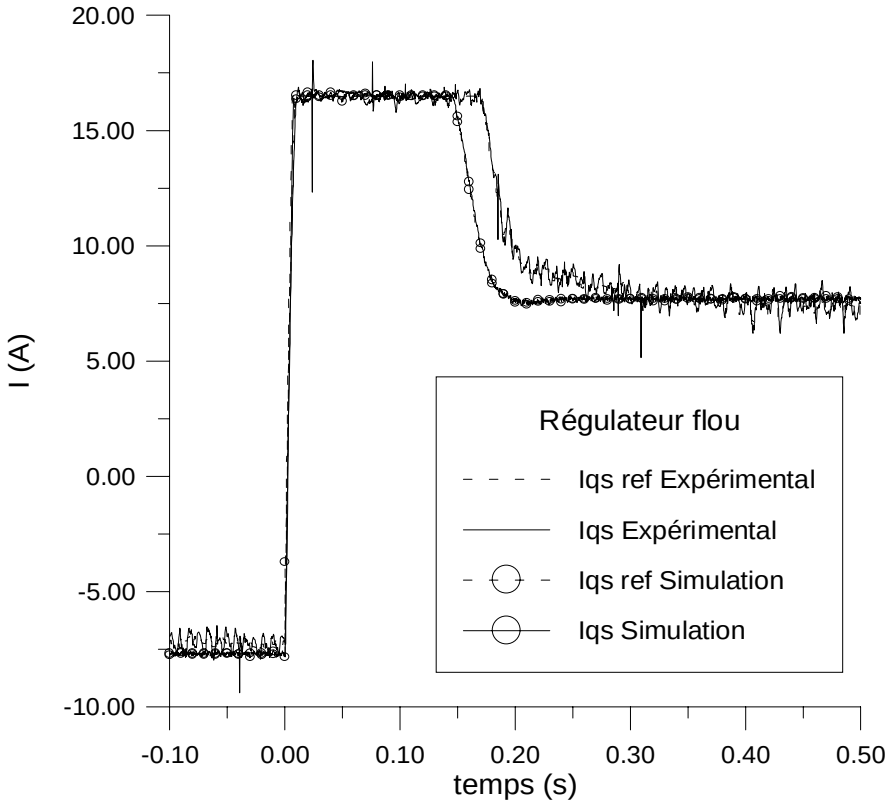


Figure 2.51 Variation de I_{qs} lors d'une inversion de vitesse en charge

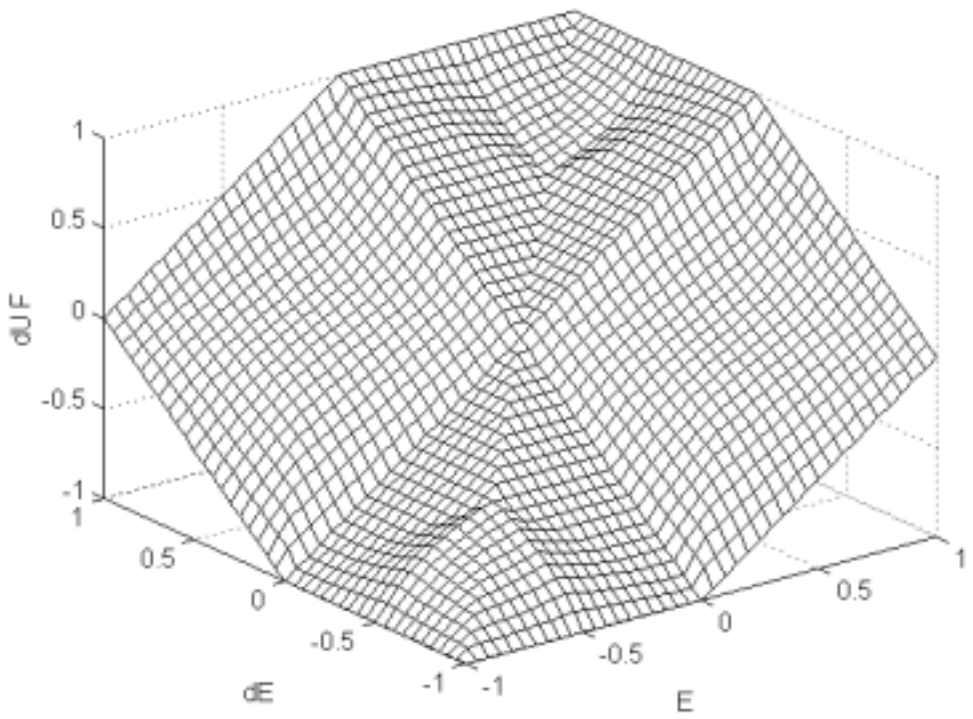


Figure 2.52 Surface caractéristique du régulateur flou
Coordonnées normalisées

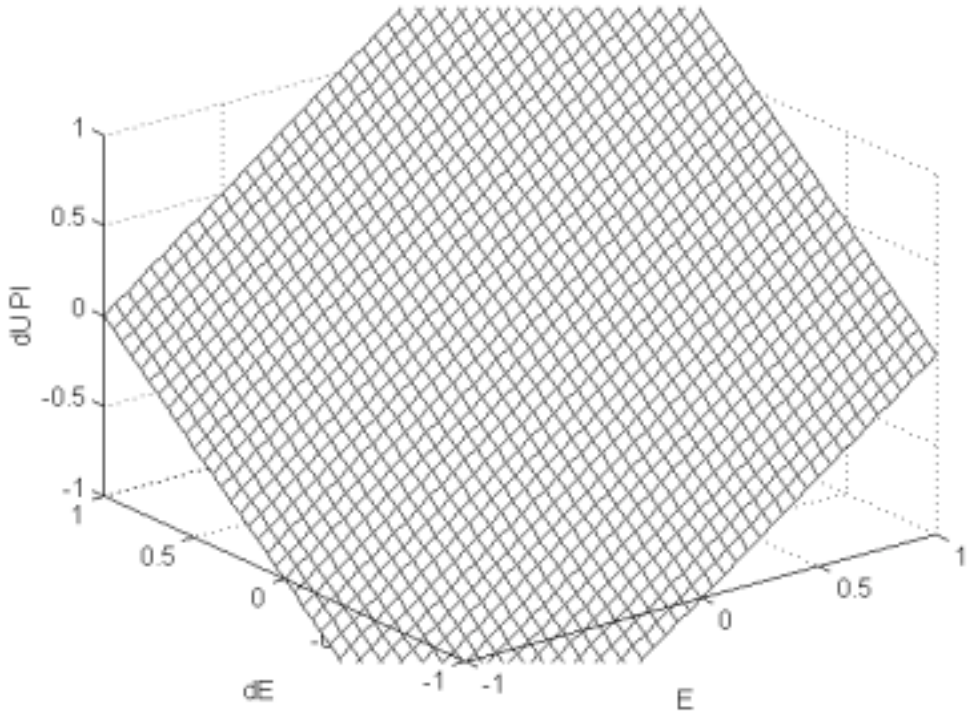


Figure 2.53 Surface caractéristique du régulateur PI
Coordonnées normalisées

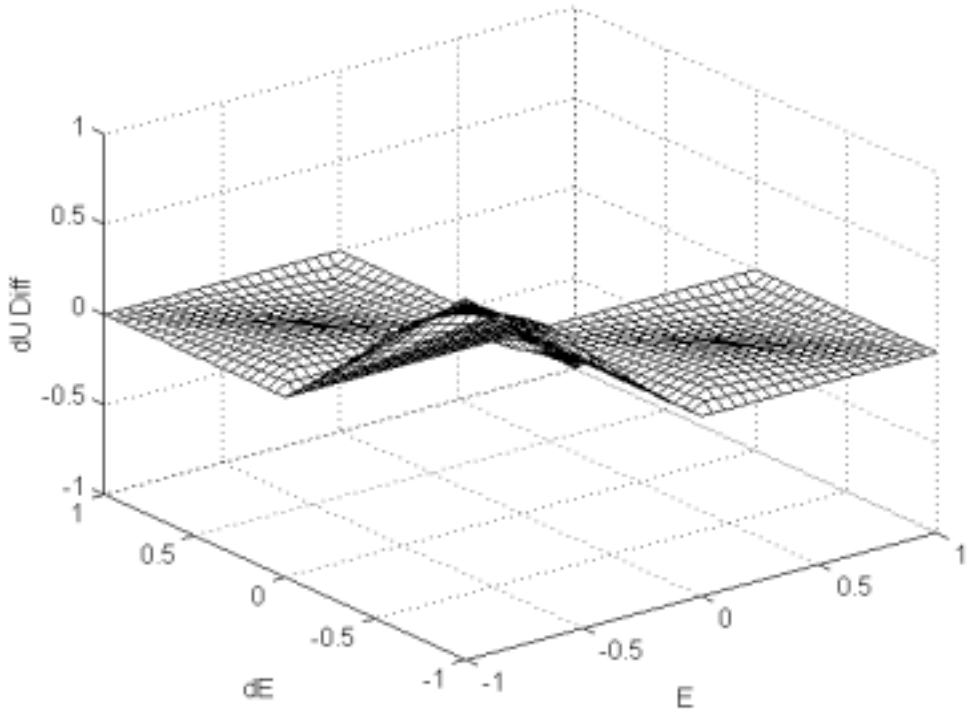


Figure 2.54 Différence entre les deux surfaces

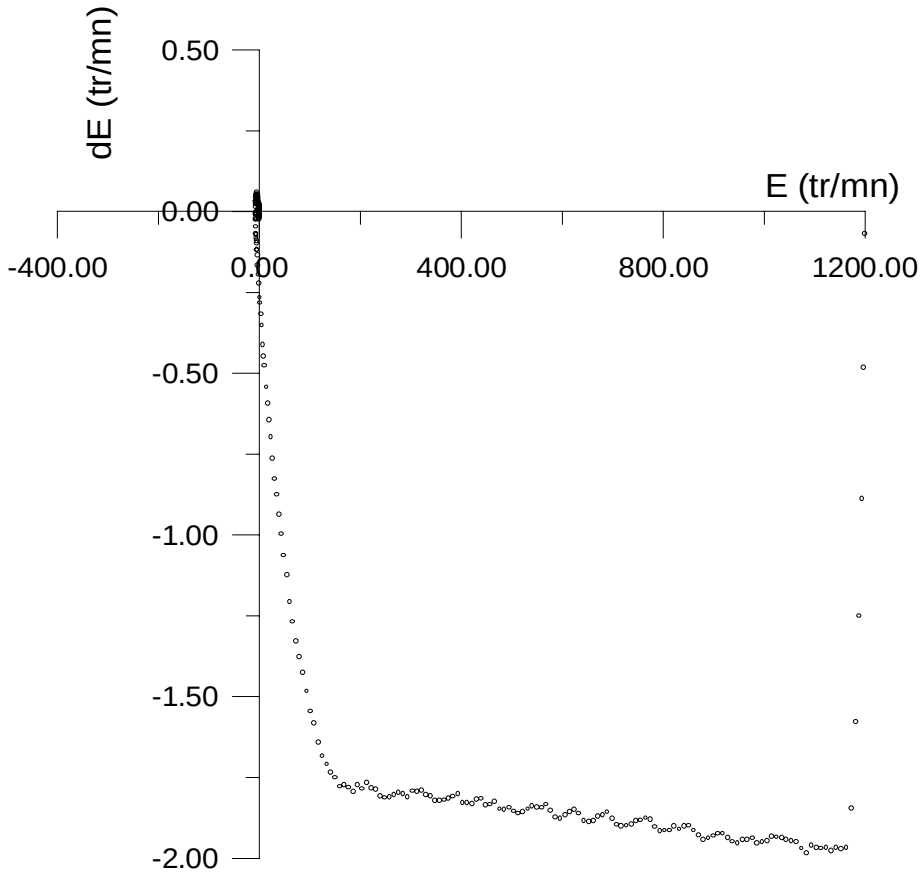


Figure 2.55 Trajectoire dans le plan de phase

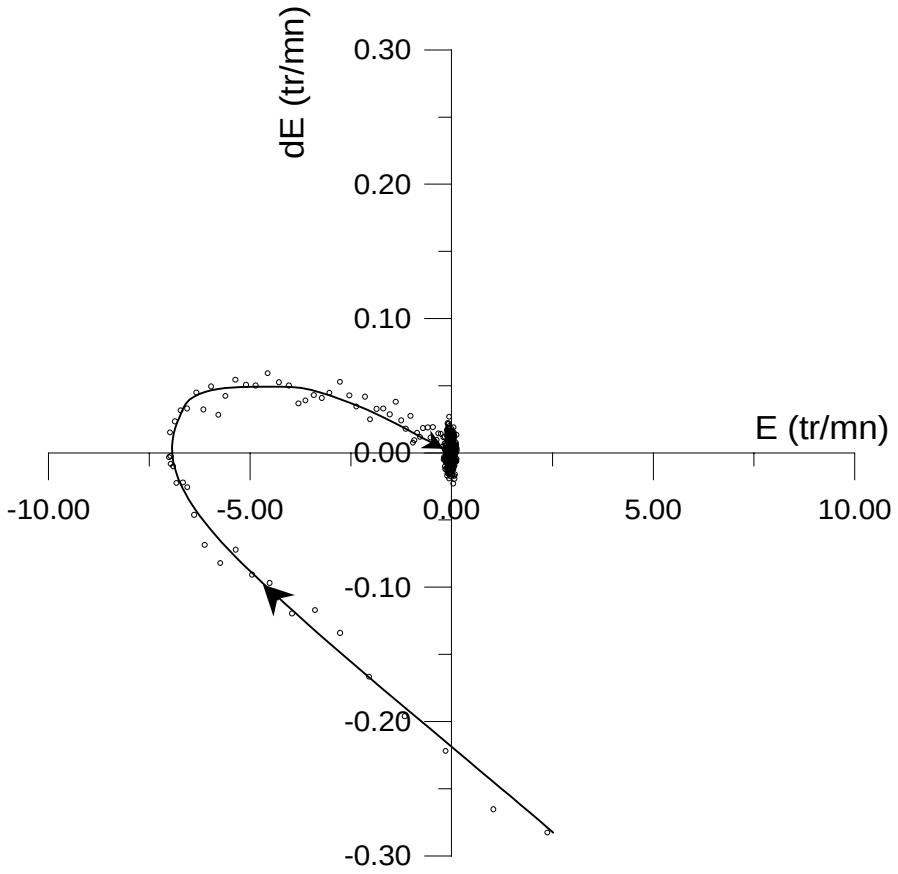


Figure 2.56 Trajectoire dans le plan de phase,
agrandissement autour du point de référence

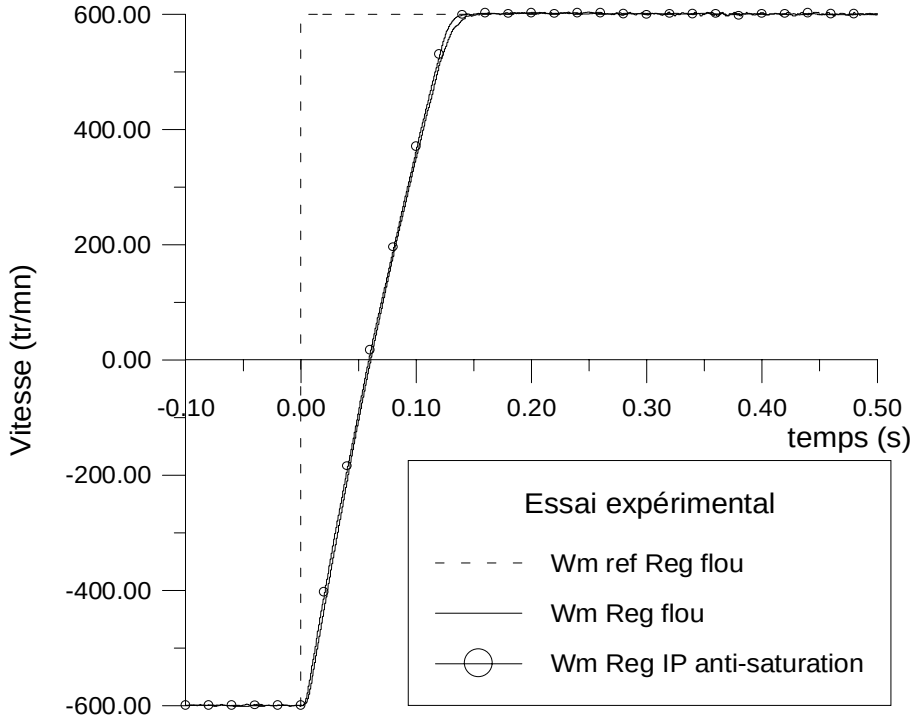


Figure 2.57 Evolution de la vitesse lors de son inversion à vide
Comparaison entre le régulateur flou et l'IP anti-saturation

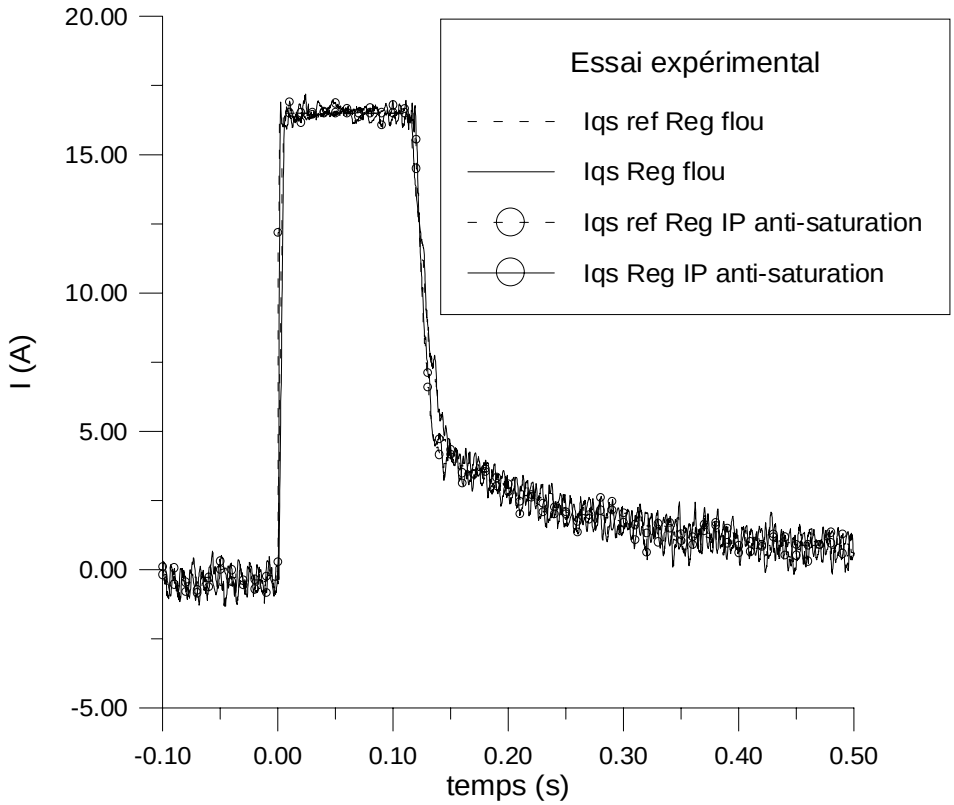


Figure 2.58 Variation de I_{qs} lors d'une inversion de vitesse à vide
Comparaison entre le régulateur flou et l'IP anti-saturation

5.3. Régulateur flou à cinq ensembles

Dans le cas du régulateur à trois ensembles flous, les réglages se font surtout par l'action sur les facteurs d'échelle à l'entrée et à la sortie du régulateur. Par contre, si l'on passe à un nombre plus important d'ensembles flous, cinq par exemple, un choix plus large s'offre notamment sur la matrice d'inférence et la répartition des fonctions d'appartenance.

[LUT 96] et [BUH 94] insistent bien sur le fait que ce n'est pas le choix des opérateurs pour réaliser l'inférence qui est important mais plutôt la matrice d'inférence elle-même et, surtout, la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours. On peut en effet obtenir des caractéristiques non-linéaires très prononcées. Cependant l'optimisation pour une application donnée peut être longue et fastidieuse. Il convient de ne faire varier que la forme ou la distribution des fonctions d'appartenance, soit des variables d'entrées, soit de la sortie, sinon on peut aboutir à une certaine compensation des corrections envisagées.

Les auteurs, cités en bibliographie [HIS 97], [HIS 98], [MAU 98], ont montré que l'utilisation d'un procédé d'optimisation selon la méthode de Taguchi, permettait de réduire considérablement le nombre d'essais à faire pour trouver le réglage optimum. Leur méthode est basée sur une identification du système à partir d'une réponse en boucle ouverte à un échelon. Un choix est ensuite fait sur les valeurs discrètes que peuvent prendre les paramètres à optimiser (positions relatives des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours, gains

du régulateur…). Il s'ensuit des essais, avec des vecteurs de paramètres définis par les règles de Taguchi, nettement moins nombreux comparés au grand nombre de possibilités de réglage.
De toute évidence, cette approche, fort intéressante, ne s'applique qu'aux processus stables en boucle ouverte. De plus, il est tout aussi difficile de choisir les valeurs discrètes que peuvent prendre les paramètres (deux paliers pour chaque paramètre ont été choisit par les auteurs).
Enfin, un autre problème majeur, commun à tous les procédés d'optimisation automatique, est celui du choix du critère d'optimisation. L'IAE (Intégrale de l'Erreur Absolue), utilisé par Hissel et al. ; ne garantit pas la robustesse du système. Les travaux entrepris, visant à atténuer ce problème, sont présentés dans [HIS 98].
Comme nous pouvons le constater, il n'est pas facile de concevoir un régulateur flou à partir de règles et démarches complètement structurées au sens cartésien du terme. Il reste alors des méthodes permettant, à partir d'essais et d'erreurs, d'arriver à une construction "au mieux" d'un régulateur flou. La stratégie de régulation repose alors sur un ensemble de règles de décisions heuristiques ou de règles intuitives [KIN 77]. C'est d'ailleurs ce que l'on essaye de représenter par l'approche logique floue.

Nous nous sommes intéressés dans cette partie à la mise en évidence de l'existence potentielle d'un gain (ou une différence) qu'une modification de la matrice d'inférence et de la répartition des fonctions d'appartenance vont apporter à la régulation de la vitesse de la machine asynchrone en commande vectorielle.

Nous avons utilisé une répartition uniforme des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours des entrées mais pas pour celles de la sortie. Les fonctions restent bien sûr symétriques par rapport au zéro.

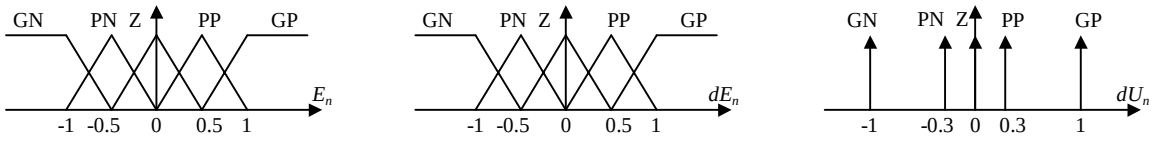


Figure 2.59 Formes des fonctions d'appartenance

On notera que pour la variable de sortie dU_n, les fonctions d'appartenance correspondant aux ensembles flous "petit négatif" (PN) et "petit positif" (PP) sont proches de celle de l'ensemble "zéro".
Ce que nous essayons de reproduire intuitivement c'est de faire réagir, quand on est loin de l'objectif, les ensembles flous "grand négatif" et "grand positif", sachant que souvent, dans ce cas, la sortie réelle du régulateur ($I_{qs\ ref}$) aura atteint sa valeur limite de saturation. Lorsque l'on est proche de la vitesse de référence, ce seront les ensembles flous "petit négatif" et "petit positif" qui seront sollicités et comme leurs fonctions d'appartenance se trouvent plus proche de celle de l'ensemble "zéro", la réponse sera plus douce.
Ceci permet de multiplier le gain de sortie par 2,5 par rapport à la valeur qu'il avait avec un régulateur à 3 ensembles flous sans engendrer des oscillations sur la réponse ni un dépassement plus important (figure 2.62).

La matrice d'inférence utilisée est décrite par le tableau suivant :

dU_n		dE_n				
		GN	PN	Z	PP	GP
E_n	GN	GN	GN	PN	PN	Z
	PN	GN	PN	PN	Z	PP
	Z	GN	PN	Z	PP	GP
	PP	PN	Z	PP	PP	GP
	GP	Z	PP	PP	GP	GP

Tableau 2.5 Matrice d'inférence du régulateur flou
à cinq fonctions d'appartenance par variable

La surface caractéristique du régulateur prend alors la forme de la figure 2.60. On observe bien sûr un nombre plus important de zones quand on compare avec la figure 2.47. Mais surtout sur la figure 2.61, qui représente la surface normée et centrale du régulateur, une dissymétrie apparaît à cause de celle introduite dans la matrice d'inférence. De plus, les surfaces qui correspondent au deuxième et quatrième quadrant ne sont plus plates comme celles d'un PI ou du régulateur flou précédent à 3 ensembles flous.

Le gain de performance est cependant négligeable quand on considère la variation de vitesse (figure 2.62) et celle du courant en sortie du régulateur (figure 2.63) pour un échelon de -600 tr/mn à +600 tr/mn.
Tout porte à croire que dans ce cas de figure, il ne servirait pas à grand chose d'augmenter la complexité du régulateur flou pour espérer améliorer la réponse du système. En effet, la limitation entre alors en jeu.

Sur des échelons plus petits (figures 2.64 et 2.65), la différence est plus sensible. En effet, seul le régulateur à cinq ensembles flous entre en limitation, ce qui permet d'obtenir une réponse plus rapide à un échelon.
Notons cependant qu'une augmentation du gain *FdU* du régulateur à trois ensembles flous, ne contribue pas à améliorer ses performances. En effet, les figures 2.66 et 2.67 montrent que la réponse se fait avec beaucoup moins de dépassement. Cependant, sa sensibilité par rapport aux perturbations augmente, ce qui fait qu'il devient inutilisable expérimentalement.

5.4. Stabilité des systèmes intégrant un régulateur flou

De nos jours, il existe un certain nombre d'études sur la stabilité des systèmes flous. Ce sont toutefois des études restrictives à cause de l'inexistence d'outils appropriés pour ce faire. Le régulateur flou étant non-linéaire, il faut faire appel aux méthodes non-linéaires telles que la méthode de Liapunov, la théorie de l'hyperstabilité ou encore le critère de Popov. La plupart de ces méthodes sont assez limitatives, n'offrant que des conditions suffisantes de stabilité dans un domaine restreint.

Des auteurs, [PRE 97], présentent une analyse de stabilité, appliquant la théorie de l'hyperstabilité, d'un système mono-entrée mono-sortie linéaire à paramètres constants (SISO-LTI). Ce qui n'est bien sûr pas le cas de nombreux systèmes, dont le nôtre, et pour lesquels des régulateurs flous sont utilisés et donnent satisfaction.
Le critère de Popov, sous une forme étendue, a été retenu par [RAM 93], [BUH 94] pour leurs études de stabilité.
Tanaka et Sugeno ont, quant à eux, proposé de décomposer le système non-linéaire en sous-systèmes linéaires [TAN 92]. Cette opération est facilitée quand le régulateur flou est du type Takagi-Sugeno pour lequel la conclusion s'exprime sous forme d'un polynôme.

Le théorème de Popov, permet de donner une condition suffisante de stabilité pour des boucles de régulation ayant un élément non-linéaire. En fait, cela revient à trouver une droite qui majore la courbe non-linéaire caractéristique du régulateur mono-entrée. Dans le cas d'un régulateur à deux entrées, on cherche alors un plan qui majore la surface caractéristique, on assimile alors le contrôleur flou à un régulateur PI classique !
Le critère de Cypkin, qui est une extension du théorème de Popov aux cas des systèmes discrets, exige que la surface réelle de commande soit continue et dérivable en tout point. Ce qui n'est pas évident avec des fonctions d'appartenance trapézoïdales et triangulaires.
Enfin, tous ces critères n'offrent que des conditions suffisantes de stabilité et sont trop restrictifs.

L'analyse rigoureuse de stabilité n'est souvent pas possible dans les cas pratiques. Elle va de plus à l'encontre du principal avantage de l'approche floue, c'est à dire son utilisation pour les systèmes qui sont difficilement modélisables [MAM 76].

5.5. Conclusion

Il n'est pas possible de présenter tous les cas que nous avons essayés, et encore moins d'examiner tous ceux qui peuvent être réalisés. Néanmoins, nous avons montré, dans le cas de l'application à laquelle nous nous sommes intéressés, la supériorité du régulateur flou par rapport à un régulateur PI. Cet avantage disparaît, dès lors qu'on le compare à un régulateur IP anti-saturation à cause des propriétés intrinsèques dont nous avons discuté.
L'extension d'un régulateur de trois à cinq ensembles flous a permis de gagner un peu plus en dynamique sans affecter sa sensibilité par rapport aux perturbations (bruit principalement) inhérentes à tous processus expérimental.
Ce gain s'accompagne d'une augmentation considérable du temps de calcul nécessaire à son exécution qui passe de 30 µs à 63 µs sur le DSP utilisé (Annexe 3). Dans la partie suivante nous allons voir une manière de réduire ce temps de calcul.

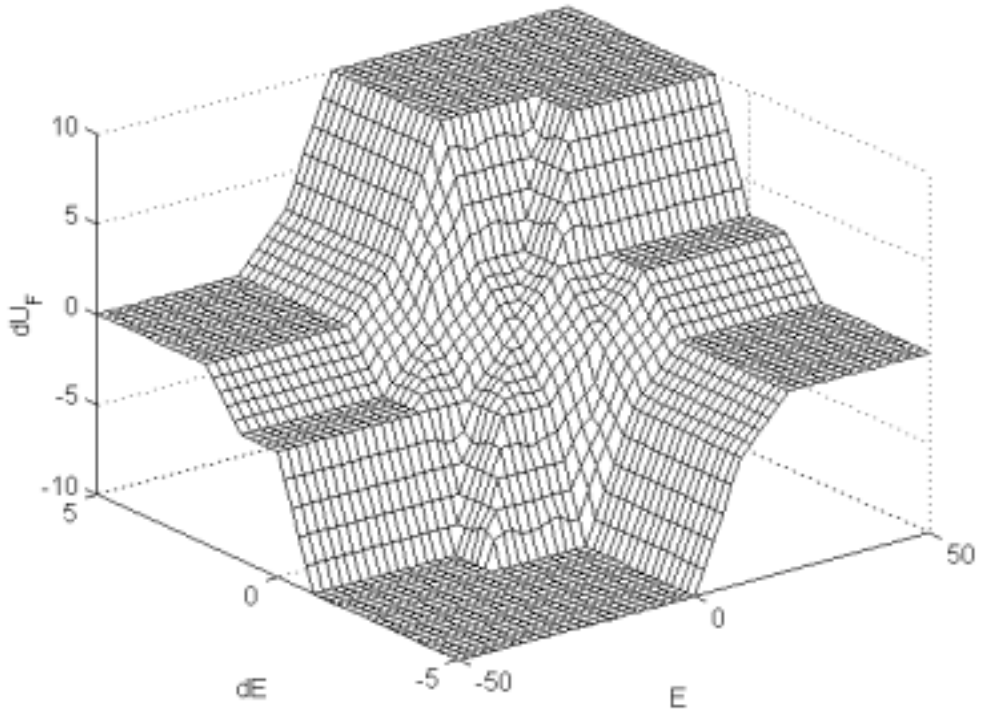


Figure 2.60 Surface caractéristique du régulateur flou
à 5 fonctions d'appartenance

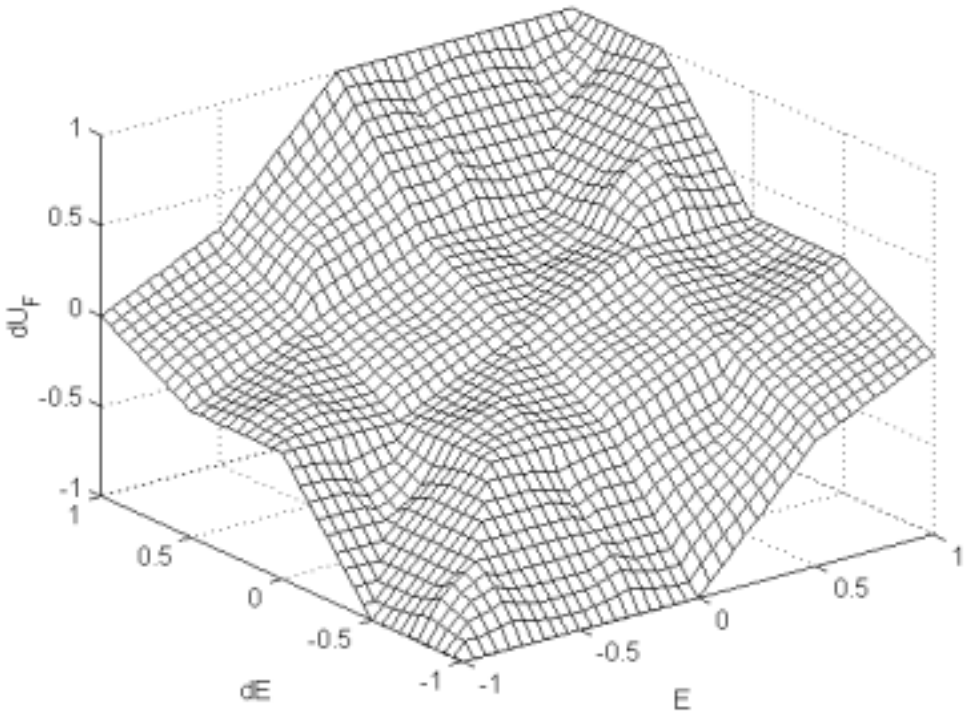


Figure 2.61 Surface caractéristique du régulateur flou
normalisé à 5 fonctions d'appartenance

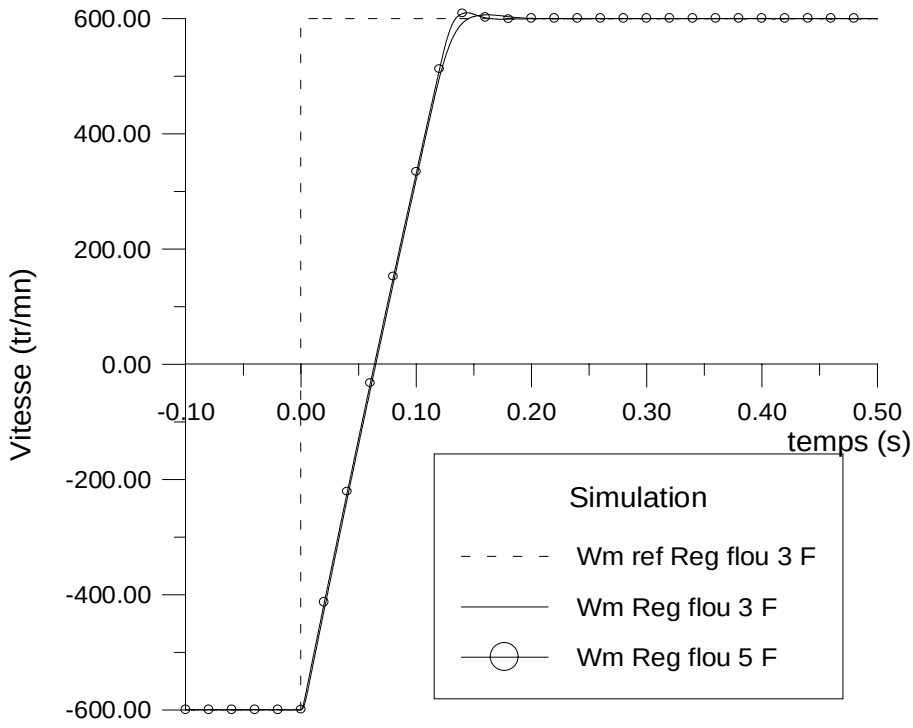


Figure 2.62 Evolution de la vitesse lors de son inversion à vide
Comparaison entre le régulateur flou à 3 fonctions d'appartenance et celui à 5 fonctions d'appartenance

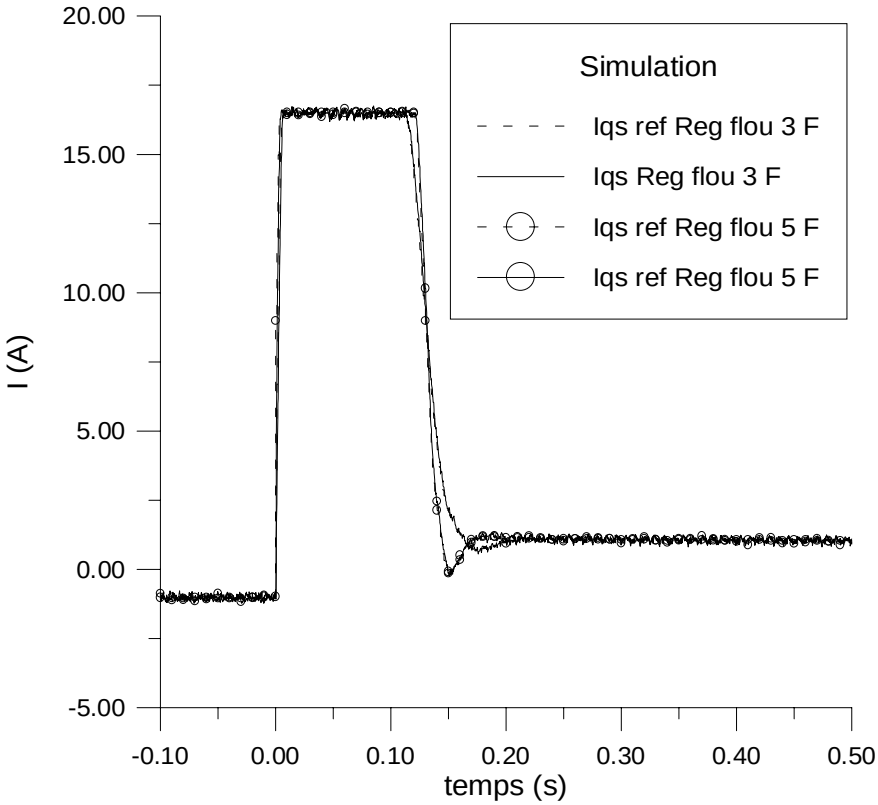


Figure 2.63 Variation de I_{qs} lors d'une inversion de vitesse à vide
Comparaison entre le régulateur flou à 3 fonctions d'appartenance et celui à 5 fonctions d'appartenance

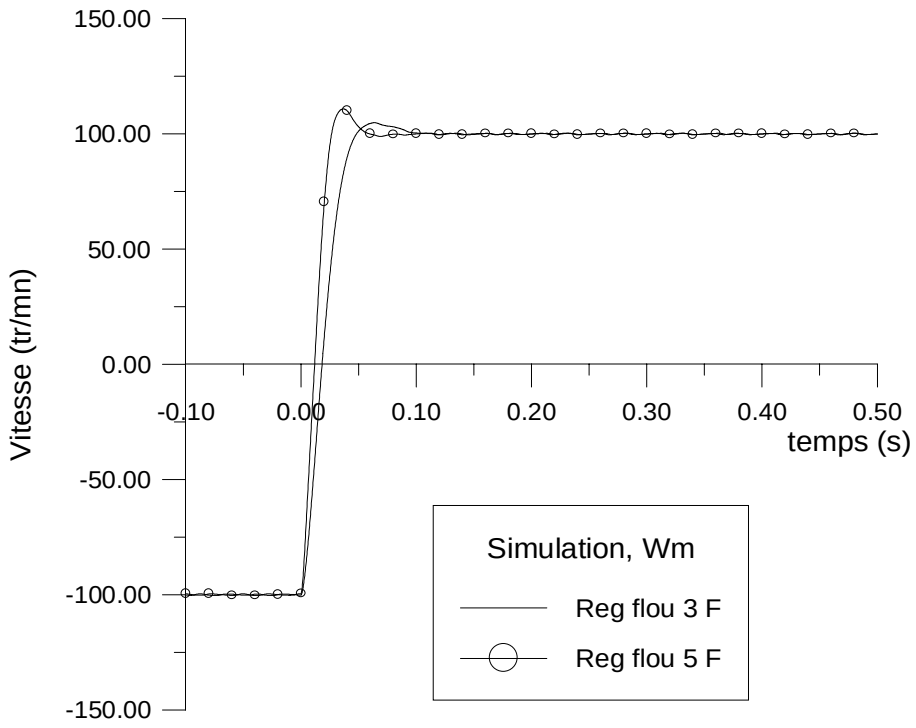


Figure 2.64 Variation de la vitesse lors son inversion de -100 tr/mn à +100 tr/mn
Comparaison entre le régulateur flou à 3 fonctions d'appartenance et
celui à 5 fonctions d'appartenance

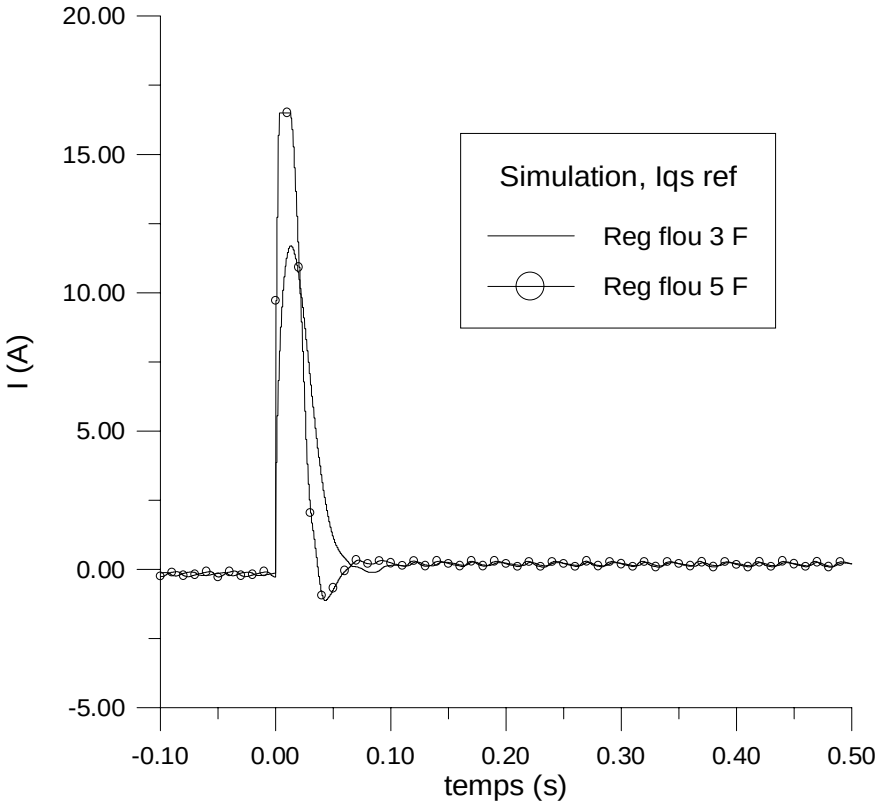


Figure 2.65 Variation de $I_{qs\ ref}$ lors d'une inversion de vitesse de -100 tr/mn à +100 tr/mn
Comparaison entre le régulateur flou à 3 fonctions d'appartenance et
celui à 5 fonctions d'appartenance

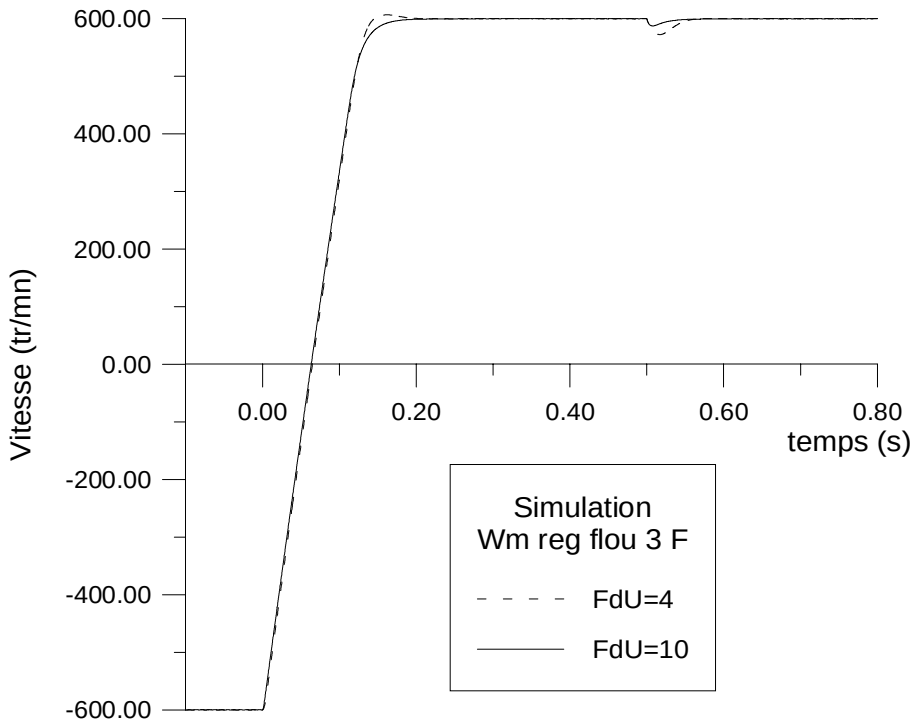


Figure 2.66 Variation de la vitesse lors de son inversion
puis application d'une charge de 20 Nm, Régulateur flou à 3 fonctions d'appartenance
Comparaison entre *FdU*=4 et *FdU*=10

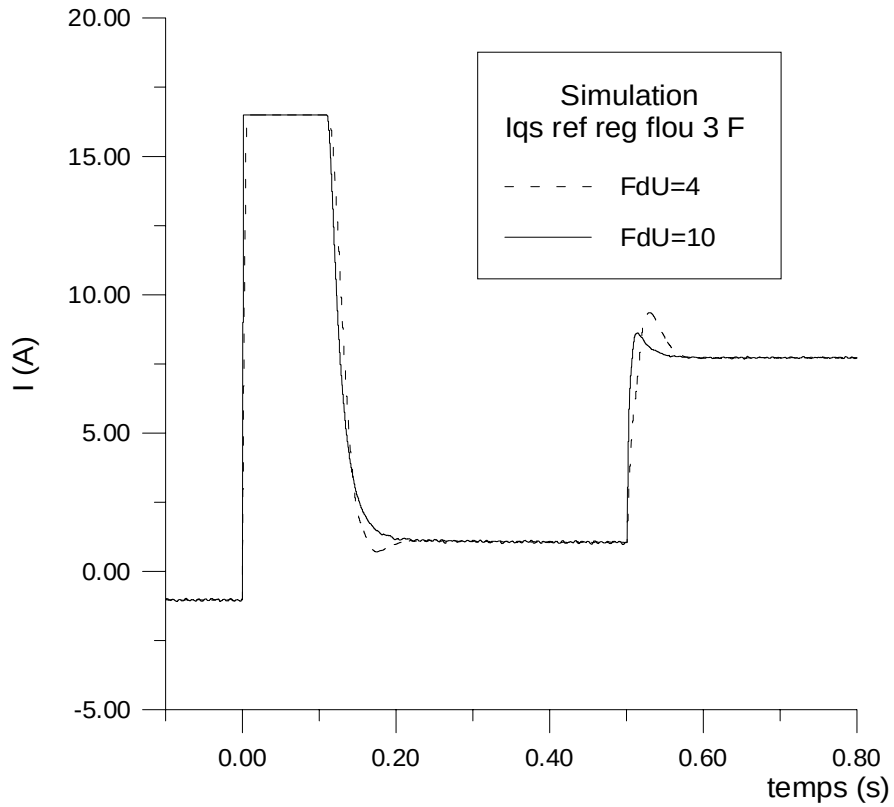


Figure 2.67 Variation de $I_{qs\ ref}$ lors d'une inversion de vitesse
puis application d'une charge de 20 Nm, Régulateur flou à 3 fonctions d'appartenance
Comparaison entre *FdU*=4 et *FdU*=10

6. Régulation par réseau de neurones

6.1. Introduction

Cette partie a pour but d'étudier le remplacement du régulateur flou de la boucle de vitesse par un régulateur basé sur un réseau de neurones que nous appellerons simplement régulateur neuronal.

Nous utiliserons la possibilité d'apprentissage afin d'approcher la surface de commande du contrôleur flou. On ne s'attend pas alors à une amélioration des performances du système, notre objectif est plutôt,

- d'étudier la faisabilité tant du point de vue de la méthode d'apprentissage que de celui de la structure du réseau de neurones à adopter,
- d'évaluer le temps de calcul requis par le régulateur neuronal et le comparer à celui de son équivalent flou,
- de rendre compte de la robustesse d'un tel régulateur au sein de la commande envisagée face à des variations de paramètres du système ou à sa mauvaise identification.

6.2. Réseau de neurones du type perceptron

La structure retenue est celle introduite dans le chapitre I. Le perceptron a donc une seule couche cachée. Elle est constituée de quatre neurones dont le premier est utilisé comme biais.
On choisit comme ensemble d'apprentissage les triplets (x_1^0, x_2^0, ys). x_1^0, x_2^0 représentent l'erreur et la dérivée de l'erreur auxquelles on fait parcourir tout l'univers de discours des deux variables floues. Notons que nous utilisons le domaine réel de variation des variables et non pas celui normé entre -1 et 1. *ys* est la sortie du régulateur flou dont on essaye de reproduire la surface.

La figure 2.61 représente la solution vers laquelle a convergé le réseau de neurones. On constate, par rapport à la figure 2.60, que les zones plates sont bien rendues. De même que les zones de décroissance en bordure de surface. Cependant, sur la partie centrale, les "creux" et "monts" des quadrants 1 et 3 de la surface caractéristique du régulateur flou ne sont pas reproduits par le perceptron.

L'utilisation de ce régulateur au sein de la commande montre que, lors d'une inversion de vitesse par exemple, la réponse dynamique est similaire à celle du régulateur flou (figures 2.64 et 2.65). Toutefois, nous observons des oscillations sur la fin du régime transitoire qui montrent une sensibilité plus grande aux perturbations. Ce résultat n'est bien sûr pas très perceptible sur les résultats de simulation comparés à ceux obtenus expérimentalement (figures 2.62 et 2.63).

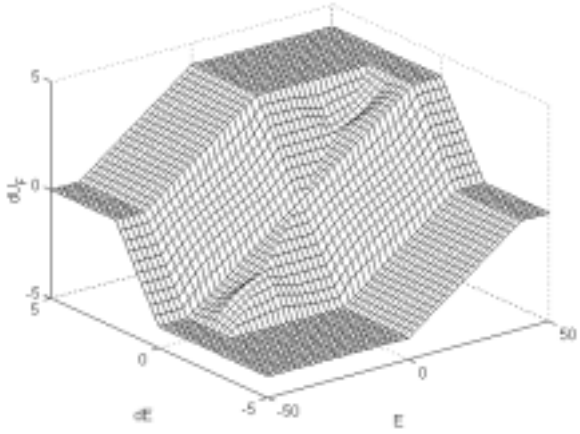


Figure 2.60 Surface du régulateur flou à 3 fonctions d'appartenance

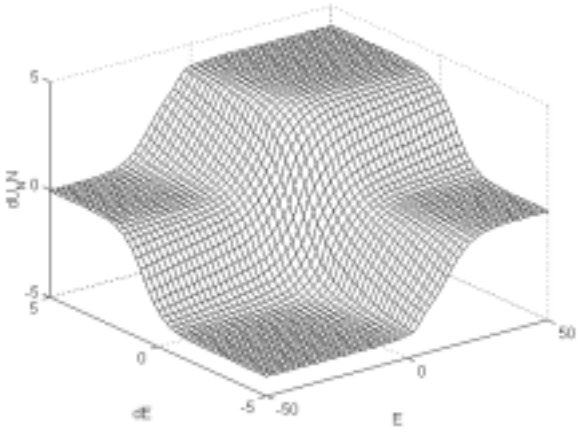


Figure 2.61 Approximation de la surface par le réseau de neurones

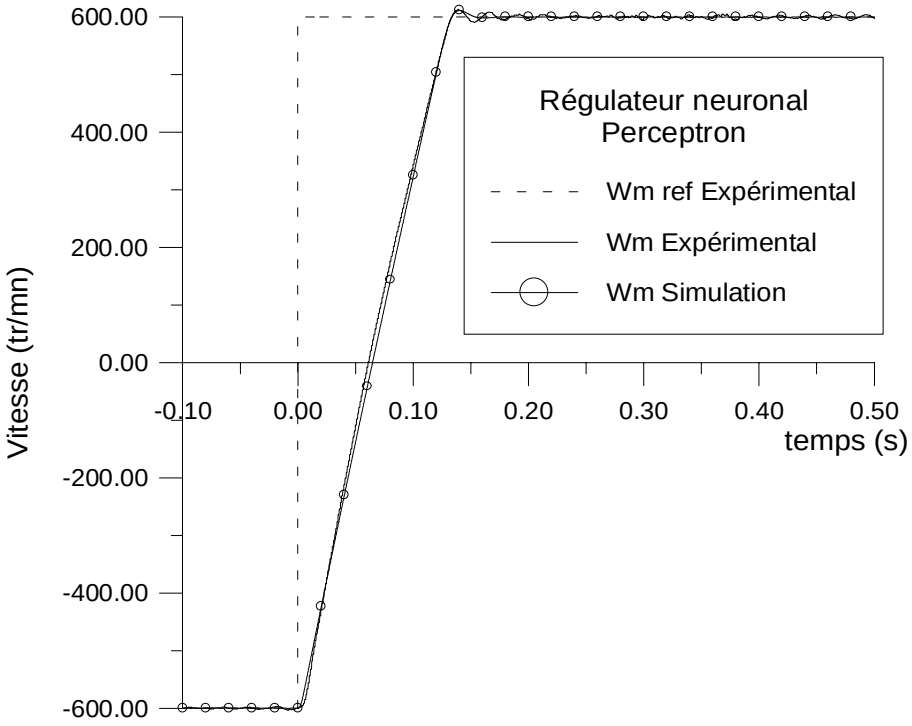


Figure 2.62 Evolution de la vitesse lors de son inversion à vide

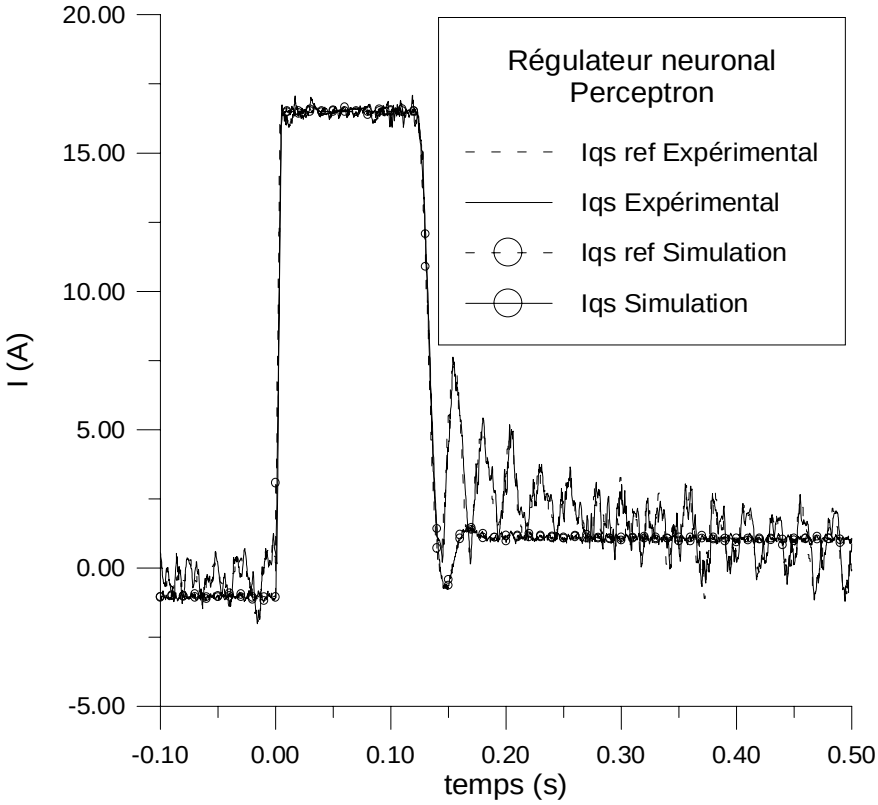


Figure 2.63 Variation de I_{qs} lors d'une inversion de vitesse à vide

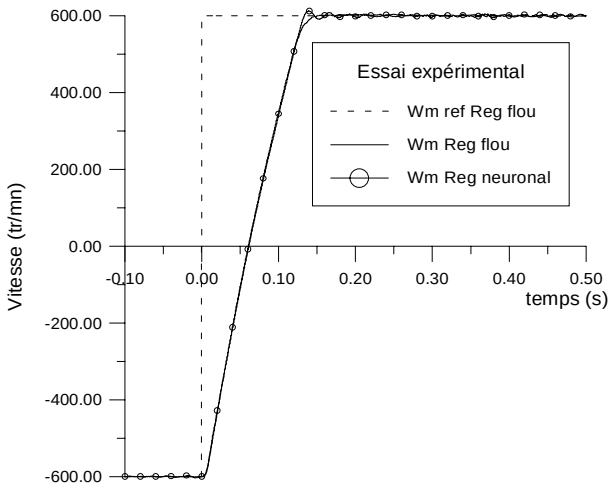


Figure 2.64 Variation de la vitesse

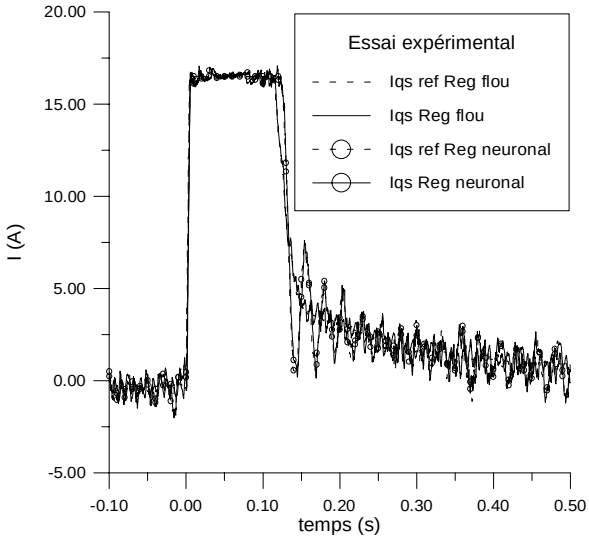


Figure 2.65 Variation de I_{qs}

Comparaison entre le régulateur flou et le régulateur neuronal

6.3. Régulateur neuro-flou (à cinq ensembles flous)

Le régulateur flou à cinq fonctions d'appartenance ayant donné des résultats très probants, il nous a semblé utile d'étudier la duplication de sa surface caractéristique par un réseau de neurones.

Compte tenu du comportement du processus étudié et du choix symétrique des ensembles flous et de la table d'inférence, l'ensemble d'apprentissage présente une symétrie par rapport au point (E=0, dE=0). Cependant, durant le processus d'apprentissage, si l'ajustement des poids se fait en même temps que les évaluations de chacun des points de l'ensemble d'apprentissage, alors il est possible de se retrouver avec une asymétrie de la surface par rapport au point de référence.
Ce comportement du réseau de neurones n'est pas surprenant puisque, par principe même, le réseau de neurones adapte ses poids au fur et à mesure qu'on lui propose des séquences d'apprentissage.
Nous avons constaté ce problème sur des surfaces plus compliquées, comme celle du régulateur flou à cinq ensembles flous (figure 2.69).

La procédure d'apprentissage par rétro-propagation de l'erreur décrite dans le chapitre I doit alors être modifiée de manière à tenir compte de cet effet. Il apparaît intéressant d'évaluer non pas l'erreur pour chaque point pour des corrections locales mais plutôt de ne changer les poids qu'une fois toute la surface parcourue et l'erreur globale évaluée. Cette approche a été utilisée avec succès pour l'apprentissage de la surface (figure 2.69) et a donné lieu à la surface de contrôle neuronale illustrée par la figure (figure 2.70). La méthode de calcul utilisée est du type Marquardt-Levenberg. Notons également que lors de l'apprentissage d'une telle surface, non normée, il convient de choisir un ensemble particulier de points, en resserrant autour de la zone centrale (E=0, dE=0) [BAG 97c]. Ce schéma est illustré par les figures 2.66 et 2.67.

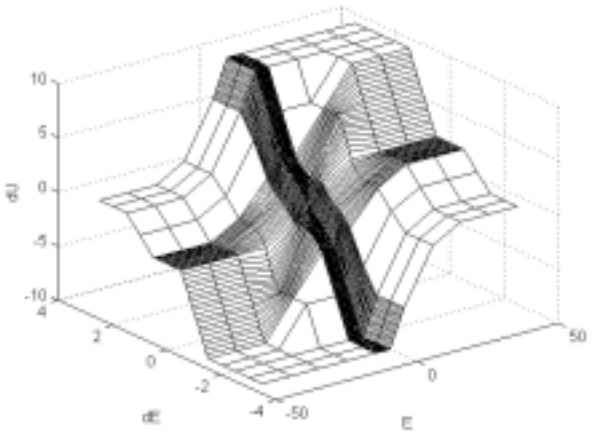


Figure 2.66 Répartition des points de l'ensemble d'apprentissage sur la surface de contrôle du régulateur flou.

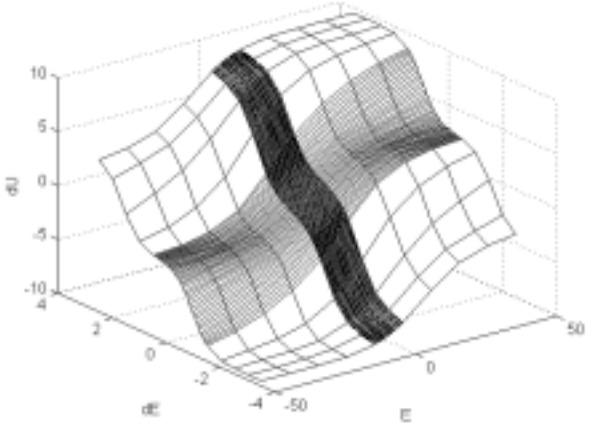


Figure 2.67 Résultat de l'apprentissage.

Cette méthode fait apparaître une symétrie sur les poids pour des surfaces de commande telles que les nôtres. Si les fonctions d'activation des neurones de la couche cachée utilisées sont linéaires, cela conduit à une simplification notable du réseau de neurones (6 poids distincts au lieu de 13 initialement). Dans notre cas, les fonctions d'activation sont des sigmoïdes. La

surfaces de contrôle est, de ce fait, une superposition de sigmoïdes. C'est ce qui fixe l'allure générale des pentes de la surface. L'axe de la sigmoïde sur le plan et le facteur d'échelle sont fixés par les poids de connexion avec les neurones d'entrée.

$$f(x) = 1 - \frac{2}{1 + \exp(2x)} \qquad (2.33)$$

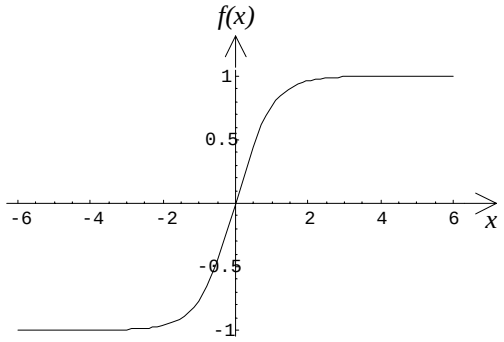


Figure 2.68 Fonction sigmoïde

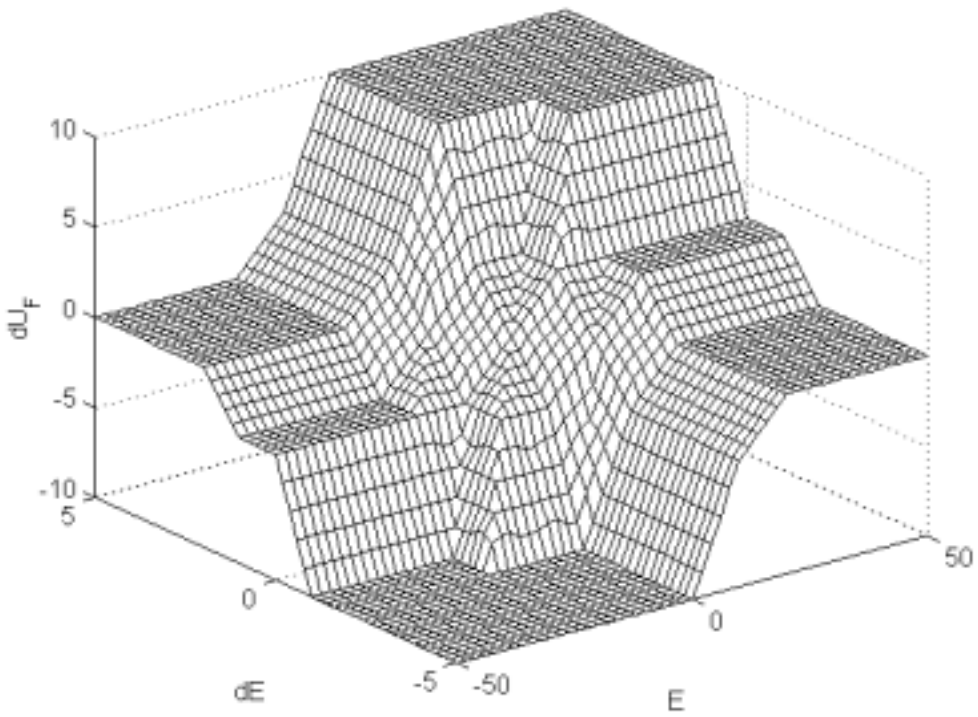


Figure 2.69 Surface caractéristique du régulateur flou
à 5 fonctions d'appartenance

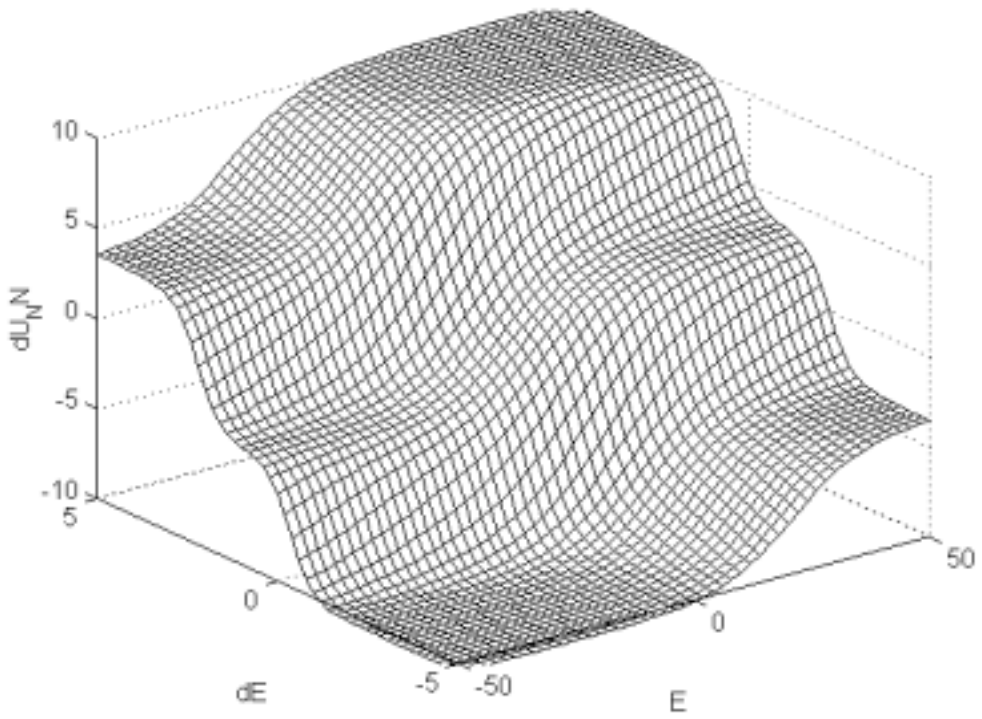


Figure 2.70 Surface caractéristique du régulateur neuronal correspondant
Perceptron à quatre neurones en couche cachée

Au vu de la complexité de la surface floue envisagée dans ce cas, approximer tous les points de l'univers de discours d'une manière équitable est une tâche délicate. En effet, tous ces points n'ont pas la même importance du point de vue contrôle. A l'aide d'une analyse sur le plan de phase, il est intéressant de constater que lorsque l'on est très loin de l'objectif de régulation, la valeur exacte de l'incrément de sortie n'est pas très importante. Il suffit qu'elle soit suffisamment grande et du bon signe. Cependant, quand on se rapproche de la référence, alors il convient d'avoir des valeurs aussi proches que possible du réglage optimal.
C'est dans cette optique que nous avons choisit un ensemble d'apprentissage non uniforme, plus dense autour du régime permanent (E=0, dE=0).

La réponse de ce régulateur neuronal [BAG 97c] conduit à plus d'oscillations en fin de régime transitoire (figures 2.71 et 2.72) que le régulateur flou.

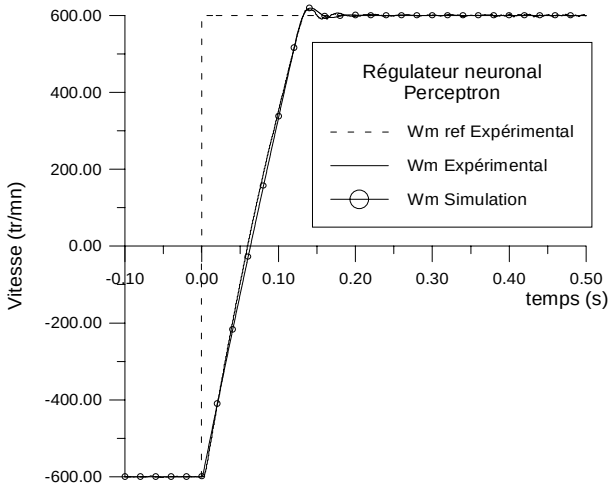


Figure 2.71 Variation de la vitesse

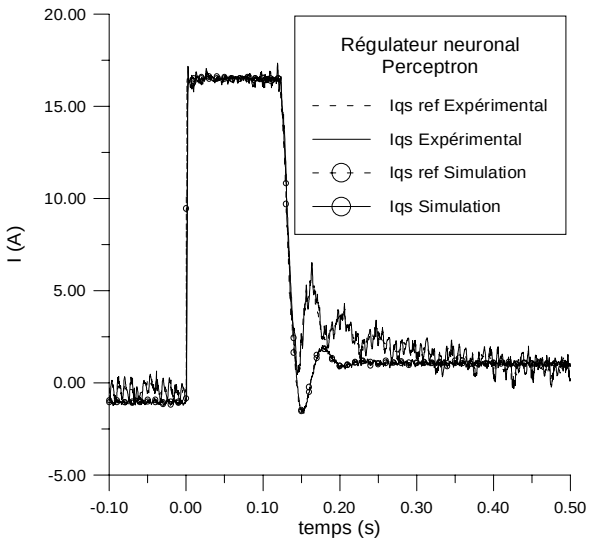


Figure 2.72 Variation de I_{qs}

Un des inconvénients majeur des réseaux de neurones du type perceptron est qu'il n'est pas possible d'y introduire une information à priori du système. Ceci est dû à cause de son caractère distribué et non local de la représentation de l'information [REN 95]. Par ailleurs, nous avons déjà soulevé le phénomène d'oubli, dont la conséquence peut être bénéfique comme dans le cas où le réseau de neurones doit évoluer en fonction du changement lent de certains paramètres du système, l'apprentissage se faisant en ligne. Le réseau de neurones s'adapte alors de manière dynamique et peut être utilisé à des fins d'estimation et de prédiction [VAS 94b], [BUR 97].

Pour la même surface de commande, l'avantage d'un tel régulateur neuronal est de réduire le temps de calcul par rapport à celui consommé quant on utilise un régulateur flou (celui à cinq ensembles flous pour chaque variable).
Notons également que pour garder la souplesse de réglage, à l'aide des gains d'entrée et de sortie, que l'on a dans le cas du régulateur flou, il convient de faire l'apprentissage sur la surface normée du régulateur et non pas sur sa surface réelle.

6.4. Réseau de neurones à fonction de base radiale (RBF)

La différence fondamentale par rapport au perceptron est que le réseau de neurones de type RBF permet d'introduire une contrainte de couverture de la zone d'activation du neurone. C'est à dire que le niveau d'activation des neurones dépend de leur position sur le plan (E, dE) et de leur sensibilité (décrite par le paramètre σ). Il devient alors possible d'apporter au réseau de neurones, au moment de sa conception, de l'information sur le système considéré.
Les travaux faits au sein de notre laboratoire par [RAZ 98a] montrent qu'il est possible de concevoir un régulateur neuronal RBF, en partant d'un régulateur flou, sans passer par la procédure, lourde, d'apprentissage du réseau de neurones.
Le choix des paramètres des fonctions Gaussiennes (centre et écart type), ainsi que celui des poids de connexion au neurone de sortie détermine la surface du contrôleur.
De plus, on peut agir, en ligne, sur ces facteurs afin de changer le comportement du régulateur [RAZ 98b].

Concrètement, dans le cas d'un régulateur RBF à deux dimensions (*E*, *dE*), la sortie est donnée par *dU* :

$$dU = \sum_{i,j} w_{ij} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{(E - c_{Ei})^2}{\sigma_{Ei}^2} + \frac{(dE - c_{dEj})^2}{\sigma_{dEj}^2} \right) \right) \qquad (2.34)$$

La figure 2.73 montre la zone centrale de la surface de contrôle normée du régulateur RBF à six fonctions Gaussiennes. Les fonctions à base radiales son placés sur le plan (*E*, *dE*) de manière à ce qu'elles se recouvrent entre elles. La surface de contrôle réelle est illustrée par la figure 2.74. Bien que cette surface présente des bosses aux limites de la zone centrale, les performances sont similaires à celles du régulateur flou équivalent [RAZ 98b].

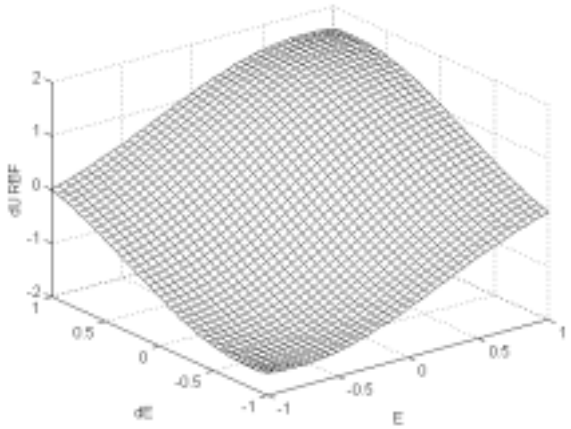


Figure 2.73 Surface du régulateur neuronal RBF normé (zone centrale)

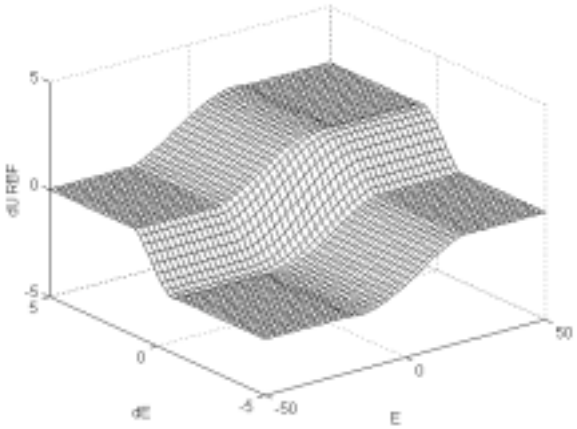


Figure 2.74 Surface réelle du régulateur neuronal RBF

En dernier lieu, nous avons procédé à une optimisation par algorithme génétique des poids et des écarts types du réseau de neurones RBF normé. Grâce aux nombreuses symétries sur la position des RBF Gaussiennes et de la valeur en sortie du régulateur flou (normé) aux points modaux, nous avons réduit le nombre de paramètres à quatre ; deux poids et deux écarts type. Il faut cependant considérer un ensemble d'apprentissage qui va au delà des valeurs –1 et 1 afin de prendre en compte des zones plates de la surface pour des entrées saturées (figure 2.75).

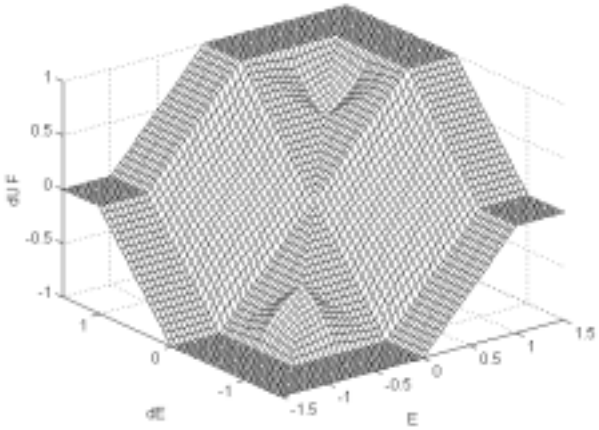


Figure 2.75 Surface du régulateur flou normé

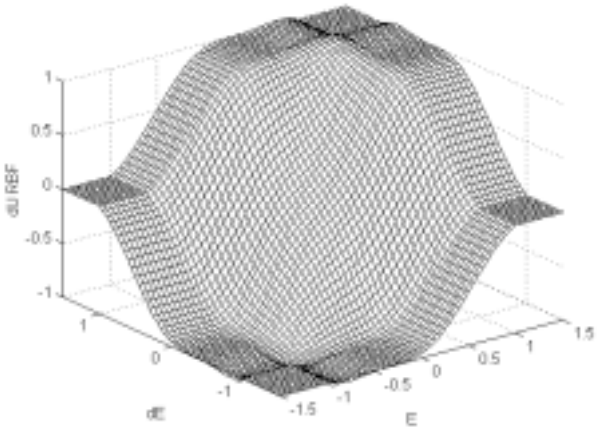


Figure 2.76 Surface du régulateur neuronal RBF après apprentissage

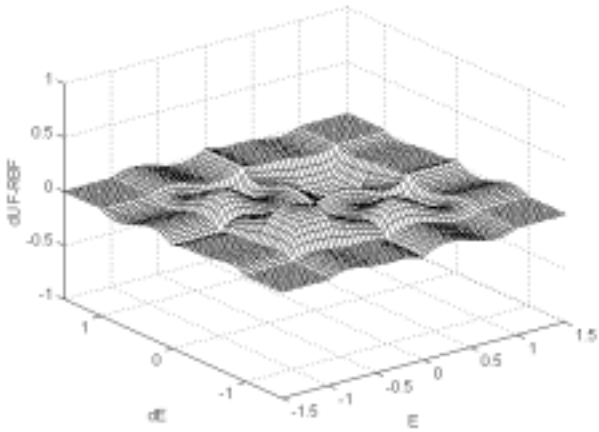


Figure 2.77 Différence entre les deux surfaces

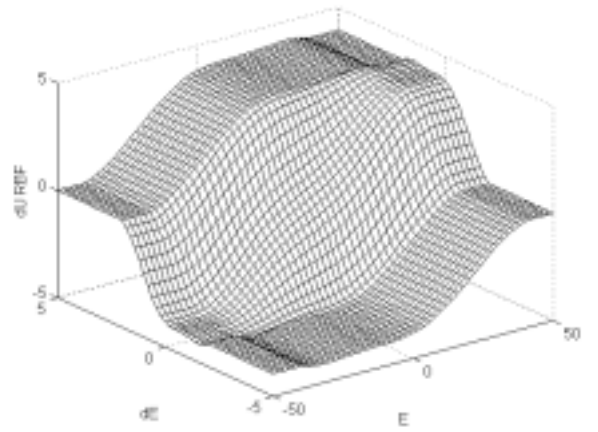


Figure 2.78 Surface réelle du régulateur neuronal RBF

Les figures 2.75 à 2.78 montrent le cas où la convergence bute sur un minimum local. Le phénomène de recouvrement est important et particulièrement visible près de la zone de saturation des entrées (figures 2.76 et 2.78).
Quand ce minimum est dépassé, le système tend alors vers une solution qui a aplati et lisse ces zones (figures 2.80 et 2.82). Ce dernier régulateur sera utilisé pour le reste de l'étude et sera désigné par "régulateur RBF".

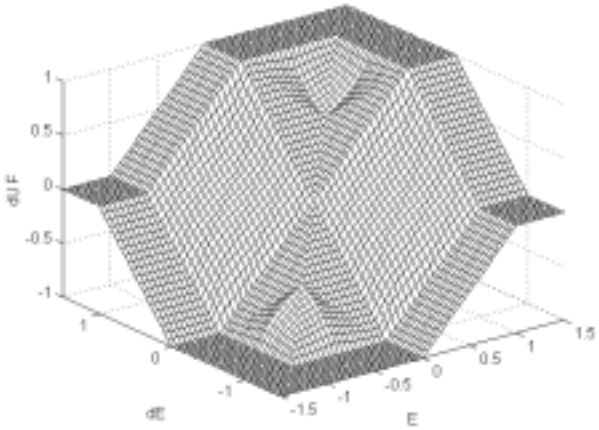


Figure 2.79 Surface du régulateur flou normé

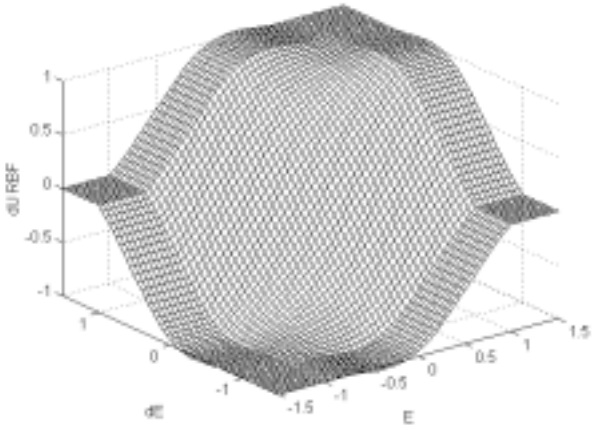


Figure 2.80 Surface du régulateur neuronal RBF après apprentissage

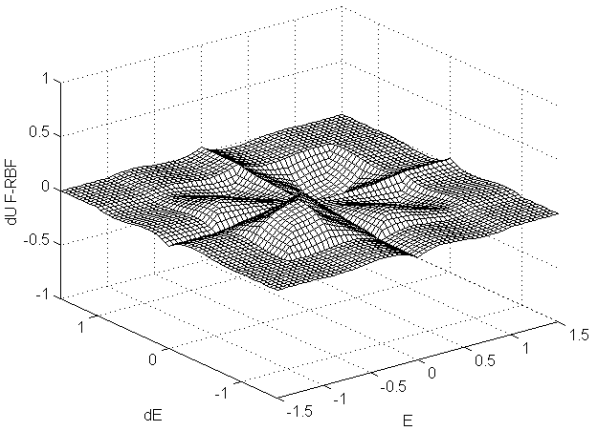


Figure 2.81 Différence entre les deux surfaces

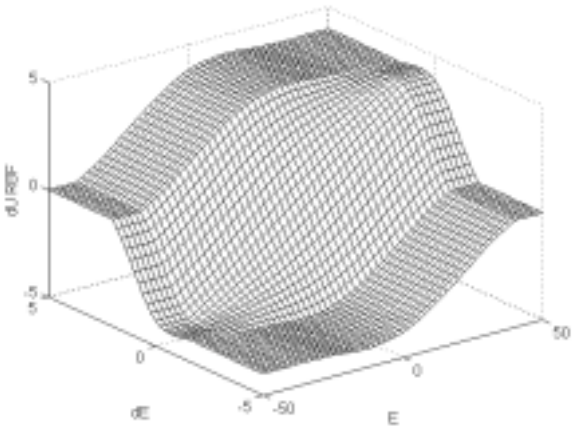


Figure 2.82 Surface réelle du régulateur neuronal RBF

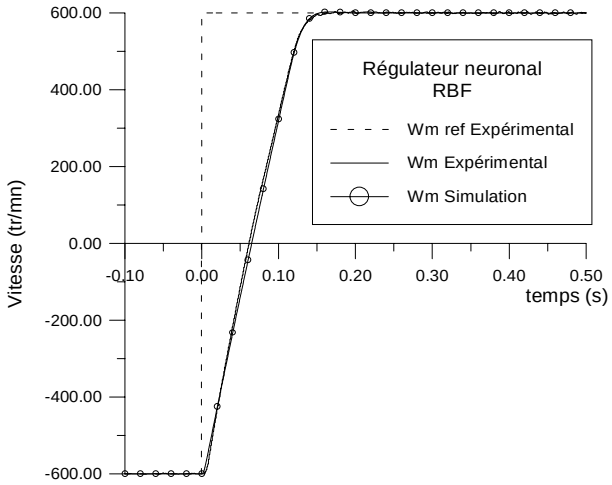


Figure 2.83 Variation de la vitesse

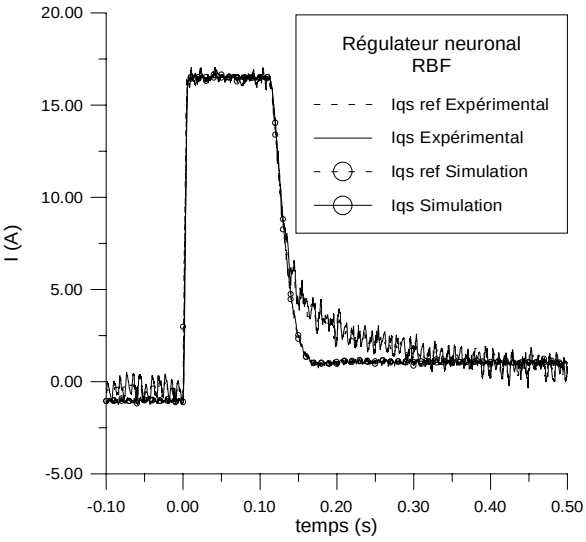


Figure 2.84 Variation de I_{qs}

Les figures 2.83 et 2.84 présentent une comparaison entre une simulation et un relevé expérimental effectués en utilisant le réseau de neurones RBF comme régulateur de vitesse. Sur un échelon de -600 à +600 tr/mn, nous observons une bonne concordance entre les deux résultats, autant sur l'évolution de la vitesse que sur celle du courant I_{qs}.
Par rapport au régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable (figure 2.79), on retrouve des temps de montée très proches. Toutefois, le temps d'exécution de l'algorithme est plus important (Annexe 3). Dans le chapitre suivant, nous verrons également le comportement du régulateur RBF lorsqu'un échelon de charge est appliqué à la machine.

6.5. Conclusion

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés aux régulateurs à base de réseaux de neurones. Les deux types de structure que nous avons étudiés sont différents dans la façon de les entraîner. Le perceptron, ne pouvant intégrer une connaissance à priori du système requiert alors systématiquement de passer par une phase d'apprentissage. Le réseau de neurones à fonction de base radiale peut, quant à lui, être utilisé sans apprentissage puisque ses fonctions d'activation peuvent être placées sur le plan (E, dE) pour ne réagir qu'à des valeurs particulières des entrées. Ces réseaux de neurones peuvent également être entraînés de manière à fournir une réponse plus proche du régulateur flou de base.

Il existe d'autres domaines d'utilisation des réseaux de neurones RBF, par exemple, pour la mise au point de régulateurs classiques [STR 93]. Les réseaux de neurones sont également très répandus en classification et en reconnaissance de formes [CHE 96].

7. Conclusion

A travers, ce chapitre, nous avons présenté l'utilisation des algorithmes génétiques, de la logique floue et des réseaux de neurones pour l'identification et la commande de la machine asynchrone.

L'identification des paramètres de la machine est un problème complexe. Il est important de souligner que le vecteur de paramètres que nous avons obtenu, à l'issue de l'optimisation par algorithme génétique, n'est qu'un vecteur moyen de paramètres. C'est à dire que c'est le vecteur qui correspond au meilleur compromis pour représenter la machine dans ses différents types de fonctionnement.
La méthode proposée est séduisante et offre une alternative très intéressante par rapport aux méthodes classiques qui nécessitent de "démarrer" près du vecteur optimal et dont le comportement est incertain face à des minimums locaux.

Nous avons ensuite présenté, une commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique. Nous nous sommes intéressés au régulateur de vitesse et à l'impact que pouvait avoir son remplacement par un régulateur flou puis par un régulateur neuronal.
Afin de pouvoir juger sur un même pied d'égalité les différents régulateurs, nous les avons ramenés avec les mêmes gains en entrée et en sortie à un système normalisé. Leurs surfaces

de contrôle ne dépendent alors que des caractéristiques intrinsèques des régulateurs et non pas des facteurs d'échelle ou des gains qui peuvent les rendre plus rapides ou plus lents.
Il s'avère, vis à vis des échelons de consignes de vitesse, que ces régulateurs donnent pratiquement la même réponse. Nous verrons dans le chapitre suivant ce qu'il en ait dans les cas où des échelons de couple perturbateur sont appliqués au système ainsi que lorsque des variations de paramètres sont considérées.

La principale différence entre ces régulateurs réside plutôt dans la manière avec laquelle la surface de contrôle du régulateur est synthétisée. Des approches nouvelles ont ainsi été présentées mais qui reposent néanmoins sur une connaissance de la régulation du système, à travers une étude dans le plan de phase de la réponse du système. Une formulation linguistique du comportement que l'on désire faire adopter au système est alors introduite par le biais du régulateur flou.
Dans l'approche neuronale, l'accent est mis sur l'utilisation du réseau de neurones comme approximateur universel afin de reproduire la surface de contrôle du régulateur flou. Le gain en temps de calcul est alors notable lorsqu'il s'agit de remplacer des régulateurs flous complexes. Un tableau comparatif des temps requis est présenté en annexe 3 (tableau A.5). Il est également possible de se passer de la procédure d'apprentissage dans le cas des réseaux de neurones à fonction de base radiale pour lesquels il existe une correspondance "directe" avec les régulateurs flous.

Chapitre III

Influence des changements de paramètres de la machine

1. Introduction

Les paramètres des machines ne donnent pas lieu à des valeurs certaines et définitives. Ces variations correspondent à la dispersion constatée lors de la fabrication en nombre, aux évolutions des valeurs lors du fonctionnement ou aux méthodes utilisées pour l'identification des machines. Il est alors particulièrement intéressant de comparer les réponses du système commandé par l'un ou l'autre des régulateurs.

Partant des régulateurs optimisés pour une réponse avec une machine parfaitement identifiée, nous comparerons cette réponse à celles où l'on fait varier jusqu'à plus ou moins 80 % de la valeur du paramètre. Une telle gamme de variation est très large, elle permet cependant de montrer que certains paramètres n'ont qu'une influence très réduite sur la réponse du système.

Les tests portent aussi bien sur la réponse à des échelons de consignes que sur la réponse à une variation de la charge. Lors des simulations effectuées, nous amenons tout d'abord la vitesse de la machine à -600 tr/mn par l'action sur la variable "référence de vitesse" (Annexe 2), puis nous procédons à une inversion de vitesse jusqu'à +600 tr/mn. Après établissement du régime permanent, nous procédons à un échelon de couple résistant de 20 Nm.

2. Paramètres mécaniques

Le régulateur considéré étant celui de la vitesse, il est tout à fait logique que l'influence du moment d'inertie du système tournant (machine + frein) ait une grande importance sur la réponse.

2.1. Moment d'inertie (*J*)

Nous simulons le comportement en vitesse pour des variations de -80 % à +80 % sur l'inertie du système et procédons à une comparaison lors de l'utilisation du régulateur IP (figure 3.1) et des régulateurs flous à trois et cinq ensembles flous par variable.

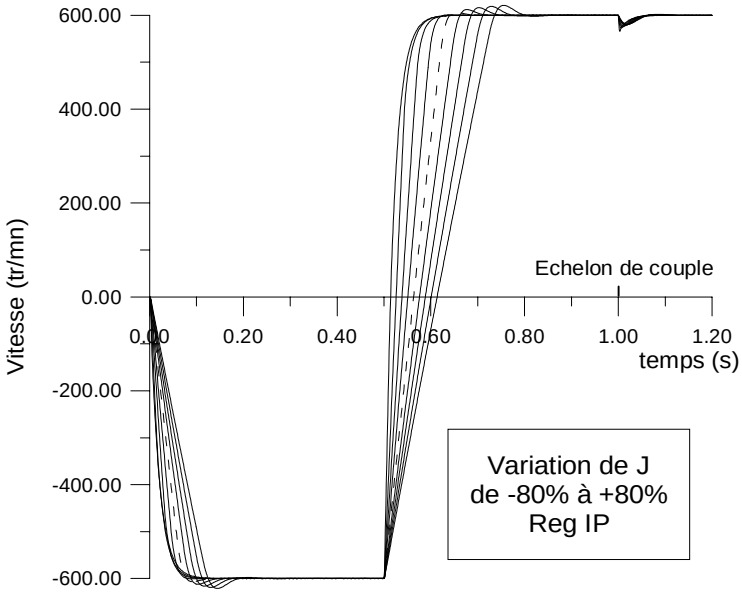


Figure 3.1 Variation de la vitesse pour plusieurs valeurs de J
avec le régulateur IP anti-saturation

Afin de permettre des comparaisons moins subjectives que celles reposant sur les allures des courbes, nous évaluons les quatre indices suivants :

- Temps de montée : il correspond au temps que met la vitesse pour atteindre 598 tr/mn lors d'un échelon de -600 à +600 tr/mn, c'est à dire, moins de 0,33 % de la vitesse de consigne.
- Dépassement : il correspond à l'écart entre la vitesse de consigne et la vitesse maximale atteinte lors de cet échelon.
- Temps de réponse à la perturbation : il correspond au temps que met la vitesse pour revenir dans la plage [598, 602] tr/mn lors d'un échelon de couple de 20 Nm à une vitesse de consigne de 600 tr/mn.
- Chute de vitesse : elle correspond à l'écart entre la vitesse de consigne et le minimum de vitesse atteint lors du même essai de perturbation.

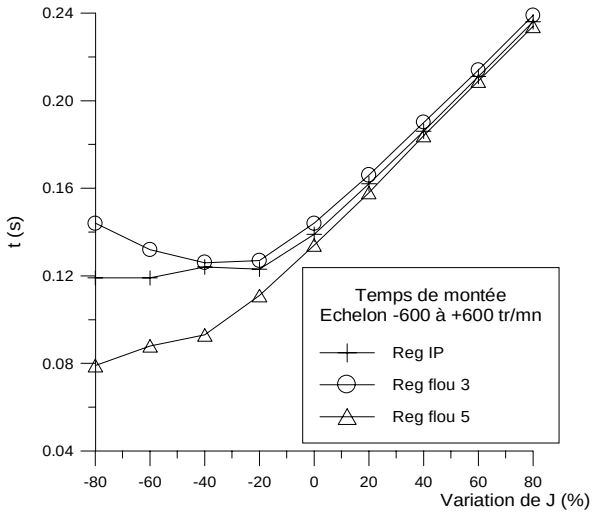


Figure 3.2 Temps de montée

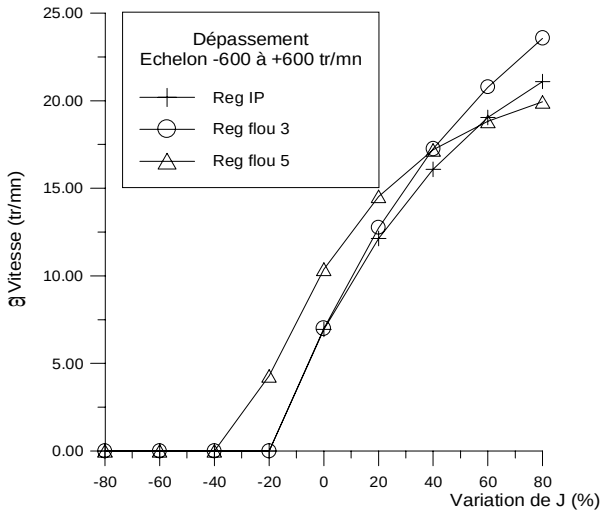


Figure 3.3 Dépassement

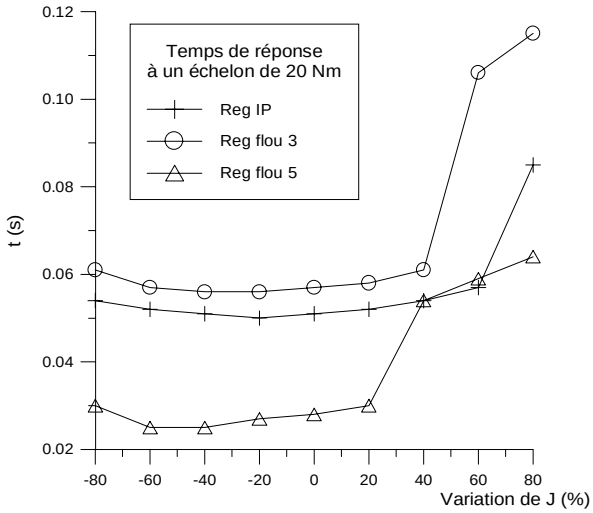


Figure 3.4 Temps de réponse à la perturbation

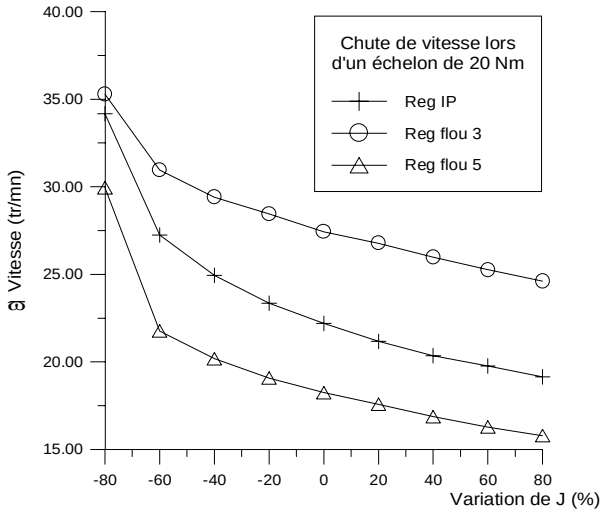


Figure 3.5 Chute de vitesse

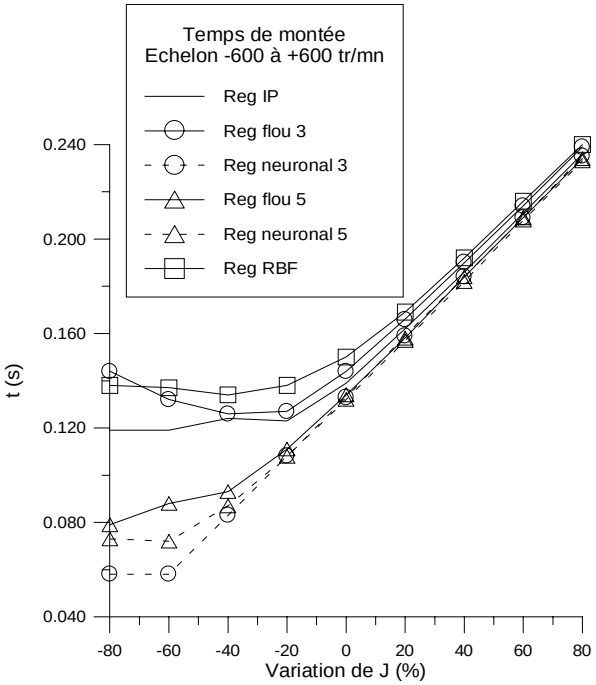


Figure 3.6 Temps de montée

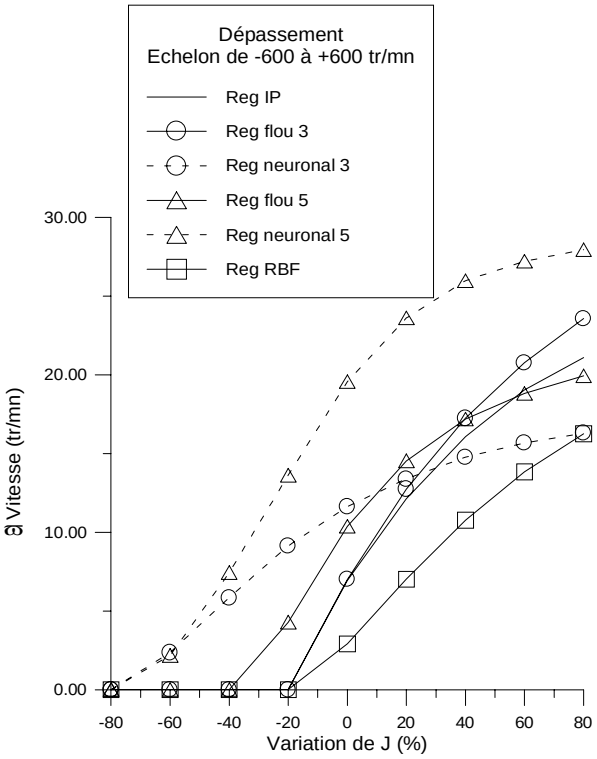


Figure 3.7 Dépassement

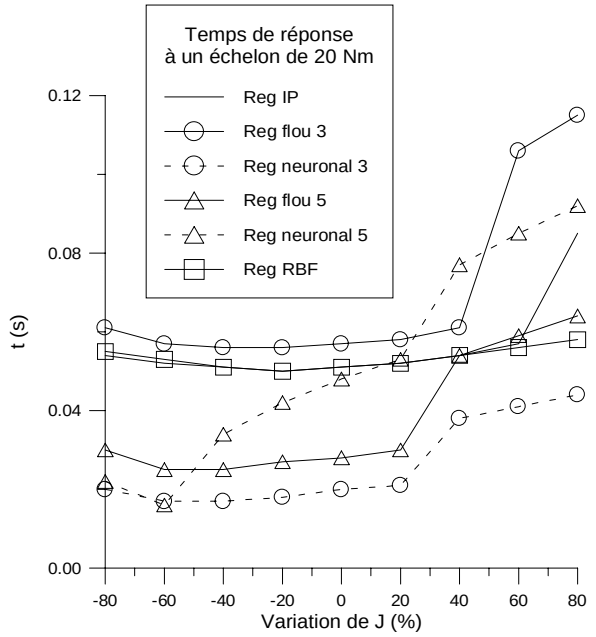


Figure 3.8 Temps de réponse à la perturbation

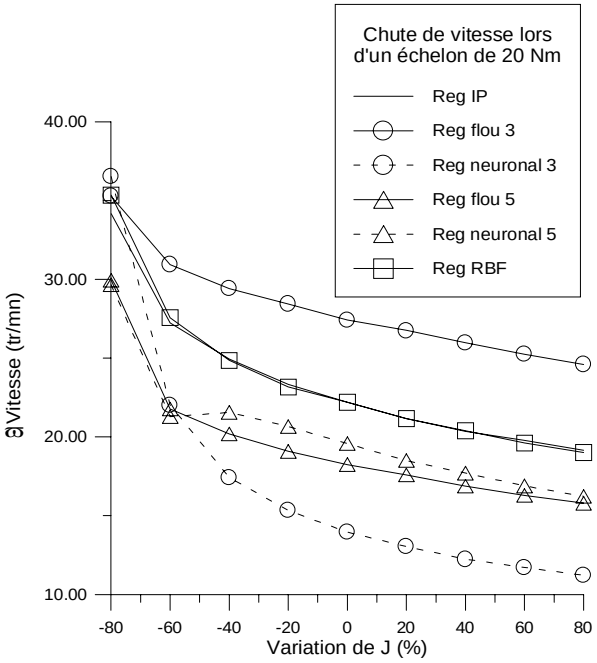


Figure 3.9 Chute de vitesse

Il y a lieu de prêter attention tout particulièrement aux deux aspects suivants, la réponse du système pour les différents régulateurs d'une part et l'influence de la variation du paramètre "moment d'inertie" pour chaque régulateur d'autre part.

En ce qui concerne la réponse en fonction du type de régulateur considéré, nous avions déjà montré dans le chapitre II que le régulateur IP anti-saturation conduisait pratiquement aux mêmes performances que le régulateur flou à trois ensembles flous par variable (flou 3).
La nouveauté dans cette étude est que, vis à vis d'une perturbation sur le couple de charge, nous observons une meilleure réponse du régulateur IP par rapport à celle du régulateur flou 3 (figures 3.4 et 3.5).
L'explication vient des formes des surfaces de contrôle. En effet, lors d'un échelon positif du couple résistant, la vitesse chute puis remonte vers la consigne. La première phase correspond au premier quadrant (E>0 et dE>0). Or la surface du correcteur flou correspondant présente dans ce quadrant un creux par rapport à celle du régulateur IP, ce qui explique une sollicitation plus douce de la commande par le biais du courant $I_{qs\ ref}$.

Le régulateur IP (pour sa partie linéaire) est caractérisé par K_p=2 et K_i=0,1 et le "flou 3" [9] par FE=0,025 , FdE=0,5 , FdU=4.
Le rapport $\frac{K_p}{K_i} = \frac{FdE}{FE} = 20$ permet de choisir la pente de la "droite de régulation". Il correspond à la pente de la droite formée par l'intersection de la surface du régulateur avec le plan (E, dE).
$K_i = FE \cdot FdU$ et $K_p = FdE \cdot FdU$. Dans ce cas, on voit bien la correspondance directe entre le régulateur flou et le régulateur PI classique mis sous la forme incrémentale :
$dU = K_p \cdot dE + K_i \cdot E$
Par rapport au régulateur classique, le régulateur flou offre, grâce à l'utilisation des facteurs d'échelle, une manière différente de réglage avec notamment, l'introduction d'un réglage de sensibilité par rapport aux mesures à l'aide du choix de FE et FdE. Ce qui fixe également la "droite de régulation" puis le facteur FdU permet d'ajuster la pente générale de la surface de régulation.

De ce qui précède, on ne peut pas espérer de meilleures performances de la part du régulateur flou si l'on garde cette structure. L'extension à cinq ensembles flous à permis de les améliorer surtout en ce qui concerne le rejet de la perturbation (figures 3.4 et 3.5). Ceci au prix d'un dépassement légèrement plus important à des échelons de consigne (figure 3.3).

En fonction du moment d'inertie, on observe une grande variation des indices que nous avons définis. Il est cependant difficile de faire le choix du meilleur régulateur. Tout d'abord il faut noter que, pour une inertie très petite, les régulateurs IP et flou 3 conduisent à des indices de performance nettement moins intéressants que les autres si ce n'est qu'ils ne génèrent aucun dépassement.
Lorsque les moments d'inertie considérés sont importants, les temps de réponse à l'échelon de consigne tendent à se confondre car la valeur du courant I_{qs} reste en butée plus longtemps.
Pour ces mêmes moments d'inertie, lors de l'échelon de perturbation, on observe une grande variation sur le temps de réponse (figure 3.8). Il faut en effet une demi-période d'oscillation supplémentaire pour que la vitesse rejoigne la fourchette [598, 602] tr/mn.

Les figures 3.6 à 3.9 permettent de comparer l'utilisation des régulateurs neuronaux de type perceptron correspondant aux régulateurs flous (à trois et à cinq ensembles flous par variable) ainsi que le régulateur à fonction de base radiale.

[9] Nous désignons par "flou 3" le régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable.

Sur la figure 3.8 (Reg neuronal 3), on voit que le retard lié au creux du quadrant 1 du régulateur flou 3 a été éliminé puisque le régulateur neuronal correspondant a conduit à une surface de contrôle plus lisse (voir chapitre II).
Le régulateur neuronal 5, qui n'a pu assurer une recopie de tous les éléments de la surface floue associée, conduit à l'apparition d'oscillations plus importantes que son homologue flou. Il en résulte une augmentation notable du temps de rejet de la perturbation.
Pour une meilleure approximation de cette surface, il aurait fallu un régulateur neuronal de constitution plus complexe mais cela aurait entraîné un temps de calcul plus long [10] et par conséquent, la perte d'un avantage certain.

Le régulateur neuronal à fonction de base radiale (RBF), donne de très bons résultats surtout vis à vis de la perturbation de couple pour laquelle on n'observe pratiquement pas d'oscillations. De plus, le temps de réponse par rapport à cette perturbation reste pratiquement constant pour toute la gamme de variation du moment d'inertie. Ce régulateur est toutefois plus lent quand on considère la réponse à un échelon de consigne de vitesse.

De ce qui précède, nous retiendrons que le régulateur neuronal 3, ayant corrigé les lacunes du régulateur flou à trois ensembles, se révèle plus intéressant que le régulateur IP anti-saturation.
Le régulateur flou étendu à cinq ensembles flous a également permis d'obtenir des performances quasi similaires mais au prix d'une complexité plus élevée.

2.2. Coefficient de frottement sec (a_{30})

Nous simulons des variations de 0 à 20 Nm sur le coefficient de frottement sec a_{30} de la machine.
Il est intéressant de signaler que le fait d'avoir un coefficient a_{30} non nul, conduit à une réponse fortement non-linéaire lors du changement du sens de rotation. En effet, durant la phase de décroissance de la vitesse, le couple résistant aide au freinage puis, une fois le zéro dépassé, lors de l'accélération, il devient une charge qui diminue le couple net d'accélération, à $I_{qs\ ref}$ donné.

[10] Temps de calcul nécessaire à son exécution sur DSP.

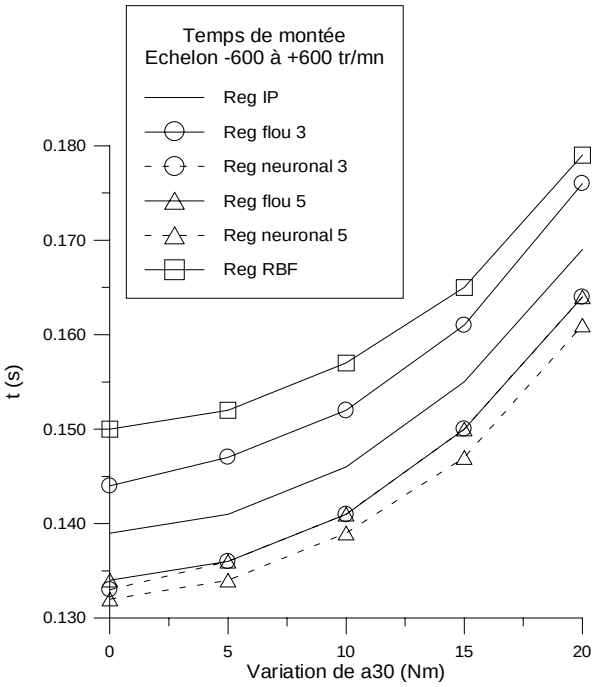


Figure 3.10 Temps de montée

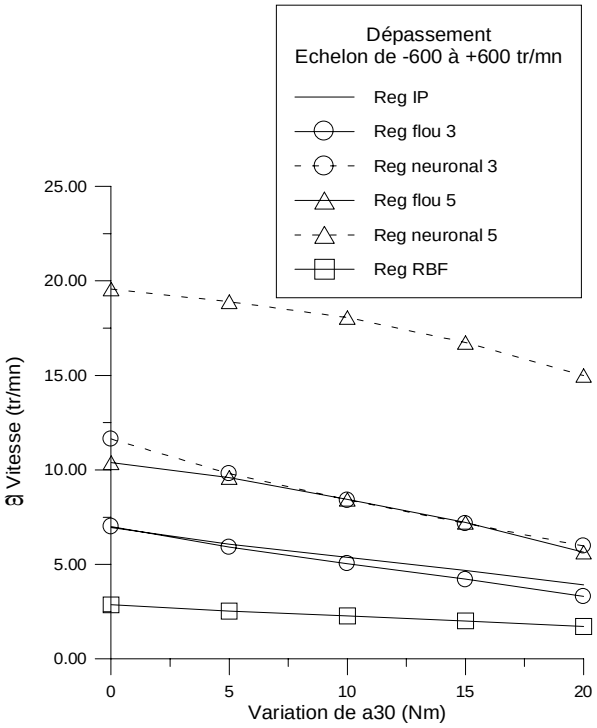


Figure 3.11 Dépassement

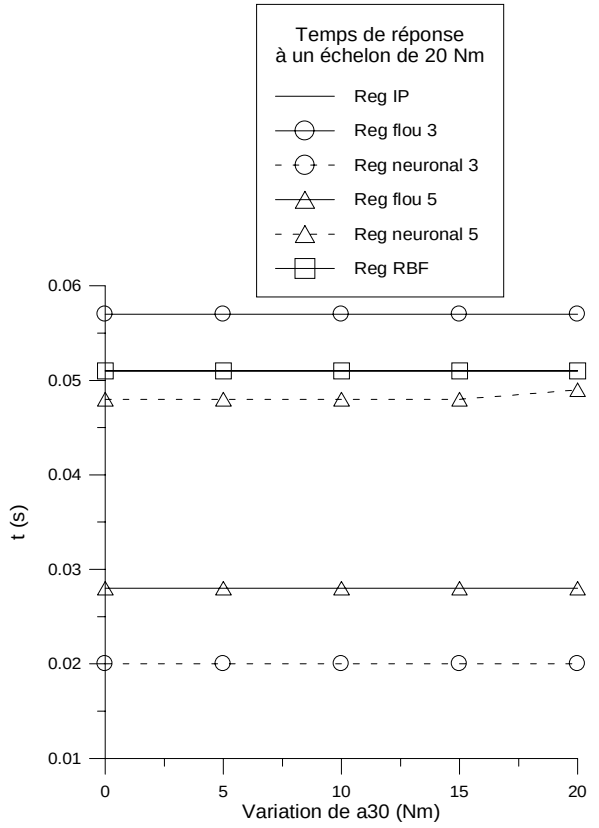


Figure 3.12 Temps de réponse
à la perturbation

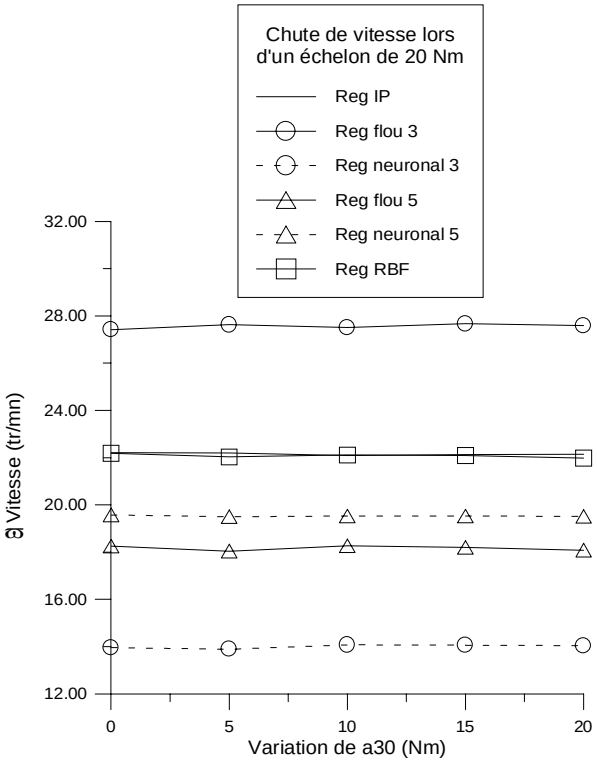


Figure 3.13 Chute de vitesse

Dans ce cas, on ne remarque aucune incidence par rapport de la perturbation en fonction du coefficient de frottement sec et les différents régulateurs gardent les mêmes écarts entre leurs indices respectifs.
Par rapport à un échelon de consigne, évidemment, au fur et à mesure que ce coefficient augmente, le temps de réponse s'accentue. Le dépassement, quant à lui, diminue. Le régulateur flou 5 et neuronal 3 restent ceux qui donnent le meilleur compromis.

3. Paramètres électriques

3.1. Résistance statorique (R_s)

Les mêmes simulations sont conduites avec la résistance statorique comme paramètre pour des variations de -80 % à +80 %.

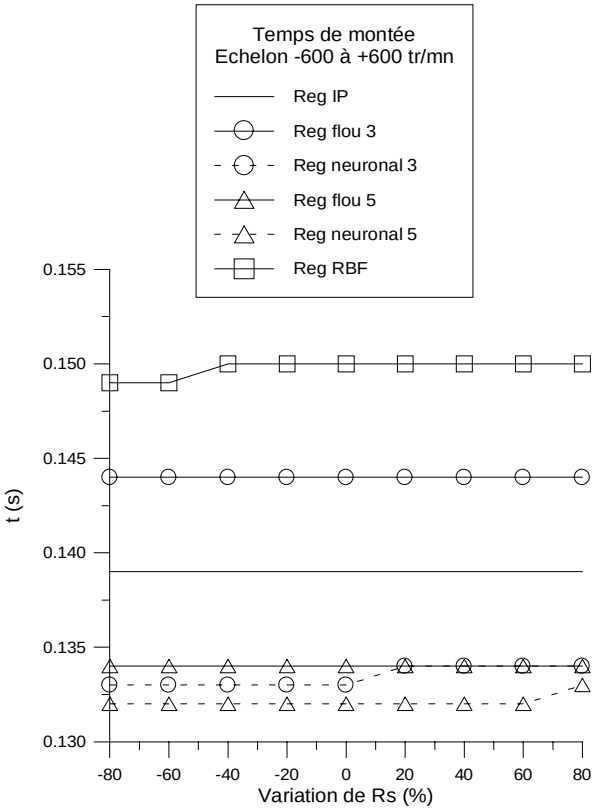


Figure 3.14 Temps de montée

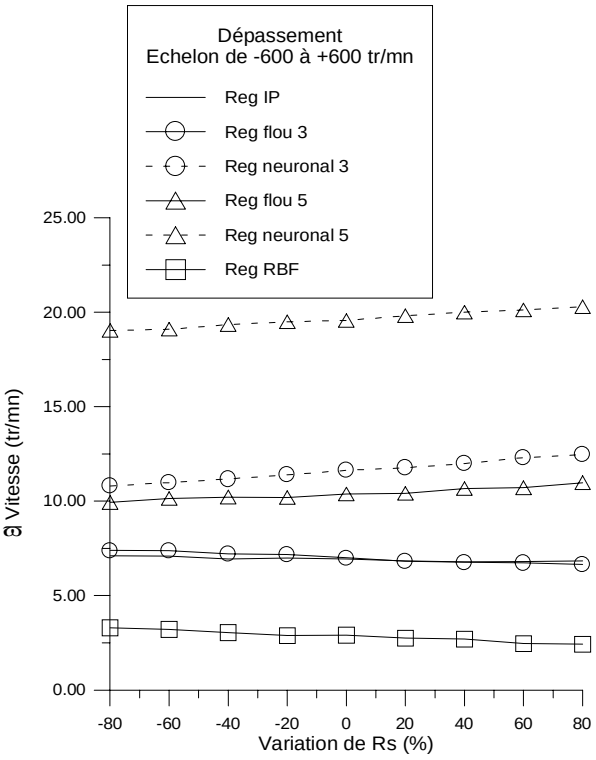


Figure 3.15 Dépassement

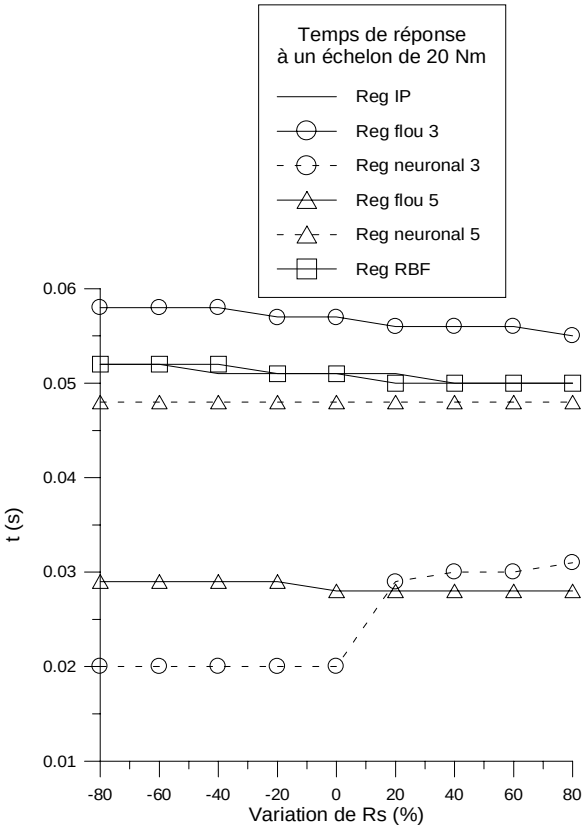


Figure 3.16 Temps de réponse à la perturbation

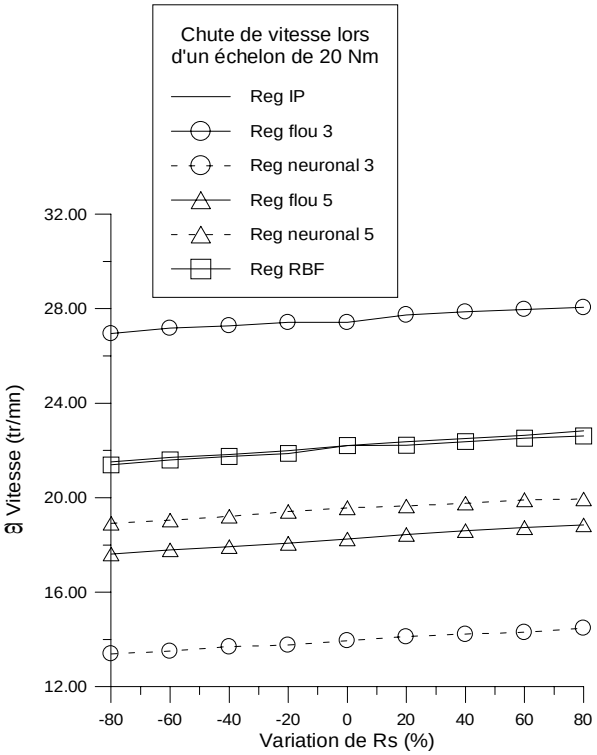


Figure 3.17 Chute de vitesse

A travers les figures 3.14 à 3.17, nous observons que la résistance statorique a très peu d'influence sur le temps de réponse en vitesse du système. Il en résulte un écart relativement constant entre les courbes sur toute la plage de variation simulée sur R_s. Notons que le pas de mesure en temps est de 1 ms pour toutes les simulations. Ce qui explique les sauts survenus sur les courbes de la figure 3.14. Remarquons également le faible écart sur les temps de réponse par rapport au changement de consigne et qu'on retrouve ici sous la forme d'un agrandissement de la figure 3.6 pour le moment d'inertie nominal.
En ce qui concerne l'échelon de couple, les réponses sont également similaires pour les différentes valeurs de la résistance statorique considérées avec toutefois l'apparition d'une demi-oscillation supplémentaire pour que la vitesse soit comprise dans la fourchette de tolérance en ce qui concerne le régulateur neuronal 3 (figure 3.16).

Au vu de ces résultats, les régulateurs neuronal 3 et flou 5 demeurent les meilleurs. Le régulateur neuronal 5 est trop rapide et provoque le plus de dépassement par rapport à la consigne. La variation de la résistance statorique a très peu d'incidence sur la réponse en vitesse de la machine.
Grâce à leurs régulateurs, les composantes directes et en quadrature du courant statorique décrit dans le repère tournant, continuent à suivre leurs valeurs de référence, même si la réponse n'est plus optimale. Cela conduit à un dépassement plus important de I_{qs} à des échelons de $I_{qs\ ref}$ quand la résistance est surestimée (-*x*% de R_s) et une réponse plus lente dans le cas contraire.

3.2. Coefficient de dispersion (σ)

Les figures suivantes présentent la réponse du système suite à des variations de -80 % à +80 % sur σ.

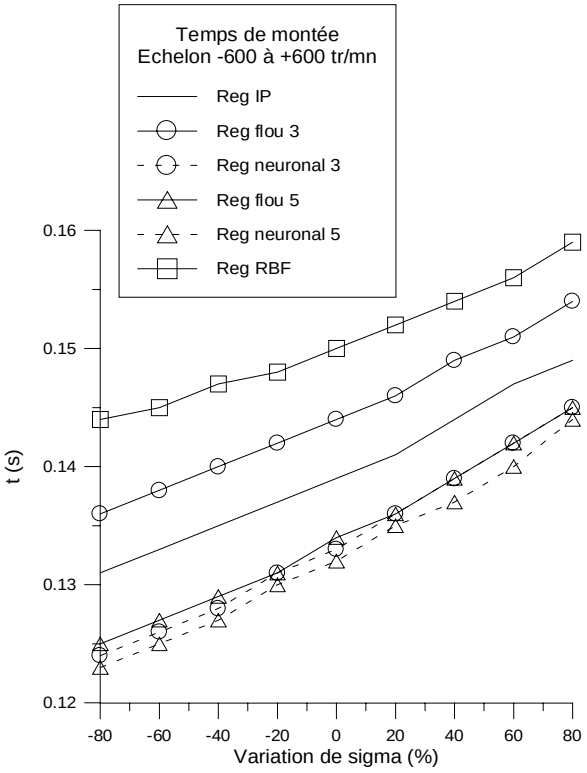


Figure 3.18 Temps de montée

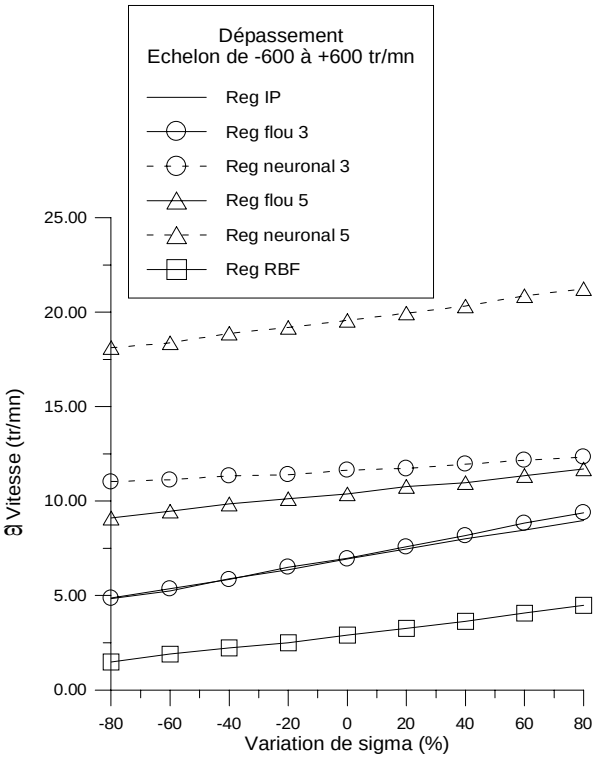


Figure 3.19 Dépassement

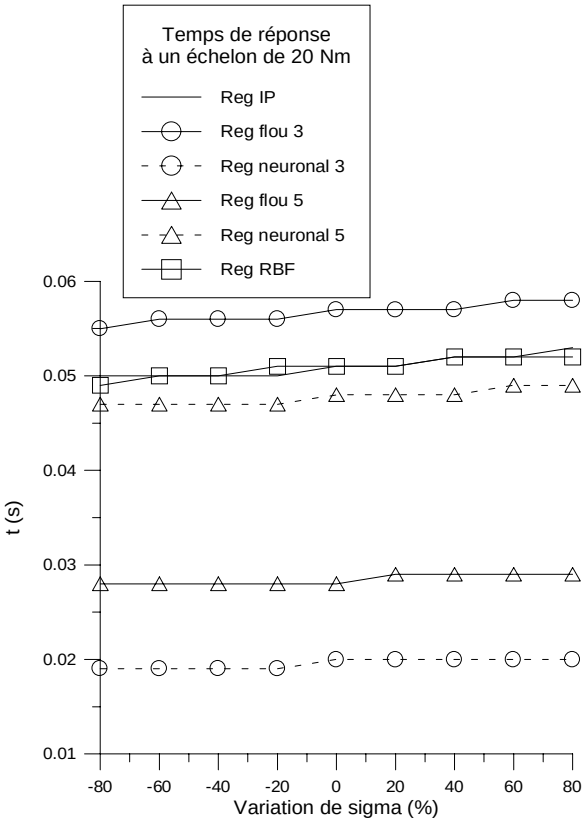


Figure 3.20 Temps de réponse à la perturbation

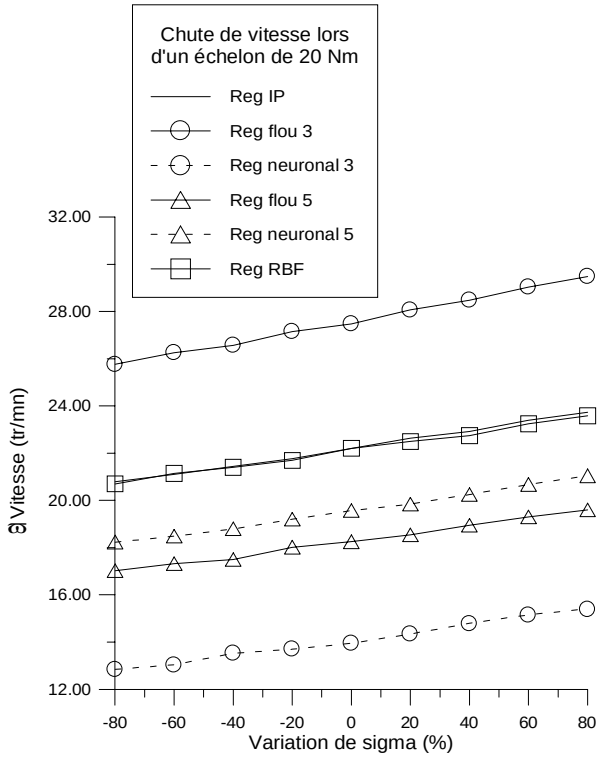


Figure 3.21 Chute de vitesse

Du point de vue de la réponse en vitesse, on ne remarque pas de grandes variations avec le changement de la valeur de σ (figures 3.18 à 3.21). Toutefois, sur le temps de montée (figure 3.18), plus les fuites augmentent, plus le temps de réponse s'allonge. Ceci est bien entendu la conséquence d'un couple moins fort à courant I_{qs} donné, puisque la montée en vitesse se fait pratiquement à $I_{qs}=I_{qs\ limitation}$. D'ailleurs sur les courbes en courant (non représentées ici), à couple de charge fixé, nous observons un appel en courant I_{qs} plus élevé quand le coefficient de dispersion de la machine augmente.
Tout comme lors des variations de R_s, la réponse en courant n'est plus optimale. De plus, les termes de découplage n'étant plus parfaits, il en résulte une perturbation sur I_{ds} lors des variations brutales de I_{qs}.

Un autre point très important concerne la valeur de σ lorsque la machine est alimentée par onduleur de tension. Il est souhaitable que σ ne soit pas trop faible, sous peine de voir des oscillations très importantes sur les courants et qui se reportent par la suite sur le couple électromagnétique de la machine. En effet, $\sigma\tau_s$ va limiter la vitesse de montée du courant lors des créneaux de MLI. Néanmoins, une valeur trop élevée, conduirait à un mauvais rendement de la machine.

3.3. Constante de temps statorique (τ_S)

Nous simulons des variations de -80 % à +80 % sur τ_s.

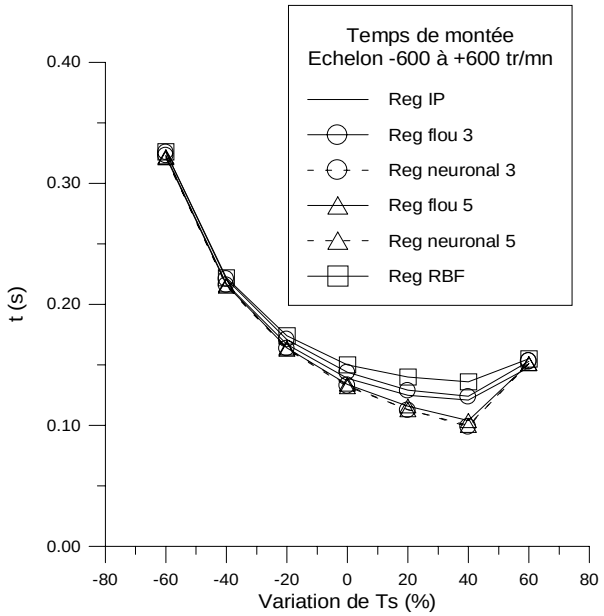


Figure 3.22 Temps de montée

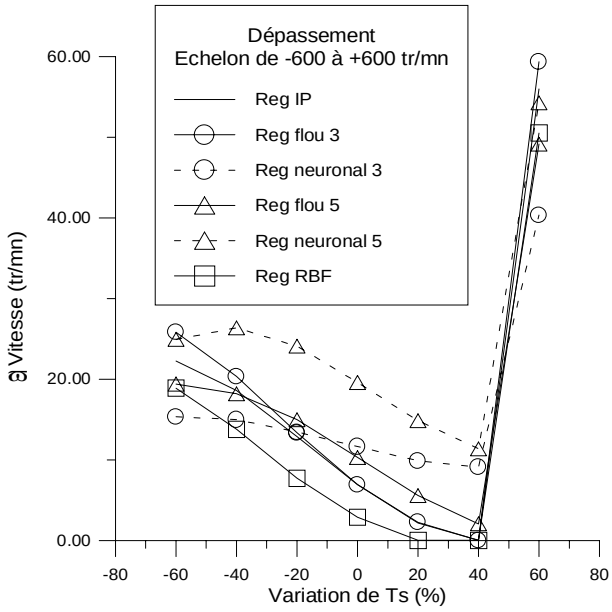


Figure 3.23 Dépassement

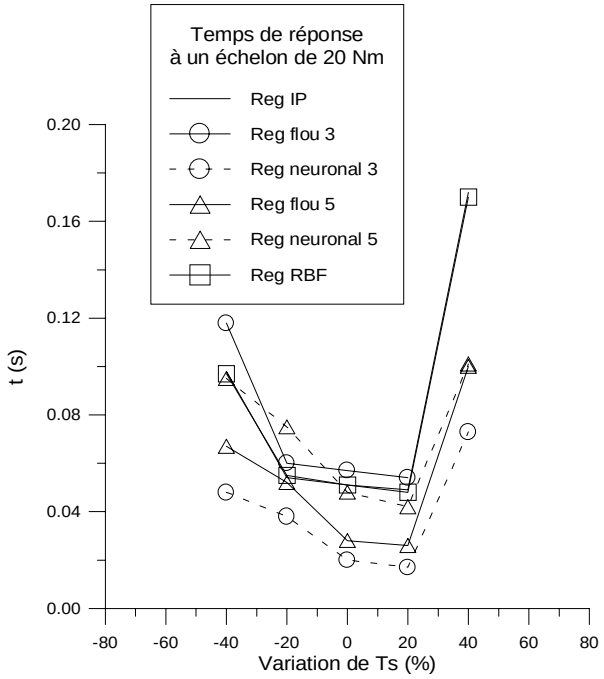


Figure 3.24 Temps de réponse à la perturbation

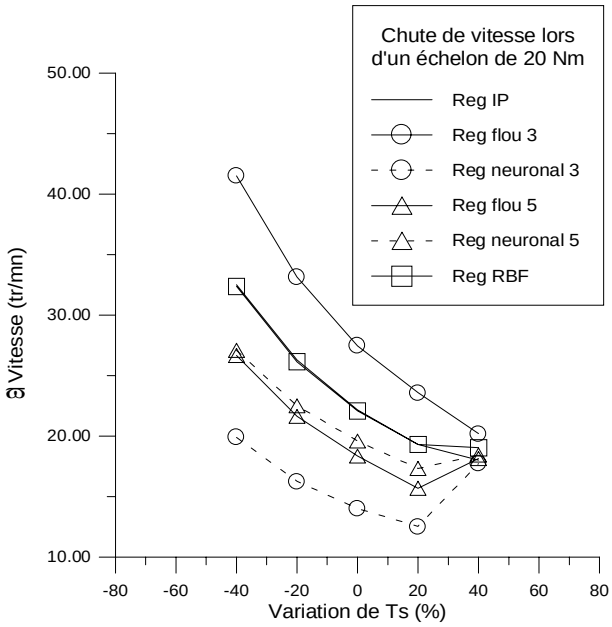


Figure 3.25 Chute de vitesse

La sensibilité est très grande par rapport à ce paramètre. Pour les variations modérées, comprises entre -20 % et +20% de la valeur de la constante de temps statorique, nous

observons un comportement similaire des régulateurs que précédemment avec une prédominance du régulateur neuronal 3 et celui du flou 5 suivant les critères établis.
Plus τ_s est petit, plus le courant requis pour un même couple résistant est important. Cependant la tension V_{qs} imposée par le régulateur est alors plus basse. A contrario, pour +20% de τ_s, le courant absorbé est moins élevé et la tension l'est plus. Ce phénomène provoque une entrée en limitation du régulateur de courant I_{qs} pour des valeurs plus élevées de τ_s. Jusqu'à une perte du contrôle vectoriel au delà de 40%.
Pour les valeurs inférieures, c'est le courant de référence qui sature et la vitesse n'est alors plus régulée, mais le contrôle vectoriel n'est pas perdu pour autant.
Par rapport à la perturbation, c'est la limitation de courant qui intervient ; la charge qui s'ajoute au couple de frottement demande un courant I_{qs} plus grand qui hélas ne peut être fourni pour des valeurs élevées de τ_s.

3.4. Constante de temps rotorique (τ_r)

Des variations de -80 % à +80 % de τ_r ont été simulées sur le modèle de la machine.

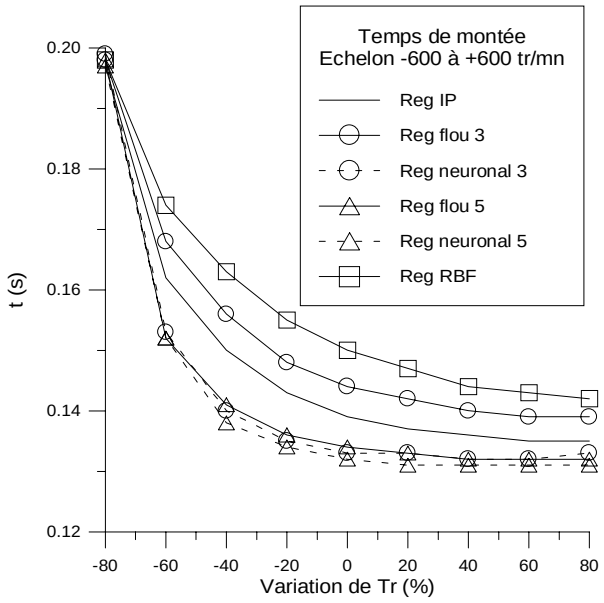


Figure 3.26 Temps de montée

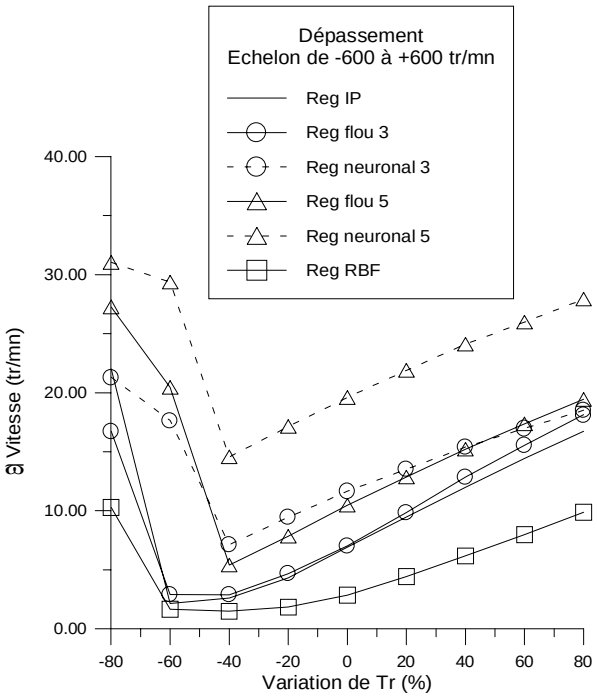


Figure 3.27 Dépassement

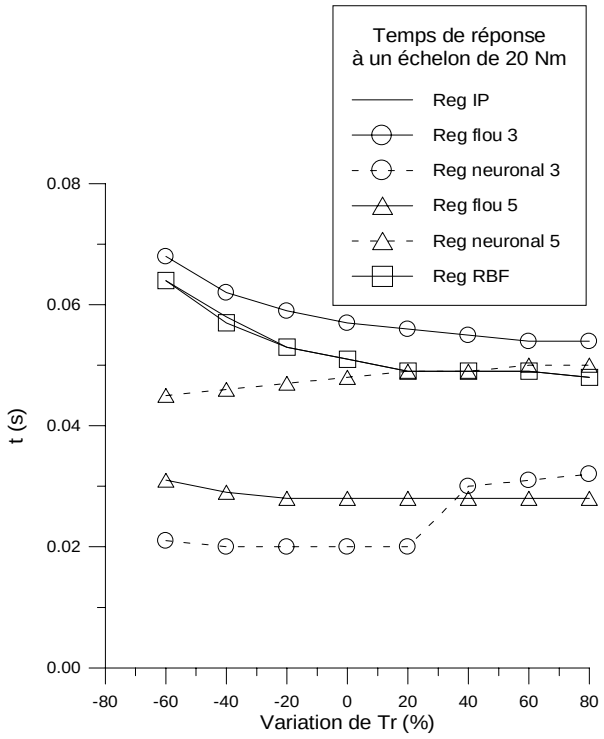


Figure 3.28 Temps de réponse à la perturbation

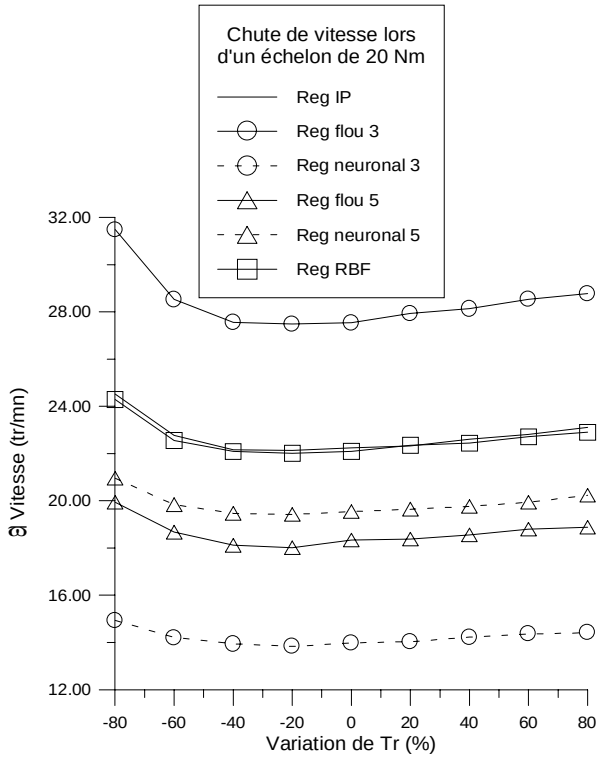


Figure 3.29 Chute de vitesse

Lors de ces essais, plus la constante de temps rotorique τ_r est petite, plus le courant I_{qs} demandé est grand. Cela s'explique par le fait que la constante de temps utilisée au niveau du contrôle (plus précisément dans l'expression du glissement) se retrouve surestimée :

$$\omega_r = \frac{1}{\tau_r^*} \frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \qquad (3.1)$$

Le courant I_{qs} doit alors compenser cette erreur. Toutefois, le couplage entre les deux axes *d-q* subsiste.

Contrairement au cas de la variation de τ_s, la tension $V_{qs\,ref}$ entre en limitation pour les valeurs faibles de τ_r. Ce qui a pour effet de faire perdre le contrôle vectoriel pour des valeurs extrêmes.

En ce qui concerne le régulateur neuronal 3, par rapport à la perturbation, sa réponse est trop brutale pour les trois derniers points, ce qui a engendré une demi-période en plus. Pour le régulateur neuronal 5, pour tous les points, une demi-période en plus est nécessaire.

4. Conclusion

Il apparaît, que les régulateurs étudiés conservent leur comportement face à des changements de paramètres.
Nous avons vérifié que le régulateur flou représentait bien son équivalent IP. Ce que l'on pouvait voir à travers les surfaces de contrôle s'est confirmé sur les réponses du système où la non-linéarité et la saturation du régulateur étaient fortement sollicitées.

Alors, où réside la différence ?

En définitive, c'est principalement la structure du régulateur qui va imposer la rapidité de réponse vis à vis de la consigne. Ces différentes structures se caractérisent par des surfaces de contrôle spécifiques.
Nous avons également montré qu'un contrôleur flou peut être construit à partir des caractéristiques d'un contrôleur IP classique.

En ce qui concerne les régulateurs neuronaux à perceptron, nous rappelons que leur surface de contrôle est fixée par les poids. Ces derniers sont issus du processus d'apprentissage dans le but de dupliquer le comportement d'un contrôleur flou. Par conséquent, ce régulateur est figé.
Les régulateurs à fonction de base radiale, peuvent être directement modifiés en agissant sur les écarts types, les centres des Gaussiennes et sur les poids, là encore, l'approche est radicalement différente par rapport à l'approche de réglage que l'on trouve en régulation classique.

Les régulateurs flous et neuronaux n'ont pas apporté une différence tangible ni une meilleure robustesse [11] par rapport au régulateur conventionnel IP anti-saturation.
Le régulateur flou n'a rien de magique, ce n'est qu'une sorte de régulateur à base de surface caractéristique, la seule différence, vient de la manière dont l'interpolation s'effectue [MIC 97].
Par rapport à un régulateur classique non-linéaire, ce n'est pas par le comportement résultant que se fait la distinction mais plutôt par la façon de réaliser ce comportement.

La question qui se pose alors est : existe-t-il des applications où un régulateur, à base de surface de contrôle, doit être conçu suivant des règles floues plutôt que par des méthodes classiques ?
L'approche floue devrait être utilisée si on ne dispose pas de modèle analytique du système ou qu'il est très compliqué pour permettre le calcul d'un régulateur par les méthodes classiques ou encore que les critères de régulation ne soient pas définis précisément (utilisation de termes linguistiques) [MAM 76].

[11] La définition de robustesse est un sujet de discorde. Nous entendons par robustesse du régulateur la définition suivante : Un régulateur est dit robuste si le système en boucle fermée, pour lequel il a été conçu, est stable, non seulement pour ce système mais aussi pour un système légèrement différent du système nominal.

Chapitre IV

Machine avec défauts au rotor

1. Introduction

La machine asynchrone, malgré ses qualités, peut présenter des défauts structurels parmi lesquels la rupture totale ou partielle de barres rotoriques, tout particulièrement au niveau de la brasure barre-anneau.
Nous portons notre attention dans cette partie sur le comportement des différents régulateurs quand la machine présente des défauts. Plus précisément, nous nous intéresserons aux ruptures de barres rotoriques. Pour ce faire, il convient de développer un modèle qui tienne compte de la structure du rotor. Le schéma de commande de la machine reste inchangé, c'est à dire une commande vectorielle indirecte du flux rotorique.

2. Modèle à mailles

Dans le but de simuler la marche du système ainsi commandé, il est impératif de disposer d'un modèle de la machine qui puisse rendre compte du comportement transitoire de celle-ci lors des variations de charge et de tension.

Afin de représenter individuellement les barres du rotor, deux approches peuvent être considérées :

Une première approche utilise le calcul de champ [BOU 94], [YAH 95]. Le calcul pas à pas dans le temps conduit jusqu'au couple mais au prix d'un temps de calcul prohibitif. La méthode suppose une connaissance rigoureuse des dimensions et caractéristiques de la machine.

La deuxième manière, retenue ici, consiste à traiter la machine en terme de circuit. Plusieurs travaux mettant en œuvre cette approche sont décrits dans la littérature [MAN 96], [RIT 94], [BEN 98a], et notamment [VAS 94a]. Le rotor est considéré comme un ensemble de mailles interconnectées entre elles, chacune formée par deux barres adjacentes et les portions d'anneaux qui les relient (figure 4.1).
A partir d'hypothèses classiques, qui supposent que la perméabilité du fer est infinie, que l'entrefer est lisse et constant et que la f.m.m. statorique est à distribution sinusoïdale, on calcule les différentes inductances et mutuelles qui interviennent dans les équations du circuit.

2.1. Calcul des inductances

2.1.1. Stator

L'induction due à la bobine statorique de la phase *m* s'écrit :

$$B_{sm}(\theta) = \frac{2}{\pi}\mu_0 \frac{N_s}{e\mathrm{p}} I_{sm} \cos\left(p\theta - m\frac{2\pi}{3} \right) \qquad (4.1)$$

Par conséquent, le flux principal et l'inductance cyclique sont donnés par :

$$\Phi_{psm} = \frac{4}{\pi}\mu_0 \frac{N_s^2}{e\mathrm{p}^2} \mathrm{RL} I_{sm} \qquad (4.2)$$

$$L_{sc} = \frac{3}{2} L_{sp} + l_{sl} = \frac{6}{\pi}\mu_0 \frac{N_s^2}{e\mathrm{p}^2} \mathrm{RL} + L_{sl} \qquad (4.3)$$

2.1.2. Rotor

Le rotor à cage est représenté par la figure 4.1. La figure 4.2 représente la forme d'onde de l'induction produite par la maille rotorique *k*.

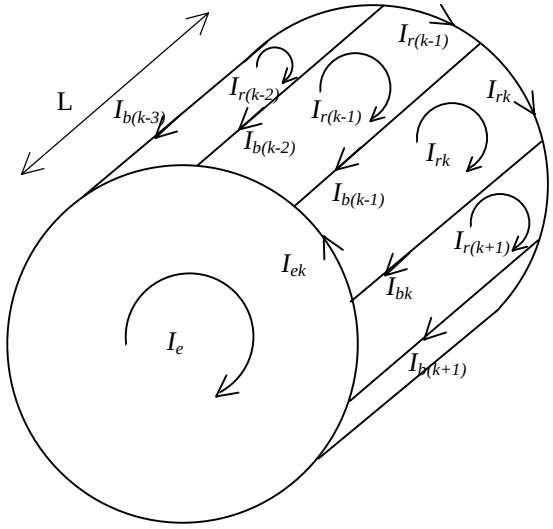


Figure 4.1 Structure du rotor

I_{rk} représente le courant de maille *k* et I_{bk} le courant de barre *k*, avec :

$$I_{bk} = I_{rk} - I_{r(k+1)} \qquad (4.4)$$

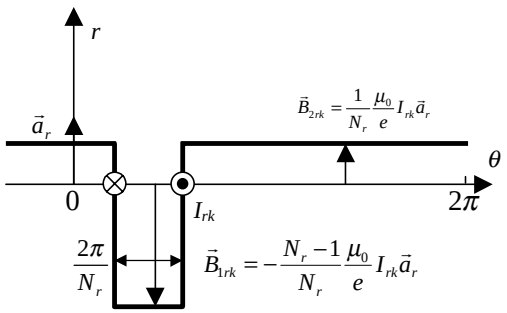


Figure 4.2 Induction produite par une maille rotor

On voit bien, à travers la figure 4.2, qu'il n'est pas possible de retenir l'hypothèse du premier harmonique en ce qui concerne l'induction produite par une maille du rotor. Partant de cette répartition, on calcule alors l'inductance principale d'une maille rotorique ainsi que la mutuelle entre deux mailles :

$$L_{rp} = \frac{N_r - 1}{N_r^2}\frac{\mu_0}{e} 2\pi \mathrm{LR} \qquad (4.5)$$

$$M_{rr} = -\frac{1}{N_r^2}\frac{\mu_0}{e} 2\pi \mathrm{LR} \qquad (4.6)$$

2.1.3. Stator-Rotor

L'induction produite par la bobine statorique de la phase *m* induit dans la maille rotorique *k* le flux :

$$\Phi_{smrk} = \int_{S_{rk}} \vec{B}_{sm} \vec{dS}_{rk} = -\int_{\frac{\theta}{\mathrm{p}}+k\frac{2\pi}{N_r}-\frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{\mathrm{p}}+k\frac{2\pi}{N_r}+\frac{\pi}{N_r}} B_{sm}(\theta')\mathrm{LR}d\theta' \qquad (4.7)$$

$$\Phi_{smrk} = -\frac{2}{\pi}\frac{\mu_0}{e\mathrm{p}} N_s I_{sm} \mathrm{LR} \frac{1}{\mathrm{p}}\left[\sin\left(\mathrm{p}\theta' - m\frac{2\pi}{3}\right)\right]_{\frac{\theta}{\mathrm{p}}+k\frac{2\pi}{N_r}-\frac{\pi}{N_r}}^{\frac{\theta}{\mathrm{p}}+k\frac{2\pi}{N_r}+\frac{\pi}{N_r}} \qquad (4.8)$$

Il en résulte la mutuelle stator-rotor entre la phase statorique m et la maille rotorique k :

$$M_{smrk} = -M_{sr}\cos\left(\theta - m\frac{2\pi}{3} + ka\right) \qquad (4.9)$$

où $M_{sr} = \frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{e\mathrm{p}^2}N_s \mathrm{LR}\sin\left(\frac{a}{2}\right)$ (4.10)

et $a = \mathrm{p}\frac{2\pi}{N_r}$ est l'angle électrique entre deux mailles rotoriques.

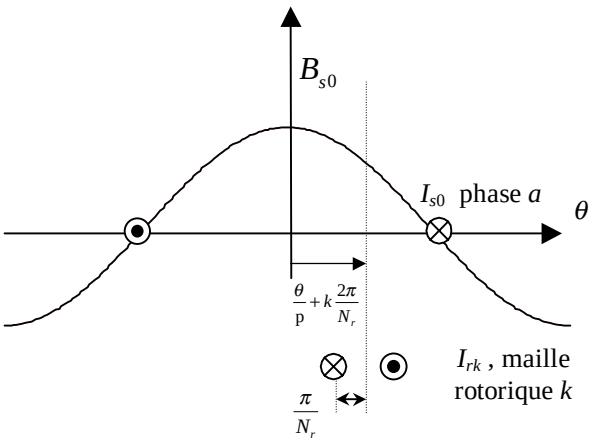


Figure 4.3 Position de la maille rotorique k, par rapport à la bobine statorique de la phase (m=0)

2.2. Mise en équation

Nous utilisons une transformation de Clarke pour passer des grandeurs triphasées statoriques (a, b, c) aux grandeurs diphasées (α, β). Nous pouvons effectuer la simulation avec deux repères distincts pour le stator et le rotor, cependant, cela demande la réévaluation et l'inversion, à chaque pas de simulation, de la matrice inductance [L] (du système $[L]\frac{d}{dt}[I] = [V] - [R][I]$ qui est de dimension N_r+3).

Pour alléger le temps de calcul, on élimine l'angle θ de la matrice de couplage en choisissant le repère le plus adéquat et qui est celui du rotor. Dans ce repère, toutes les grandeurs ont une pulsation $g\omega_s$ en régime permanent. Cette caractéristique peut être utilisée pour l'analyse de rupture de barres rotoriques dans la machine par l'observation du courant I_{ds} [VAS 94a].

2.2.1. Stator

Après transformation et rotation, l'équation électrique dans le repère rotorique s'écrit sous forme matricielle :

$$V_{sdq} = R_s I_{sdq} + \omega P\left(\frac{\pi}{2}\right)\Phi_{sdq} + \frac{d\Phi_{sdq}}{dt} \qquad (4.11)$$

avec $$\Phi_{sdq} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 \\ 0 & L_{sc} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} - M_{sr}\begin{bmatrix} \cdots & \cos ja & \cdots \\ \cdots & \sin ja & \cdots \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \qquad (4.12)$$

2.2.2. Rotor

L'équation électrique relative à la maille k est donnée par :

$$0 = \frac{R_e}{N_r}I_{rk} - R_{b(k-1)}I_{b(k-1)} + \frac{R_e}{N_r}(I_{rk} - I_e) + R_{bk}I_{bk} + \frac{d\Phi_{rk}}{dt} \qquad (4.13)$$

Pour simuler la rupture de barre, il faut forcer à zéro ou diminuer fortement le courant parcourant la barre k. Pour ce faire, il suffit d'en augmenter suffisamment la résistance.

Le flux induit dans la maille rotorique est donné par :

$$\Phi_{rk} = L_{rp} I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j\neq k}}^{N_r-1} I_{rj} - \tfrac{3}{2} M_{sr} \left(I_{ds} \cos ka + I_{qs} \sin ka \right) + \frac{L_e}{N_r} \left(I_{rk} + I_{ek} \right) + L_b \left(- I_{b(k-1)} + I_{bk} \right) \qquad (4.14)$$

Le terme en L_{rp} représente le flux principal, celui en M_{rr} représente le flux mutuel avec les autres mailles rotoriques, puis viennent les termes de couplage avec le stator. On remarquera le facteur 3/2 par rapport à l'équation statorique à cause de la transformation de Clarke.
Les termes en L_b et L_e représentent les fuites rotoriques.

En le réécrivant uniquement en fonction des courants de maille, on aboutit à :

$$\Phi_{rk} = \left(L_{rp} + \frac{2L_e}{N_r} + 2L_b \right) I_{rk} + M_{rr} \sum_{\substack{j=0 \\ j\neq k}}^{N_r-1} I_{rj} - L_b \left(I_{r(k-1)} + I_{r(k+1)} \right) - \tfrac{3}{2} M_{sr} \left(I_{ds} \cos ka + I_{qs} \sin ka \right) - \frac{L_e}{N_r} I_e \qquad (4.15)$$

pour k allant de 0 à N_r-1

L'équation relative à l'anneau de court circuit est :

$$L_e \frac{dI_e}{dt} - \frac{L_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \frac{dI_{rk}}{dt} = -\left(R_e I_e - \frac{R_e}{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk} \right) \qquad (4.16)$$

Le système complet $[L]\frac{d}{dt}[I] = [V] - [R][I]$ devient : (4.17)

$$\left[\begin{array}{cc|ccccc|c}
L_{sc} & 0 & \cdots & \cdots & -M_{sr}\cos ja & \cdots & \cdots & 0 \\
0 & L_{sc} & \cdots & \cdots & -M_{sr}\sin ja & \cdots & \cdots & 0 \\
\hline
\vdots & \vdots & L_{rp}+\frac{2L_e}{N_r}+2L_b & M_{rr}-L_b & M_{rr} & M_{rr} & M_{rr}-L_b & -\frac{L_e}{N_r} \\
\vdots & \vdots & M_{rr}-L_b & L_{rp}+\frac{2L_e}{N_r}+2L_b & M_{rr}-L_b & M_{rr} & M_{rr} & \\
-\frac{3}{2}M_{sr}\cos ka & -\frac{3}{2}M_{sr}\sin ka & & & \ddots & & & \vdots \\
\vdots & \vdots & & & & \ddots & & \\
\vdots & \vdots & M_{rr}-L_b & M_{rr} & M_{rr} & M_{rr}-L_b & L_{rp}+\frac{2L_e}{N_r}+2L_b & -\frac{L_e}{N_r} \\
\hline
0 & 0 & -\frac{L_e}{N_r} & & \cdots & & -\frac{L_e}{N_r} & L_e
\end{array}\right] \frac{d}{dt} \left[\begin{array}{c} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \hline I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \\ \hline I_e \end{array}\right] =$$

$$\left[\begin{array}{c} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \hline 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ 0 \\ \hline 0 \end{array}\right] - \left[\begin{array}{cc|ccccc|c}
R_s & -\omega L_{sc} & \cdots & \cdots & M_{sr}\omega\sin ja & \cdots & \cdots & 0 \\
\omega L_{sc} & R_s & \cdots & \cdots & -M_{sr}\omega\cos ja & \cdots & \cdots & 0 \\
\hline
0 & 0 & \frac{2R_e}{N_r}+R_{b0}+R_{b(N_r-1)} & -R_{b0} & 0 & 0 & -R_{b(N_r-1)} & -\frac{R_e}{N_r} \\
\vdots & \vdots & & & & & & \\
\vdots & \vdots & 0 & -R_{b(k-1)} & \frac{2R_e}{N_r}+R_{bk}+R_{b(k-1)} & -R_{bk} & 0 & \vdots \\
\vdots & \vdots & & & & & & \\
0 & 0 & -R_{b(N_r-1)} & 0 & 0 & -R_{b(N_r-2)} & \frac{2R_e}{N_r}+R_{b(N_r-2)}+R_{b(N_r-1)} & -\frac{R_e}{N_r} \\
\hline
0 & 0 & -\frac{R_e}{N_r} & & \cdots & & -\frac{R_e}{N_r} & R_e
\end{array}\right] \left[\begin{array}{c} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \hline I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rj} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \\ \hline I_e \end{array}\right]$$

(4.18)

Le couple électromagnétique est obtenu par dérivation de la co-énergie :

$$C_e = \frac{3}{2}\mathrm{p}\left[I_{s\alpha\beta}\right]^t \frac{\partial}{\partial\theta}\begin{bmatrix}\cdots & -M_{sr}\cos(\theta+ka) & \cdots \\ \cdots & -M_{sr}\sin(\theta+ka) & \cdots\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\vdots \\ I_{rk} \\ \vdots\end{bmatrix} \qquad (4.19)$$

$$C_e = \frac{3}{2}\mathrm{p}M_{sr}\left\{I_{ds}\sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk}\sin ka - I_{qs}\sum_{k=0}^{N_r-1} I_{rk}\cos ka\right\} \qquad (4.20)$$

On y ajoute alors les équations mécaniques afin d'avoir la vitesse $\Omega = \frac{\omega}{\mathrm{p}}$ et la position électrique θ du rotor :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}\left(C_e - a_1\Omega^2 - a_2\Omega - a_3\right) \qquad (4.21)$$

et $\frac{d\theta}{dt} = \omega$ (4.22)

Le système ci-dessus a été implanté au sein du logiciel de simulation MASVECT que nous avons développé. Initialement, la matrice [*L*] est constituée et inversée.
Il est important de noter que si toutes les fuites sont ramenées au stator alors la matrice inductance est mal conditionnée. Les inductances de fuites (L_b, L_e), présentes dans la sous-matrice inductance rotorique, contribuent à stabiliser numériquement la matrice [BAG 97a].
A chaque pas de calcul, les tensions V_{ds} et V_{qs} sont calculées à partir des tensions d'alimentation de la machine et de l'angle θ qui définit la position du rotor par rapport au stator. Les éléments de la matrice [*R*] dépendent de la vitesse et des valeurs de résistance des barres du modèle. En fonction des événements simulés, la résistance de la barre, dont on veut simuler la rupture, est augmentée. Cette augmentation ne doit être de valeur très grande que si l'on choisit un pas de simulation très fin [12]. En effet, pour un pas de 10^{-4} s, une augmentation de plus de 200 fois la résistance conduit à une instabilité numérique. La dégénérescence du système est due au fait que les valeurs des deux courants de maille contenant la barre considérée, deviennent très proches. La diminution du pas de calcul permet de contourner ce problème au prix d'une augmentation du temps d'exécution de la simulation. Rappelons, que dans la réalité, le courant n'est jamais nul. En effet, [KER 84] montre que c'est par les tôles que passe alors une partie du courant lorsqu'une barre vient à rompre. [RIT 94] estime qu'une augmentation de la résistance de la barre de 11 fois permet d'aboutir à des résultats en concordance avec ceux obtenus expérimentalement.
En ce qui nous concerne, nous avons considéré des augmentations de 200 et de 11 fois la résistance initiale de la barre.

Le problème de l'identification des paramètres de ce modèle est plus compliqué que ne l'est celui du modèle *dq*. Des données géométriques comme la longueur active, le rayon ainsi que l'entrefer ont été mesurés une fois la machine démontée. La résistance des barres et de l'anneau ont été dans un premier temps estimées à partir des dimensions de la cage d'aluminium injecté. En ce qui concerne les inductances de fuites au rotor, l'inductance L_b a été assimilée à une inductance de fuite d'encoche, laquelle a été évaluée par calcul. Puis, l'inductance de fuite due à l'anneau a été déterminée moyennant l'hypothèse L_e=L_b [KOS 69], [VAS 94a].
Ces paramètres ont ensuite fait l'objet d'une optimisation en utilisant une méthode du type essai-erreur de sorte que les réponses transitoires et de régime permanent du courant

[12] La méthode d'intégration est celle de Runge-Kutta d'ordre 4.

statorique et de la vitesse soient identiques à celles issues d'un essai expérimental de démarrage à vide. Le fonctionnement au point nominal a également été pris en considération.

La résistance statorique ainsi que les paramètres mécaniques sont ceux issus d'une optimisation par algorithme génétique (voir chapitre 2) des paramètres du modèle *dq* sur l'essai de démarrage. L'exécution d'une simulation d'un modèle *dq* est très rapide et sans commune mesure avec celle du modèle à mailles.
Afin de s'entourer d'un maximum de précautions, nous avons vérifié la concordance des paramètres du modèle à mailles en retrouvant les paramètres du modèle *dq* équivalent. Pour ce faire, nous avons appliqué une transformation de Clarke généralisée (N_r) qui permet de passer des N_r grandeurs équilibrées vers deux grandeurs *dq*.

$$\begin{bmatrix} I_{r0} \\ \vdots \\ I_{rk} \\ \vdots \\ I_{r(N_r-1)} \end{bmatrix} \xrightarrow{T_r^{-1}} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \text{ avec } T_r^{-1} = \frac{2}{N_r}\begin{bmatrix} \cdots & \cos ja & \cdots \\ \cdots & -\sin ja & \cdots \end{bmatrix} \qquad (4.23)$$

Pour la transformation directe : $T_r = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots \\ \cos ka & -\sin ka \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix}$ (4.24)

Donc $T_r^{-1}T_r = \frac{2}{N_r}\mathrm{I}_2$ et $T_rT_r^{-1} = \frac{2}{N_r}\begin{bmatrix} & \cdots & \\ \vdots & \cos(k-j)a & \vdots \\ & \cdots & \end{bmatrix}$ (4.25)

Nous constituons les matrices augmentées directe ${}^{a}T_r$ et inverse ${}^{a}T_r^{-1}$ de sorte que :

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \hline \\ I_{rk} \\ \\ \hline I_e \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{cc|cc|c} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & \vdots & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cos ka & -\sin ka & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & \vdots & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array}\right] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \hline I_{dr} \\ I_{qr} \\ \hline I_e \end{bmatrix} \qquad (4.26)$$

La nouvelle matrice d'inductance du modèle *dq* équivalent, en considérant que toutes les barres sont saines, est :

$$[L_{eq}] = {}^{a}T_r^{-1}\,[L]\,{}^{a}T_r = \left[\begin{array}{cc|cc|c} L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 & \frac{N_r}{2}M_{sr} & 0 \\ \hline -\frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_{rc} & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & L_e \end{array}\right] \qquad (4.27)$$

avec

$$L_{rc} = L_{rp} - M_{rr} + 2\frac{L_e}{N_r} + 2L_b(1-\cos a) \qquad (4.28)$$

Celle de la résistance :

$$[R_{eq}] = {}^{a}T_r^{-1}\,[R]\,{}^{a}T_r = \left[\begin{array}{cc|cc|c} R_s & -\omega L_{sc} & 0 & -\frac{N_r}{2}\omega M_{sr} & 0 \\ \omega L_{sc} & R_s & -\frac{N_r}{2}\omega M_{sr} & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & R_e \end{array}\right] \qquad (4.29)$$

avec

$$R_r = 2\frac{R_e}{N_r} + 2R_b(1-\cos a) \qquad (4.30)$$

Les valeurs de L_{rc} et R_r doivent être considérées avec un facteur multiplicatif près. En effet, seuls la constante de temps et le coefficient de dispersion, ainsi trouvés, ont un sens physique :

$$\tau_r = \frac{L_{rp} - M_{rr} + 2\frac{L_e}{N_r} + 2L_b(1-\cos a)}{2\frac{R_e}{N_r} + 2R_b(1-\cos a)} \qquad (4.31)$$

$$\sigma = 1 - \frac{\frac{3}{2}M_{sr}\frac{N_r}{2}M_{sr}}{L_{sc}\left(L_{rp} - M_{rr} + 2\frac{L_e}{N_r} + 2L_b(1-\cos a)\right)} \qquad (4.32)$$

En comparant les valeurs trouvées à partir du modèle à mailles avec celle issues de l'identification par algorithme génétique sur un modèle *dq*, nous obtenons :

Paramètres issus de l'optimisation par algorithme génétique, modèle *dq* (Annexe 1) :
τ_s=0,0833 s
τ_r=0,1415 s
σ=0,0466

Paramètres utilisés (Annexe 1) :
R_s=7,828 Ω
J=0,006093 kg m^2
a_1=0 Nm s^2/rd^2
a_2=0,000725 Nm s/rd
a_3=0 Nm

Rayon=0,03575 m
Longueur=0,065 m
Entrefer=0,00025 m
Ns=160
Nr=16
L_{sl}=0,018 H
$R_{b\ sain}$=150 10^{-6} Ω
$R_{b\ cassée}$=0,03 Ω
$R_{e\ sain}$=72 10^{-6} Ω (totale)
L_b=10^{-7} H
L_e=10^{-7} H (totale)

D'où le modèle *dq* équivalent :
τ_s=0,0752 s
τ_r=0,145 s
σ=0,0487

Nous remarquons que ces paramètres sont très proches de ceux issus de l'optimisation par algorithme génétique et que $\sigma\tau_s+\sigma\tau_r$ (obtenus par identification par algorithme génétique et par le modèle *dq* équivalent) sont égaux.

3. Simulation de rupture de barres rotoriques

Le modèle ainsi constitué permet donc de simuler la rupture de barres au rotor ainsi que celle de portions d'anneau.

Les figures suivantes présentent une comparaison entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus par simulation des deux modèles.
Les figures 4.4 et 4.5 montrent l'évolution de la vitesse et du courant statorique lors de cet essai. Le démarrage s'effectue à vide, il nous permet de comparer le relevé expérimental avec les courbes issues de la simulation.
Nous observons une juxtaposition entre les résultats des deux modèles et une très bonne concordance avec le relevé expérimental surtout à la fin du régime transitoire et durant le régime permanent (t < 0,4 s).
A partir de cet instant, nous procédons à un échelon de couple résistant nominal de 3,5 Nm en simulation. La vitesse chute alors à 2880 tr/mn (figure 4.4) et le couple électromagnétique vient équilibrer le couple résistant (figure 4.6). La figure 4.7 montre l'évolution du courant dans les quatre premières barres du rotor. On observe des courants de même amplitude parfaitement équilibrés déphasés d'un même angle.
A t=0,8 s, nous simulons la rupture de la première barre (k=0) par une augmentation de 200 fois de sa résistance. Instantanément, le courant dans cette barre chute pratiquement à zéro

(figure 4.7) tandis que les courants dans les barres voisines deviennent déséquilibrés. Le courant que conduisait la barre (k=0) se répartit alors dans les barres voisines.
Le rotor avec ce défaut de structure crée en plus du champ rotorique direct qui tourne à $g\omega_s$ par rapport au rotor, un champ inverse qui lui tourne à $-g\omega_s$ dans le repère rotorique. L'interaction de ces champs avec celui issu du bobinage statorique donne naissance à un couple électromagnétique somme d'une composante directe constante et d'une composante inverse sinusoïdale de pulsation $2g\omega_s$ (figure 4.6). Elle sera la cause d'oscillations sur la vitesse (figure 4.4).
Les f.e.m. induites au stator comportent, à cause de cette oscillation de la vitesse, des composantes en ω_s, $(1-2g)\omega_s$, $(1+2g)\omega_s$ et $(1-4g)\omega_s$ [FIL 96], [HEI 98]. D'où des courants statoriques contenant ces composantes. Les champs crées par ces courants vont à leur tour induire au rotor des courants directs et inverses. Ainsi, par un processus identique, on retrouve des composantes de courant de fréquences $(1 \pm 2kg) f_s$.

Pour la composante en $(1-2g)\omega_s$, par exemple, plusieurs termes y apparaissent avec différentes phases et amplitudes. Ils peuvent donc s'ajouter ou se soustraire selon la différence entre leurs phases.
Les auteurs, cités en bibliographie [DOR 96], [SOB 96], [THO 97] et [DOR 97], montrent que cela dépend d'un grand nombre de facteurs, parmi eux, l'inertie du système et l'existence d'excentricité statique et dynamique.
En effet, toute cause donnant naissance à une ondulation de vitesse de pulsation $2g\omega_s$ va engendrer les composantes latérales auxquelles on s'intéresse. Ce qui rend plus difficile le diagnostic de rupture de barres rotoriques.
Filippetti et al. [FIL 98] résument une méthode d'analyse qu'ils ont développée et qui est basée sur l'utilisation, comme indice, de la somme de la hauteur des deux raies latérales. Ce faisant, la détection du défaut devient indépendante de l'inertie de la machine.

Le raisonnement ci dessus, qui concerne l'établissement des composantes latérales, est partiellement erroné. En réalité, le processus ne s'établit pas par itérations mais en une fois. Cependant, les amplitudes des composantes latérales diminuent à mesure que l'on s'éloigne de la raie centrale. Ce qui correspond à de plus en plus d'interaction stator–rotor, avec à chaque fois un passage par l'entrefer. L'atténuation qui en résulte est donc due aux fuites.

A t=1,7 s, on simule la rupture de la barre adjacente (k=1). Les courants dans les barres voisines deviennent alors de moins en moins sinusoïdaux et d'amplitude plus importante qu'avec une seule barre cassée. Ceci se ressent sur le couple et la vitesse par une augmentation de l'amplitude des oscillations.

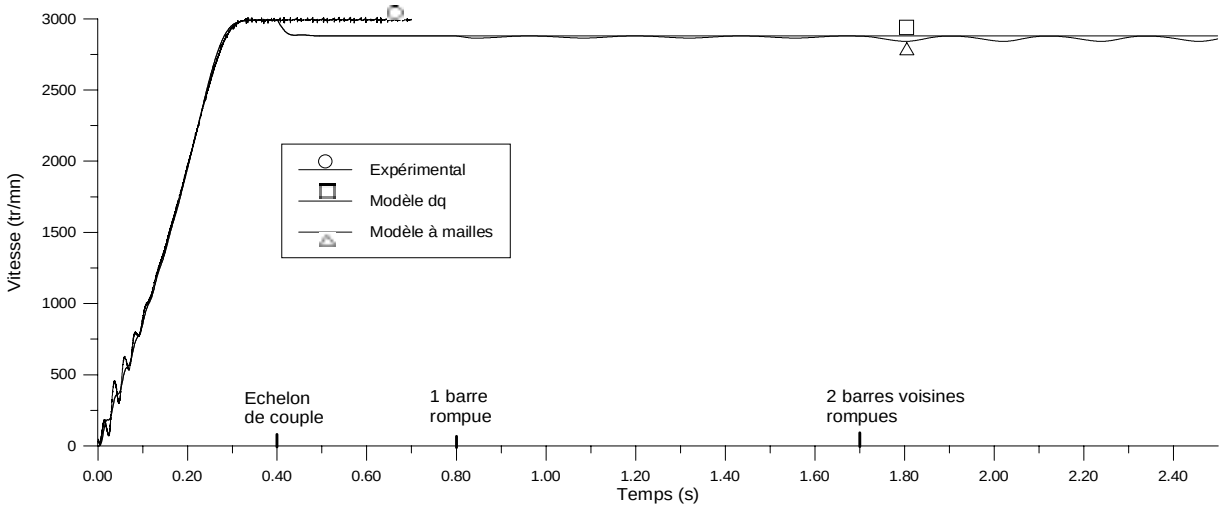


Figure 4.4 Vitesse au démarrage, en charge puis lors de la rupture de barres

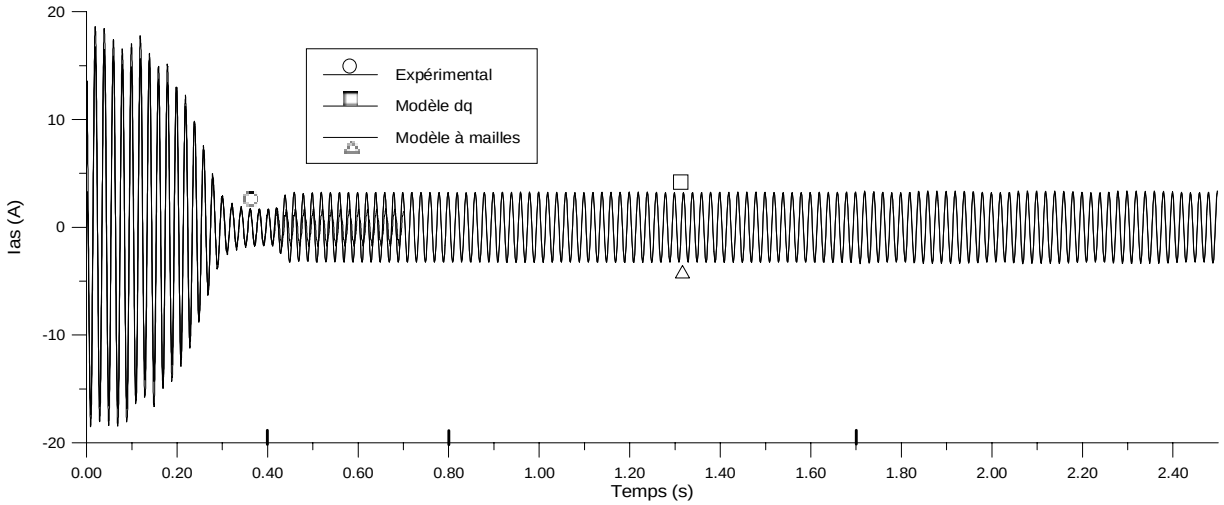


Figure 4.5 Courant au démarrage, en charge puis lors de la rupture de barres

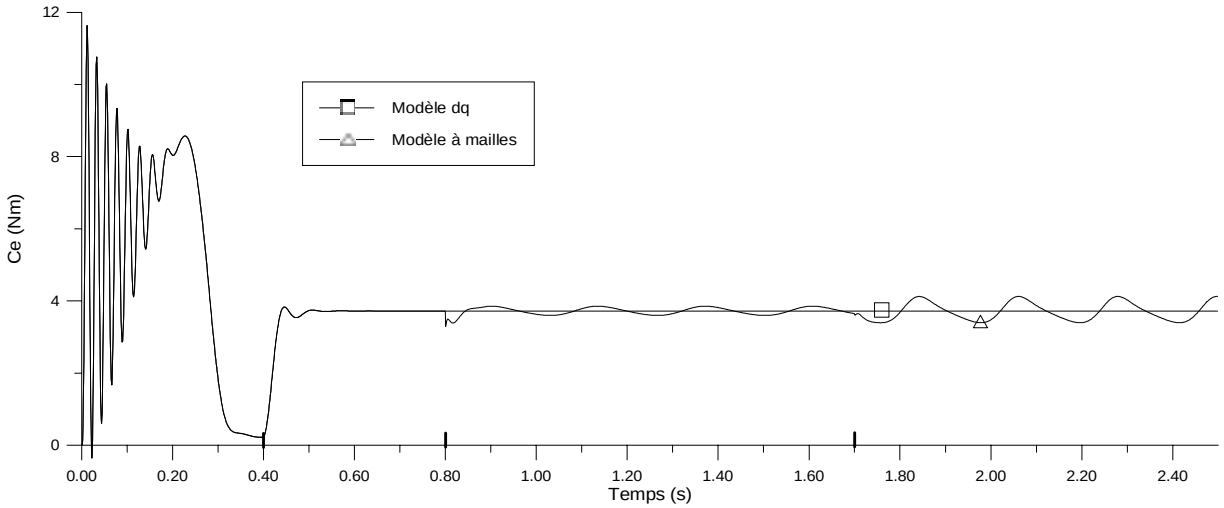


Figure 4.6 Couple au démarrage, en charge puis lors de la rupture de barres

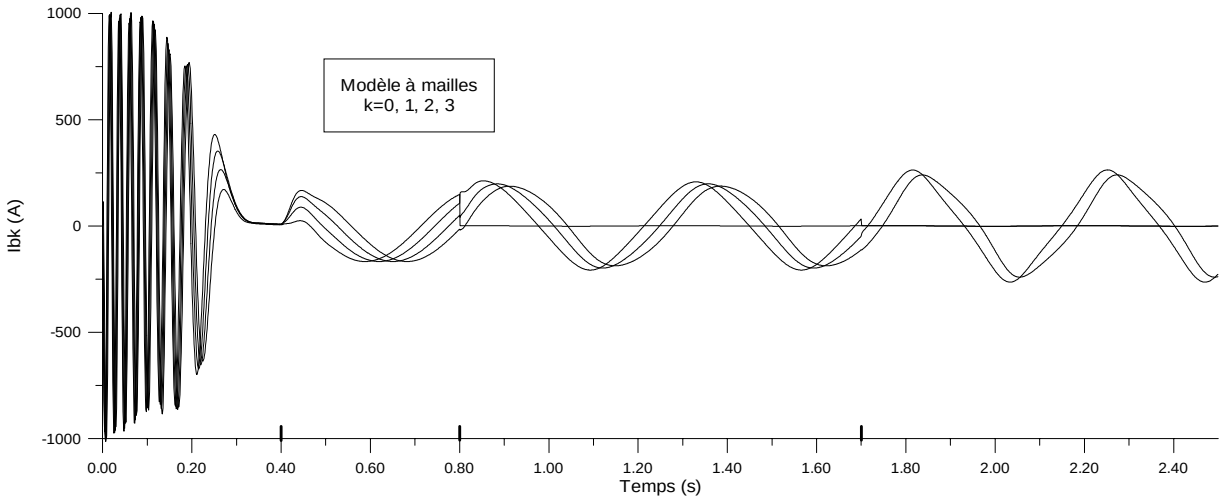


Figure 4.7 Courant dans les quatre barres voisines, au démarrage, en charge puis lors de la rupture de la barre *k*=0 à 0,8 s et de la barre *k*=1 à 1,7 s.

Lors de la rupture de barre, il est difficile d'analyser directement le courant statorique. Ce dernier ne présente en effet qu'une faible modulation (figure 4.5).
L'analyse par FFT permet de mettre en évidence les raies présentes dans le spectre du signal. Nous présentons les résultats de simulation et expérimentaux relatifs à l'analyse de I_{as} par FFT en régime permanent à charge nominale pour un glissement de 4%. Le défaut rotorique a été réalisé en sciant la barre à la limite de l'anneau de court circuit [HEI 98].

3.1. Analyse par FFT du courant statorique en régime quasi stationnaire

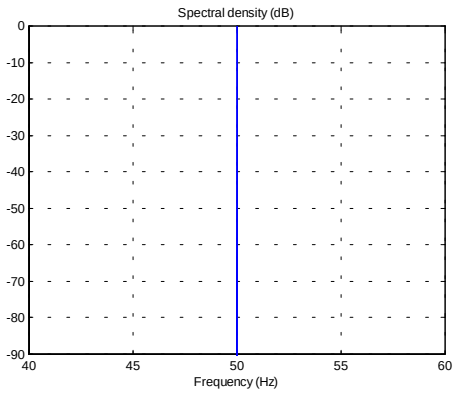


Figure 4.8 Moteur sain, simulation

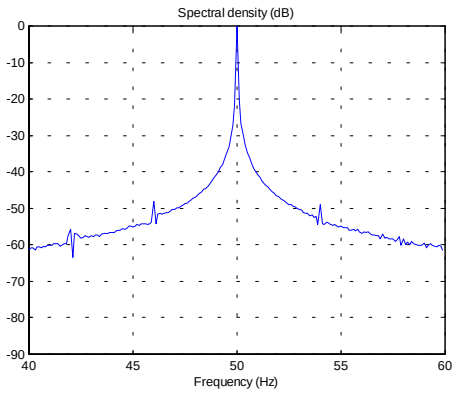


Figure 4.9 Moteur sain, expérimentation
f_g=46,0 Hz, A_g=-48,0 dB
f_d=54,0 Hz, A_d=-48,9 dB

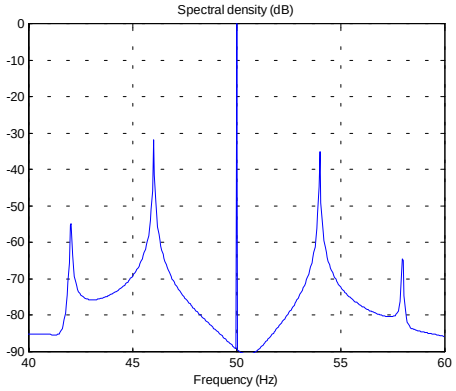


Figure 4.10 Une barre cassée ($R \cdot 200$), simulation
f_g=46,0 Hz, A_g=-31,81 dB
f_d=54,0 Hz, A_d=-35,08 dB

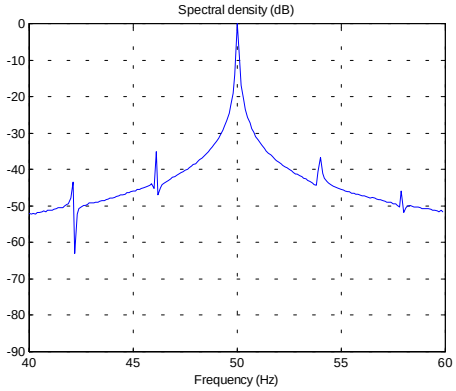


Figure 4.11 Une barre cassée, expérimentation
f_g=46,1 Hz, A_g=-35,1 dB
f_d=54,0 Hz, A_d=-36,7 dB

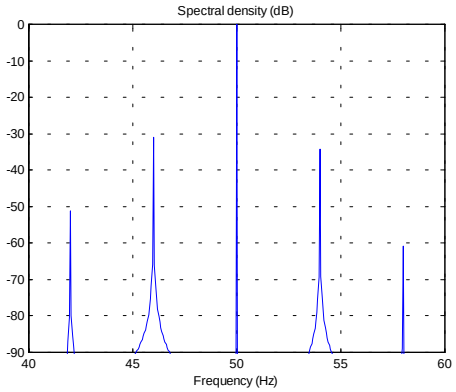


Figure 4.12 Une barre cassée ($R \cdot 200$), simulation, C_r=3,33 Nm
f_g=46,0 Hz, A_g=-30,92 dB
f_d=54,0 Hz, A_d=-34,22 dB

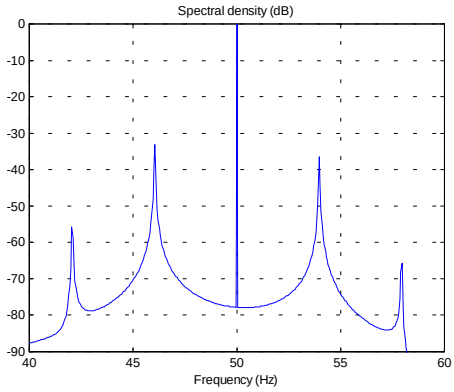


Figure 4.13 Une barre cassée ($R \cdot 11$), simulation, C_r=3,32 Nm
f_g=46,05 Hz, A_g=-33,25 dB
f_d=53,95 Hz, A_d=-36,47 dB

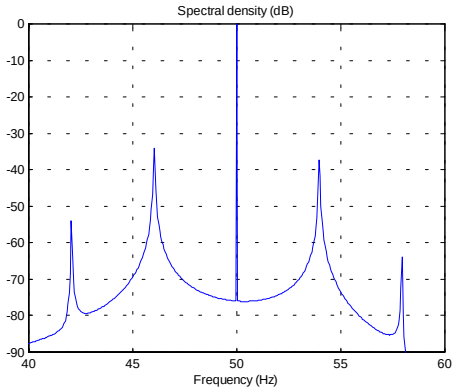


Figure 4.14 Une barre cassée ($R \cdot 11$), simulation, C_r=3,323 Nm
f_g=46,05 Hz, A_g=-34,06 dB
f_d=53,95 Hz, A_d=-37,29 dB

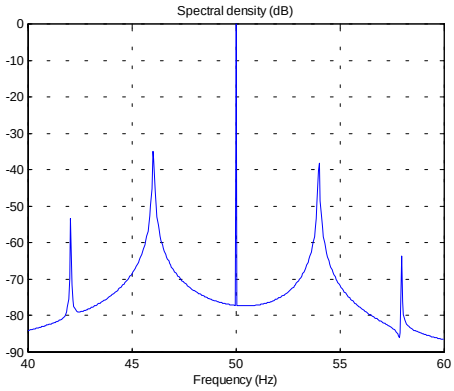


Figure 4.15 Une barre cassée ($R \cdot 11$), simulation, C_r=3,33 Nm
f_g=46,0 Hz, A_g=-34,82 dB
f_d=54,0 Hz, A_d=-38,09 dB

Les figures 4.8 à 4.15 présentent le spectre de fréquence du courant autour de 50 Hz. L'acquisition s'est effectuée à une période d'échantillonnage de 10^{-4} s sur une durée totale de 10 s. Nous avons réalisé les simulations dans les mêmes conditions en doublant le durée de l'échantillon afin d'obtenir une résolution plus fine, de 0,05 Hz.
Lors de la simulation du moteur sain, nous n'observons aucune raie latérale (figure 4.8). Cependant, sur l'essai expérimental (figure 4.9), apparaissent des raies de faible amplitude à $(1 \pm 2g) f_s$ et d'autres raies, encore plus faibles, à $(1 \pm 4g) f_s$. Comme nous l'avons précédemment signalé, toute dissymétrie du rotor engendre l'apparitions de telles raies. Leur amplitude [13] est toutefois très faible puisque de -48 dB par rapport au fondamental à 50 Hz.

Lorsqu'une barre est rompue, on remarque l'apparition des raies latérales (figure 4.10 et 4.11). Deux constations s'imposent. La première réside dans le fait que l'essai expérimental étant bruité, tout le spectre se retrouve rehaussé. De plus, les raies ne sont pas nettes. On observe également un phénomène d'évasement du spectre. En fait, si l'on désire obtenir un spectre net, il faudrait que les raies coïncident exactement avec les fréquences discrètes du spectre. Ceci s'avère difficile, voir impossible expérimentalement car il faudrait adapter la fréquence d'échantillonnage en fonction du glissement. D'ailleurs ce dernier, qui n'est qu'un glissement moyen, est difficile à évaluer avec précision puisque la vitesse varie.

Sur la simulation représentée par la figure 4.12, nous avons légèrement fait varier le couple résistant imposé à la machine, ce qui a pour effet de faire varier le glissement moyen et par la même, la position des raies latérales dans le spectre. La double coïncidence (raies à 50 Hz et à 46 Hz) quasi exacte avec les fréquence discrètes, fait que l'évasement disparaît. On obtient alors la valeur maximale d'amplitude des raies latérales. Lorsque l'on s'écarte de la fréquence discrète de 46,00 Hz, cette amplitude va diminuer, passer par un minimum puis augmenter jusqu'à atteindre son maximum pour la fréquence discrète voisine (46,05 Hz ou 45,95 Hz). La précision sur l'amplitude des raies latérales est donc diminuée par ce problème d'évasement du spectre, problème lié à la théorie de l'analyse spectrale.

Les figures 4.13 à 4.15 présentent les simulations effectuées en augmentant la résistance de la barre rotorique défectueuse de 11 fois sa valeur initiale au lieu des 200 fois des simulations précédentes. Ceci pour différentes valeurs très proches du couple résistant.
On observe une augmentation de quelques dB (en valeur absolue) sur l'amplitude des raies latérales par rapport aux figures 4.10 et 4.12. C'est à dire que l'on obtient des raies moins importantes, ce qui est logique puisque le défaut est moins important.

Les amplitudes des bandes latérales, issues de la simulation, sont très proches de celles obtenues expérimentalement. Remarquons que sur les simulations, on voit nettement que la raie basse $(1-2g)f_s$ est plus importante que la raie haute $(1+2g)f_s$. Ce phénomène, très complexe, qui dépend de nombreux facteurs [FIL 96], [DOR 96], [FIL 98], apparaît de manière moins évidente sur le relevé expérimental.

3.2. Conclusion

L'intérêt de l'analyse par FFT du courant statorique pour le diagnostic de défaut réside dans la simplicité du capteur utilisé. En effet, la mesure du courant statorique puis son traitement est

[13] Les amplitudes des raies sont négatives, plus elles augmentent en valeur absolue, plus les signaux auquel elles correspondent sont faibles par rapport au fondamental, qui lui est à l'origine (0 dB).

plus simple et moins onéreux qu'une analyse de la vitesse, des vibrations ou du flux axial [HAR 82], [KLI 88].

Cette analyse donne, toutefois, des amplitudes peu précises des raies latérales. La variation de la vitesse, du glissement et le problème d'évasement du spectre qui en résulte, rendent imprécise la quantification de ces amplitudes. De nombreuses autres méthodes basées sur l'analyse du courant statorique continuent à être développées [BEN 98c].

Malgré les problèmes soulevés, la méthode de diagnostic présentée n'est pas à remettre en cause. En effet, pour détecter la rupture de la barre, il conviendrait d'avoir une analyse continue du courant et de détecter le saut sur l'amplitude de la raie latérale gauche par rapport à sa valeur quand la machine est saine.
Il faut être capable de suivre la raie latérale en permanence, puisque cette raie varie en amplitude et en fréquence avec le point de fonctionnement de la machine.
Cette analyse peut se faire sans interrompre la chaîne de production et permet, le cas échéant, de prévoir la réparation ou le remplacement de la machine qui commence à présenter des signes de fatigue.

La modèle développé reproduit les phénomènes relevés expérimentalement. Cela signifie que l'on peut étudier en simulation avec ce modèle le comportement dynamique d'une machine à rotor défaillant en commande vectorielle. Ceci fait l'objet de la partie qui va suivre.

4. Commande vectorielle de la machine présentant des barres défectueuses

4.1. Introduction

La commande vectorielle devenant courante, il est intéressant de considérer le cas où un défaut surviendrait à la machine. Nous nous proposons dans cette partie de voir l'influence des régulateurs étudiés sur la marche d'une machine asynchrone en commande vectorielle lorsqu'il se produit des ruptures de barres. Nous mettrons en évidence de nouveaux indices propres à ce type de commande en vue du diagnostic de défauts rotoriques.

4.2. Mise en œuvre

Supposons que, la régulation étant mise en place, un incident survienne. Comment se comporte alors le système ?
Nous avons utilisé le modèle précédent pour modéliser le moteur et le modèle *dq* de la machine saine pour simuler la commande. Les régulateurs de courant ont été calculés suivant la méthode présentée dans le chapitre II. Par contre, nous avons gardé les mêmes régulateurs de vitesse que pour la machine 1 (Annexe 1).

Les figures 4.16 à 4.20 présentent la simulation de la marche en commande. Après établissement du flux, une référence de vitesse de 1000 tr/mn est imposée à la machine à t=0,8 s. La référence de courant $I_{qs\ ref}$ délivrée par le régulateur de vitesse [14] passe rapidement à sa valeur limite (figure 4.19) puis, une fois la vitesse atteinte, revient à une valeur très faible correspondant au couple de frottements.
Un échelon de couple de 3,5 Nm est appliqué à t=1,2 s. Nous observons une chute momentanée de vitesse (figure 4.17) de moins de 1% compensée grâce à une augmentation du courant I_{qs} (figure 4.19).
Le régime ainsi établi, nous procédons à la simulation d'une première rupture de barre (k=0) par une augmentation de 200 fois de sa résistance à t=1,3 s. Le courant dans cette barre s'annule tandis qu'il augmente dans les barres voisines (figure 4.20). Après un régime transitoire très bref, les fluctuations du couples dues à cette dissymétrie du rotor se retrouvent compensées par un courant $I_{qs\ ref}$ qui s'adapte en temps réel afin de garder la vitesse aussi proche que possible à la vitesse de référence.
On observe une ondulation de vitesse de moins de 0,1 %. Par contre, le courant appelé est nettement plus perturbé qu'il ne l'était sans commande et avec une barre cassée (figure 4.18).

La deuxième barre adjacente, venant à céder à t=2,1 s, aggrave la dissymétrie du rotor et celle des courants de barre. Le courant I_{qs} suit toujours sa référence mais l'amplitude de ses oscillations devient plus importante. Tant qu'il n'entre pas en limitation, la compensation des ondulations de couple continue à se faire. La vitesse reste toujours peu perturbée par ce défaut.
Remarquons toutefois que le système n'est plus parfaitement découplé puisque le modèle *dq* équivalent n'est plus valable lorsque le défaut est présent. Le courant I_{ds} présente alors des oscillations de plus en plus importantes en fonction de la gravité du défaut et du couple de charge imposé à la machine.

[14] Le régulateur utilisé est le "neuronal 3" qui correspond donc au régulateur flou à trois fonctions d'appartenance par variable.

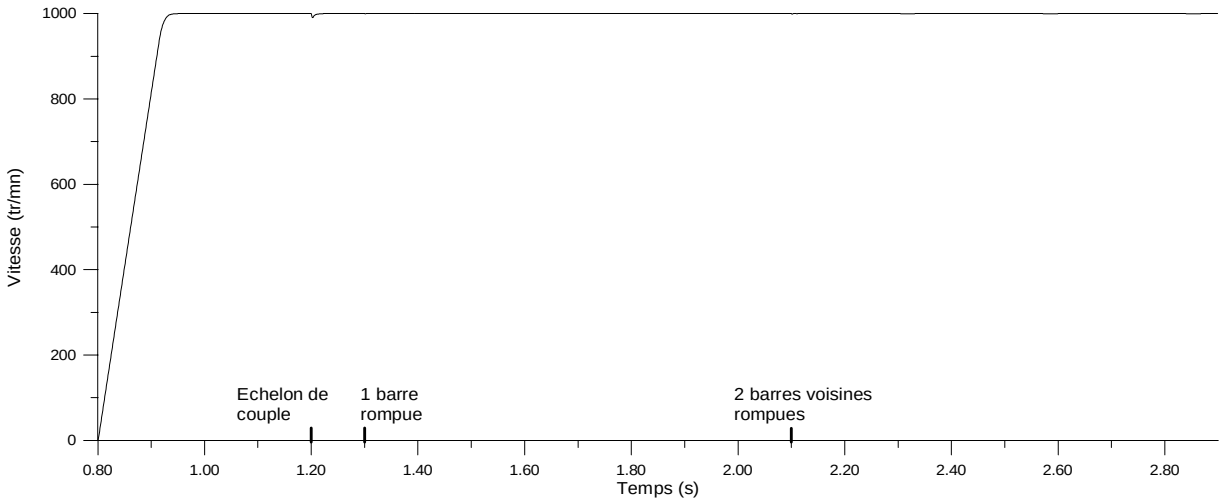


Figure 4.16 Vitesse référence à 1000 tr/mn puis en charge puis lors de la rupture de barres

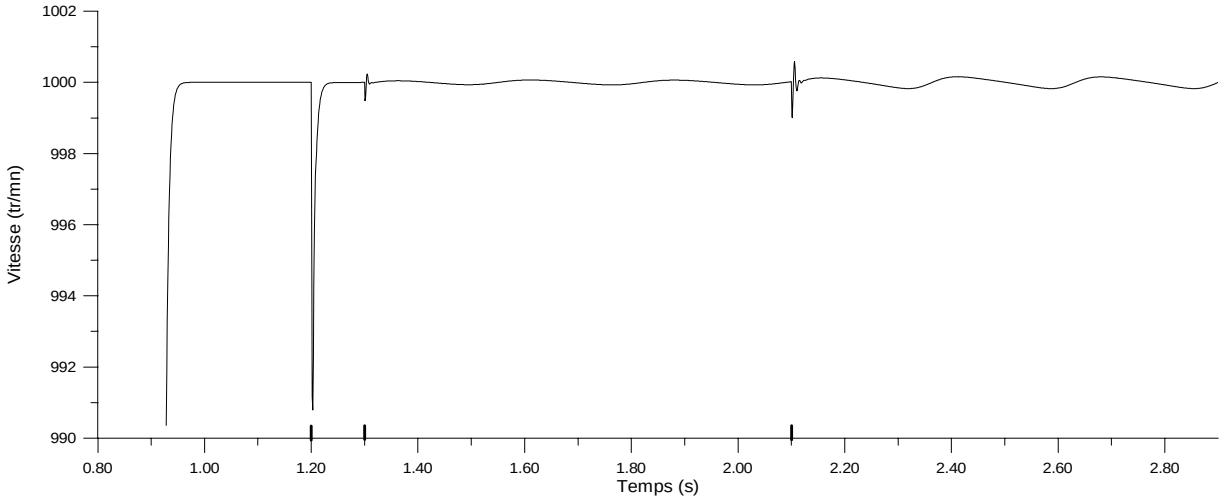


Figure 4.17 Vitesse référence à 1000 tr/mn puis en charge puis lors de la rupture de barres, agrandissement

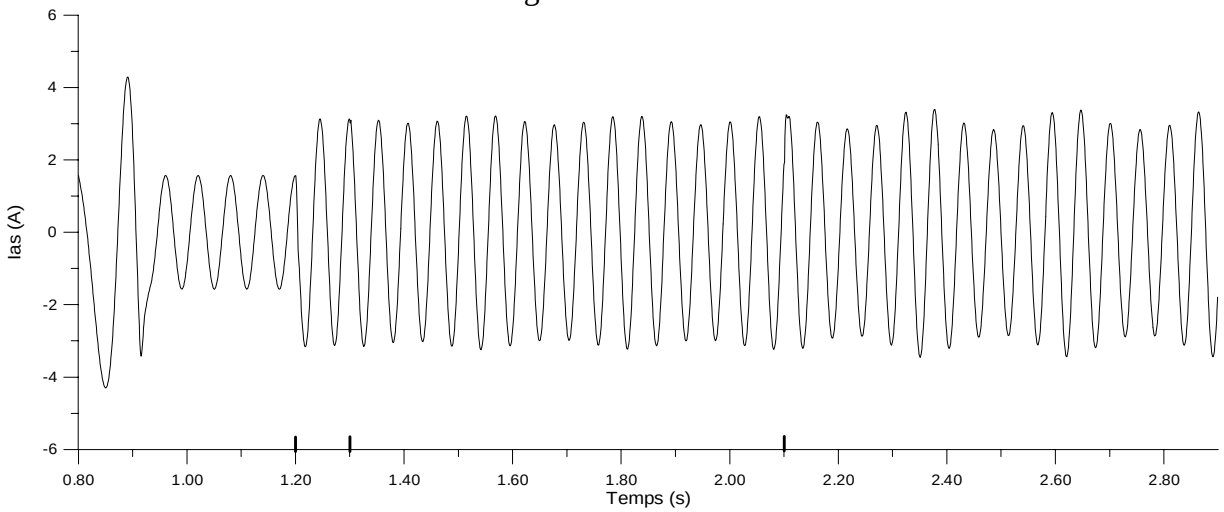


Figure 4.18 Courant I_{as} lors du changement de vitesse de référence à 1000 tr/mn puis en charge puis lors de la rupture de barres

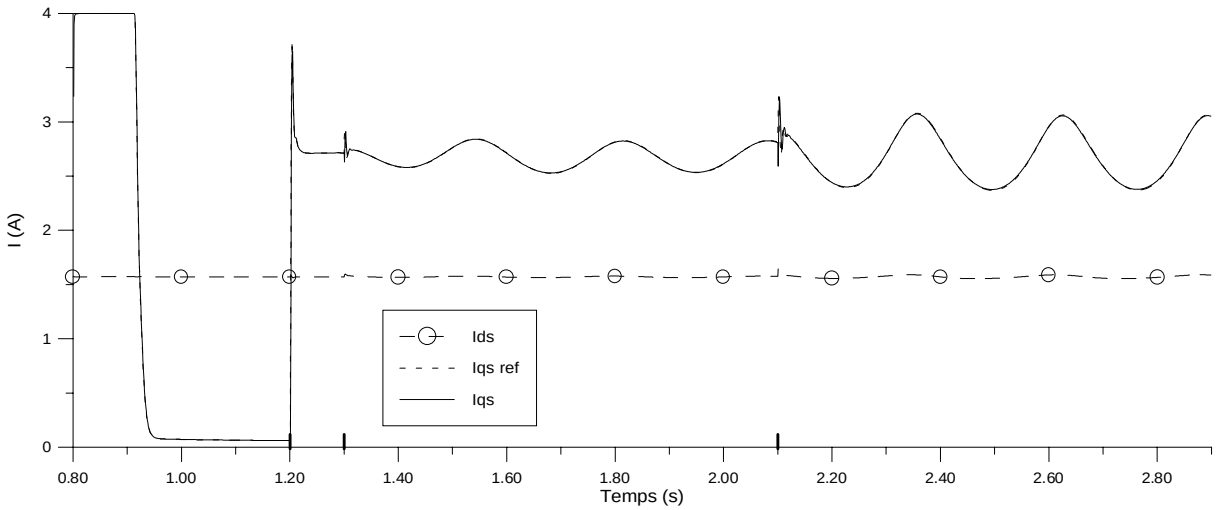


Figure 4.19 Courants de commande I_{ds}, $I_{qs\ ref}$ et I_{qs}, vitesse de référence à 1000 tr/mn puis en charge puis lors de la rupture de barres

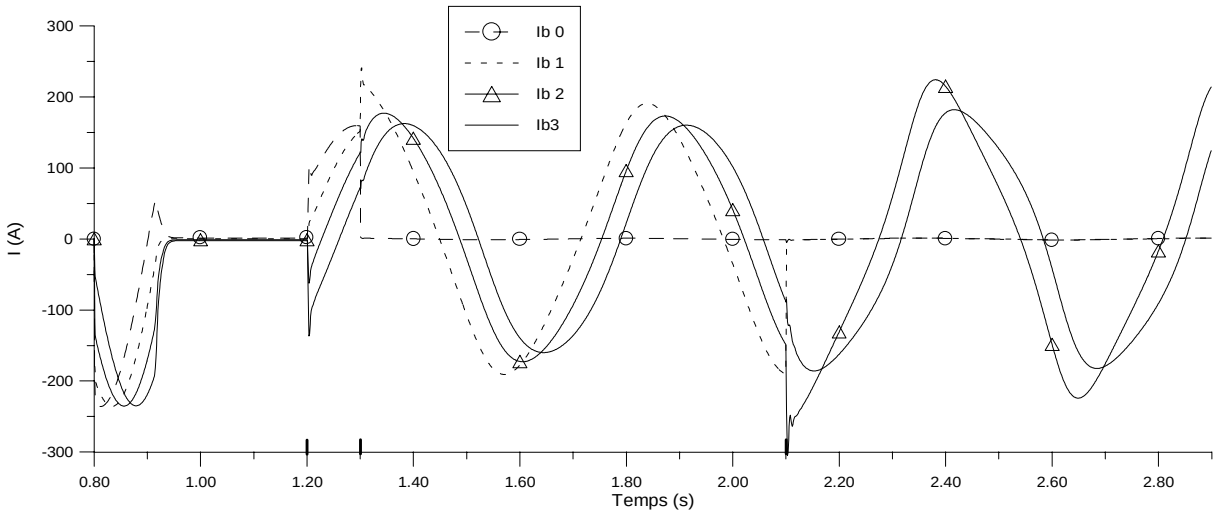


Figure 4.20 Courant dans les quatre premières barres, au démarrage puis en charge puis lors de la rupture de la barre *k*=0 à 0,8 s et de la barre *k*=1 à 1,7 s.

4.3. Comparaison des régulateurs

Nous avons vu que l'utilisation d'un contrôle vectoriel performant permettait de compenser les ondulations du couple dues à la rupture de barres rotoriques. Comment réagissent alors les différents régulateurs étudiés ?

Les figures 4.21 à 4.25 présentent une comparaison entre ces régulateurs de vitesse pour le même essai.

A travers la figure 4.21, on retrouve le résultat du chapitre précédent en ce qui concerne le temps de montée suite à un échelon de vitesse. C'est à dire la réponse la plus rapide pour le régulateur neuronal 5 suivi de très près du neuronal 3 et du flou à cinq ensembles flous par variable. Le régulateur IP, flou 3 et RBF ayant quasiment le même temps de réponse.

Cependant, dans le cas de ce banc, il n'y pas de dépassement (vitesse en dessous de 1000,05 tr/mn) même pour le régulateur neuronal 5.

Par rapport à la perturbation du couple de charge (figures 4.22 et 4.23), les régulateurs neuronal 3 et flou 5 restent ceux qui donnent le meilleur compromis entre le temps de réponse et la chute de vitesse.

Lorsque que l'on passe d'une première rupture de barre (figure 4.24), à une deuxième rupture (figure 4.25), on observe quasiment le même écart relatif d'amplitude de chute de vitesse entre les différents régulateurs. La variation du couple électromagnétique étant perçue par la régulation comme une variation du couple de charge, on retrouve alors un classement semblable à celui d'un échelon de perturbation sur la charge.
Le régulateur neuronal 3 ainsi que le régulateur flou 5 donnent les meilleurs réponses. Il faut toutefois relativiser les choses, puisque les écarts entre les différents régulateurs considérés sont faibles.

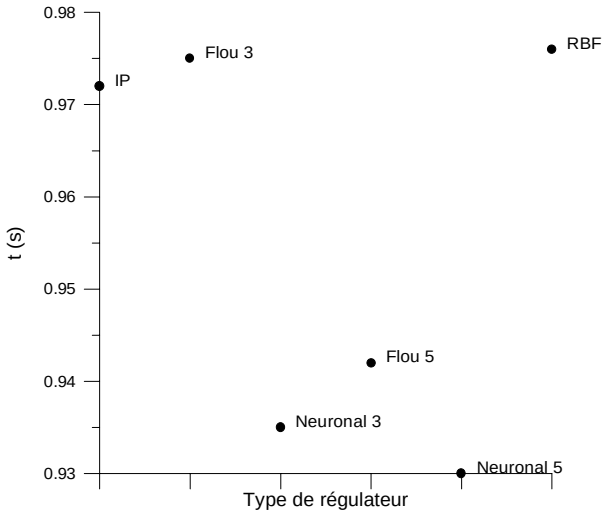


Figure 4.21 Temps de montée de 0 à 1000 tr/mn

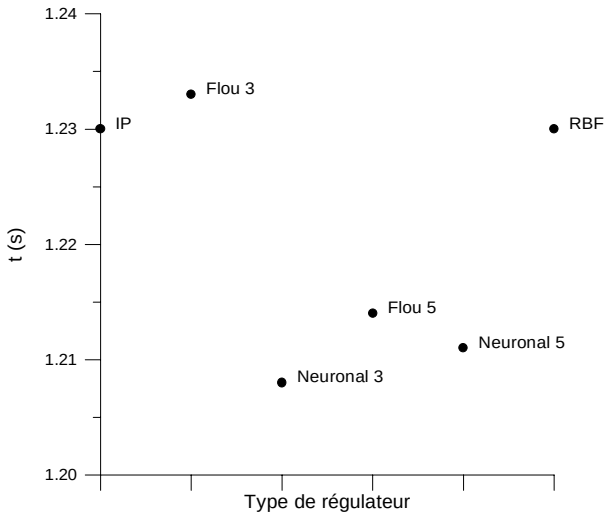


Figure 4.22 Temps de réponse à la perturbation

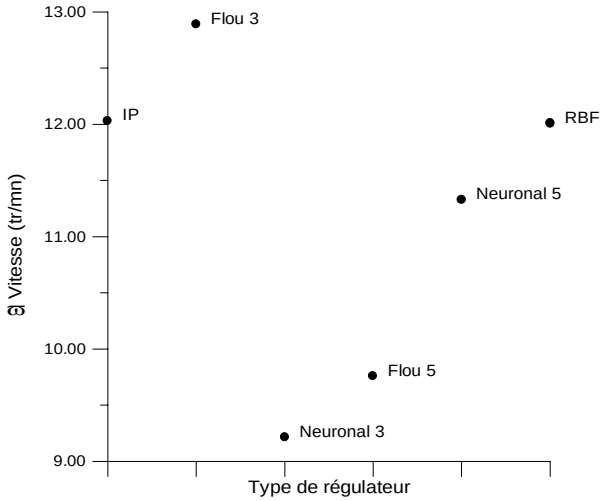


Figure 4.23 Chute de vitesse

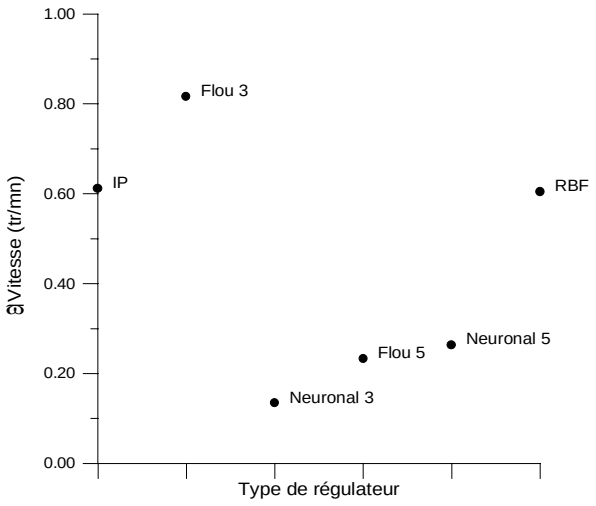


Figure 4.24 Ondulation pour une barre cassée

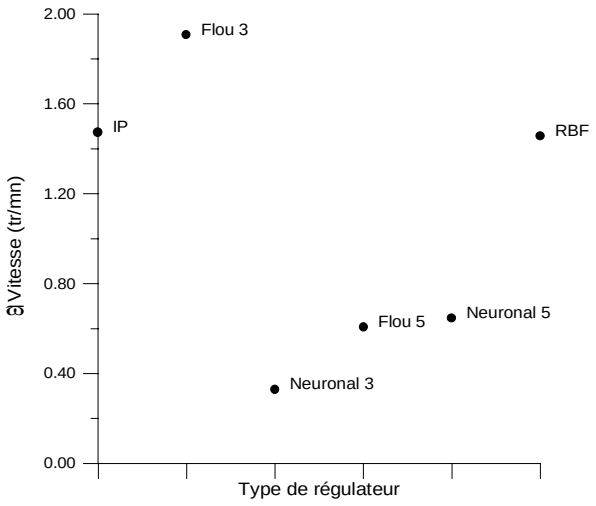


Figure 4.25 Ondulation pour deux barres cassées

4.4. Conclusion

Dans cette partie, nous avons abordé l'influence de la commande vectorielle et des différents types de régulateurs de vitesse sur la réponse de la machine asynchrone qui présente des défauts rotoriques.

Il s'est avéré que la différence entre ces régulateurs est plutôt due à la rapidité de réponse par rapport à la perturbation. En fait, le contrôle voit les ondulations du couple électromagnétique de la machine comme des variations du couple résistant. Il les compense par une action antagoniste sur le courant $I_{qs\ ref}$. On retrouve donc, à ce niveau, une image directe des ondulations de vitesse.

Cette grandeur devient alors le nouvel indice de diagnostic de défaut. Comme elle s'exprime dans le repère liée au champ tournant, sa valeur moyenne est constante en régime permanent, s'il n'y a pas de défaut. Dans le cas d'une défaillance rotorique, l'amplitude des oscillations (de fréquence $2g\omega_s$) est directement liée à la gravité du défaut.

Chapitre V

Commande sans capteur mécanique

1. Introduction

Parce que les outils de calcul le permettent et que les modèles se sont affinés, des exigences nouvelles vis à vis de la commande voient le jour. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères les plus importants dans de nombreuses applications. Cette demande mobilise particulièrement les chercheurs. On s'évertue surtout à se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou de position. Il est le maillon faible de la chaîne. En effet, outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînement, il est fragile et onéreux.
On essaye donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse de la machine. Avec des moyens de calcul numérique de plus en plus puissants, des méthodes dont l'implantation était impossible il y a quelques années, deviennent réalisables sur des DSP de faible coût.

On trouve maintenant dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes sans capteurs mécaniques. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles qui peuvent s'utiliser dans le cadre d'une commande vectorielle de la machine asynchrone.
Des articles généraux sur l'état de l'art ont déjà fait l'objet de nombreuses publications [ELL 98], [RAJ 96], [ILA 94], [HOL 93].

Dans ce chapitre, nous présenterons différentes méthodes et commenterons leur implantation, les difficultés rencontrées, leurs avantages et inconvénients. Nous aborderons, par la suite, une méthode simple que nous proposons pour la commande vectorielle sans capteur d'une machine munie d'enroulements en quadrature de capture de f.e.m.. Elle présente l'avantage d'utiliser une méthode de compensation en ligne de l'offset. Ce dernier se trouve être le facteur déterminant des méthodes de commande sans capteur mécanique. Enfin, nous verrons brièvement qu'actuellement, des études portent sur un contrôle, dit "intelligent", utilisant des techniques de réseaux de neurones et de logique floue.

2. Les méthodes de commande sans capteur mécanique

2.1. Méthodes à base d'estimateur

A partir des équations d'état de la machine, on peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la vitesse. Cependant, afin d'avoir un contrôle vectoriel performant, il convient de ne pas utiliser la vitesse ainsi estimée pour reconstruire l'angle θ_s. Une meilleure façon de faire est d'implanter une commande vectorielle directe qui ne repose pas sur la connaissance de la pulsation de glissement et de la vitesse pour calculer l'angle de la matrice de rotation.
On estime cet angle à partir des composantes α et β du flux, dans le cas d'une orientation du flux statorique, on a :

$$\theta_S = \mathrm{A}rctg\left(\frac{\varphi_{\beta S}}{\varphi_{\alpha S}}\right) \qquad (5.1)$$

Toute la difficulté est dans l'estimation des flux. En utilisant les courants mesurés et les tensions d'alimentation de la machine, on reconstitue les f.e.m. puis les flux :

$$\begin{aligned}\varphi_{\alpha s} &= \int (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s})dt \\ \varphi_{\beta s} &= \int (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s})dt\end{aligned} \qquad (5.2)$$

On peut aussi opter pour une orientation du flux rotorique, mais cela introduit des paramètres supplémentaires pour l'estimation :

$$\begin{aligned}\varphi_{\alpha r} &= \frac{L_r}{M}(\varphi_{\alpha s} - \sigma L_s I_{\alpha s}) \\ \varphi_{\beta r} &= \frac{L_r}{M}(\varphi_{\beta s} - \sigma L_s I_{\beta s})\end{aligned} \qquad (5.3)$$

Dans ce cas, on est tributaire de plus de paramètres électromagnétiques. C'est pour cela que l'on préfère utiliser, en commande directe, un schéma d'orientation du flux statorique, plutôt que rotorique [De D 94a].

Deux problèmes subsistent encore,

- le premier est dû à la résistance statorique dont la valeur varie avec la température et la fréquence,
- le second, et non des moindres, est celui de l'intégration effectuée en boucle ouverte. En effet, surtout à basse vitesse, le moindre décalage (offset) sur les signaux va lui aussi être intégré. Il donne lieu à une rampe qui s'ajoute à l'allure sinusoïdale des flux et rend ce signal inutilisable pour le calcul de θ_s qui constitue le cœur même de toute commande vectorielle.

2.2. Méthodes à base d'observateur

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système.

En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gain pour corriger l'erreur sur l'estimation.

Si le système à observer est déterministe alors le reconstructeur d'état est appelé observateur. Le plus connu et le plus simple est l'observateur de Luenberger. Dans le cas contraire, lorsque le système est stochastique, on parle de filtre. Nous verrons également cet estimateur dans la partie qui traite du filtre de Kalman.

Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable. Dans le cas de la machine asynchrone, les équations de la machine dans le repère fixé au stator sont :

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} p\Omega \\ 0 & \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\sigma}\left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r}\right) & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} p\Omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r \tau_r} \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & p\Omega & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \qquad (5.4)$$

avec comme vecteur d'état $X=\begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & \varphi_{dr} & \varphi_{qr} \end{bmatrix}^t$, on voit bien que l'on est confronté à un système non-linéaire variable.
On peut utiliser l'observateur, tel quel, en lui fournissant la vitesse comme la sortie d'un correcteur PI dont l'erreur est basée sur la différence entre les courants estimés et ceux mesurés, à la manière d'un MRAS [ILA 94], [KAT 97].

Une autre manière de procéder est de considérer le système réellement comme non-linéaire et de prendre comme variable d'état supplémentaire la vitesse. Dans ce cas, on dispose d'un observateur de Luenberger étendu (ELO).

Par rapport au système précédent, on ajoute donc une équation. Le système devient :

$$\begin{cases} \dot{X}_n(t) = f_n\left(X_n(t),\Omega\right) + B_n V_{dqs}(t) \\ \dot{\Omega}(t) = 0 \end{cases} \qquad (5.5)$$

Si l'on désire également estimer un couple résistant constant, le modèle augmenté devient :

$$\begin{cases} \dot{X}_n(t) = f_n\left(X_n(t),\Omega\right) + B_n V_{dqs}(t) \\ \dot{\Omega}(t) = \dfrac{1}{J}\left(\dfrac{3}{2}\dfrac{M}{L_r}\mathrm{p}(\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{rs} I_{ds}) - C_r\right) \\ \dot{C}_r(t) = 0 \end{cases} \qquad (5.6)$$

Notons :

$$X = \begin{bmatrix} X_n \\ X_p \end{bmatrix},\ f = \begin{bmatrix} f_n \\ f_p \end{bmatrix},\ B = \begin{bmatrix} B_n \\ [0] \end{bmatrix} \text{ et } U = [V_{dqs}] \text{ le système ainsi augmenté.} \qquad (5.7)$$

L'observateur de Luenberger étendu est basé sur la forme linéarisée du système précédent, c'est à dire :

$$\dot{X}(t) = f'_{X(t-\tau)}\left(X(t-\tau)\right)X(t) + BU(t) + g\left(X(t-\tau)\right) \qquad (5.8)$$

où

$$g\left(X(t-\tau)\right) = f\left(X(t-\tau)\right) - f'_{X(t-\tau)}\left(X(t-\tau)\right)X(t-\tau) \qquad (5.9)$$

sont les termes considérés comme constants.

Alors l'ELO s'écrit :

$$\dot{\hat{X}}(t) = f'_{\hat{X}(t-\tau)}\left(\hat{X}(t-\tau)\right)\hat{X}(t) + BU(t) + K\left(\hat{X}(t-\tau)\right)\left[Y(t) - C\hat{X}(t-\tau)\right] + g\left(\hat{X}(t-\tau)\right) \qquad (5.10)$$

Evidemment lors d'une implantation sur processeur numérique, on discrétise l'observateur et $\hat{X}(t-\tau)$ devient constant sur la période d'échantillonnage T_s, avec $\tau = T_s$.

L'ELO présenté ici est un observateur d'ordre complet puisqu'il estime tous les états du moteur. D'autres formes d'observateurs (d'ordre réduit) existent si l'on ne cherche à estimer que les composantes du flux par exemple, en utilisant toutes les variables d'état mesurables.

On en arrive au fonctionnement de l'observateur. A chaque itération, on procède à la linéarisation autour du point $\hat{X}(t-T_s)$, puis on recalcule la matrice de gain K en fonction des

pôles que l'on désire donner au système. Souvent ces pôles sont fixés pour toute la plage de fonctionnement de l'observateur afin de diminuer le temps de calcul.
Ce sont cependant ces pôles qui vont caractériser la réponse de l'estimateur. On les choisit avec une partie réelle négative plus grande en module que celles des pôles du système à observer, de manière à ce que l'observateur soit plus rapide que le système.
Néanmoins, on ne peut les choisir infiniment grandes puisque cela augmente aussi leur sensibilité au bruit [BOR 90].

De très nombreuses publications traitent du sujet, citons parmi elles : [FRA 90], [BEN 92], [OUR 92], [HOL 93], [DU 94], [ILA 94], [JAN 94], [DU 95].

Nous pouvons retenir que les observateurs sont surtout utilisés pour des systèmes déterministes, que leurs performances peuvent être ajustées avec une facilité relative par l'action sur la matrice de gain, qu'ils conviennent aux systèmes aux paramètres incertains ou lentement variables et qu'ils requièrent moins de temps de calcul que leurs homologues filtres de Kalman.

Nous avons implanté des observateurs d'ordre complet et réduit en simulation et même expérimentalement, mais le problème qui se pose concerne les signaux de tensions avec lesquels on attaque l'observateur. Sur une période de 200 µs, nous ne disposons que d'une seule mesure de courant, qui correspond à la valeur instantanée du courant à cet instant (Annexe 3). Or les tensions que l'on envoie à l'observateur sont celles issues des régulateurs de courant. Elles correspondent au mieux (à une période près) aux valeurs moyennes des tensions appliquées à la machine sur deux périodes de MLI. Les résultats qui en découlent sont relativement corrects en ce qui concerne les flux, mais pour une estimation de la vitesse à l'aide de ces grandeurs reconstituées et pour son utilisation dans le contrôle vectoriel (bouclage interne en commande sans capteur de vitesse), les résultats ne donnent pas satisfaction.

2.3. Commande directe du couple (DTC)

La commande directe de couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs.
Suivant un découpage angulaire en six zones, on détermine la position de ce vecteur dans le repère (αs, βs) fixé au stator.
On maintient le vecteur flux proche de sa valeur de référence (cercle en pointillé sur la figure 5.1).

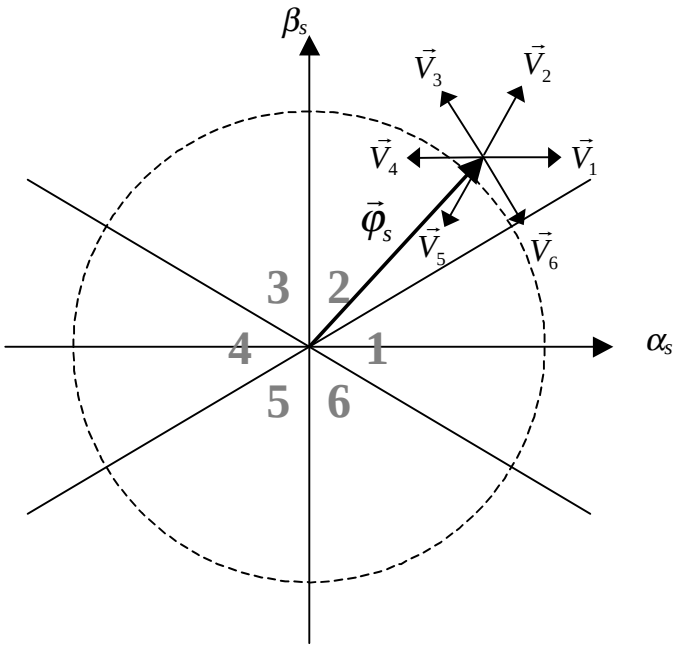


Figure 5.1 Principe du DTC

Si l'on désigne par $\Delta\varphi_s$ l'augmentation du flux et par $\Delta\Gamma_e$ celle du couple électromagnétique, on peut résumer comme suit l'action du vecteur spatial de tension appliqué dès lors que l'on se trouve dans la zone i :

$\Delta\Gamma_e > 0$	$\Delta\varphi_s > 0$	$\vec{V}_{i+1}$
$\Delta\Gamma_e > 0$	$\Delta\varphi_s < 0$	$\vec{V}_{i+2}$
$\Delta\Gamma_e < 0$	$\Delta\varphi_s > 0$	$\vec{V}_{i-1}$
$\Delta\Gamma_e < 0$	$\Delta\varphi_s < 0$	$\vec{V}_{i-2}$

Tableau 5.1 Table des vecteurs de tension

Dans la zone 2, par exemple, si le flux statorique est supérieur à sa référence et si l'on désire augmenter le couple, il convient d'appliquer le vecteur $\vec{V}_4$. On obtient ainsi $\Delta\varphi_s < 0$ et $\Delta\Gamma_e > 0$ (figure 5.1).

La commande directe du couple a été introduite en 1985 par Depenbrock et Takahashi [TAK 85]. Elle a connu des développements à la fin des années 80, notamment par ABB [JAN 89]. Egalement appelée Direct Self-Control, elle est surtout utilisée en traction de forte puissance.
De nombreuses variantes et améliorations peuvent être introduites comme l'utilisation des vecteurs nuls de tension $\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$ [15]. Pendant cette phase, le vecteur $\vec{\varphi}_s$ ne tourne plus, ce qui entraîne une décroissance du couple électromagnétique. Cela permet cependant de diminuer la

[15] $\vec{V}_0$ correspond aux trois phases de la machine reliées en même temps à la borne positive de l'onduleur tandis que pour $\vec{V}_7$, ces phases sont reliées à la borne négative.

fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et d'obtenir un contrôle moins violent [CHA 96].
Cette fréquence est également fonction de la largeur de la bande d'hystérésis, donc de la marge de variation d'amplitude que l'on tolère pour le flux statorique.

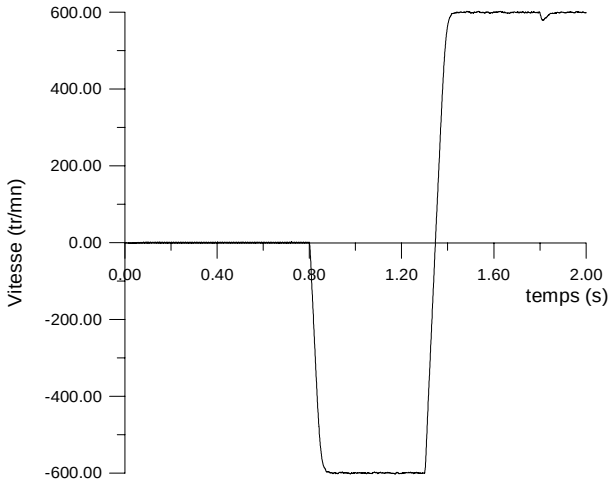


Figure 5.2 Evolution de la vitesse (DTC)

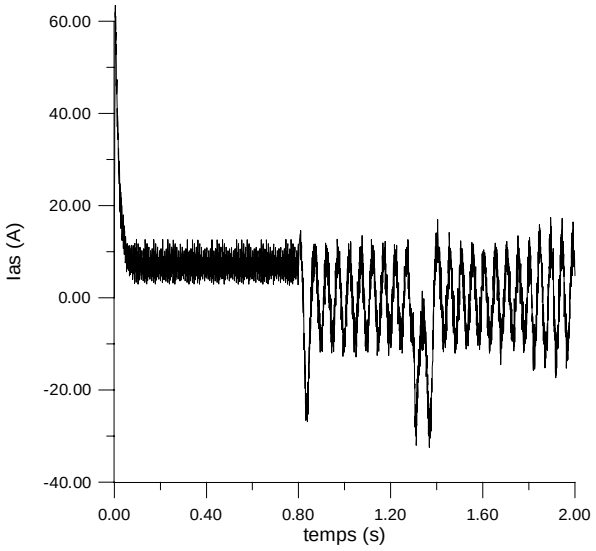


Figure 5.3 Evolution du courant I_{as} (DTC)

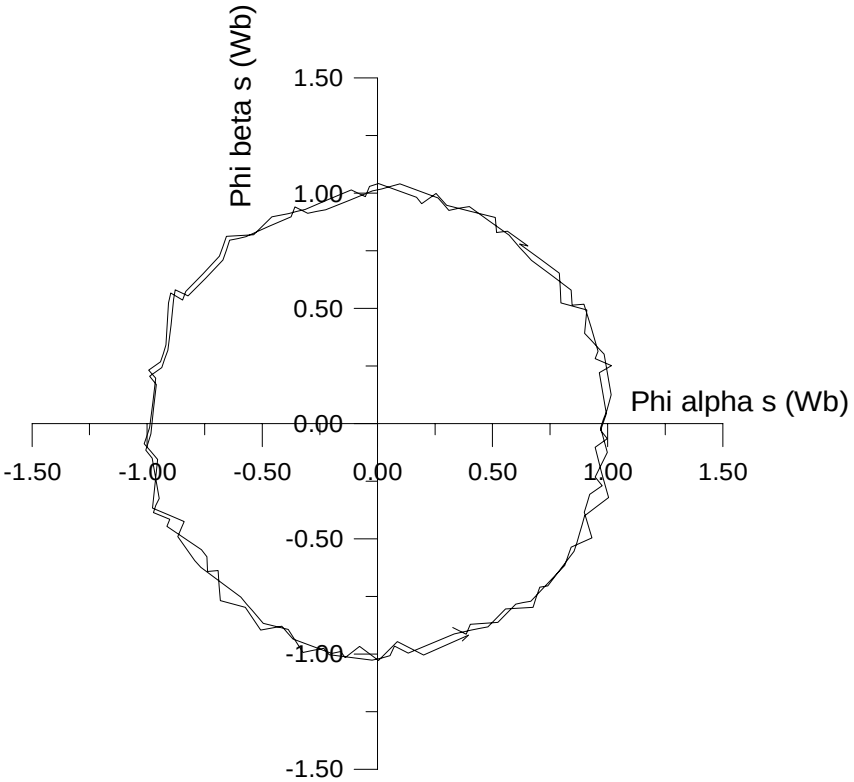


Figure 5.4 Trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique dans le repère (αs, βs) lié au stator

Les figures 5.2 à 5.4 représentent une simulation effectuée sur la machine 1 à l'aide du logiciel MASVECT en mode de commande DTC. Nous imposons après établissement du flux une vitesse de référence de -600 tr/mn puis de 600 tr/mn, enfin à t=1,8 s une charge de 20 Nm est appliquée.
Notons tout d'abord, que contrairement à la commande vectorielle, il n'y ni régulation, ni limitation de courant dans une commande DTC. Si on ne prend pas des dispositions particulières, comme une augmentation progressive de la référence de flux, il y a un très fort appel en courant lors de l'établissement du flux (figure 5.3, t < 0,1 s).
De même pour les transitoires en couple qui peuvent être très rapides et qui sont masqués par l'appel de courant instantané qui en résulte.
Il faut également considérer les problèmes posés par de mauvaises conditions initiales au démarrage du contrôle alors que la machine est déjà fluxée. Ceci provoque une trajectoire circulaire mais non centrée sur le zéro du flux de la machine [ZOL 96]. Ce problème n'existe pas en commande vectorielle ou même la reprise à la volée se fait sans difficulté.

La figure 5.4 représente la position de $\vec{\varphi}_s$ pendant deux périodes en régime quasi-stationnaire. On voit bien que sa valeur est assujettie autour de la valeur de référence.

L'un des avantages du DTC est la facilité du passage en mode pleine onde lorsque la machine doit tourner à haute vitesse et que la tension est en limite des capacités de l'onduleur. A ce moment, le cercle devient un hexagone et les courants sont plus riches en harmoniques. Le nombre de commutations des interrupteurs est alors minimum pour une période statorique donnée. Le défluxage peut aussi s'opérer avec un schéma de contrôle très simple. C'est pour cela que le DTC convient tout particulièrement pour la traction ferroviaire.
Des solutions ont été proposées afin de garder les avantages du DTC tout en y intégrant des améliorations qui relèvent de la commande vectorielle, notamment à l'arrêt et à basse vitesse [KAZ 95].

Cependant, le même problème se pose à nouveau, à savoir une difficulté à obtenir des signaux corrects de flux dans le repère statorique pour connaître son module et savoir dans quel secteur de commutation l'on se trouve et quels sont les interrupteurs à commuter.

2.4. Système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS)

Le MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence) est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable. La première étude du MRAS pour la machine asynchrone est due à Schauder [SCH 89].
La figure 5.5 présente le schéma synoptique du MRAS.

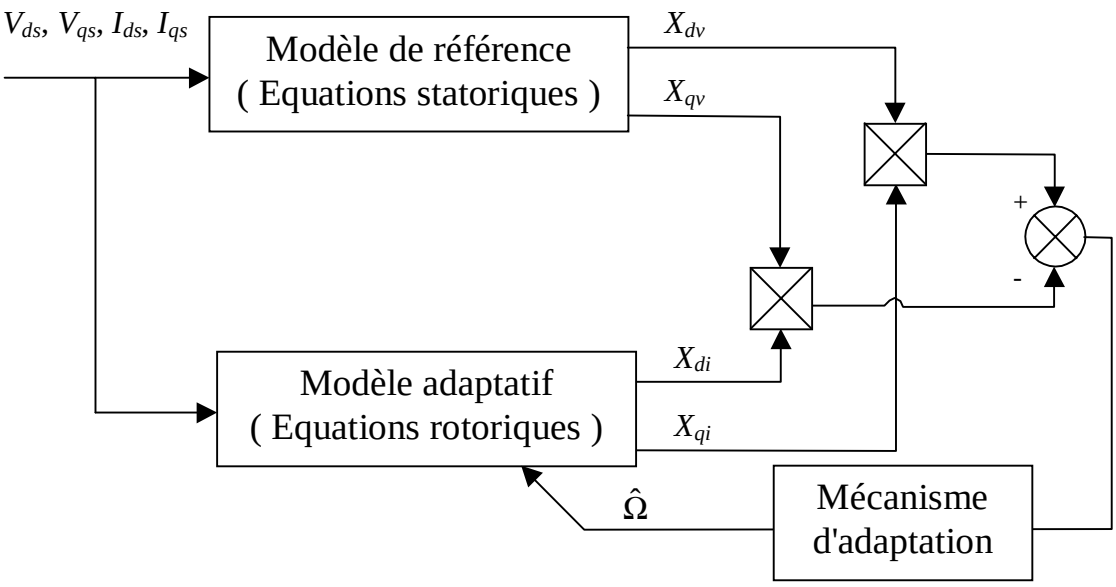


Figure 5.5 Principe du MRAS

Le MRAS le plus courant se base sur les modèles tension et courant de la machine asynchrone écrits dans le repère statorique.
Le modèle de référence (tension) est représenté par :

$$\begin{cases} \dfrac{d\varphi_{\alpha rv}}{dt} = \dfrac{L_r}{M}\left(V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s} - \sigma L_s \dfrac{dI_{\alpha s}}{dt}\right) \\ \dfrac{d\varphi_{\beta rv}}{dt} = \dfrac{L_r}{M}\left(V_{\beta s} - R_s I_{\beta s} - \sigma L_s \dfrac{dI_{\beta s}}{dt}\right) \end{cases} \qquad (5.11)$$

Le modèle adaptatif (courant) est lui décrit par :

$$\begin{cases} \dfrac{d\varphi_{\alpha ri}}{dt} = -\dfrac{1}{\tau_r}\varphi_{\alpha ri} - \mathrm{p}\hat{\Omega}\varphi_{\beta ri} + \dfrac{M}{\tau_r} I_{\alpha s} \\ \dfrac{d\varphi_{\beta ri}}{dt} = \mathrm{p}\hat{\Omega}\varphi_{\alpha ri} - \dfrac{1}{\tau_r}\varphi_{\beta ri} + \dfrac{M}{\tau_r} I_{\beta s} \end{cases} \qquad (5.12)$$

L'erreur destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé :

$$e = \varphi_{\alpha ri}\varphi_{\beta rv} - \varphi_{\alpha rv}\varphi_{\beta ri} \qquad (5.13)$$

A l'examen de ces équations, il apparaît évident, que l'on va se trouver confronté aux problèmes d'intégration en boucle ouverte. De nombreux auteurs, parmi eux [HOL 93] et [ILA 94] proposent d'utiliser des filtres passe-bas à la place des intégrateurs purs. La fréquence de coupure est à choisir avec soin, elle fixe le seuil de vitesse ou plutôt de pulsation statorique en dessous duquel la commande ne peut plus fonctionner correctement. Certes, si une inversion de vitesse s'opère rapidement, le système peut continuer à fonctionner. Néanmoins, si l'on reste trop longtemps à très basse vitesse, voir à l'arrêt, le contrôle est perdu.

Afin de palier ses problèmes, des solutions de MRAS plus robustes ont été proposées, parmi elles, citons celles proposées par Peng et Fukao [PEN 94]. Les auteurs évitent l'intégration et utilisent les composantes $E_{\alpha s}$ et $E_{\beta s}$ de f.c.e.m. de la machine. Leur produit croisé entre le modèle tension et le modèle courant, définit le critère d'erreur. Ils furent également parmi les premiers à proposer d'utiliser un MRAS basé sur l'observation de l'énergie réactive instantanée plutôt que sur le flux rotorique. Cette méthode se distingue également par l'absence de la résistance statorique dans sa formulation, la rendant plus robuste aux variations de ce paramètre par rapport à ses prédécesseurs.

Un rapprochement peut se faire par rapport à un observateur (non étendu) dans la manière dont se fait le bouclage sur le modèle adaptatif. Toutefois, dans le cas de l'observateur, le modèle de référence est le système physique lui-même. Nous y retrouvons donc les problèmes rencontrés dans le cas des observateurs.
En définitive, se pose toujours le même problème à basse vitesse, d'où l'utilisation dans certaines applications de filtres passe-bas au lieu d'intégrateurs purs. Il faut également ajouter la question de convergence (stabilité et rapidité) de l'estimation et de la dépendance vis à vis des paramètres de la machine surtout en ce qui concerne le modèle de référence.

2.5. Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur stochastique. Il permet de trouver la matrice de gain optimale au sens de la minimisation des bruits sur les mesures et de l'incertitude sur les états du système [BEN 91]. Les sources de bruit sont supposées générer des bruits blancs, Gaussiens et non corrélés. Il existe également de la même manière que l'ELO, le filtre de Kalman étendu (EKF) pour les systèmes non linéaires.

Puisque la matrice de gain est prédéterminée par l'algorithme du filtre, les réglages s'opèrent alors uniquement sur les matrices de covariance R et Q du filtre. Cependant, ces ajustements peuvent conduire à un écart par rapport au réglage optimum surtout dans le cas du filtre étendu [DU 94].

Souvent, le filtre de Kalman étendu introduit un biais dans l'estimation, alors que l'ELO n'introduit pas d'erreur statique. Ce biais peut être compensé par l'estimation de la résistance rotorique [MAN 94].
Enfin, le calcul nécessaire au filtre de Kalman est lourd et nécessite, entre autres, une inversion de matrice, ce qui conduit à des temps de calcul qui peuvent être prohibitifs.

Les figures 5.6 à 5.10 représentent une simulation effectuée avec une version de MASVECT qui incorpore un filtre de Kalman étendu d'ordre 5. Les signaux issus du filtre ne sont pas utilisés pour la réalisation de la commande vectorielle qui reste celle introduite dans le chapitre II. La période d'échantillonnage du filtre a été fixée à 500 µs ce qui correspond à l'ordre de grandeur d'exécution de l'algorithme sur les processeurs de signaux [MAN 94], [WES 97]. Le contrôle reprend les caractéristiques évoqués en Annexe 3.

Tout d'abord, on laisse le flux s'établir, puis à t=0,8 s, on applique une consigne de vitesse de référence de -400 tr/mn, à t=1,3 s, une consigne de 400 tr/mn, enfin la machine est chargée à 20 Nm à t=1,8 s.

En ce qui concerne la vitesse, on observe sur la figure 5.6 une dynamique de réponse assez faible et la présence d'une erreur statique.
Quant aux courants $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$ (figures 5.7 et 5.8), ainsi que les flux rotoriques $\varphi_{\alpha r}$ et $\varphi_{\beta r}$ (figures 5.9 et 5.10), le filtre de Kalman étendu les reconstitue avec une bonne précision sauf quand la vitesse est proche de zéro. La précision est meilleure sur ces grandeurs car il y a nettement moins d'incertitude sur leur état que sur celui de la vitesse, puisque c'est un filtre d'ordre 5. La vitesse est alors considérée comme un paramètre qui change lentement par rapport aux grandeurs électromagnétiques.

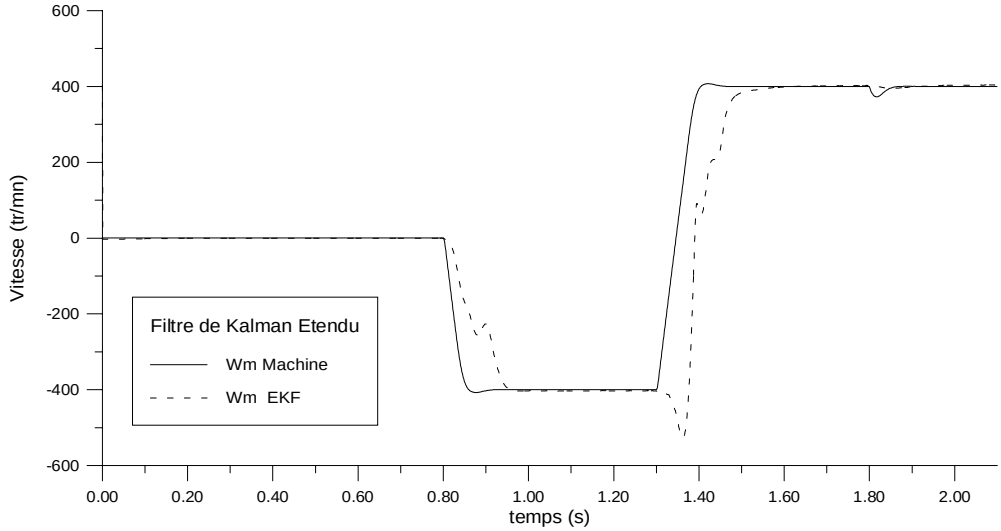


Figure 5.6 Evolution de la vitesse

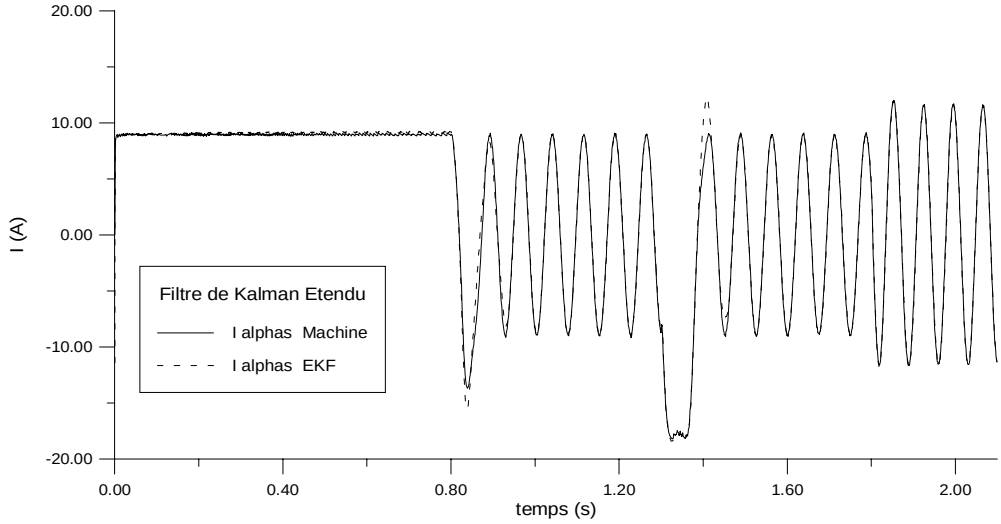


Figure 5.7 Evolution du courant statorique (composante alpha)

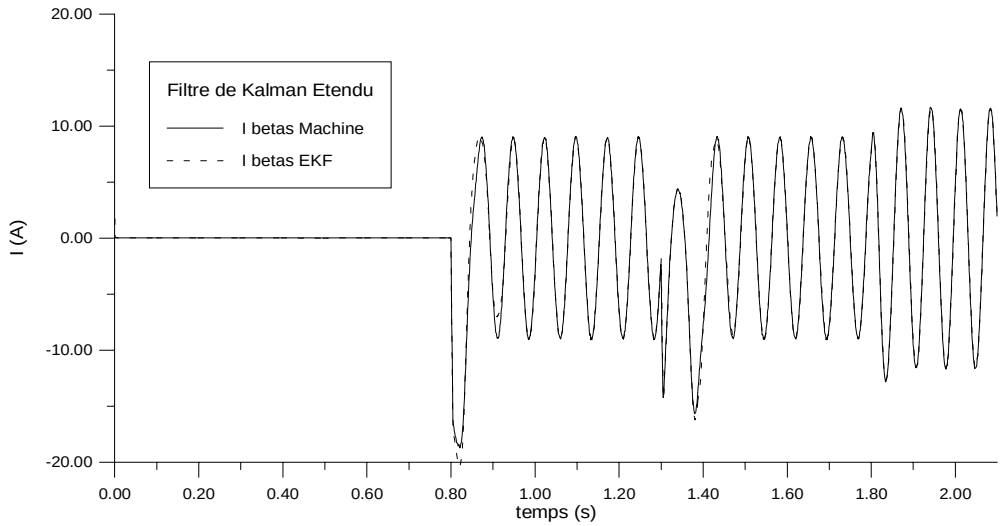


Figure 5.8 Evolution du courant statorique (composante beta)

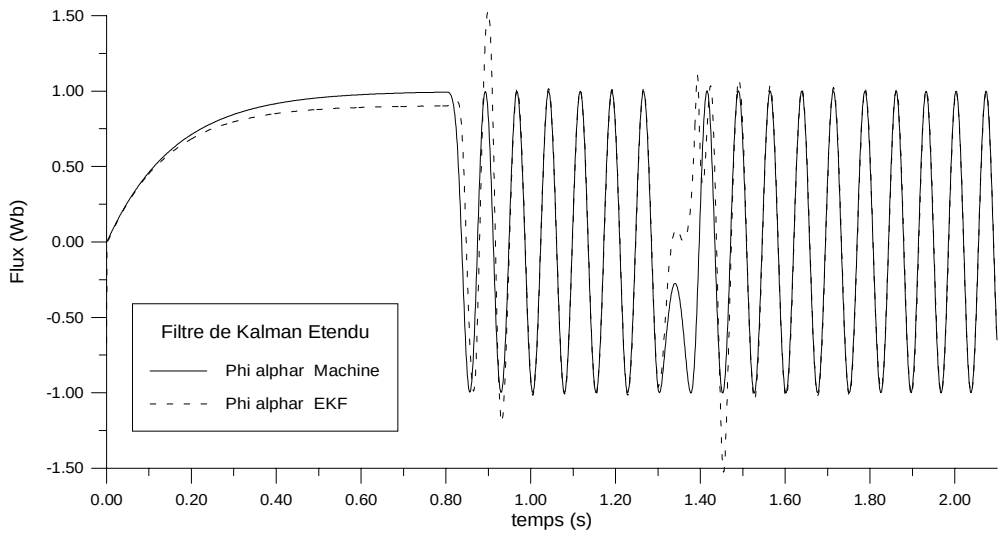


Figure 5.9 Evolution du flux rotorique (composante alpha)

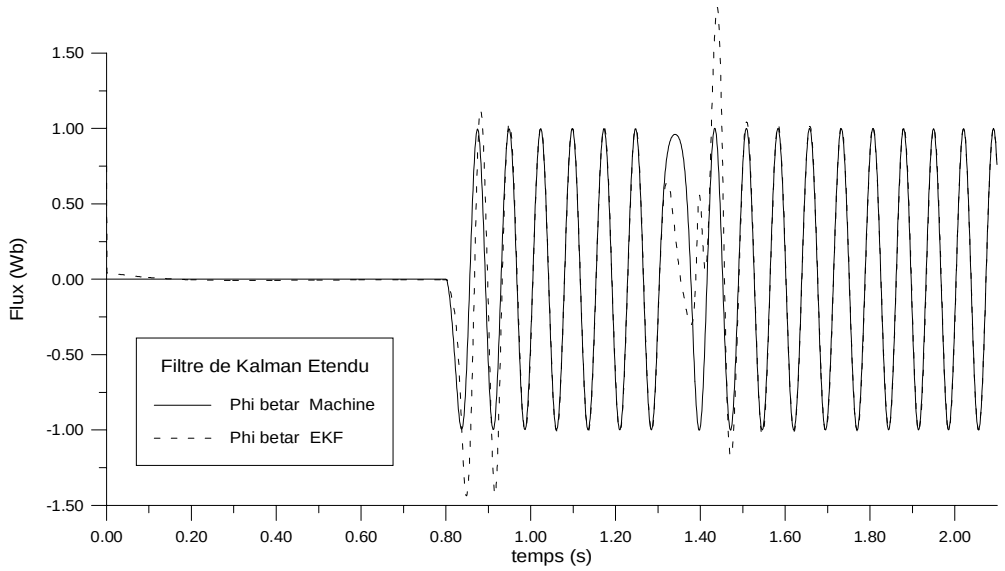


Figure 5.10 Evolution du flux rotorique (composante beta)

La figure 5.11 montre l'évolution de la vitesse dans le cas d'un filtre de Kalman étendu d'ordre 6 qui estime aussi le couple résistant (statique) (équations 5.6). Le système est beaucoup plus stable que le précédent et a une meilleure dynamique à vide. Cependant, il est difficile de le régler surtout en ce qui concerne le bruit sur l'état du couple. Une petite valeur de l'incertitude sur l'état va permettre d'avoir une très bonne réponse de la vitesse à vide (cas présenté dans cette simulation, figure 5.11) alors qu'une grande valeur permet d'avoir une réponse dynamique mais bruitée sur le couple résistant et donc sur la vitesse.

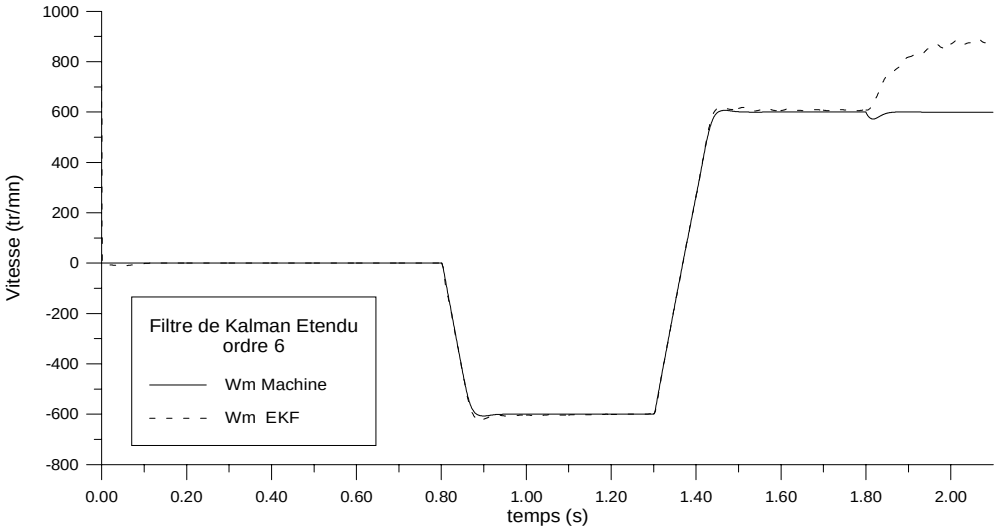


Figure 5.11 Evolution de la vitesse, cas d'un EKF d'ordre 6

Westerholt et al. recommandent d'estimer le couple statique auquel on ne peut, bien sûr, associer aucune équation physique donnant ses variations. La convergence des estimations est accélérée en utilisant un EKF d'ordre 6 qui introduit le couple de charge comme variable d'état. Les auteurs expriment également l'importance de la discrétisation et de la linéarisation au second ordre [WES 92], [MAN 94].

Le grand problème des filtres de Kalman étendus, est de régler les matrices *R* et *Q*. Elles correspondent à la confiance accordée aux mesures et aux équations d'état. Le temps de calcul requis pour exécuter l'algorithme est également un frein à l'implantation de cet estimateur sur des micro-contrôleurs ou des processeurs peu puissants.

2.6. Autres méthodes

Dans ce paragraphe, nous regroupons les méthodes d'estimation de la vitesse et/ou de la position de la machine asynchrone qui reposent sur les caractéristiques géométriques et physiques de construction de la machine.

La première méthode que nous présentons est celle des harmoniques d'espace dues aux encoches rotoriques [RAJ 96], [ZIN 90]. La fréquence de glissement est déterminée grâce aux harmoniques d'encoche qu'on retrouve dans les tensions de phase statoriques. On élimine le fondamental par la sommation des trois tensions de phase, puis l'on se débarrasse de l'harmonique 3. La méthode n'est cependant pas exploitable sur toutes les machines et ne fonctionne correctement que pour des vitesses supérieures à une vitesse de l'ordre de

300 tr/mn si l'on n'utilise que l'amplitude du signal. D'autres variantes prennent en compte la détection de la fréquence des harmoniques d'encoche.

Jansen et Lorenz [JAN 95] ont mis au point une méthode d'estimation de la position et de la vitesse de la machine asynchrone basée sur la variation sinusoïdale de l'inductance de fuite tout autour de la circonférence du rotor. Ces auteurs mettent en avant l'existence d'harmoniques dus à la saturation des encoches. Le processus d'extraction de l'information passe par l'injection d'un signal de 555 Hz [JAN 96] superposé aux signaux de commande classiques de l'onduleur. Le courant est ensuite filtré et débarrassé de son fondamental et de la composante directe de la porteuse. Un observateur est alors utilisé pour extraire l'information spatiale contenue dans la composante inverse de la porteuse. Il est alors possible, à l'aide de ce schéma hétérogène en boucle fermé, d'obtenir la vitesse puis la position du rotor de toute machine présentant une saillance qui dépend de la position rotorique.
Cette méthode fonctionne correctement pour les régimes saturés. Il n'est donc pas possible de l'utiliser au-dessus de la vitesse de base, en mode de défluxage. Néanmoins, pour cette plage de vitesse, l'estimation du flux par les f.e.m. est efficace. On peut alors penser à un schéma hybride avec une logique de basculement. La méthode a toutefois montré certaines complications et limitations sur des machines à encoches fermées [JAN 96]. Elle ne doit donc être utilisée que pour les machines à encoches ouvertes ou semi-fermées.

Cilia et al. [CIL 97a],[CIL 97b] ont par ailleurs utilisé cette méthode avec une porteuse de 283,5 Hz sur des rotors à double cage. La cage extérieure à été modifiée de manière à obtenir une inductance qui varie sinusoïdalement avec la position du rotor sur un pas polaire. Les auteurs ont également étudié les ondulations de couple qui en résulte dans un schéma de contrôle vectoriel classique. D'autres auteurs ont exploité l'excentricité dynamique existante de fait dans une machine. Cependant, l'utilisation d'asymétries prévues par construction conduit à de meilleurs résultats en ce qui concerne les vibrations.

L'avantage fondamental par rapport aux méthodes basées sur des observateurs est qu'avec des observateurs, quand la pulsation statorique est nulle, le système n'est plus observable et il n'est pas possible de reconstituer la vitesse de la machine [HOL 93].
Alors qu'ici, l'injection d'une porteuse différente du fondamental va permettre de suivre la position et la vitesse de la machine même à fréquence statorique fondamentale nulle puisque l'estimation ne dépend plus de cette fréquence.

3. Méthode proposée

Nous venons de passer en revue de nombreuses méthodes de commande visant à se libérer du capteur mécanique. Ces méthodes, n'ont cependant pas cessé de croître en complexité. A travers l'étude, les simulations, les essais et la mise au point de certaines de ces commandes, il nous est apparu clairement que le problème crucial réside dans l'intégration des termes de tension statorique.
Tout d'abord, avant de procéder à une commande en vitesse, il faut déjà obtenir une commande en couple performante. Si l'on désire avoir une commande vectorielle en régulation de couple qui se passe de la mesure de vitesse, il est clair que c'est vers une commande directe plutôt qu'indirecte que l'on va se tourner.

Vient alors le choix du flux à orienter [16]. Dans le cas d'une commande indirecte on préfère une commande vectorielle par orientation du flux rotorique à cause du haut degré de découplage entre les deux axes qu'elle procure quand les paramètres dans la formule de calcul du glissement sont corrects.
Pour une commande directe, la solution d'orienter le flux statorique paraît plus intéressante. L'estimation du flux statorique est plus robuste car elle introduit moins de paramètres de la machine. Elle est plus efficace, en terme de gestion de tension statorique, fort appréciable en régime de défluxage [XU 91], [De D 94a].
La stabilité n'est pas en reste. Xu et al. [XU 88] ainsi que Profumo et al. [PRO 91] ont montré que, dans le cas du DRFO (commande Directe par Orientation du Flux Rotorique), en régime permanent, le couple de décrochage varie avec l'erreur sur la connaissance de l'inductance de fuite et de l'inductance rotorique. Alors que dans le cas d'une commande directe par orientation du flux statorique (DSFO), ce couple de décrochage n'est pas fonction de l'erreur de ces estimations. Il est alors plus facile de fixer la limite sur la référence du couple afin d'assurer la stabilité.
Du point de vue dynamique, la commande DRFO fait intervenir le terme de l'inductance de fuite dans l'estimation du flux rotorique. Cette estimation se retrouve dans la boucle de retour du système. Or les performances d'un système fonctionnant en boucle fermée dépendent essentiellement de la qualité du signal de retour. Le DSFO utilise, lui, comme signal de retour le flux statorique dont l'estimation est plus précise que ne l'est celle du flux rotorique.
En conclusion, il apparaît naturel de choisir le flux statorique dans le cas d'une commande vectorielle directe.

La machine sur laquelle nous avons travaillé (Annexe 1) dispose d'enroulements supplémentaires disposés en quadrature au stator [KHE 95]. Le but de ces enroulements est de se passer de la connaissance de la résistance statorique et d'accéder directement aux f.e.m. de la machine à des fins de commande. D'autres études ont déjà eu lieu utilisant des prises de mesure sur les bobines statoriques (tapped stator windings) [LIP 86], [ZIN 90], [De D 94b]. La f.e.m. d'une phase étant alors estimée à partir de la différence de tension entre deux bobines d'une même phase. [LIP 86] utilise ces bobines afin de pouvoir estimer les flux et le couple électromagnétique de la machine. [ZIN 90] estime le flux d'entrefer puis l'utilise afin de reconstituer le flux rotorique pour une commande vectorielle directe. [De D 94b] utilise cette technique de mesure afin d'implanter une commande hybride indirecte et directe (mais avec capteur mécanique) de son contrôleur vectoriel "universel" [De D 94a].
Ces auteurs s'accordent sur le fait que le flux issu de l'intégration des f.e.m. recueillies de cette manière correspond en fait au flux d'entrefer de la machine à quelques fuites près [ZIN 90]. Il est difficile de dire si c'est le flux d'entrefer ou le flux statorique qui est récolté.
Dans le cas des bobines supplémentaires de notre machine, il s'agit du flux statorique puisque les capteurs ne sont pas situés au milieu de l'entrefer mais à l'intérieur des encoches statoriques, près de l'entrefer. Il n'y donc pas l'inductance de fuite dans sa totalité qui intervient.

Nous en venons au problème d'intégration. Peu d'auteurs traitent directement de ce problème extrêmement important. [XU 91] procède au calibrage des convertisseurs A/N à chaque fois que le système est mis en route. Ces convertisseurs sont tout d'abord lus des centaines de fois alors que le système n'est pas encore activé. La valeur moyenne ainsi obtenue est utilisée comme offset et elle est retranchée de la mesure pendant la marche normale. Il adjoint à cette correction une fréquence d'échantillonnage importante de 64,1 kHz. La moyenne de 16

[16] En vérité, c'est le système d'axes *d-q* tournant au synchronisme que l'on oriente de manière à faire porter entièrement le flux choisi sur l'axe *d*.

mesures consécutives est utilisée dans les calculs. Cela permet d'avoir un pas d'intégration effectif de 15,6 µs alors que l'intégration n'est effectuée que toutes les 250 µs.
[CHA 96] procède, quant à lui, par intégration de ces deux signaux indépendamment puis les retranche.
Les problèmes d'offset et de quantification constituent le maillon faible de cette intégration en boucle ouverte. Au bout d'un certain temps de fonctionnement du contrôle, le terme continu intégré peut devenir très grand jusqu'à arriver à la limite de représentation numérique du calculateur utilisé. Généralement, le système se ré-initialise de lui-même générant néanmoins un à-coup de couple.
Il arrive également, si les valeurs d'offset sont mal identifiées ou si elles ont changé au cours du fonctionnement, que les signaux des flux aient une allure sinusoïdale mais avec une valeur moyenne qui dérive dans le temps.
D'autres auteurs utilisent des filtres passe-bas, simples ([HOL 93], [VRA 98] , [HUR 98]) ou multiples, (en cascade [BOS 95]), avec une fréquence de coupure très faible au lieu d'intégrateurs purs afin de diminuer la sensibilité aux faibles vitesses.

La méthode que nous proposons part des constatations de [DOD 98] sur la possibilité d'intervenir sur les signaux des flux en temps réel. Les composantes $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ du flux statorique étant déphasées de 90°. Il s'avère que pour éliminer l'offset d'un des deux signaux, il suffirait de lui ôter la valeur qu'a ce signal quand son homologue passe par un extremum.

Nous avons donc développé un algorithme qui permet de suivre les deux signaux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ sur une fenêtre glissante à cinq valeurs afin d'y repérer le minimum ou le maximum. La correction s'opérant sur l'autre signal et vice versa. Ainsi, tous les quarts de période, une correction s'opère, diminuant fortement la dérive des signaux.
La figure 5.12 montre le processus de correction opérant sur les signaux expérimentaux des flux.
De plus, après calcul de l'angle de la transformation de Park et de la pulsation statorique, l'offset à éliminer en amont sur les signaux des f.e.m. est estimé et ajusté de manière plus lente que ne l'est celui des flux. Ceci permet de diminuer les corrections brutales sur les signaux des flux et ainsi de moins perturber l'angle θ_s. Après convergence des offsets vers leurs valeurs nominales, les flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ ont la forme représentée par la figure 5.13. Ces offsets sont limités afin d'éviter des corrections inefficaces dans le cas où le système se retrouve bloqué. Par ailleurs, nous suspendons les corrections pour les échantillonnages suivant l'ajustement de manière à ne pas avoir d'oscillations indésirables.

Des publications récentes s'intéressent à l'utilisation de méthodes simples d'estimation et aux problèmes d'intégration des tensions statoriques [VRA 98], [HUR 98], [DOD 98], [BAG 98], [TZO 96].
[KAT 97] utilise un observateur adaptatif dont la vitesse est la sortie d'un correcteur PI. Dans [VRA 98] et [HUR 98], les auteurs utilisent une commande RDFO basée sur une estimation du flux statorique. Leur méthode de détection est basée sur le suivi du passage par zéro des signaux flux. La correction s'opère sur l'extremum du flux en lui ôtant sa valeur moyenne pic-à-pic. Par rapport à celle que nous proposons, cette méthode est sujette à une erreur sur la détection du "vrai" passage par zéro dans le cas où le flux comporterait un offset.

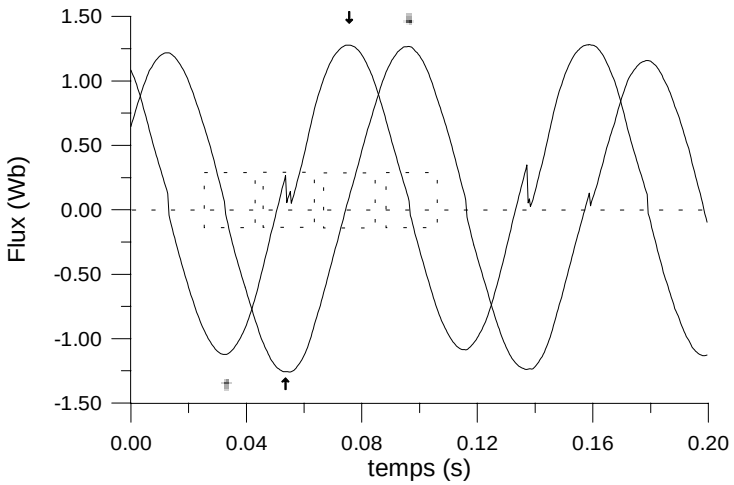


Figure 5.12 Signaux expérimentaux des flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ quand les offsets ne sont pas ajustés

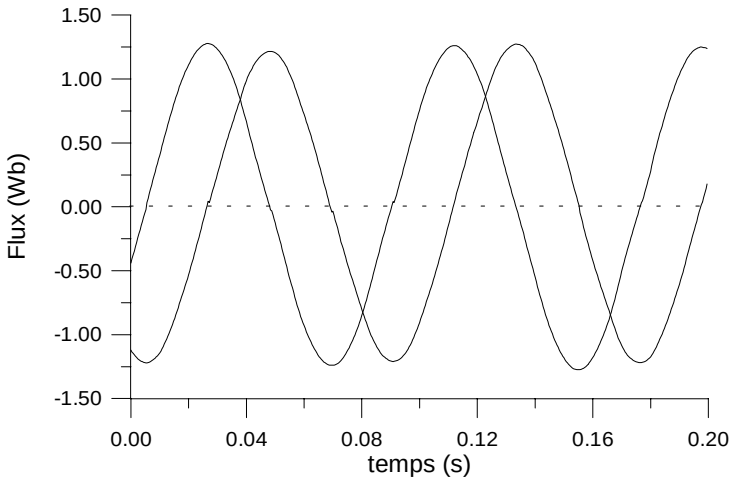


Figure 5.13 Signaux expérimentaux des flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ après que les offsets auto-ajustables aient atteint leurs valeurs nominales

Les figures 5.14 à 5.16 permettent la comparaison entre les f.e.m. reconstituées par rapport à celles issues de la mesure à l'aide des enroulements supplémentaires [BAG 98]. La reconstitution utilise en guise de tension, les termes $V^*_{\alpha s}$ et $V^*_{\beta s}$ issus, après transformation, des régulateurs de courant. Il faut noter que V^*_{ds} et V^*_{qs} sont constants sur deux périodes MLI.
On remarque que les f.e.m. reconstituées sont plus déformées à basse vitesse et qu'il existe un déphasage avec les signaux mesurés. Il dépend principalement de la valeur de la résistance statorique utilisée.
Ainsi, le schéma de contrôle présenté ici est meilleur car il ne dépend pas de ce paramètre.

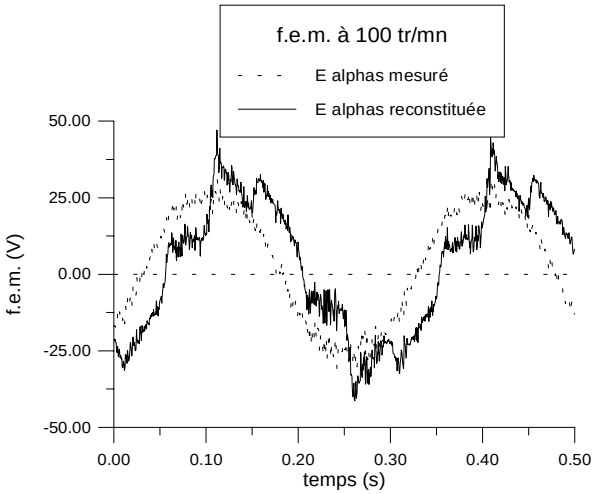


Figure 5.14 f.e.m. à 100 tr/mn

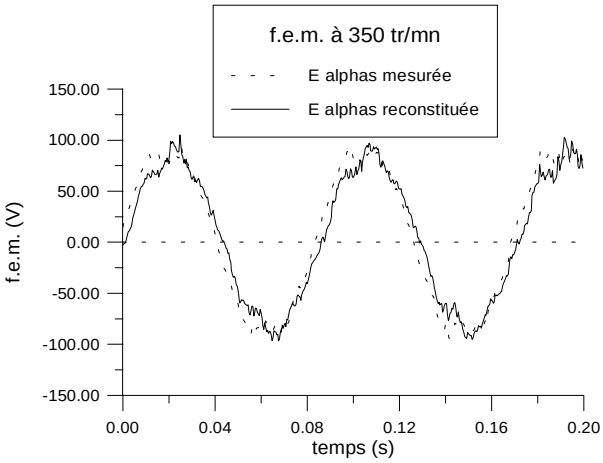


Figure 5.15 f.e.m. à 350 tr/mn

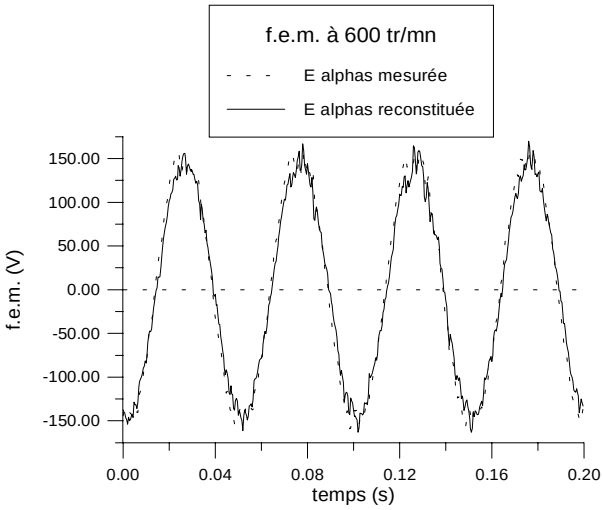


Figure 5.16 f.e.m. à 600 tr/mn

La méthode de compensation dynamique ainsi développée permet d'obtenir une commande vectorielle DSFO en couple aussi performante que la commande IRFO. En effet, la qualité de reconstitution de l'angle θ_s est remarquable jusqu'à des vitesses de 30 tr/mn, la vitesse nominale de la machine étant de 1420 tr/mn.

A des fins de comparaison, nous présentons les courbes expérimentales correspondant à une inversion de vitesse en DSFO (figures 5.17 à 5.20) et en IRFO (figures 5.21 à 5.24). La vitesse est mesurée et utilisée pour la régulation de vitesse dans les deux cas. Cependant, en DSFO, la commande vectorielle en couple est bien sans capteur mécanique, alors que dans le cas du IRFO, l'angle de Park est calculé à partir des signaux issus de l'encodeur incrémental.

Bien qu'il n'y ait pas de régulateur de flux (le flux étant imposé par le courant $I_{ds\ ref}$ qui est constant dans cette plage de vitesse), on observe des flux d'amplitude constante (figures 5.20 et 5.24).

Notons également que les courants I_{ds} et I_{qs} sont bien régulés autour de leurs consignes et que I_{ds} n'est pas perturbé par les changements importants de I_{qs}, ce qui prouve l'efficacité du découplage introduit par le contrôle vectoriel.

A travers la figure 5.18, lorsque $I_{qs\ ref}$ est en buté à 16,5 A, le courant I_{qs} n'atteint pas cette limite. En effet, à cet instant, la vitesse change très rapidement et les régulateurs de courant PI, qui sont élaborés pour un système totalement découplé (équation 5.14), ne sont pas assez rapides pour compenser les termes de couplage qui existent entre les axes *d* et *q*.

$$I_{qs} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + p\sigma\tau_s} V_{qs}^* \qquad (5.14)$$

En ce qui concerne le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique, il est simple de calculer les termes de découplage à injecter dans les boucles de régulation [BAG 96a]. Alors que pour le contrôle DSFO, ces formules sont plus complexes et requièrent trop de temps de calcul du DSP par rapport au gain de performances qu'elles apportent. Comme on le remarque sur la figure 5.22, on calcule ces termes pour le contrôle IRFO. Il en résulte un courant I_{qs} qui suit particulièrement bien sa référence. La différence n'est cependant perceptible que sur les larges changements de vitesse.
Ces termes ne sont pas à confondre avec le courant de compensation (également appelé de découplage) qu'il faut ajouter au courant $I_{ds\ ref}$ dans le cas du DSFO [De D 94a], [BOS 95], [BAG 98],

$$I_{dqs} = \frac{\sigma\tau_r \omega_r I_{qs}}{1 + p\sigma\tau_r} \qquad (5.15)$$

qui compense en partie la chute de flux statorique en charge.
Le régulateur de vitesse utilisé ici est un peu plus lent que ceux présentés dans les chapitres précédents afin d'éviter des oscillations néfastes et des phénomènes de pompage sur le courant I_{qs}, particulièrement à basse vitesse. En effet, on remarque que le courant I_{qs} du DSFO est légèrement plus perturbé (figure 5.18) que ne l'est celui du IRFO (figure 5.22). Ceci est dû à la transformation de Park inverse appliquées aux courants mesurés. En effet, elle fait intervenir l'angle θ_s qui est affecté par les corrections d'offset. Ces corrections sont interprétées par les régulateurs de courant comme des variations de courant.

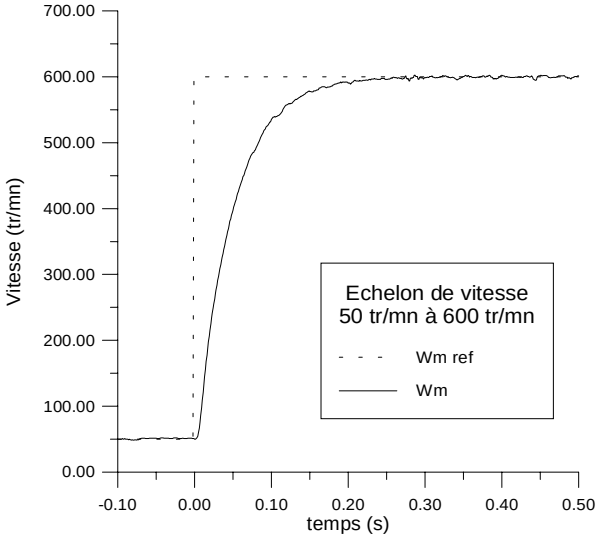


Figure 5.17 Vitesse de la machine, DSFO

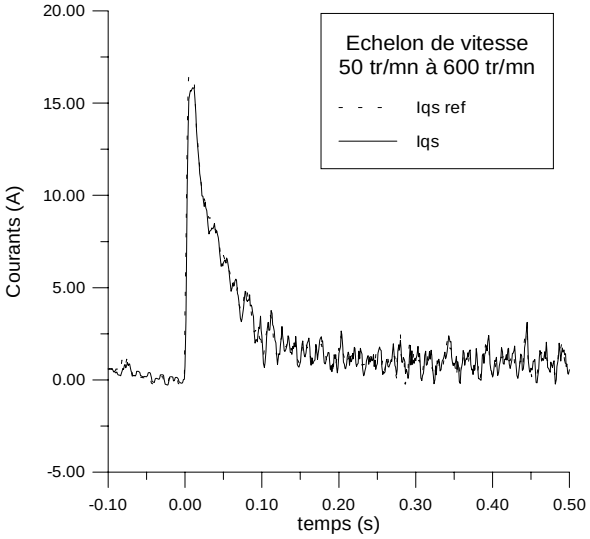


Figure 5.18 Courants $I_{qs\ ref}$ et I_{qs}, DSFO

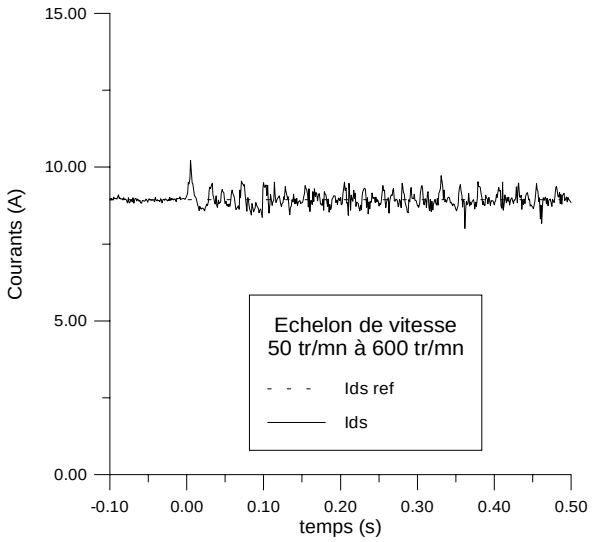


Figure 5.19 Courants $I_{ds\ ref}$ et I_{ds}, DSFO

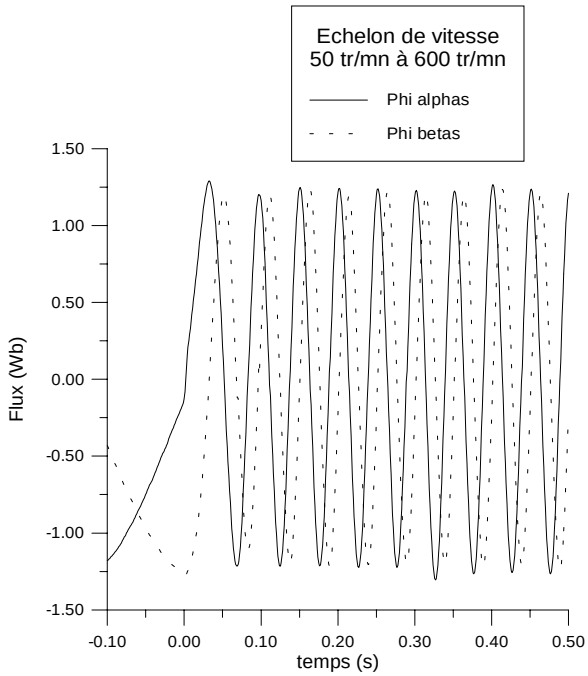


Figure 5.20 Flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$, DSFO

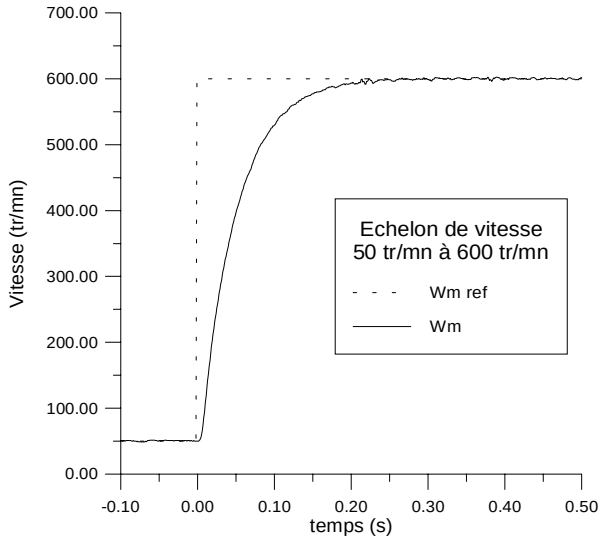


Figure 5.21 Vitesse de la machine, IRFO

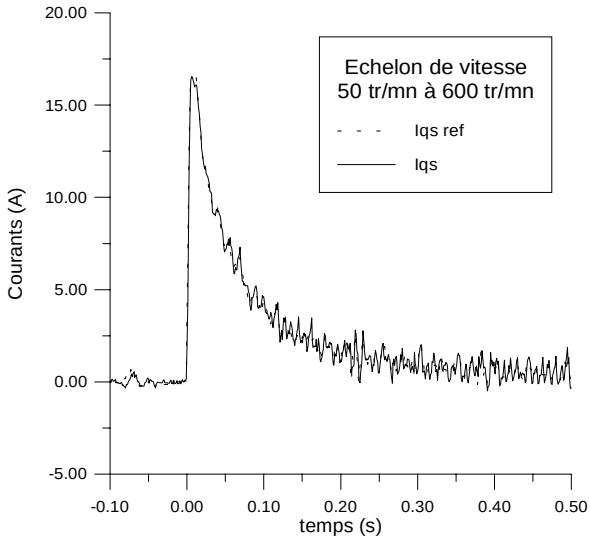


Figure 5.22 Courants $I_{qs\ ref}$ et I_{qs}, IRFO

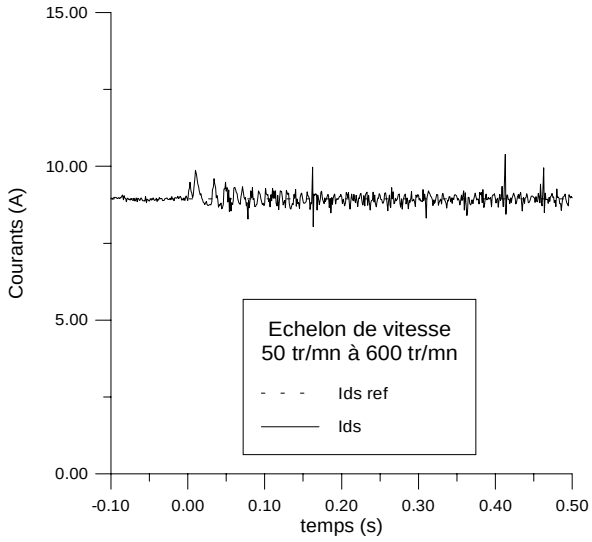


Figure 5.23 Courants $I_{ds\,ref}$ et I_{ds}, IRFO

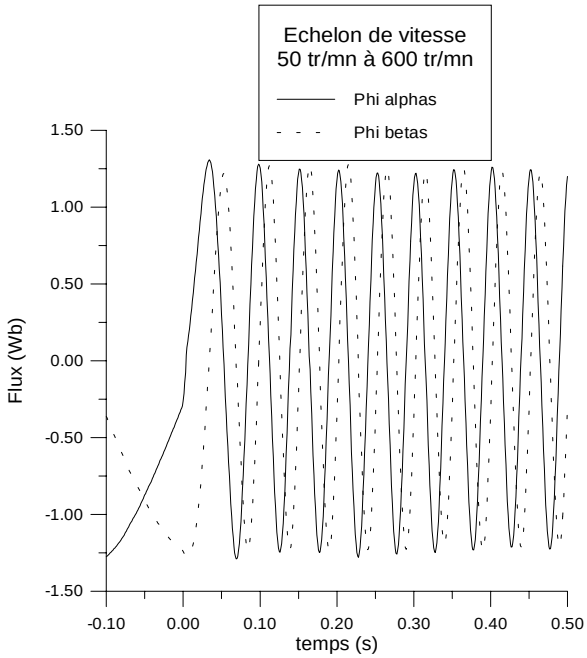


Figure 5.24 Flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$, IRFO

Ce schéma de commande a été expérimenté jusqu'à 50 tr/mn avec des réponses satisfaisantes. En dessous de cette vitesse, il n'est pas possible d'effectuer des changements brutaux sur la référence de vitesse sans perdre le contrôle vectoriel. Nous pouvons faire des changements lents jusqu'à 30 tr/mn mais le fonctionnement est instable à cette vitesse en mode direct. A faible vitesse et à l'arrêt, il est impossible d'utiliser cette méthode. En effet, les f.e.m. deviennent d'amplitude trop faible et de période trop large. Elles sont perturbées par le bruit de mesure et l'algorithme de compensation d'offset n'est d'aucun secours. Les flux obtenus alors par intégration sont inutilisables pour le contrôle vectoriel.
Bose et al. [BOS 95] recommandent de passer en contrôle vectoriel indirect à très basse vitesse. Cependant, cela suppose la connaissance de la vitesse afin de reconstituer la pulsation statorique et l'angle de Park. Une approximation est faite en posant la vitesse comme nulle, la pulsation statorique est alors égale à la pulsation rotorique donnée par :

$$\omega_r = \frac{L_S}{\tau_r} \cdot \frac{(1 + p\sigma\tau_r) I_{qs}}{\varphi_{ds} - \sigma L_s I_{ds}} \qquad (5.16)$$

Nous utilisons également cette relation en contrôle direct, l'estimation de vitesse étant égale à la différence entre la pulsation statorique et rotorique. Il peut être intéressant de ne pas utiliser le terme "dérivé" afin de ne pas amplifier le bruit sur le courant I_{qs} et ne pas le reporter dans l'estimation de la vitesse [XU 91]. Cela veut dire que l'on se contente d'une estimation basée sur le régime permanent (du courant décrit dans le repère *d-q*). Néanmoins, comme le contrôle vectoriel réalisé par la méthode directe n'implique pas l'utilisation de cette estimation de vitesse, et qu'il n'est utilisé que pour la vitesse de la machine, cette approximation peut se justifier.

3.1. Commande vectorielle sans capteur avec régulation de vitesse

Jusqu'à présent, nous avons présenté une commande vectorielle sans capteur mécanique avec régulation de courant ; c'est à dire une commande en couple. Nous abordons maintenant la commande en vitesse avec une régulation sur une vitesse estimée et non pas mesurée.
Dans le souci de simplicité, l'estimateur élémentaire de vitesse est utilisé. De plus, afin de pouvoir démarrer ou récupérer le contrôle en cas de décrochage, un schéma de contrôle vectoriel hybride a été implanté. Il permet de passer d'un ISFO à un DSFO et vice versa.

Les figures 5.25 à 5.28 représentent la réponse du système à un échelon de vitesse de -300 tr/mn à 300 tr/mn. Il est important de noter que, comme l'inversion de vitesse s'effectue rapidement, il n'y pas perte de contrôle vectoriel. Cependant, quand la vitesse est proche de zéro, le découplage n'est plus parfait et cela se ressent sur les perturbations engendrées par les variations de I_{qs} sur I_{ds} (figure 5.27). Il est à noter la différence qui existe entre la vitesse estimée (utilisée comme signal de retour dans la régulation de vitesse) et celle mesurée (uniquement à des fins de comparaison) (figure 5.25). Les oscillations observées ont déjà été amoindries par l'utilisation de filtres sur les estimations des pulsations statorique et rotorique. Malheureusement, cela introduit également un retard sur la vitesse reconstituée qui doit jouer sur le phénomène de pompage constaté.

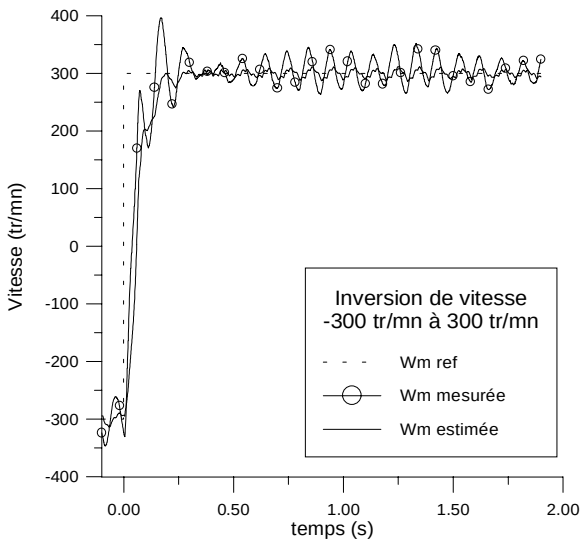


Figure 5.25 Vitesse de la machine

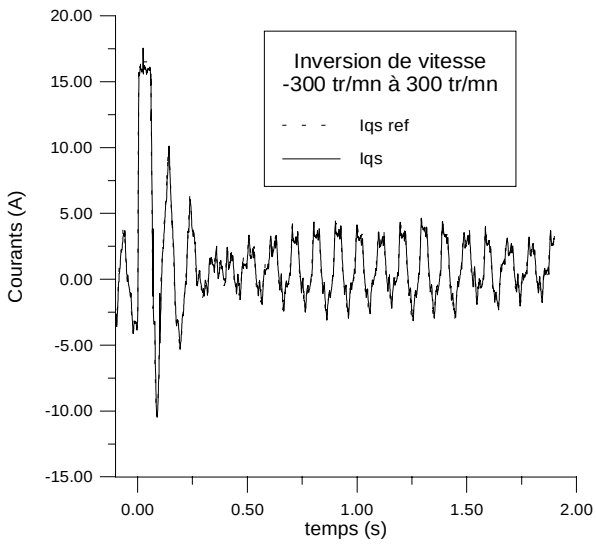


Figure 5.26 Courants $I_{qs\ ref}$ et I_{qs}

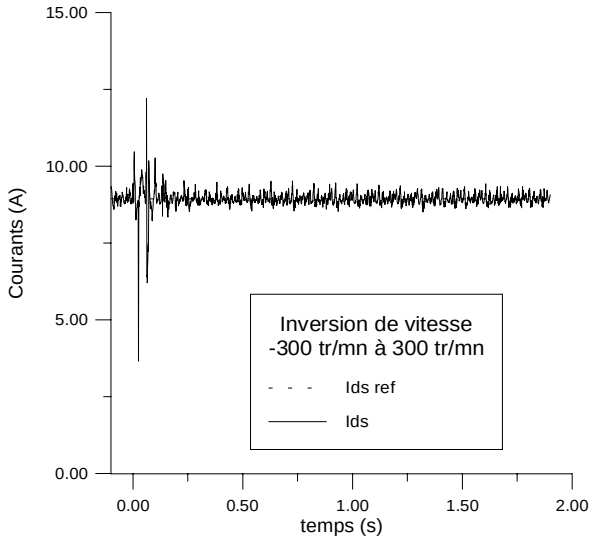


Figure 5.27 Courants $I_{ds\ ref}$ et I_{ds}

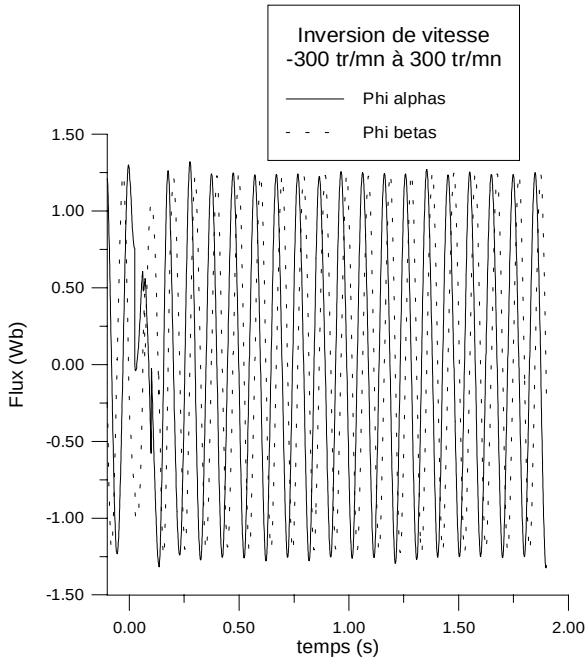


Figure 5.28 Flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$

Les figures 5.29 à 5.32 montrent une inversion de vitesse de -600 tr/mn à 600 tr/mn. L'échelle de temps étant plus petite et les variations plus grandes, il est plus aisé de constater de la qualité de l'estimation de vitesse. On voit bien que la régulation se fait correctement par rapport à la variable estimée. Cependant, l'estimation n'est pas rigoureuse et l'on observe également en plus des oscillations de la vitesse réelle de la machine, une erreur statique due à une sous-estimation de la pulsation rotorique.

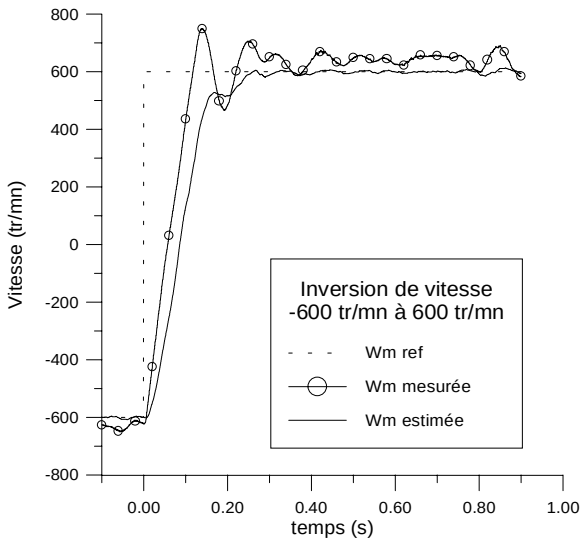


Figure 5.29 Vitesse de la machine

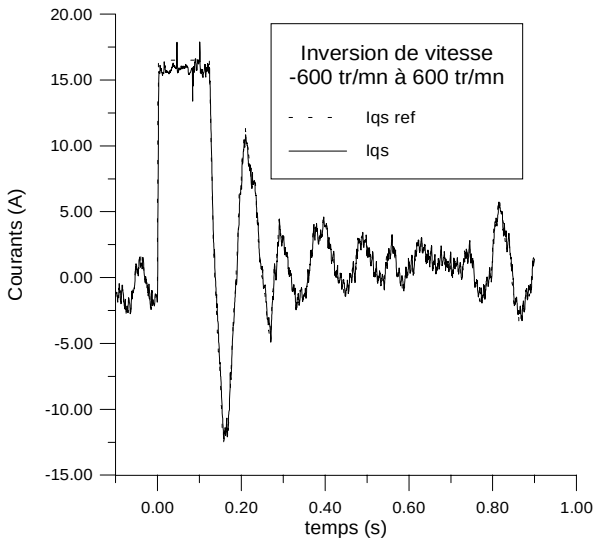


Figure 5.30 Courants $I_{qs\ ref}$ et I_{qs}

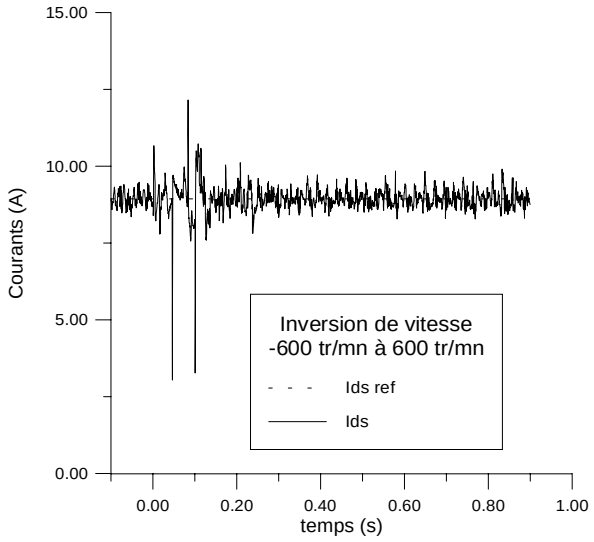


Figure 5.31 Courants $I_{ds\ ref}$ et I_{ds}

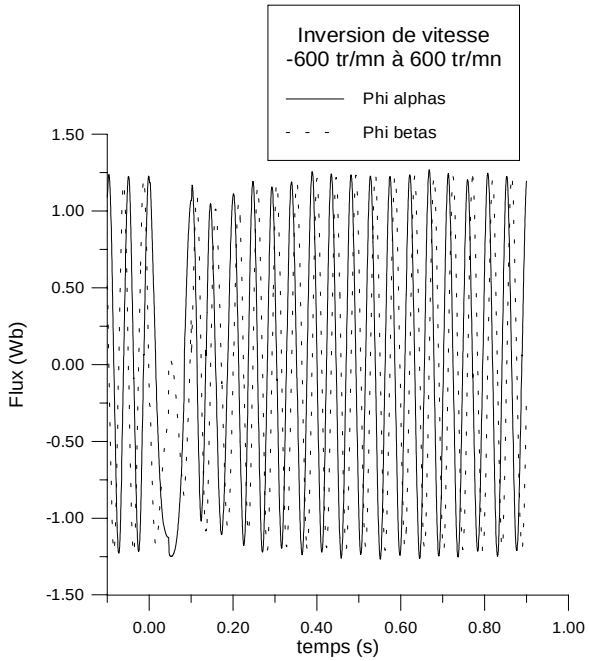


Figure 5.32 Flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$

Dans l'essai suivant (figures 5.33 à 5.36), nous remettons à nouveau le régulateur de vitesse sur l'entrée de la mesure de vitesse, bien que nous n'utilisons pas cette mesure dans la commande vectorielle (commande en couple sans capteur). Nous voulons mettre en évidence le passage du mode direct au mode indirect. A basse vitesse, nous opérons une inversion de -100 tr/mn à 100 tr/mn. Sur la figure 5.36, nous observons vers t=0 s, des flux qui s'annulent et une perte du contrôle vectoriel direct. L'algorithme de sélection du contrôle repère cette anomalie et se met en contrôle indirect (ISFO). Toute la pulsation statorique vient alors uniquement de la pulsation rotorique, puisque le contrôle suppose la vitesse nulle. Il est alors normal de se retrouver pour de si faibles couples résistants avec des glissements très élevés et des courants I_{qs} conséquents. Au bout de 0,4 s, les flux sont à nouveaux rétablis et l'algorithme d'adaptation en ligne recommence à se régler. Le passage à nouveau vers le mode direct est alors imminent. Après un petit laps de temps, nécessaire à la stabilisation des flux, le basculement en mode direct se fait avec un léger à-coup de couple correspondant au changement sur la manière de synthétiser l'angle de Park. Le glissement revient alors à des valeurs raisonnables de même que le courant I_{qs}.

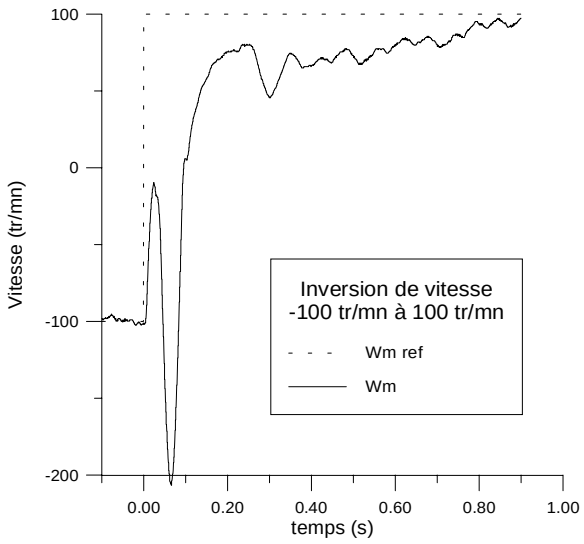


Figure 5.33 Vitesse de la machine

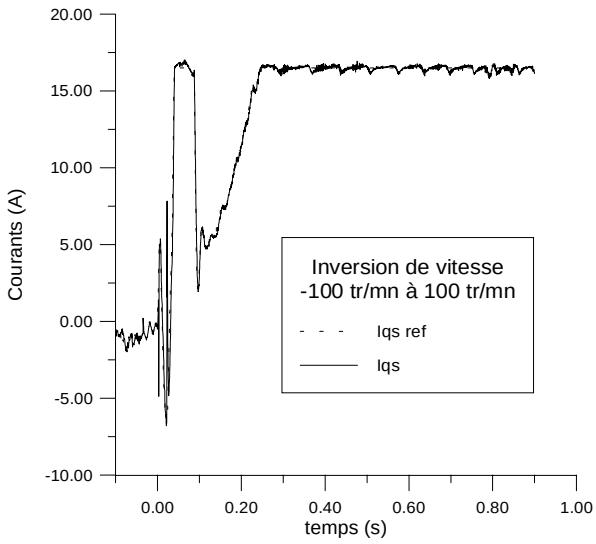


Figure 5.34 Courants $I_{qs\ ref}$ et I_{qs}

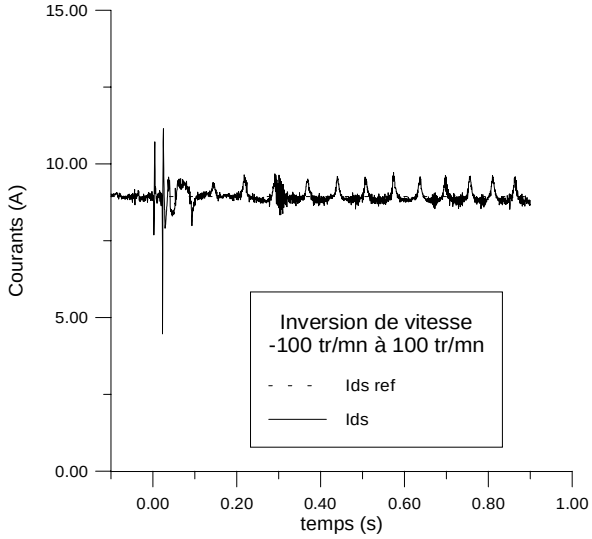


Figure 5.35 Courants $I_{ds\ ref}$ et I_{ds}

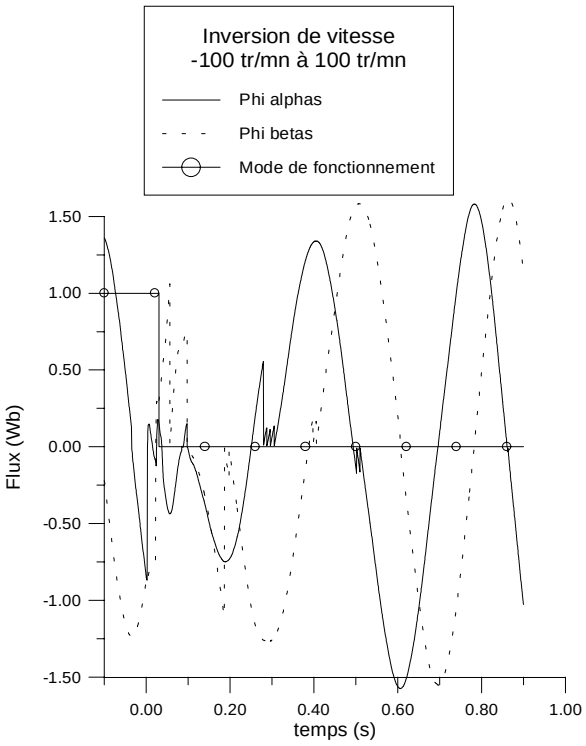


Figure 5.36 Flux $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$

4. Techniques "intelligentes" de commande sans capteur

Dans ces dix dernières années, une nouvelle génération de contrôle basée sur l' "intuition" et le "jugement" a vu le jour. Les chercheurs l'ont nommé "contrôle intelligent" (IC) [EL-S 97]. Leur but principal étant de parvenir à un contrôle simple, adaptatif et performant. Ces contrôleurs offrent la possibilité d'obtenir la reproduction des dynamiques d'un système complexe non linéaire seulement à travers ces entrées / sorties, sans avoir recours à un modèle

structurel. Ils peuvent exprimer des objectifs qui sont difficiles à exprimer mathématiquement.
Les plus communes de ces techniques sont la logique floue et les réseaux de neurones.
Nous n'abordons ici que les méthodes de commande sans capteur mécanique faisant appel à ces techniques.

On peut distinguer deux catégories :
En premier, il y a les méthodes qui utilisent des contrôleurs flous, neuronaux, neuro-flous au sein d'un schéma de commande dans lequel l'estimation de la vitesse se fait par les procédés conventionnels déjà mentionnés [VAS 95], [MIR 94]. Il n'est cependant pas évident que l'utilisation de tels régulateurs montre leur supériorité sur des régulateurs conventionnels relativement sophistiqués. Effectivement, dans la plupart des cas, un contrôleur classique est largement suffisant pour venir à bout des tâches à accomplir. Ce qui est intéressant, c'est plutôt la possibilité que l'on a, avec un contrôleur intelligent, d'implanter des connaissances d'expert. Le réglage et la mise au point de ces correcteurs se font aussi avec une approche différente par rapport aux régulateurs classiques.

La deuxième catégorie est celle où les estimations de vitesse se font à l'aide de ces techniques. C'est principalement par des réseaux de neurones [KUL 97], [BUR 97] que l'estimation a lieu. En effet, sa capacité d'apprentissage lui permet de calquer le fonctionnement du système en créant un modèle inversé comme le montre la figure 5.37.

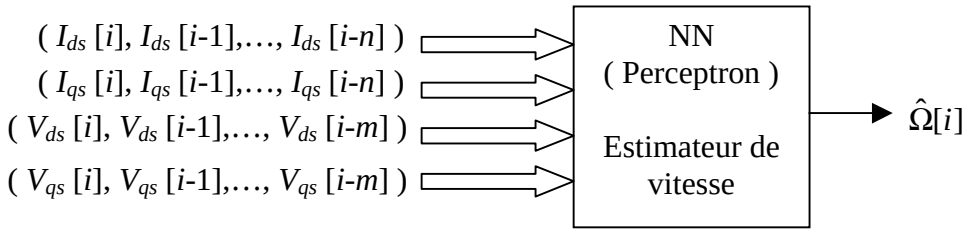


Figure 5.37 Structure d'un estimateur de vitesse à base de réseau de neurones

Cet estimateur, présenté dans [KUL 97], utilise, en entrée, les quatre dernières valeurs de courant I_{ds} et I_{qs} et les trois dernières valeurs de tension V_{ds} et V_{qs}. Avec une couche cachée de 10 à 12 neurones, il arrive, après apprentissage, à estimer la vitesse avec une précision de 3 % sur tout un cycle de variation de vitesse.

Il est toutefois, très important de bien comprendre le fonctionnement et l'essence même du réseau de neurones, sinon, on tombe vite dans une course vers des systèmes inutilement compliqués, sans apport d'efficacité. Le type du réseau de neurones, la méthode d'apprentissage, le choix de l'ensemble d'apprentissage et de l'ensemble de validation sont autant de problèmes auxquels doit faire face le concepteur d'un tel système [PIE 96].
Un mauvais choix de méthode d'apprentissage, par exemple, consiste à continuer l'apprentissage en ligne même quand le système de commande vectorielle de la machine est en régime permanent. Ceci va faire perdre l'information acquise pendant les transitoires qui est nécessaire à un balayage large de tout l'espace de fonctionnement du système.

5. Conclusion

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Si le contrôle pour des vitesses élevées ne pose plus beaucoup de problèmes, il n'en est pas de même pour les faibles vitesses et le positionnement. Deux voies de recherche, correspondant à deux techniques différentes, font l'objet de recherches intensives dans les laboratoires.
La première est basée sur le suivi des phénomènes dépendant de la vitesse (f.c.e.m.). La deuxième concerne les saillances spatiales [HOL 98]. Etant donné que les techniques qui cherchent à estimer le flux ou la vitesse du rotor à travers l'utilisation des f.c.e.m. se basent sur une grandeur qui est fonction de la vitesse, elles pèchent par un manque de précision à vitesse faible et nulle. Ces techniques sont cependant très efficaces pour les vitesses plus élevées.
Les méthodes basées sur les saillances spatiales peuvent être divisées en deux sous-groupes suivant qu'elles utilisent le fondamental des grandeurs électriques ou un signal additionnel indépendant de ces grandeurs. Ces dernières sont plus appropriées pour les très basses vitesses puisqu'elles ne dépendent pas de l'amplitude ou de la fréquence du fondamental [DEG 97].

Notre contribution dans ce domaine concerne l'implantation d'une commande vectorielle directe sans capteur mécanique. Elle a comme avantage de ne pas dépendre de la résistance statorique et ne nécessite qu'une modification mineure à la construction de la machine. De plus, un algorithme de compensation d'offset en ligne a été mis au point. Il est de surcroît utilisable pour d'autres types de commandes qui nécessitent une estimation rapide des composantes du flux statorique comme, par exemple, la commande directe du couple (DTC).
Un état de l'art sur les techniques de commande sans capteur mécanique a été dressé. Nous avons mis en évidence l'importance considérable de certains problèmes de mesure sur la qualité du contrôle. Par une amélioration de ces conditions, l'utilisation de simples estimateurs de flux suffit à la réalisation d'une commande sans capteur performante dans son domaine d'utilisation.

Conclusion générale

Actuellement, l'utilisation des techniques présentées dans ce mémoire concerne de nombreuses applications relatives aux machines et à leur commande.
Les algorithmes génétiques sont utilisés pour l'identification des paramètres de modèles et pour le réglage et l'optimisation des régulateurs et des estimateurs.
La logique floue est utilisée en régulation de bien des manières. Le régulateur peut être classique et rendu adaptatif par un superviseur flou ou alors être entièrement flou.
Par contre, la logique floue n'est pas utilisée pour la modélisation de systèmes rencontrés dans ce domaine puisqu'on estime que les équations de la physique conduisent à un modèle de connaissance suffisamment représentatif de la réalité dans le domaine du génie électrique.
Les réseaux de neurones ont, quant à eux, deux principales utilisations, en "approximateur" universel et en "classificateur". La capacité d'apprentissage d'un réseau de neurones sur un ensemble de données lui permet d'adopter une réaction conforme face à des cas peu différents de ceux auxquels il a été habitué. La classification permet la distinction et la formation de groupes ayant des caractéristiques similaires, parfois cachées. Le diagnostic de défaut est l'application la plus rencontrée dans ce cas de figure.
Le perceptron a longtemps été le seul réseau de neurones à être utilisé à cause de sa simplicité. La puissance des calculateurs augmentant, on commence à rencontrer les RBF et des réseaux plus complexes qui ne sont pas à propagation directe.
L'estimation des paramètres et de l'état de la machine n'est pas en reste puisque les méthodes à base de logique floue et de réseaux de neurones se retrouvent de plus en plus souvent dans les algorithmes dits de "contrôle intelligent". Ainsi, on s'évertue à allier la puissance de calcul des DSP actuels à ces techniques dans le but d'augmenter la robustesse de la commande ou de réduire le nombre de capteurs utilisés. Le sujet qui a suscité le plus d'études dans ce domaine est sans doute celui de la commande sans capteur de vitesse.

Notre travail a consisté à étudier ces techniques et leur application dans le but de commander une machine asynchrone. Nous avons essayé de les présenter d'une manière suffisamment complète et synthétique pour permettre la compréhension de leur fonctionnement et l'approfondissement des études menées.
La mise au point d'un algorithme génétique et son utilisation dans un processus d'optimisation ont montré l'adéquation de cette méthode pour l'identification des paramètres de la machine. C'est une bonne alternative aux méthodes classiques basées sur des algorithmes de gradient. Elle permet, en effet, d'éviter le problème de dérivation et d'être moins sensible à la présence de minimums locaux. La méthode convient particulièrement quand il s'agit d'optimiser plusieurs paramètres en même temps.

En ce qui concerne la logique floue et les réseaux de neurones, compte tenu de l'immense champ d'applications, nous avons restreint notre étude à la régulation au sein d'une commande vectorielle de la machine. Nous nous sommes intéressés aux régulateurs de vitesse classiquement utilisés et à leur remplacement par différents types de régulateurs flous et neuronaux. Les résultats de l'étude montrent qu'il n'y a pas de supériorité notable en ce qui concerne les performances de ces nouveaux régulateurs, le système commandé étant correctement connu. Il est cependant difficile de comparer les différents régulateurs. Nous avons choisi pour ce faire de les ramener avec les mêmes gains en entrée et en sortie à un système normalisé de sorte que leurs surfaces de contrôle ne dépendent que des caractéristiques intrinsèques des régulateurs et non pas des facteurs d'échelle ou des gains.
Nous avons mis en évidence, à travers une analyse dans le plan de phase et à l'aide des surfaces de contrôle, que si le régulateur flou correspondant à un régulateur IP anti-saturation donne les mêmes performances lors des changements de consignes, il est toutefois plus lent

face à une perturbation de charge mécanique. Cette lacune est comblée par le régulateur neuronal de type perceptron. L'approximation de la surface du contrôleur flou par le réseau de neurones a permis de lisser les reliefs de la surface aux endroits concernés, c'est à dire là où l'incrément de commande est beaucoup plus faible que celui du contrôleur IP. Le choix d'un nombre réduit de neurones autorisant ce lissage conduit également à des temps de calcul raisonnables.
La lourde procédure d'apprentissage peut, dans un premier temps, être évitée par l'introduction de réseaux de neurones à fonction de base radiale. Grâce aux propriétés de placement et de sélectivité de leurs fonctions d'activation, ces réseaux permettent d'intégrer des informations "à priori" sur le système. Une optimisation plus fidèle de la surface de contrôle floue a rendu leur comportement plus proche de celui du contrôleur flou correspondant que de celui du régulateur neuronal à perceptron.

En définitive, il n'est pas question d'obtenir, à l'aide de ces régulateurs, des performances très supérieures à celles des contrôleurs classiques convenablement choisis et optimisés. Ce qui est intéressant, c'est la manière dont s'opère la conception, la mise au point et le réglage de ces nouveaux régulateurs.
Ces techniques conviennent alors particulièrement aux cas des systèmes complexes à modéliser. La logique floue offre un cadre formel pour une synthèse linguistique intégrant des considérations heuristiques. Les réseaux de neurones permettent, quant à eux, d'adopter l'approche "boîte noire" du système et de ne considérer que ses entrées et ses sorties.

Nous avons également abordé le problème des variations de paramètres de la machine et d'une mauvaise identification et de leur incidence sur le contrôle vectoriel de la machine asynchrone. Une étude paramétrique utilisant les différents régulateurs a permis d'étayer nos conclusions.
Nous avons étendu ce problème au cas où la machine présente des défauts de structure, plus spécialement des ruptures de barres rotoriques. Un modèle plus complet de la machine a permis de rendre compte des phénomènes que l'on retrouve expérimentalement lorsque ces défauts se produisent. Nous avons alors mis en évidence le comportement d'une telle machine fonctionnant avec un contrôle vectoriel. Lors de ruptures de barres, les différents régulateurs étudiés perçoivent ces défauts comme un couple résistant perturbateur. Ils le compensent en adoptant un couple électromagnétique antagoniste. Ceci introduit une nouvelle manière de diagnostiquer les défauts rotoriques.

Le dernier volet de cette étude concerne un sujet particulièrement intéressant ; la commande vectorielle sans capteur mécanique. De très nombreuses méthodes ont été et continuent d'être proposées.
Nous dressons tout d'abord un état de l'art et nous présentons les principales méthodes. Nous considérons que le problème crucial réside dans l'intégration des f.e.m. de la machine pour la reconstitution des flux. Nous proposons alors une solution simple à appliquer dès lors que l'on dispose d'un calculateur numérique pour implanter la commande. La compensation dynamique des offsets apparaissant sur ces signaux permet d'obtenir une commande fiable jusqu'à de très basses vitesses et, qui de plus, est stable.
Lors d'un des derniers congrès, nous avons pu constater, qu'actuellement, ce même problème de compensation d'offset fait également l'objet de recherches intensives dans d'autres laboratoires.

Le travail de recherche a conduit au développement d'un outil de simulation et d'analyse de fonctionnement de machines asynchrones en régime commandé. Des efforts particuliers ont

par ailleurs été développés afin de valider notre étude, à chaque étape, à l'aide d'essais expérimentaux. Cette approche expérimentale, permet de confronter les résultats de simulation avec la réalité et de garder en tête que les méthodes étudiées doivent avoir comme finalité une implantation expérimentale.

Les travaux effectués donnent lieu à plusieurs voies de recherche qu'il nous apparaît utile de creuser. Tout d'abord en ce qui concerne les algorithmes génétiques, il serait intéressant de comparer notre approche à celle où les mutations et les croisements sont fixés non pas par des tailles de sous-populations mais par des probabilités que ces phénomènes aient lieu.
Nous avons commencé à considérer la généralisation des régulateurs flous et neuronaux à tous les régulateurs du schéma de contrôle vectoriel, mais le temps de calcul requis (sur notre DSP actuel) pour les régulateurs de courant devient très important et ne permet plus l'acquisition de données sans perturber le fonctionnement du programme de commande qui s'exécute sur le DSP.
L'étude et la mise en place de superviseurs flous ou neuronaux pour l'optimisation et le contrôle du fonctionnement du schéma de commande de la machine est également un projet très important.
La modélisation et le fonctionnement en régime dégradé est un sujet de recherche qui se poursuit actuellement dans notre laboratoire. Il s'agit d'aller vers une simplification du modèle, tout en conservant les caractéristiques intrinsèques de la structure du rotor.

En ce qui concerne la commande sans capteur, nous disposons maintenant d'une commande vectorielle en couple performante et qui ne nécessite pas de capteur mécanique. L'utilisation d'enroulements supplémentaires de la machine a même permis d'éviter l'utilisation de la valeur de la résistance statorique pour l'estimation des flux. Cependant l'estimation de la vitesse reste à améliorer. Il convient dorénavant d'utiliser les signaux de flux obtenus par la méthode proposée et de les coupler aux méthodes d'estimation de la vitesse qui requièrent une connaissance précise des flux.

Suite aux problèmes soulevés, plus particulièrement, en annexe 3, il convient de concevoir des machines destinées à la commande. Elles doivent être spécialement adaptées afin de supporter des tensions pic-à-pic plus importantes et fonctionner pour une tension nominale adaptée à celle que peut fournir le pont continu de l'onduleur de tension utilisé. Un soin particulier doit également être accordé aux paramètres de la machine.

Au niveau de l'implantation de la commande, de récentes études concernent le développement de composants intégrant un très grand nombre de processeurs flous ou de réseaux neuronaux. Les commandes spécifiques de plus en plus rapides et pointues évoluent des dispositifs à base de DSP vers des structures moins coûteuses à base de FPGA et d'ASIC.
La commande rapprochée et le concept de "mécatronic" vont permettre la miniaturisation, la baisse des coûts de fabrication et donc la diffusion encore plus large des dispositifs commandés.

Annexes

1. Annexe 1 : Paramètres des machines étudiées

1.1. Machine 1

Plaque signalétique :
Constructeur : CEN
U : 220/380 V.
I_n : 21/12 A.
Ω_n=1420 tr/mn.
P_n=5,5 kW.

1.1.1. Première identification

Vecteur de paramètres 1 [KHE 95]

R_s=2,25 Ω R_r=0,7 Ω L_s=0,1232 H L_r=0,1122 H M=0,1118 H τ_s=0,0546 s τ_r=0,160 s σ=0,09	J=0,038 kg m^2 (machine seule) a_2=0,049 Nm s/rd J_f=0,0124 kg m^2

Tableau A.1

1.1.2. Deuxième identification

Les paramètres mécaniques sont issus d'une identification sur une courbe de ralentissement. Les paramètres électromagnétiques sont le résultat d'une optimisation par algorithme génétique sur un démarrage à vide.

Vecteur de paramètres 2

R_s=2,2513 Ω τ_s=0,06526 s τ_r=0,1975 s σ=0,0423	J=0,059 kg m^2 (moteur + frein) a_1=0 Nm s^2/rd^2 a_2=0,01438 Nm s/rd a_3=0,5012 Nm

Tableau A.2

1.2. Machine 2

Plaque signalétique :
Constructeur ABB
U : 220/380 V.
I_n : 4,5/2,6 A.
Ω_n=2850 tr/mn.
P_n=1,1 kW.

Les paramètres du modèle *dq* sont issus d'une optimisation par algorithme génétique sur un démarrage à vide (Vitesse et courant statorique sur 0,7 s)

R_s=7,828 Ω τ_s=0,0833 s τ_r=0,1415 s σ=0,0466	J=0,006093 kg m^2 a_1=0 Nm s^2/rd^2 a_2=0,000725 Nm s/rd a_3=0 Nm

Tableau A.3

Les paramètres du modèle à mailles sont issus de mesures :

R_s=7,828 Ω J=0,006093 kg m^2 a_1=0 Nm s^2/rd^2 a_2=0,000725 Nm s/rd a_3=0 Nm	Rayon=0,03575 m Longueur=0,065 m Entrefer=0,00025 m Ns=160 Nr=16 L_{sl}=0,018 H $R_{b\ sain}$=150 10^{-6} Ω $R_{b\ cassée}$=0,03 Ω $R_{e\ sain}$=72 10^{-6} Ω (totale) L_b=10^{-7} H L_e=10^{-7} H (totale)

Tableau A.4

D'où le modèle *dq* équivalent :
τ_s=0,0752 s
τ_r=0,145 s
σ=0,0487

2. Annexe 2 : Présentation du logiciel MASVECT

Nous avons développé tout au long de ce travail de recherche nos propres outils de simulation et de visualisation de données. Le logiciel principal, nommé MASVECT, est écrit en BC++ 4.5™. Totalement orienté objet, aussi bien en ce qui concerne les classes de ses composants : machines TMachine (modèle dq), TMachineSpe (modèle à maille), qu'en ce qui concerne l'environnement graphique pour lequel il est destiné (Windows 95™).
Ainsi, l'on retrouve comme classe fenêtre principale TSimulWindow dérivée de la classe TWindow de l'OWL de Borland (Object Windows Library).
Cette classe incorpore les classes machines et observateurs ainsi que pratiquement toutes les fonctions de gestion des événements (changement de références, couples de charge…), des différents mode de commande, la gestion des fichiers de sauvegarde des données de la machine, des résultats de simulation et des fichiers expérimentaux destiné à l'optimisation. Elle encapsule également toutes les boîtes de dialogues destinées au paramétrage du logiciel.

MASVECT est actuellement composé de plus de 9000 lignes de code source en C++ et 2200 lignes de ressources (.rc) réparties en plusieurs fichiers gérés par un projet (ide) unique.

Il n'est pas possible ici de décrire toutes les fonctionnalités du logiciel MASVECT, nous en présentons ci-dessous les principales :

- Choix du modèle de la machine (*dq* ou à maille), branchement de la machine (étoile ou triangle).
- Marche normale de la machine asynchrone, démarrage sur le réseau triphasé.
- Commande vectorielle : rotorique, statorique, directe ou indirecte…
- Utilisation ou non de l'onduleur à MLI, des termes de découplage…
- Commande en courant / régulation de vitesse.
- Choix de tous les types de régulateur présentés.
- Possibilité de simuler des essais statiques.
- Commande directe du couple (DTC).
- Programmation d'événements survenant pendant la simulation sur la vitesse de référence, le couple de charge, les ruptures de barres (choix des barres, des portions d'anneau et de la gravité des défauts).
- Optimisation de certains régulateurs de vitesse suivant des critères ISE par algorithme génétique (GA).
- Optimisation des paramètres de la machine sur la base de fichiers expérimentaux (optimisation simultanée pondérée de la vitesse et du courant statorique).
- Génération des surfaces de contrôle floues et neuronales.
- Appel du logiciel de tracé de courbes GRAPH pour l'affichage des grandeurs sélectionnées et qui sont d'ailleurs sauvegardé dans un fichier de résultats (.dat) également accessible aux logiciels de traitement commerciaux (Excel…).
- Sauvegarde des données relatives aux paramètres de la machine, de la simulation et des grandeurs à afficher dans un fichier au format propriétaire (.mas).
- Le logiciel GRAPH permet d'afficher les courbes issus de la simulation. Il est automatiquement appelé par MASVECT. Il est toutefois utilisable en tant que visualisateur universel puisqu'il accepte des fichiers de données standards et s'adapte dynamiquement au nombre de variables contenues et à la longueur des vecteurs. GRAPH est une interface à documents multiples (MDI). Il permet d'afficher une ou plusieurs variables sur une même fenêtre en fonction de la première colonne (le temps généralement). Il est également possible de choisir des colonnes particulières de manières à présenter les variations des grandeurs sur un diagramme polaire et même d'en faire l'animation en fonction du temps. Des changements dynamiques de l'échelle et une manipulation entièrement à la souris permettent d'agrandir et de déplacer la zone de visualisation sur un graphe, rendant l'analyse de la simulation aisée et intéressante.

Evidemment, ces fonctionnalités sont accessibles à l'aide du seul module sans besoin de recompiler ou de retoucher au code source du logiciel.

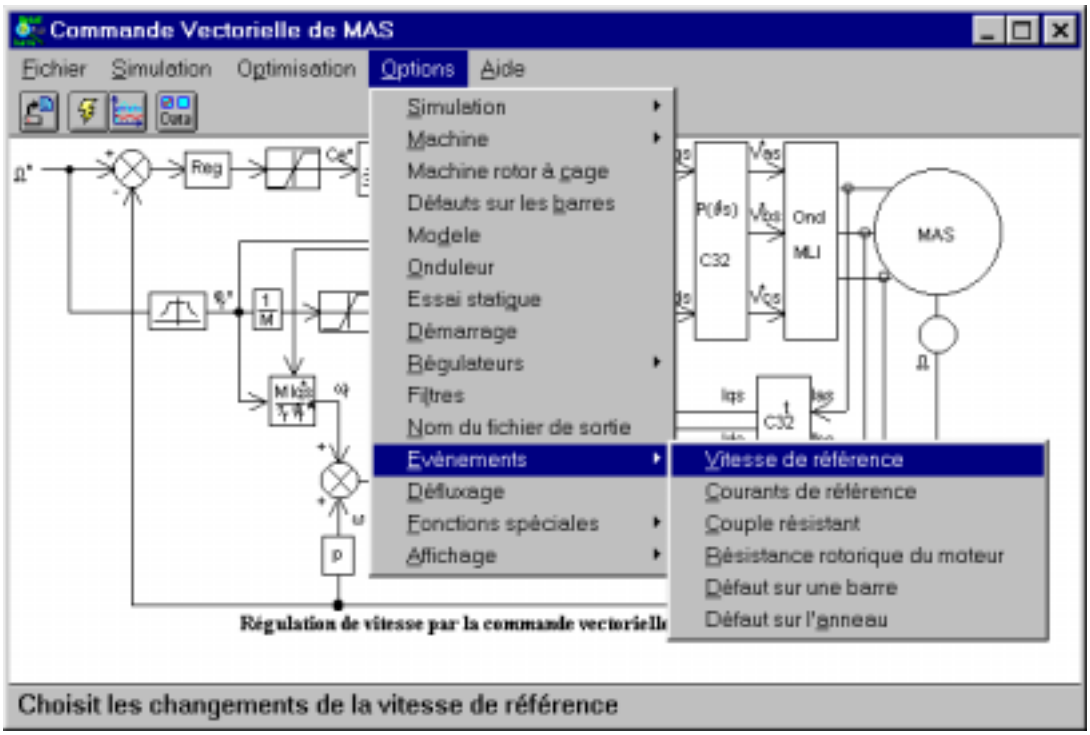


Figure A.1 Fenêtre d'affichage du logiciel MASVECT

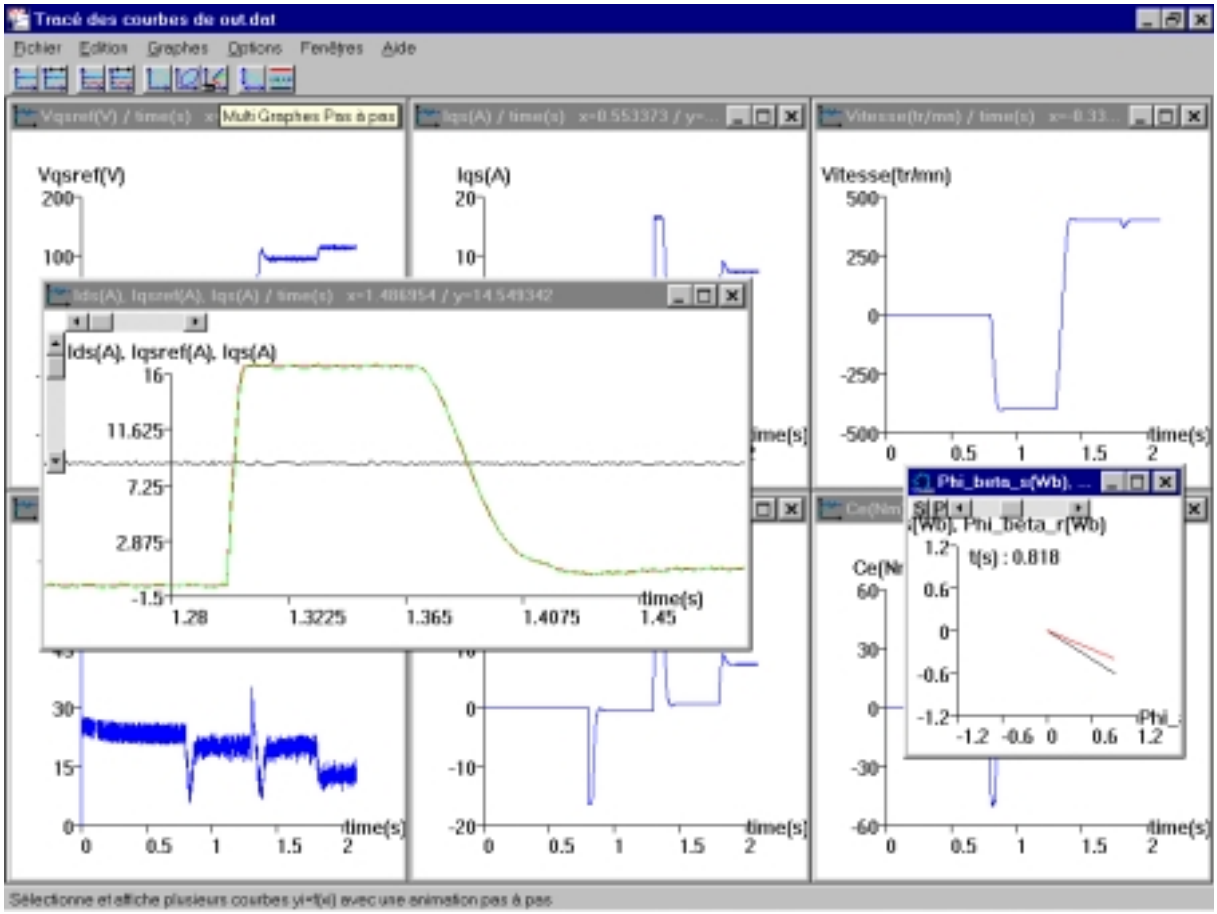


Figure A.2 Fenêtre d'affichage du logiciel de tracé de courbes GRAPH

3. Annexe 3 : Description du dispositif expérimental

Figure A.3 Photographies du banc d'essai

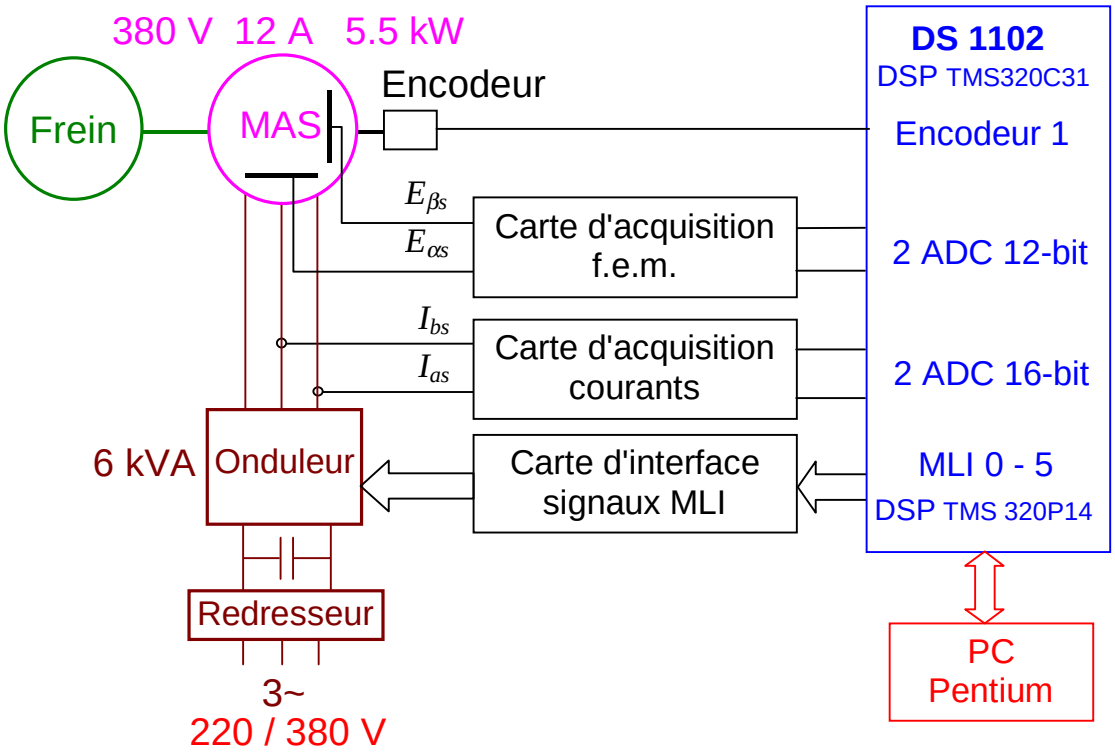


Figure A.4 Schéma du banc d'essai

La figure A.4 représente le schéma synoptique du banc expérimental. La machine asynchrone comporte des bobines supplémentaires placées dans les encoches statoriques, de manière à pouvoir mesurer les f.e.m. sur les deux axes en quadrature du stator.
Le moteur est couplé à un frein à poudre dont l'électronique permet de le commander en régulation de flux ou en régulation de couple. L'encodeur incrémental utilisé en commande vectorielle indirecte (IRFO) a une résolution de 4096 pas par tour.
L'onduleur de tension est à base d'IGBT pilotés à 10 kHz. La carte d'interface permet d'attaquer les IGBT avec un motif de MLI centré généré à partir des six signaux MLI issus des comparateurs du DSP P14 (à virgule fixe).
Ce dernier a été re-programmé par voie logicielle et synchronisé avec son DSP maître; le TMS 320C31 (à virgule flottante) qui exécute le programme de contrôle de la machine. Cette synchronisation, extérieure à la carte DS 1102, permet, à l'aide d'un timer distinct de celui dédié à la MLI, de déclencher une interruption matérielle sur le DSP C31. Elle déclenche les conversions des ADC. La lecture des convertisseurs se faisant indépendamment de ce processus, pendant une interruption propre au processeur maître. Ceci permet de faire l'acquisition des courants et des f.e.m. de façon synchronisée, au milieu du motif MLI, quand les signaux sont le moins perturbés. L'impact sur la qualité de la régulation est considérable; les courants sont nettement moins chahutés et la machine est très silencieuse. Ce procédé a par ailleurs été utilisé dans [VRA 98].

Le DSP à virgule flottante (C31) est programmé directement en langage C, sans utiliser l'environnement MATLAB – Simulink – RTW. Ceci dans le but d'optimiser le temps de calcul et de pouvoir implanter directement les routines écrites pour le logiciel MASVECT, développé en parallèle à la mise en œuvre expérimentale, avec un minimum de changement de code. Les comparaisons qui en résultent sont également plus rigoureuses.

L'utilisation d'un bus continu à partir d'un redresseur à six diodes connecté au réseau ne permet de disposer que de 540 V de tension maximale (514 V de tension moyenne). Or, une machine prévue pour fonctionner sous une tension de 380 V doit disposer de $220\sqrt{2}$ =311 V max par phase. La tension maximale, dont on dispose via l'onduleur commandé en MLI calculée, est de E / 2 = 540 V / 2 = 270 V à vide au lieu de 311 V nominale.
Les performances en terme de vitesse de base [17] se trouvent donc considérablement réduites. Ainsi, on est en buté de tension bien avant d'atteindre la vitesse nominale de la machine. De plus, comme on doit toujours garder une marge de tension pour que les régulateurs de courant puissent fonctionner correctement, le défluxage doit se faire plus bas encore en vitesse.
Les courants sont régulés indépendamment sur les deux axes *d* et *q*. Néanmoins, l'amplitude du vecteur tension résultant doit être inférieure ou égale à E / 2.
Afin de s'assurer de cette condition, des limites fixes imposeraient $V_{ds\ ref\ \lim}=V_{qs\ ref\ \lim}=E/2/\sqrt{2}$.
Ce qui diminue encore la marge de manœuvre.
Une astuce consiste à ne limiter que $V_{ds\ ref}$ à cette valeur et calculer à chaque fois la limite de $V_{qs\ ref}$:

$$V_{qs\ ref\ \lim}=\sqrt{\left(\frac{E}{2}\right)^2-V_{ds\ ref}{}^2}$$

Cela nécessite néanmoins du temps de calcul supplémentaire pour le DSP sur la boucle interne de commande. Au sein de cette boucle, s'effectuent différentes opérations, citons parmi elles, la lecture des convertisseurs (ADC), le calcul de l'angle de Park et des termes de découplage, les transformations ainsi que la régulation des courants.

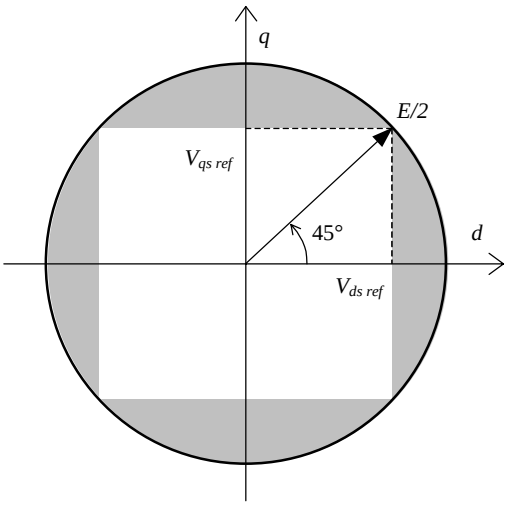


Figure A.5 Limitation de la sortie des régulateurs de courant

Il reste cependant la possibilité de connecter la machine en triangle, mais cette opération ne permet pas d'assurer un courant homopolaire nul, ce qui peut être néfaste en cas de non-symétrie de la machine et/ou de l'alimentation. De plus, la tension du pont E (540 V) se retrouve appliquée aux bornes de l'enroulement d'une phase au lieu de deux phases en série dans le cas d'un branchement étoile.
Ceci nous amène donc à la conclusion qu'il faut des machines spécialement dimensionnées pour être utilisées en commande. Avec des tensions d'alimentation plus basses et une meilleur isolation des enroulements statoriques. En effet, des études ont montré le vieillissement accéléré des enroulements des machines conventionnelles alimentées en MLI avec l'apparitions de décharges partielles [MBA 96].

<u>Données concernant les boucles de régulation :</u>

Période de MLI
T_{MLI}=100 µs

[17] La vitesse de base correspond à la limite au delà de laquelle on commence à défluxer la machine.

Régulateurs de Courant (PI) avec termes de découplage :
T_e=200 µs
K_p=19,7
K_i=0,75

Régulateur de vitesse (IP anti-saturation) :
T_e=1 ms
K_p=2,0
K_i=0,1
T_t=1,0

Régulateur de vitesse (Flou) :
FE=0.025
FdE=0.5
FdU=4

Type du régulateur	Temps d'exécution sur le DSP TMS 320C31 cadencé à 40 MHz
IP anti-saturation	8 µs
Régulateur Flou à 3 fonctions d'appartenance	30 µs
Régulateur Flou à 5 fonctions d'appartenance	63 µs
Régulateur neuronal (perceptron)	37 µs
Régulateur neuronal (RBF)	52 µs

Tableau A.5

Régulateur de position (P) :
T_e=2 ms
K_p=30,0

Nomenclature

Symbole	**Signification**	**Unité**
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	
θ	Position du rotor	rd
ω	Vitesse électrique du rotor = pΩ	rd/s
Ω, w_m	Vitesse mécanique	rd/s, tr/mn
τ_r	Constante de temps rotorique	s
ω_r	Pulsation rotorique	rd/s
τ_s	Constante de temps statorique	s
ω_s	Pulsation statorique	rd/s
a	angle électrique entre deux mailles rotoriques	rd
a_1, a_{10}	Coefficient de frottement dynamique	Nm s^2/rd^2
a_2, a_{20}	Coefficient de frottement visqueux	Nm s/rd
a_3, a_{30}	Coefficient de frottement sec	Nm
dE	Dérivée de l'erreur	
e	Entrefer	m
E	Erreur	
I	Courant de phase	A
J	Moment d'inertie	kg m^2
J_f	Moment d'inertie du frein	kg m^2
K_d, T_d	Coefficients du régulateur du courant d'axe d	
K_p, K_i, T_i	Coefficients du régulateur discrétisé	
K_q, T_q	Coefficients du régulateur du courant d'axe q	
K_v, T_v	Coefficients du régulateur de vitesse	
L	Longueur active du rotor	m
L_b	Inductance d'une barre rotorique	H
L_e	Inductance totale de l'anneau de court circuit	H
L_r	Inductance cyclique rotorique	H
L_s	Inductance cyclique statorique	H
L_{sl}	Inductance de fuite statorique	H
M	Mutuelle cyclique	H
N_r	Nombre de barres rotoriques	
N_s	Nombre de spires statoriques par phase	
p	Nombre de paires de pôles	
p	Opérateur de Laplace	
P	Puissance	W
$P(\theta)$	Matrice de rotation dans le plan	
R	Rayon de la machine au milieu de l'entrefer	m
$R_{b\ cassée}$	Résistance d'une barre rotorique cassée	Ω
$R_{b\ sain}$	Résistance d'une barre rotorique saine	Ω
R_e	Résistance totale de l'anneau de court circuit	Ω
R_r	Résistance rotorique	Ω
R_s	Résistance statorique	Ω
T_{qd}	Retard dans la boucle de régulation d'axe d	s
T_{vd}	Retard dans la boucle de régulation de vitesse	s
T_{vf}	Retard dû au filtre de vitesse	s

U	Tension entre phases	V
w_{ij}^{m}	Poids reliant la sortie du neurone (i) de la couche (m-1) au neurone (j) de la couche (m).	
$X_{\beta s}$, $X_{\alpha s}$	Grandeurs statoriques dans le repère (α, β) fixé au stator	
X^{*}, X_{ref}	Grandeur de consigne ou de référence	
X_{dq}	Vecteur de composantes d et q	
X_{dr}	Grandeur rotorique d'axe d (repère dq)	
X_{ds}	Grandeur statorique d'axe d (repère dq)	
X_{n}	Grandeur normalisée	
X_{qr}	Grandeur rotorique d'axe q (repère dq)	
X_{qs}	Grandeur statorique d'axe q (repère dq)	

Glossaire

Acronyme	**Signification**
A/N	Analogique / Numérique
ADC	Analog to Digital Converter
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
DRFO	Direct Rotor Flux Orientation
DSC	Direct Self-Control
DSFO	Direct Stator Flux Orientation
DSP	Digital Signal Processor
DTC	Direct Torque Control
EKF	Extended Kalman Filter
ELO	Extended Luenberger Observer
FFT	Fast Fourrier Transformation
Fitness	Critère d'adéquation
FPGA	Field Programmable Gate Array
GA	Genetic Algorithm
IAE	Integral of Absolute Error
IC	Intelligent Control
IRFO	Indirect Rotor Flux Orientation
ISE	Integral of Square Error
ISFO	Indirect Stator Flux Orientation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MRAS	Model Reference Adaptive Systems
RAN	Réseau Adaptatif Non-linéaire
RBF	Radial Basis Function

Bibliographie

[AOK 90] Aoki, S.; Kawachi, S; Sugeno, M., "Application of fuzzy control logic for dead-time processes in a glass melting furnace," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 38, pp. 251-265, 1990.

[BAG 94] Baghli, L., *Réalisation d'un environnement graphique avec base de données pour l'analyse et la simulation de réseaux électriques*, Projet de Fin d'Etudes, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, Juin 1994, 115p.

[BAG 95a] Baghli, L., "Méthodes de commande du moteur asynchrone pour un cahier de charge précis," Rapport bibliographique, INPL, Nancy, Avril 1995, 27p.

[BAG 95b] Baghli, L., *Commande vectorielle d'une machine asynchrone à enroulements de mesure de f.e.m.*, Rapport de stage de DEA, Université Henri Poincaré, Nancy, Juillet 1995, 76p.

[BAG 96a] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "A field oriented control method using decoupling terms for induction motors," in *Proc. 2nd EPE Chapter symposium on electric drive design and applications*, Nancy, 4-6 June 1996, pp.147-151.

[BAG 96b] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "Régulation floue de la vitesse dans une commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique," *LFA'96 Rencontres Francophones sur la logique floue et ses Applications*, Nancy, 4-5 Décembre 1996, pp.40-46.

[BAG 97a] Baghli, L.; Hein, D.; Razik, H.; Rezzoug, A., "Modelling rotor cage induction motors for fault detection," in *Proc. IEEE-SDEMPED'97*, Carry-le-Rouet, France, 1-3 Sept. 1997, pp. 41-47.

[BAG 97b] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "Comparison between fuzzy and classical speed control within a field oriented method for induction motors," in *Proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, vol. 2, pp. 2.444-2.448.

[BAG 97c] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "Neuro-Fuzzy Controller in a Field Oriented Control for Induction Motors," in *Proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, vol. 1, pp. 1.096-1.101.

[BAG 97d] Baghli, L.; Hein, D.; Razik, H.; Rezzoug, A., "Défauts rotoriques de la machine asynchrone; Modèles pour le diagnostic," in *Proc. AGIS'97*, Angers, France, 11 Dec. 1997, pp. 23-25.

[BAG 98] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "A stator flux oriented drive for an induction motor with extra (α, β) coils," in *Proc. IECON'98*, Aachen, Germany, August 31st - September 4th 1998, vol. 4, pp. 2522-2526.

[BAR 94] Barbier, C. E.; Nogarede, B.; Verniers, F., "Optimisation of the electric vehicle drive system control strategy using global system approach," in *Proc. ICEM'94*, 1994, pp. 341-346.

[BEL 98] Bellaaj-Mrabet, N.; Jelassi, K., "Comparaison de méthodes d'identification des paramètres d'une machine asynchrone," *Eur. Phys. Journal, AP*, vol. 3, pp. 71-80, 1998.

[BEN 91] Ben ammar, F.; Pietrzak-David, M.; De Fornel, B.; Mirzaian, A., "Field oriented control of high-power motor drives by Kalman filter flux observation," in *Proc. EPE'91*, Firenze, 1991, pp. 2.182-2.187.

[BEN 92] Ben-Brahim, L.; Kawamura, A., "A fully digitized field oriented controlled induction motor drive using only current sensors," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 39, n°3, pp. 241-249, June 1992.

[BEN 95] Benhidjeb, A., *Contribution à l'étude de la commande d'un système de type pont roulant. Comparaison expérimentale des méthodes analytiques et floues*, Thèse de Doctorat de l'Université de Haute Alsace, 1995.

[BEN 98a] Bentounsi, A.; Nicolas, A., " Transient and steady-state analysis of induction motors with cage faults," in *Proc. IMACS-CESA'98*, Nabeul-Hammamet, Tunisie, 1-4 April 1998, vol. 1, pp. 429-433.

[BEN 98b] Ben-Brahim, L.; Tadakuma, S., "Practical considerations for sensorless induction motor drive system," in *Proc. IECON'98*, August 31st - September 4th 1998, Aachen, Germany, pp. 1002-1007.

[BEN 98c] Benbouzid, M. E. H., "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," in *Proc. IECON'98*, August 31st - September 4th 1998, Aachen, Germany, pp. 1950-1955.

[BLA 72] Blaschke, F., "The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines," *Siemens Review*, XXXIX, n°5, pp. 217-220, 1972.

[BOR 90] Borne, P.; Dauphin-Tanguy, G.; Richard, J-P; Rotella, F.; Zambettakis, I., *Commande et optimisation des processus*, Technip, 1990, 303p.

[BOS 86] Bose, B. K., *Power electronics and AC drives*, Prentice Hall, 1986, 402p.

[BOS 95] Bose, B. K.; Simões, M. G.; Crecelius, D. R.; Rajashekara, K.; Martin, R., "Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive," in *Proc. IEEE IAS Ann. Mtg.*, 1995, pp. 137-143.

[BOU 94] Boualem, B.; Piriou, F., "Modelling of induction motor accounting for skewed slots effects," in *Proc. ICEM'94*, 1994, pp. 699-704.

[BUH 86] Bühler, H., *Réglages échantillonnés, Traitement par la transformation en Z*, vol. 1, Presses Polytechniques Romandes, 2ème ed. 1986, 382p.

[BUH 88] Bühler, H., *Conception des systèmes automatiques*, Complément du traité de l'électricité, Presses Polytechniques Romandes, 1988, 542p.

[BUH 94] Bühler, H., *Réglages par logique floue*, Presses Polytechniques Romandes, 1994, 181p.

[BUR 97] Burton, B.; Kamran, F.; Harley, R. G.; Habetler, T. G.; Brooke, M. A.; Poddar, R., "Identification and control of induction motor stator currents using fast on-line random training of a neural network," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, pp. 697-704, May/June 1997.

[CAR 95] Caron, J. P.; Hautier, J. P., *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Ed Technip, 1995, 279p.

[CHA 94] Chan, C. C.; Leung, W. S.; Williams, B.W., "An A.C. drive system for electrical vehicles," in *Proc. ICEM'94*, 1994, pp. 831-834.

[CHA 96] Chapuis, Y-A., *Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique*, Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, 1996.

[CHE 90] Chen, S. ; Billings, S.; Grant, P., "Non linear system identification using neural networks," *International Journal of Control*, vol. 51, n°6, pp. 1191-1214, 1990.

[CHE 94] Chen, C-L.; Chen, W-C., "Fuzzy controller design by using neural network techniques," *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 2, n°3, pp. 235-244, Aug. 1994.

[CHE 96] Chen, C. H., *Fuzzy logic and neural network handbook*, IEEE Press, 1996.

[CHO 97] Chouiter, D-R., *Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone*, Thèse de Doctorat de Ecole Centrale de Lyon, 1997.

[CIL 97a] Cilia, J.; Asher, G. M.; Bradley, K. J.; Sumner, M., "Sensorless position detection for vector-controlled induction motor drives using an asymmetric outer-section cage," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 33, n°5, pp. 1162-1169, Sept./Oct. 1997.

[CIL 97b] Cilia, J.; Asher, G. M.; Bradley, K. J.; Sumner, M., "Control of a shaft-sensorless position induction motor using an asymmetric outer-section cage," in *Proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, vol. 4, pp. 4.486-4.491.

[DAK 91] Dakhouche, K.; Roye, D., "Digital vector control of induction machine using a PWM inverter," in *Proc. EPE'91*, pp. 2.227-2.230.

[De D 94a] De Doncker, R. W.; Novotny, D. W., "The universal field oriented controller," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 30, n°1, pp. 92-100, Jan./Feb. 1994.

[De D 94b] De Doncker, R. W.; Profumo, F.; Pastorelli, M., "Self-tuning of tapped stator winding induction motor servo drives using the universal field-oriented controller," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, n°4, pp. 357-366, July 1994.

[De V 92] De Villier, J.; Barnard, E., "Backpropagation neural nets with one and two hidden layers," *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 4, n°1, pp. 136-141, January. 1992.

[DEG 97] Degner, M. W.; Lorenz, R. D., "Wide bandwidth flux, position and velocity estimation in AC machines at any speed (including zero) using multiple saliencies," in *Proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, vol. 1, pp. 1.536-1.541.

[DEN 90] Dente, J.; Faria, R.; Labrique, F.; Robyns, B., "A low cost digital field oriented control system for an induction actuator," in *Proc. IMACS – TC1'90*, Nancy, 19-21 Sept. 1990, pp.31-36.

[DER 94] Derouane, B.; Friedrich, G., "Comparative study of different control strategies for the induction machine in automotive applications with on board energy," in *Proc. ICEM'94*, 1994, pp. 156-161.

[DOD 98] Dodds, S. J.; Vittek, J., "Magnetic Flux Estimator with Automatic Correction of Drift Distortion," *The Scientific Works and Studies of the University of Zilina*, Electrotechnical Series, Slovak Republic, vol. 22, 1998, pp. 5-15.

[DOR 96] Dorrell, D. G.; Paterson, N. C.; Watson, J. F., "The causes and quantification of sideband currents for use in rotor fault detection systems for cage induction motors," in *Proc. ICEM'96*, 1996, Vigo, Spain, vol. 3, pp. 414-419.

[DOR 97] Dorrell, D. G.; Thomson, W. T.; Roach, S., "Analysis of airgap flux, current and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 33, n°1, pp. 24-34, Jan./Feb. 1997.

[DOU 94] Douine, B., *Commande vectorielle directe de la machine asynchrone : estimation de flux et de vitesse*, Rapport de stage de D.E.A. INPL, 1994, 46p.

[DU 94] Du, T.; Vas, P.; Stronach, A. F.; Brdys, M. A., "Application of Kalman filters and extended Luenberger observers in induction motor drives," in *Proc. Intelligent Motion*, June 1994, pp. 369-387.

[DU 95] Du, T.; Vas, P.; Stronach, A. F., "Real-time DSP implementation of an extended observer in a high-dynamic performance induction motor drive," in *Proc. EPE'95*, Sevilla, Spain, 1995, pp. 3.045-3.049.

[ELL 98] Elloumi, M.; Ben-Brahim, L.; Al-Hamadi, M. A., "Survey of speed sensorless controls for IM drives," in *Proc. IECON'98*, August 31st - September 4th 1998, Aachen, Germany, pp. 1018-1023.

[EL-S 94] El-Sharkawi, M. A.; Huang, S. J., "Ancillary techniques for neural network applications," *IEEE International Conf. On Neural Networks*, NY, USA, 1994, vol. 6, pp. 3724-3729.

[EL-S 97] El-Sharkawi, M. A.; Huang, T. C.; El-Samahi, A., "Intelligent control for high performance drives," in *Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conf*, Milwaukee, 18-21 May 1997, pp. TA2-1.1-TA2-1.6.

[FAI 95] Faidallah, A., *Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones*, Thèse de Doctorat de l'INP de Lorraine, 1995.

[FIL 96] Filippetti, F.; Franceschini, G.; Tassoni, C.; Vas, P., "Impact of speed ripple on rotor fault diagnosis of induction machines," in *Proc. ICEM'96*, Vigo, Spain, 1996, vol. 2, pp. 452-457.

[FIL 98] Filippetti, F.; Franceschini, G.; Tassoni, C.; Vas, P., "AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 34, n°1, pp. 98-108, 1998.

[FLA 94] Flaus, J-M., *La régulation industrielle, régulateur PID, prédictif et flous*, Hermès, 1994, 349p.

[FRA 90] Franceschini, G.; Pastorelli, M.; Profumo, F.; Tassoni, C.; Vagati, A., "About the gain choice of flux observer in induction servo-motors," in *Proc. IECON'90*, pp. 601-606.

[FU 95] Fu, Y., *Commande vectorielle des machines à courant alternatif, Etude des problèmes liés à la numérisation des régulateurs*, Thèse de Doctorat de l'Université Catholique de Louvain, 1995.

[GAL 93] Gallichet, S.; Foulloy, L., "Fuzzy equivalence of classical controllers," in *Proc. EUFIT'93*, Aachen, 1993, pp. 1567-1573.

[GAL 95] Gallichet, S.; Foulloy, L., "Fuzzy controllers : synthesis and equivalences," *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol 3, n°2 pp. 140-148, May 1995.

[GAR 94] Garcia, G. O.; Stephan, R. M.; Watanabe, E. H., "Comparing the indirect field-oriented control with a scalar method," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 41, n°2, pp. 201-207, April 1994.

[HAL 97] Halpin, S. M.; Burch, R. F., "Application of neural networks to industrial and commercial power systems : A tutorial overview," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 33, n°5, pp. 1355-1361, Sept./Oct. 1997.

[HAR 82] Hargis, C.; Gaydon, B. G.; Kamash, K., "The detection of rotor defects in induction motors," in *Proc. ICEM-Design and Application*, London, UK, 1982, pp. 216-220.

[HEI 98] Hein, D., *Identification de la machine asynchrone en vue du diagnostic de pannes*, Thèse CNAM de Paris, Centre Associé de Metz, 1998.

[HIS 97] Hissel, D.; Maussion, P.; Gateau, G.; Faucher, J., "Fuzzy logic control optimization of electrical systems using experimental designs," in *Proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, vol. 1, pp. 1.090-1.095.

[HIS 98] Hissel, D.; Maussion, P.; Faucher, J., "On evaluating robustness of fuzzy logic controllers through Taguchi methodology," in *Proc. IECON'98*, Aachen, Germany, August 31st - September 4th 1998, vol. 1, pp. 17-22.

[HO 88] Ho, Y. Y. E.; Sen, C. P, "Decoupling control of induction motor drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 35, n°2, pp. 253-262, May 1988.

[HOL 93] Holtz, J., "Methods for speed sensorless control of AC drives," in *Proc. IEEE PCC-Yokohama*, 1993, pp. 415-420.

[HOL 98] Holtz, J., "Sensorless position control of induction motors – an emerging technology," in *Proc. IECON'98*, August 31st - September 4th 1998, Aachen, Germany, pp. I1-I12.

[HUR 98] Hurst, K., D.; Habetler, T. G.; Griva, G.; Profumo, F., "Zero-speed tacholess IM torque control : simply a matter of stator voltage integration," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 34, n°4, pp. 790-795, Jul./Aug. 1998.

[ILA 94] Ilas, C.; Bettini, A.; Ferraris, L.; Griva, G.; Profumo, F., "Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives," in *Proc. IECON'94*, pp. 1579-1588.

[JAN 89] Janecke, M.; Kremer, R.; Steuerwald, G., "Direct self-control (DSC), a novel method of controlling asynchronous machines in traction applications," in *Proc. EPE'89*, pp. 75-81.

[JAN 94] Jansen, P. L.; Lorenz, R. D.; Novotny, D. W., "Observer-based direct field orientation : analysis and comparison of alternative methods," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 30, n°4, pp. 945-953, Jul./Aug. 1994.

[JAN 95] Jansen, P. L.; Lorenz, R. D., "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 31, n°2, pp. 240-247, Mar./Apr. 1995.

[JAN 96] Jansen, P. L.; Lorenz, R. D., "Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 32, n°6, pp. 1380-1393, Nov./Dec. 1996.

[JEL 91] Jelassi, K., *Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté*, Thèse de Doctorat de l'INP de Toulouse, 1991.

[JOD 94] Jodouin, J-F., *Les réseaux de neurones; principes et définition*, Hermes, 1994, 124p.

[KAT 97] Kataoka, Y.; Kubota, H.; Matsuse, K., "Sensorless vector control of induction machines with stator voltage offset compensation," in *Proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, vol. 4, pp. 4.508-4.511.

[KAZ 95] Kazmierkowski, M. P.; Kasprowicz, A. B., "Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives," *IEEE Trans. Indus. Electron.*, vol. 42, n°4, pp. 344-349, Aug. 1991.

[KER 84] Kerszenbaum, I.; Landy, C. F., "The existence of large inter-bar currents in three phase squirrel cage motors with rotor-bar and/or end-ring faults," *IEEE Trans. on Power Apparatus and System*, vol. 103, n°7, pp. 1854-1862, July 1984.

[KET 92] Ketata, R., *Méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue*, Thèse de Doctorat de l'INSA de Toulouse, 1992.

[KHE 95] Khenfer, N., *Machines asynchrone : ses modèles, son identification et sa commande*, Thèse de Doctorat de l'INP de Lorraine, 1995.

[KIE 95] Kiendl, H; Rüger, J. J., "Stability analysis of fuzzy control systems using facet functions," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 45, pp. 135-156, 1992.

[KIM 98] Kim, Y-H.; Kim, S-S.; Hong, I-P., "Speed sensorless vector control of high-speed induction motors using intelligent control algorithm," in *Proc. IECON'98*, August 31st - September 4th 1998, Aachen, Germany, pp. 888-892.

[KIN 77] King, P. J.; Mamdani, E. H., "The application of fuzzy control systems to industrial processes," *Automatica*, vol. 13, pp. 235-242, 1977.

[KLI 88] Kliman, G. B.; Stein, J.; Endicott, R. D.; Madden, R. W., "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 3, n°4, pp. 873-878, Dec. 1988.

[KOS 69] Kostenko, M.; Piotrovski, L., *Machines électriques*, vol. 2, Mir Moscou, Moscow, 1969.

[KUL 97] Kulkarni, A. S.; El-Sharkawi, M. A., "Speed estimator for induction motor drives using an artificial neural network," in *Proc. IEEE International Electric Machines and Drives Conf*, Milwaukee, 18-21 May 1997, pp. MD2-2.1- MD2-2.3.

[LEE 97] Lee, J-S.; Takeshita, T.; Matsui, N., "Stator-flux-oriented sensorless induction motor drive for optimum low-speed performance," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 33, n°5, pp. 1170-1176, Sept./Oct. 1997.

[LEM 91] Lemaire-Semail, B.; Bouillaut, F.; Razek, A., "Modélisation et commande vectorielle d'un moteur asynchrone saturé avec contrôle dynamique du flux," *Journal Phys. III*, vol. 1, pp. 1509-1528, 1991.

[LEO 91a] Leonhard, W., "30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives, a review (Part 1)," *EPE Journal*, vol. 1, n°1, pp. 13-20, July 1991.

[LEO 91b] Leonhard, W., "30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years digital signal processing with controlled AC-drives, a review (Part 2)," *EPE Journal*, vol. 1, n°2, pp. 89-102 October 1991.

[LEO 96] Leonhard, W., *Control of electrical drives*, 2nd ed. Springer-Verlag, 1996, 420p.

[LES 81] Lesenne, J.; Notelet, F.; Seguier, G., *Introduction à l'électrotechnique approfondie*, Technique et Documentation, 1981, 247p.

[LES 86] Lessmeier, R.; Schumacher, W.; Leonhard, W., "Microprocessor-controlled AC-servo drives with synchronous or induction motors : which is preferable ?," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-22, n°5, pp. 812-819, Sept./Oct. 1986.

[LEV 95] Levrat, E., *logique floue*, Cours de DEA, non publié, CRAN, Nancy, 1995.

[LIN 93] Lin, F. J.; Liaw, C. M, "Control of indirect field-oriented induction motor drives considering the effect of dead-time and parameter variations," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 40, n°5, pp. 486-495, Oct. 1993.

[LIP 86] Lipo, T. A.; Chang, K. C., "A new approach to flux and torque-sensing in induction machines," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 22, n°4, pp. 731-737, Jul./Aug. 1986.

[LUT 96] Lutaud-Brunet, M., *Identification et contrôle de processus par réseaux neuro-flous*, Thèse de Doctorat de l'Université de d'Evry Val d'Essonne, 1996.

[MAM 74] Mamdani, E. H., "Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant," *Proceedings of IEEE*, vol. 12, pp. 1585-1588, 1974.

[MAM 75] Mamdani, E. H.; Assilian, S., "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," *International Journal of Man-Machine Studies*, vol. 7, pp. 311-323, 1975.

[MAM 76] Mamdani, E. H., "Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers," *International Journal of Man-Machine Studies*, vol. 8, pp. 325-334, 1976.

[MAN 94] Manes, C.; Parasiliti, F.; Tursini, M., "Comparison of rotor flux estimation in induction motors with a nonlinear observer and the extended Kalman filter," in *Proc. IECON'94*, pp. 2149-2154.

[MAN 96] Manolas, S. T., Tegopoulos, J., Papadopoulos, M., "Analysis of squirrel cage induction motors with broken rotor bars," in *Proc. ICEM'96*, Vigo, Spain, 1996, vol. 3, pp. 19-23.

[MAU 98] Maussion, P.; Hissel, D., "Optimized fuzzy logic controller parameters for open-loop stable or evolutive electromechanical systems," in *Proc. IECON'98*, Aachen, Germany, August 31st - September 4th 1998, vol. 1, pp. 23-27.

[MBA 96] Mbaye, A., "Existance possible de décharges partielles dans l'isolation statorique des moteurs asynchrones basse tension alimentés par onduleur MLI," in *Proc. JCGE'96*, 1-3 avril 1996, Lyon, France, pp. 262-265.

[MCC 43] McCulloch, W. S. ; Pitts, W., "A logical calculus of the ideas immanent in nervous activity," *Bulletin of Mathematical biophysics*, vol. 5, pp. 115-133, 1943.

[MEN 92] Mendes, E.; Lemaire-Smail, B., "Reconstitution du flux rotorique pour la commande vectorielle des moteurs asynchrones," *Journées de la SEE Groupe Nord*, 2 Déc. 1992, 20p.

[MIC 97] Michels, K., "Fuzzy control for electrical drives ?," in *Proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, vol. 1, pp. 1.102-1.105.

[MIL 96] Miller III, W. T.; Sutton, R. S.; Werbos, P. J., *Neural networks for control*, Ed. The MIT Press, 1996, 524p.

[MIR 94] Mir, S. A.; Zinger, D. S.; Elbuluk, M. E., "Fuzzy controller for inverter fed induction machines," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 30, n°1, pp. 78-84, Jan./Feb. 1994.

[NEA 94] Neacsu, D. U.; Stincescu, R.; Raducanu, L.; Donescu, V., "Fuzzy logic control of an V/f PWM inverter-fed drive," in *Proc. ICEM'94*, 1994, pp. 12-17.

[OHI 85] Ohinishi, K.; Suzuki, H.; Miyachi, K.; Terashima, M., "Decoupling control of secondary flux and secondary current in induction motor drive with controlled voltage source and its comparaison with volt/hertz control," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-21, n°1, pp. 241-247, Jan./Feb. 1985.

[OUR 92] Ourth, T.; Nguyen Phuoc, V. T.; Pietrzak-David, M.; De Fornel, B., "Sensorless speed control of induction motor drives using observer based vector control," in *Proc. ICEM'92*, pp. 858-862.

[PEN 94] Peng, F. Z.; Fukao, T., "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 30, n°5, pp. 1234-1240, Sept./Oct. 1994.

[PIC 94] Picton, P., *Introduction to neural networks*, Ed. Macmillan, 1994, 168p.

[PIE 92] Pietrzak-David, M.; De Fornel, B., "Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle," *Journées de la SEE Groupe Nord*, Lille, 2 Déc. 1992, 18p.

[PIE 96] Pierlot, N., *Application des réseaux neuronaux à la commande en vitesse d'une charge mécanique entraînée par machine asynchrone*, Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 1996.

[PIL 97] Pillay, P.; Nohan, R.; Haque, T., "Application of genetic algorithms to motor parameter determination for transient torque calculations," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, pp. 1273-1282, Sept./Oct. 1997.

[PRE 97] Precup, R-E.; Preitl, S., "Popov-type stability analysis method for fuzzy control system," in *Proc. EUFIT'97*, Aachen, Germany, 8-11 September 1997, pp. 1306-1310.

[PRO 91] Profumo, F.; Pastorelli, M; Ferraris, P.; De Doncker, R. W., "Comparison of universal field oriented (UFO) controllers in different reference frames," in *Proc. EPE'91*, Firenze, 1991, pp. 4.689-4.695.

[RAJ 96] Rajashekara, K.; Kawamura, A.; Matsuse, K., *Sensorless Control of AC Motor-Drives*, IEEE PRESS, 1996, 498p.

[RAM 93] Rambault, L., *Conception d'une commande floue pour une boucle de régulation*, Thèse de Doctorat de l'Université de Poitiers, 1993.

[RAZ 98a] Razik, H.; Baghli, L.; Rezzoug, A., "Neuro-Fuzzy speed control of an induction motor," in *Proc. IMACS-CESA'98*, Nabeul-Hammamet, Tunisie, 1-4 April 1998, vol. 1, pp. 1026-1030.

[RAZ 98b] Razik, H.; Baghli, L.; Rezzoug, A., "Adaptive Neuro-Fuzzy Speed Control of an Induction Motor," in *Proc. PEMC'98*, Prague, Czech Republic, 8-10 September 1998, vol. 3, pp. 34-39

[REN 95] Renders, J. M., *Algorithmes génétiques et réseaux de neurones*, Ed. Hermès, 1995, 349p.

[REZ 98] Rezzoug, A.; Baghli, L.; Razik, H., "Commande floue et domotique," in *Proc. Journées 1998 de la Section Electrotechnique, CLUB E.E.A*, Nancy, France, 29-30 Janvier 1998, pp. 1-11.

[RIT 94] Ritchie, E.; Deng, X.; Jokinen, T., "Dynamic model of three-phase squirrel cage induction motors with rotor faults," in *Proc. ICEM'94*, 1994, pp. 694-698.

[ROB 92] Roboam, X.; Hapiot, J. C.; De Fornel, B.; Andrieux, C., "Contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse," *Journal Phys. III*, vol. 2, pp. 439-453, 1992.

[ROB 98] Robyns, B.; Hautier, J. P.; Buyse, H., " Fuzzy logic based multi-model field oriented control of induction motors," in *Proc. IMACS-CESA'98*, Nabeul-Hammamet, Tunisie, 1-4 April 1998, vol. 1, pp. 1037-1042.

[ROG 93] Roger Jang, J. S.; Sun, C. T., "Functional equivalence between radial basis function networks and fuzzy inference systems," *IEEE Trans. on Neural Networks*, vol. 4, n°1, pp. 156-159, 1993.

[ROY 92] Roye, D.; Diallo, D., "La commande vectorielle du moteur asynchrone : aspects pédagogiques," *Journées de la SEE Groupe Nord*, Lille, 2 Déc. 1992, 12p.

[SCH 89] Schauder, C., "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," in *Proc. IEEE IAS Ann. Mtg.*, 1989, pp. 493-499.

[SCH 92] Schroedl, M., "Sensorless control of induction motors at low speed and standstill," in *Proc. ICEM'92*, pp. 863-867.

[SCH 94] Schroedl, M.; Elin, V., "Electric vehicle with robust sensorless induction motor drive," in *Proc. ICEM'94*, 1994, pp. 338-340.

[SCH 96] Schierling, H., "Self-commissioning - a novel feature of modern inverted-fed induction motor drives," in *Proc. Intern. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives*, 13-15 July 1998, London, UK, pp. 287-290.

[SOB 96] Sobczyk, T. J.; Vas, P.; Tassoni, C., "Models for induction motors with air-gap asymmetry for diagnostic purposes," in *Proc. ICEM'96*, Vigo, Spain, 1996, vol. 2, pp. 79-84.

[SPE 96] Specht, D. F., "Probabilistic neural networks and general regression neural networks," in *Fuzzy logic and neural network handbook*, Chen, C. H., IEEE Press, McGraw Hill, 1996, pp. 3.1-3.44.

[STE 91] Stephan, R. M., "Field oriented and field acceleration control for induction motors : is there a difference ?," in *Proc. IECON'91*, pp. 567-572.

[STR 93] Strefezza, M.; Dote, Y., "Radial basis neural network adaptive controller for servomotor," in *Proc. ISIE'93*, Budapest, 1993, pp. 747-752.

[STR 95] Stronach, A. F.; Vas, P., "Fuzzy-neural control of variable-speed AC drives," in *Proc. Intelligent Motion*, June 1995, pp. 117-129.

[TAK 83] Takagi, T.; Sugeno, M., "Derivation of fuzzy control rules from human operator's control actions," in *Proc. IFAC Symp. On Fuzzy Information, Knowledge Representation and Decision Analysis*, July 1983, pp. 55-60.

[TAK 85] Takahashi, I.; Noguchi, T., "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor," in *Proc. IEEE IAS Ann. Mtg.*, 1985, pp. 496-502.

[TAN 92] Tanaka, K; Sugeno, M., "Stability analysis and design of fuzzy control systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 45, pp. 135-156, 1992.

[THI 97] Thiria, S.; Lechevallier, Y.; Gascuel, O.; Canu, S., *Statistique et méthodes neuronales*, Ed. Dunod, 1997.

[THO 97] Thomson, W. T.; Rankin, D.; Dorrell, D. G., "On line current monitoring to diagnose airgap eccentricity, an industrial case history of a large high-voltage three-phase induction motor," in *Proc. IEEE International Electrical Machines and Drives Conference Record*, Milwaukee, USA, 1997, vol. MA2/4, pp. 1-3.

[TZO 96] Tzou, Y-Y.; Lee, W-A.; Lin S-Y., "Dual-DSP sensorless speed control of an induction motor with adaptive voltage compensation," in *Proc. PESC'96*, 1996, vol. 1, pp. 351-357.

[VAS 90] Vas, P., *Vector control of AC machines*, Ed. Oxford University Press, 1990, 332p.

[VAS 93] Vas, P., *Parameter estimation, condition monitoring and diagnosis of electrical machines*, Ed. Oxford University Press, 1993, 360p.

[VAS 94a] Vas, P.; Filippetti, F.; Franceschini, G.; Tassoni, C., "Transient modelling oriented to diagnostics of induction machines with rotor asymmetries," in *Proc. ICEM'94*, 1994, pp. 62-67.

[VAS 94b] Vas, P.; Le, J.; Stronach, A. F.; Lees, P., "Artificial neural network based control of electromechanical systems," *IEE International Conf. On Control*, London, UK, 21-24 March 1994, vol. 2, pp. 1065-1070.

[VAS 95] Vas, P.; Stronach, A. F.; Neuroth, M., "A fuzzy-controlled speed sensorless induction motor drive with flux estimator," in *Proc. ICEM'95*, 11-13 September 1995, pp. 315-319.

[VRA 98] Vranka, P.; Griva, G.; Profumo, F., "Practical improvement of a simple V-I flux estimator for sensorless F.O. controllers operating in the low speed region," in *Proc. IECON'98*, August 31st - September 4th 1998, Aachen, Germany, pp. 1615-1620.

[WAN 94] Wang, P.; Kwork, D. P., "Optimal design of PID process controllers based on genetic algorithms," *Control Eng. Practice*, vol. 2, n° 4, pp. 641-648, 1994.

[WES 92] Westerholt, E. V., Pietrzak-David, M.; De Fornel, B., "Extended state estimation of nonlinear modeled induction machines," in *Proc. PESC'92*, Toledo, 1992, pp 271-278.

[WES 97] Westerholt, E. V., "A PCMCIA DSP-card to boost inverter performance : sensorless drive control via extended Kalman filter," in *Proc. EPE'97*, Trondheim, Norway, 8-10 September 1997, vol. 4, pp. 4.498-4.503.

[WIL 98] Wilamowski, B. M., "Analog VLSI hardware for fuzzy systems," in *Proc. IECON'98*, August 31st - September 4th 1998, Aachen, Germany, pp. 52-55.

[XU 88] Xu, X.; De Doncker, R.; Novotny, D. W., "A stator flux oriented induction machine drive," in *Proc. IEEE PESC*, 1988, pp. 870-876.

[XU 91] Xu, X.; Novotny, D. W., "Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system," *IEEE Trans. Indus. Appli.*, vol. 27, n°4, pp. 694-700, 1991.

[YAH 95] Yahoui, H., *Contribution à la surveillance et du diagnostic des machines électriques*, Thèse de Doctorat de l'Université Claude Bernard – Lyon 1, 1995.

[ZAD 65] Zadeh, L. A., "Fuzzy Sets," *Information and Control*, vol. 8, pp. 338-353, 1965.

[ZEL 94] Zelazny, M.; Giri, F.; Bennani T., *Systèmes asservis : commande et régulation, Synthèse, application, instrumentation*, T2, Eyrolles, 1994.

[ZIN 90] Zinger, D. S.; Profumo, F.; Lipo, T. A.; Novotny, D. W., "A direct field-oriented controller for induction motor drives using tapped stator windings," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, n°4, pp. 446-453, Oct. 1990.

[ZOL 96] Zolghadri, M. R.; Pelissou, C.; Roye, D., "Start up of a global direct torque control system," in *Proc. PESC'96*, pp. 370-374.

université HENRI POINCARÉ NANCY 1

FACULTÉ DES SCIENCES

Monsieur **BAGHLI Lotfi**

DOCTORAT de l'UNIVERSITE HENRI POINCARE, NANCY-I

en GENIE ELECTRIQUE

VU, APPROUVÉ ET PERMIS D'IMPRIMER

Nancy, le 25 JAN 1999

Le Président de l'Université

J.P. FINANCE

UNIVERSITÉ HENRI POINCARÉ, NANCY I ★ LE PRESIDENT

3C-F9

Résumé

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux de neurones sont de plus en plus utilisés dans des domaines d'application très variés. Nous nous proposons de les étudier dans le cadre de l'identification et de la commande de la machine asynchrone.
Plus particulièrement, nous utilisons les algorithmes génétiques afin d'identifier les paramètres du modèle dynamique de la machine. Des régulateurs, à base de logique floue et de réseaux de neurones, sont implantés au sein d'une commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

Est également abordée l'influence de la variation des paramètres sur le fonctionnement du système. Les défauts de structure de la machine asynchrone sont considérés dans le cas des ruptures de barres au rotor. Le diagnostic de ces défauts ainsi que leur influence sur le comportement de la régulation sont étudiés.

Enfin, une amélioration de la commande vectorielle sans capteur mécanique est présentée ouvrant une voie vers les techniques intelligentes de commande. Ces dernières sont maintenant possibles compte tenu de la puissance sans cesse grandissante des processeurs.

Un logiciel de simulation, développé dans le cadre de la thèse, a permis de mener une bonne partie des études présentées. Une attention particulière a été accordée à la partie expérimentale, seul garant de la faisabilité et de la validation de l'étude.

Mots-clés : Machine asynchrone, Commande vectorielle, Logique floue, Réseaux de neurones, Algorithmes génétiques, Identification, Diagnostic de défauts, Commande sans capteur.

Genetic algorithms, fuzzy logic and neural networks are increasingly used in greatly varied applications. We propose to study them for the identification and the control of the induction motor. More particularly, we use the genetic algorithms in order to identify the parameters of the transient model of the machine. Controllers, based on fuzzy logic and neural networks, are implemented within a rotor-flux oriented control scheme.

The influence of variation of the parameters on the operation of the system is also investigated. Faulty induction machines are considered in the case of rotor broken bars. The diagnosis of these defects and their influence on the behaviour of the control are studied.

Lastly, an improvement of the mechanical-sensorless vector control is presented opening a new way towards "intelligent control". Thanks to the ever increasing power of processors, such techniques can be used to replace the sensor.

A simulation tool elaborated along with the thesis made it possible to develop the studies presented here. Particular care was devoted to the experimental side, the only guarantee of the feasibility and validation of the study.

Keywords : Induction machine, Vector control, Fuzzy logic, Neural networks, Genetic algorithms, Identification, Fault diagnosis, Sensorless control.