

## Chapitre VI

# **Conception d'un régulateur flou pour la commande vectorielle de la machine asynchrone**

## VI.1 Introduction

Afin de pouvoir appliquer la technique de la logique floue à la commande vectorielle d'une machine asynchrone, nous présentons dans ce chapitre les concepts de la logique floue et nous exposons tous les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de cette méthode. Nous étudions ensuite la conception d'un contrôleur flou pour la commande vectorielle de la machine asynchrone avec ou sans défauts rotoriques.

## VI.2 Principes et définitions de la logique floue

Une des caractéristiques du raisonnement humain est qu'il est généralement fondé sur des données imprécises ou même incomplètes. En effet, les connaissances dont nous disposons sur un système quelconque sont généralement incertaines ou vagues, soit parce que nous avons un doute sur leur validité ou alors nous éprouvons une difficulté à les exprimer clairement.

Il est donc nécessaire de penser et de développer un nouveau type de raisonnement, le raisonnement approché, qui permettra de traiter mathématiquement l'imprécis et l'incertain. Le premier à avoir souligné ces possibilités de développement est Lotfi A. Zadeh qui, dès 1965, introduit la théorie de la logique floue.

C'est une technique pour le traitement de connaissances imprécises et incertaines. Elle permet de prendre en considération des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou des expressions du langage naturel, telle que *faible*, *élevée*, *rapide*, *lent*, *grand*, *petit*, etc....

A côté d'un formalisme mathématique fort développé, nous préférons aborder la présentation de manière intuitive. Nous présentons un exemple simple pour comprendre l'intérêt de la logique floue sur la logique classique :

- **Exemple** : Dans la logique classique, une vitesse peut être qualifiée par le terme « *faible* » ou « *élevée* ». Dans la logique floue, des échelons d'appréciation intermédiaires de la variable vitesse sont possibles. La «vitesse» devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : « *très faible* », « *faible* », « *moyenne* », « *élevée* », « *très élevée* ». Une vitesse de 1000 tr/mn par exemple dans la logique classique correspond au seul ensemble « *moyenne* », alors que dans le modèle flou, elle appartient à la fois aux ensembles « *faible* » et « *moyenne* ».

### VI.2.1 Ensembles flous

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe.

Afin de mettre en évidence cette notion, on introduit les définitions suivantes :

Soit un ensemble de référence  $X$  continu ou discret d'objets dénotés  $\{x\}$ .

Un ensemble classique  $A$  de  $X$  est défini sur un univers de discours par une fonction caractéristique  $\mu_A$  qui prend la valeur 0 pour les éléments de  $X$  n'appartenant pas à  $A$  et la valeur 1 pour ceux qui appartiennent à  $A$  (figure VI.3). L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue  $X$ .

$$\mu_A : X \rightarrow \{0,1\} \quad (\text{VI.1})$$

Plus généralement, le domaine de définition de  $\mu_A(x)$  peut être réduit à un sous-ensemble de  $X$ .

Un ensemble flou  $A$  peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (\text{VI.2})$$

On adopte souvent la notation suivante pour représenter l'ensemble  $A$ , qui indique pour tout élément  $x$  de  $X$  son degré  $\mu_A(x)$  d'appartenance à  $A$  :

$$\begin{aligned}
 A &= \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x, & \text{si } X \text{ est discret} \\
 A &= \int_X \mu_A(x) / x, & \text{si } X \text{ est continu}
 \end{aligned}
 \tag{VI.3}$$

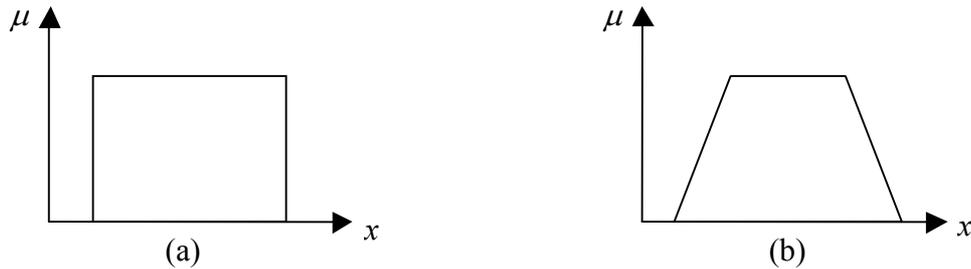


Figure VI.1 : Exemple de fonctions d'appartenance (a) logique classique (b) logique floue

### VI.2.2 Variable linguistique

Une variable linguistique est représentée par un triplet  $(V, X, T_V)$ , dans lequel  $V$  est une variable (la vitesse, la température ...) définie sur un ensemble de référence  $X$  (ses valeurs peuvent être n'importe quel élément de  $X$ ). On note  $T_V(A_1, A_2, \dots)$  un ensemble, fini ou infini, de sous-ensembles flous de  $X$ , qui sont utilisés pour caractériser  $V$ . Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance.

Par exemple, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes  $T(\text{vitesse}) = \{\text{lente, moyenne, rapide} \dots\}$  où chaque terme est caractérisé par un ensemble flou.

Ces termes peuvent être définis comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure VI.2.

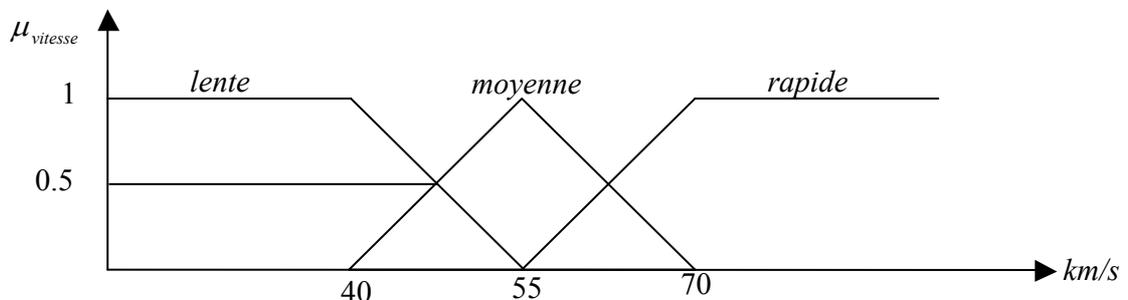


Figure VI.2: Représentation graphique des termes linguistiques

### VI.2.3 Fonctions d'appartenance

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance  $\mu$ , dont la valeur varie entre 0 et 1.

Le plus souvent, nous utilisons des fonctions d'appartenance de type triangulaire ou trapézoïdale figure VI.3.

Fonction triangulaire : L'allure est complètement définie par trois paramètres  $\{a, b, c\}$ .

$$\mu(x) = \max \left( \min \left( \frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right)
 \tag{VI.4}$$

Fonction trapézoïdale : Elle est définie par quatre paramètres  $\{a, b, c, d\}$ .

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{VI.5})$$

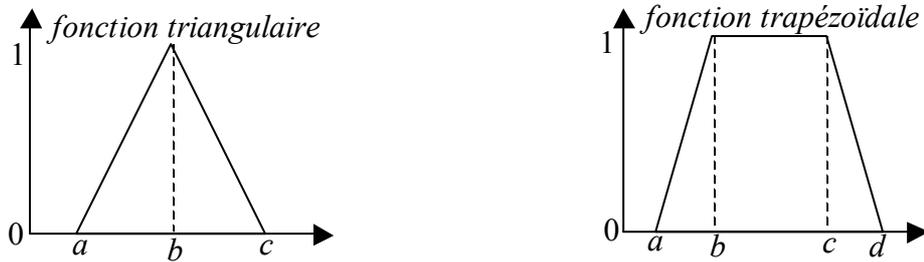


Figure VI.3 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

### VI.2.4 Opérations sur les ensembles flous

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles, l'extension de certaines opérations définies sur les ensembles classiques au cas des ensembles flous pose certaines difficultés. Il n'est donc pas possible d'appliquer directement la logique classique qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 ou 1). Pour pallier à ce problème, les définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous sont introduites.

Soient  $A$  et  $B$  deux ensembles flous dans  $X$  ayant respectivement  $\mu_A$  et  $\mu_B$  comme fonctions d'appartenance. L'union, l'intersection et le complément des ensembles flous sont définis à l'aide de leurs fonctions d'appartenance.

Ces relations sont traduites par les opérateurs "Et", "Ou" et "Non".

Les opérateurs les plus utilisés en logique floue sont donc :

- l'opérateur "Et" correspond à l'intersection de deux ensembles  $A$  et  $B$ . Il peut être réalisé par:
  - La fonction "min" :  $\forall x \in X \quad \mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
  - La fonction arithmétique "produit" :  $\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x)$ .
- L'opérateur "Ou" correspond à l'union de deux ensembles  $A$  et  $B$ . Il peut être réalisé par:
  - La fonction "max" :  $\forall x \in X \quad \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
  - La fonction arithmétique "somme" :  $\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x)$
- L'opérateur "Non" est réalisé par :  $\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$

### VI.2.5 Propositions floues

#### VI.2.5.1 Propositions floues élémentaires

Une proposition floue élémentaire est définie à partir d'une variable linguistique  $(V, X, T_V)$  par la qualification « $V$  est  $A$ », pour une caractérisation floue  $A$ , appartenant à  $T_V$ .

#### VI.2.5.2 Propositions floues générales

Une proposition floue générale est obtenue par la composition de propositions floues élémentaires « $V$  est  $A$ », « $W$  est  $B$ » ... pour des variables linguistiques  $V, W \dots$ .

Plus généralement, on peut construire des propositions floues par conjonction, disjonction ou implication, par exemple de la forme «si  $V$  est  $A$  et  $W$  est  $B$  alors  $U$  est  $C$ » (si la taille est moyenne et le prix est peu cher, alors l'achat est conseillé).

### VI.3 Raisonnement en logique floue

Avec l'unique schéma de raisonnement (**Si** les conditions sont remplies, **Alors** la conclusion est validée) et les trois opérateurs **Et**, **Ou** et **Non**, nous pouvons déjà prendre un grand nombre de décisions logiques. Nous produisons aussi une nouvelle information (une décision) à partir d'informations anciennes.

Le raisonnement flou fait appel à trois notions et étapes fondamentales :

- l'implication floue,
- l'inférence floue,
- l'agrégation des règles..

### VI.3.1 Implication floue

L'implication floue donne une information sur le degré de vérité d'une règle floue. En d'autres termes, on quantifie la force de véracité entre la prémisse et la conclusion. Considérons par exemple les deux propositions floues.

" x est A "

" y est B " Où x et y sont des variables floues et A et B des ensembles flous

de l'univers des discours U.

Ainsi que la règle floue : **Si** " x est A " **Alors** " y est B " .

L'implication floue donne alors le degré de vérité de la règle floue précédente à partir des degrés d'appartenance de x à A (prémisse) et de y à B (conclusion).

On notera implication : opérateur imp (équivalent à l'opérateur Alors). Les normes d'implication les plus utilisées sont :

$$\text{- La norme Mamdani} \quad \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{VI.5})$$

$$\text{- La norme Larsen} \quad \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) = (\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)) \quad (\text{VI.6})$$

### VI.3.2 Inférence floue

Le problème tel qu'il se pose en pratique n'est généralement pas de mesurer le degré de véracité d'une implication mais bien de déduire, à l'aide de faits et de diverses règles implicatives, des événements potentiels. En logique classique, un tel raisonnement porte le nom de *Modus Ponens* (raisonnement par l'affirmation).

Si  $p \Rightarrow q$  vrai

Alors  $q$  vrai

et  $p$  vrai

De façon générale, les conditions d'utilisation du *Modus Ponens Généralisé* sont les suivantes :

	<i>Prémisse</i>	<i>conclusion</i>
Règle floue :	Si x est A	Alors y est B
Fait observé :	Si x est A'	

-----  
 Conséquence : y est B'

A' et B' sont les ensembles flous constatés dans le cas que l'on traite et ne sont pas nécessairement strictement égaux à A et B. B' est l'ensemble flou résultant de A' par l'application de l'implication.

Les informations disponibles pour déterminer la conséquence sont donc d'une part celles relatives aux règles, quantifiées par l'implication floue  $\mu_{B/A}(x, y)$ , d'autres part celles relatives au fait observé, quantifiées par la fonction d'appartenance  $\mu_{A'}$ .

#### -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.

<b>U</b>		<b>T</b>		
		<b>F</b>	<b>M</b>	<b>E</b>
<b>V</b>	<b>F</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>	<b>GP</b>
	<b>E</b>	<b>Z</b>	<b>Z</b>	<b>P</b>

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 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.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont : Max-min, Max-produit et Somme-produit

### VI.3.3 Agrégation des règles

Lorsque la base de connaissance comporte plusieurs règles, l'ensemble flou inféré B' est obtenu après une opération appelée agrégation des règles. En d'autres termes, l'agrégation des règles utilise la contribution de toutes les règles activées pour en déduire une action de commande floue. Généralement, les règles sont activées en parallèle et sont liées par l'opérateur "Ou".

Nous pouvons considérer que chaque règle donne un avis sur la valeur à attribuer au signal de commande, le poids de chaque avis dépend du degré de vérité de la conclusion.

### VI.4 Conception d'un contrôleur flou

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

En général, un contrôleur flou est un système qui associe à tout vecteur d'entrée  $X=[x_1, x_2, \dots, x_n]$  un vecteur de sortie  $Y=[y_1, y_2, \dots, y_n]$  tel que  $Y=F(X)$  où  $F(X)$  est souvent une fonction non linéaire.

Le schéma de base d'un contrôleur flou 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 la grandeur de commande à appliquer au processus mais plutôt l'incrément de cette grandeur.

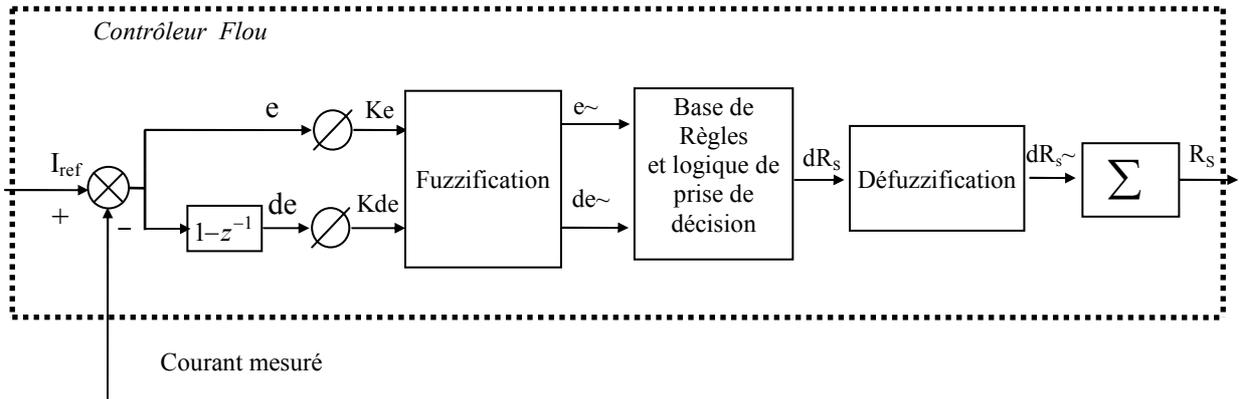


Figure VI.4 : Structure interne d'un contrôleur flou

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

- $e$  : l'erreur, elle est définie par la différence entre la consigne et la grandeur à réguler.

$$e(k) = e^*(k) - e(k) \quad (\text{VI.7})$$

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

$$de(k) = \frac{e(k) - e(k-1)}{T_e} \quad (\text{VI.8})$$

La sortie du régulateur est donnée par

$$R_s(k) = R_s(k-1) + dR_s(k) \quad (\text{VI.9})$$

Des facteurs d'échelle des gains sont utilisés en entrée et en sortie du contrôleur flou. Ils permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer sa structure.

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 VI.4)

1- L'interface de *fuzzification* inclut les fonctions suivantes :

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 ces ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.

2- La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée :

- d'une base de données fournissant les définitions utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur ;
- d'une base de règles caractérisant les buts et la politique de contrôle des experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles de contrôle linguistique.

Comme nous l'avons précédemment évoqué, nous allons nous baser sur une matrice ou une table d'inférence pour cette étape. La construction d'une telle table d'inférence repose sur une analyse qualitative du processus. L'inférence se fait donc sur la base des matrices que l'on vient de décrire. On commence par utiliser un opérateur 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.

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 :

- **Régulateur type Mamdani**
- **Régulateur type Sugeno**

Ils sont dits de type procédural. En effet, seule la prémisse est symbolique. La conclusion, qui correspond à la commande, est directement une constante réelle ou une expression polynomiale fonction des entrées.

L'établissement des règles d'inférence est généralement basé sur un des points suivants :

- 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 .

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. Une grande zone plate (figure VI.5,6), moins grave de conséquence, indiquerait que les règles, dans leur ensemble, sont faibles et mal formulées.

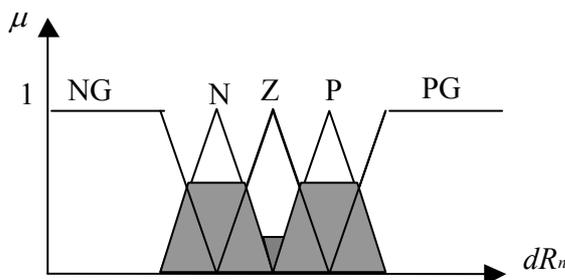


Figure VI.5 : Cas de règles floues contradictoires

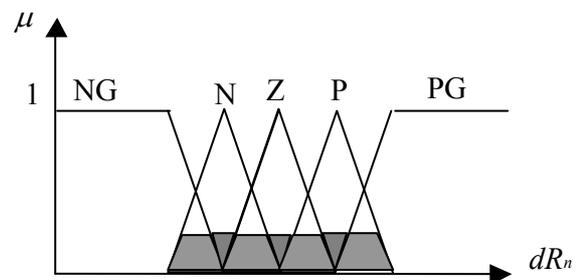


Figure VI.6 : Cas de règles floues mal formulées

3- La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférences en logique floue.

4- L'inférence de défuzzification réalise les fonctions suivantes :

- une cartographie d'échelle convertissant la plage des variables de sortie aux univers de discours appropriés ;
- Une défuzzification fournissant une action de contrôle (physique) à partir d'une action de contrôle flou.

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. 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.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont .

- Méthode du maximum
- Méthode de la moyenne des maxima
- Méthode du centre de gravité
- Méthode des hauteurs pondérées

### VI.5 Conception d'un régulateur flou de vitesse

Nous allons maintenant illustrer les principes du contrôleur flou sur l'exemple de la régulation de vitesse de la machine asynchrone. La phase de conception d'un contrôleur flou passe toujours par quatre stades que nous allons détailler successivement.

#### • 1<sup>ère</sup> étape : Choix des entrées et sorties

Il s'agit de déterminer les caractéristiques fonctionnelles (1) et opérationnelles (2) du contrôleur.

(1)- Il faut d'abord choisir les variables d'entrée et de sortie. Leur choix dépend du contrôle que l'on veut réaliser. Que souhaite-t-on au juste commander ? A l'aide de quels paramètres va-t-on obtenir la commande ?

(2)-Il faudra ensuite se pencher sur le domaine des valeurs que pourront prendre ces variables). On partitionnera alors ces domaines en intervalles, auxquels on associera un label descriptif (variables linguistique). Cette étape revient à définir les univers des discours des variables d'entrée et de sortie et les diviser en sous-ensembles flous. Cette répartition est intuitive et basée sur l'expérience. On est d'ailleurs généralement amené à l'affiner en cours de conception. Une règle de bonne pratique est de fixer 5 à 9 intervalles par univers de discours. Il faut également prévoir un plus grand nombre de zones à proximité du point de fonctionnement optimal pour en faciliter l'approche régulière [43], [44].

#### Illustration sur le régulateur de vitesse

Dans le cas de la régulation de vitesse, on a besoin habituellement de l'erreur ( $e = \Omega_{r\text{ref}} - \Omega_r$ ) et de la dérivée d'erreur ( $de$ ) et parfois de l'intégration d'erreur :

$$\begin{aligned} e(k) &= \Omega_{r\text{ref}}(k) - \Omega_r(k) \\ de(k) &= e(k) - e(k-1) \end{aligned} \tag{VI.12}$$

La sortie du régulateur de vitesse est la valeur du couple de référence dans le schéma de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone. Si cette sortie est directement appliquée au processus, le contrôleur est alors appelé contrôleur flou de type PD [42] et on peut écrire :

$$T_e = F_{\text{uzzy}}(e, de)$$

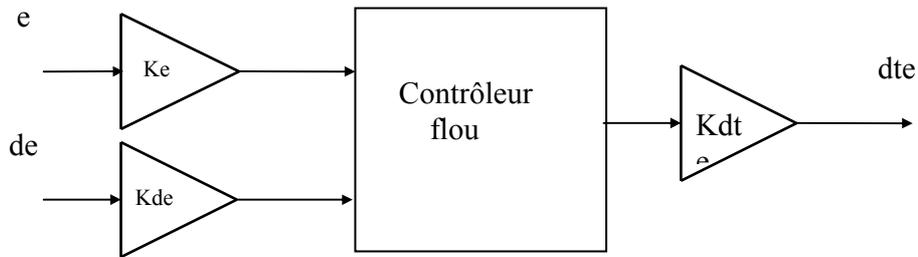


Figure VI.7 : Contrôleur flou de type PD

Par contre, si la sortie du contrôleur flou est considérée comme un incrément de commande, le contrôleur est appelé contrôleur flou de type PI [42] et on peut écrire :

$$dte = F_{\text{uzzy}}(e, de) \text{ ou encore } dte = F_{\text{uzzy}}\left(\int e dt, \dot{e}\right);$$

$$\text{soit } Te(k) = dte(k) + Te(k-1) \quad (\text{VI.13})$$

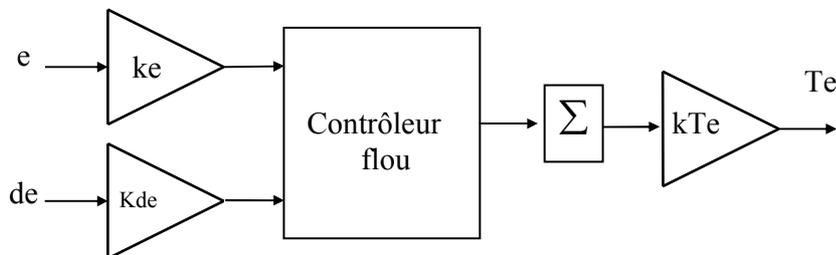


Figure VI.8 Contrôleur flou de type PI

Le contrôleur de type PID peut être obtenu en combinant des contrôleurs flous de type PI et PD de façon suivante :

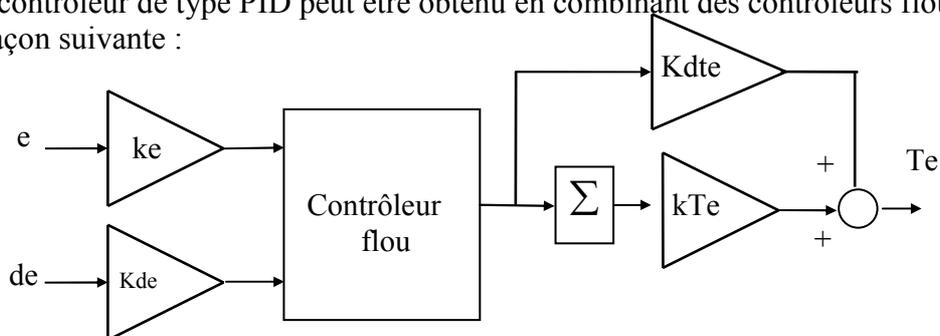


Figure VI.9 Contrôleur flou de type PID

On remarque que cette structure de commande floue de type PID est en fait une association en série d'un contrôleur flou de base et d'une structure de régulation de type PI, qui, elle, n'est pas floue [42].

De plus, comme dans la régulation classique, on a besoin d'une limitation du couple de référence, pour empêcher une surutilisation de la machine [36]. Cette fonction peut être réalisée par l'algorithme de la figure VI.10.

Comme les fonctions d'appartenance sont normalisées entre  $[-1, 1]$ , les variables sont multipliées avec des gains proportionnels. Finalement, la structure du régulateur de vitesse à logique floue est la suivante :

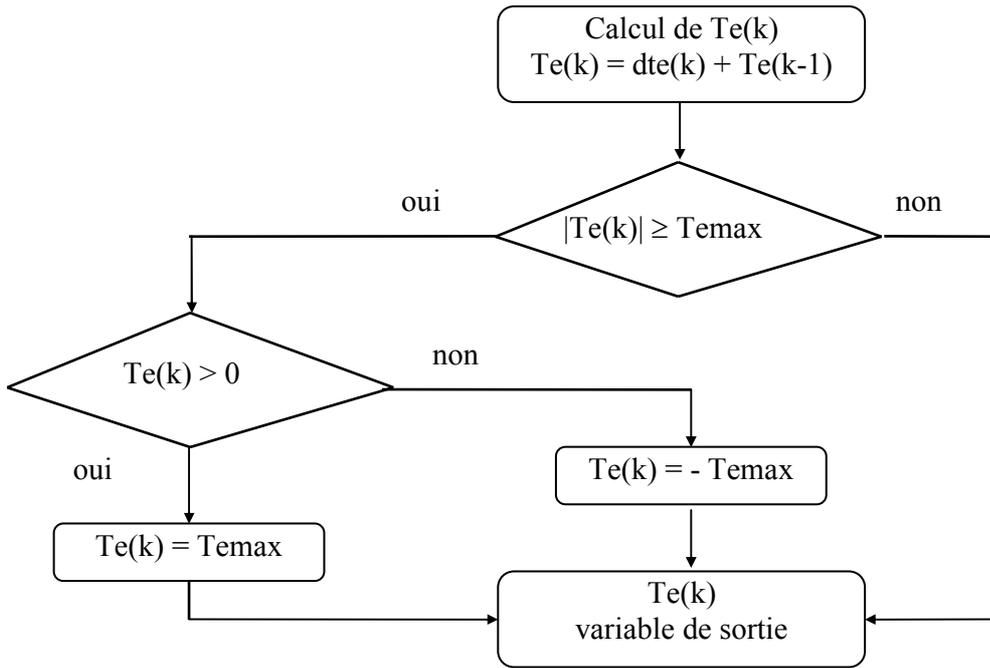


Figure VI.10 : Algorithme pour limitation de  $T_e(k)$

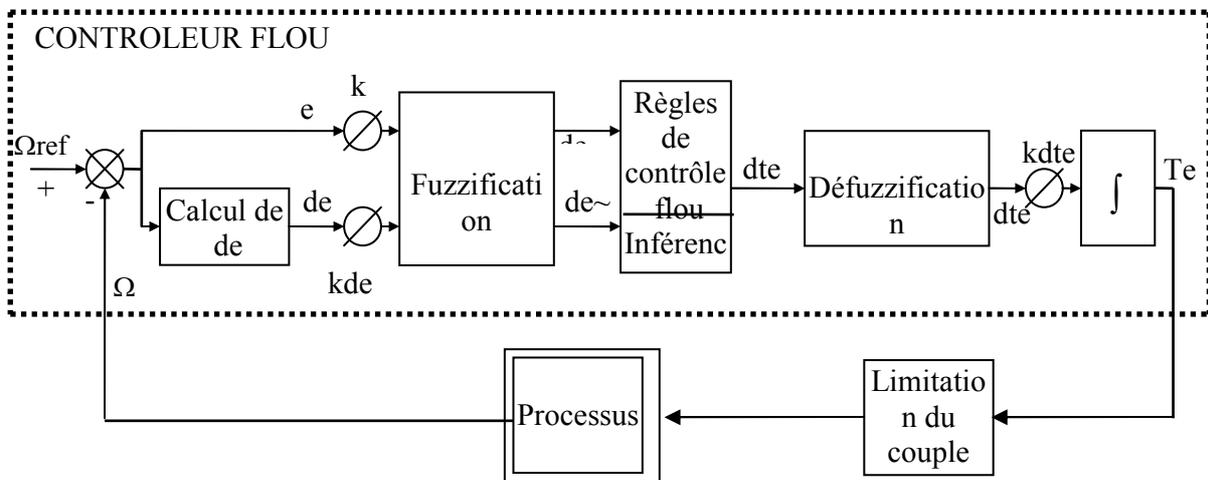


Figure VI.11 : Structure du régulateur de vitesse à logique floue

D'après ce schéma, le système est composé :

\* du contrôleur flou composé :

- d'un bloc de calcul de variation de l'erreur au cours du temps (de) ;
- des facteurs d'échelles associés à l'erreur, à sa dérivée et à la commande (dte);
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation ;
- des règles de contrôle flou et d'un moteur d'inférence ;
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour la variation de la commande floue en valeur numérique ;
- d'un bloc intégrateur ;

\* du processus à contrôler.

- **2<sup>ème</sup> étape : Définition des fonctions d'appartenance**

La première étape de conception a permis de cerner au mieux les caractéristiques linguistiques des variables. Il faut maintenant définir complètement les sous-ensembles flous, c'est à dire expliciter leurs fonctions d'appartenance. Une fois encore, l'intuition et l'expérience auront leur rôle à jouer. Quelques principes ressortent de la pratique: choix de fonctions triangulaires ou trapézoïdales, recouvrement d'une fonction de 10 à 50% de l'espace des sous-ensembles voisins, somme des degrés d'une zone de recouvrement égale à 1 (degré maximal d'appartenance) [43], [44].

- **Illustration sur l'exemple**

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée sont illustrées par la figure VI.12 et 13 avec :

NB : Negative Big	(Négatif Grand)	PB : Postive Big	(Positif Grand)
NM : Negative Medium	(Négatif Moyenne)	PM : Postive Medium	(Positif Moyen)
NS : Negative Small	(Négatif Petit)	PS : Postive Small	(Positif Petit)
ZE : Zero			

On constate que les fonctions d'appartenance de l'erreur ont une forme asymétrique créant une concentration autour de zéro qui améliore la précision près du point de fonctionnement désiré.

Pour la même raison, les formes des fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont également asymétriques. Cependant, nous introduisons deux sous-ensembles additionnels compte-tenu de la sensibilité de cette variable [44].

NVB : Negative Very Big	(Négative Très Grand)
PVB : Postive Very Big	(Positive Très Grand)

- **3<sup>ème</sup> étape : Définition du comportement du contrôleur flou**

Cette étape concerne l'élaboration de la base de règle du contrôleur.

- **Analyse du comportement dynamique - Détermination du jeu de règles**

L'analyse temporelle, qui doit conduire à établir les règles du contrôleur flou, peut par exemple consister à considérer la réponse à un échelon d'un processus à piloter en fonction des objectifs que l'on se sera fixés en boucle fermée et à écrire les règles pour chaque type de comportement du processus :

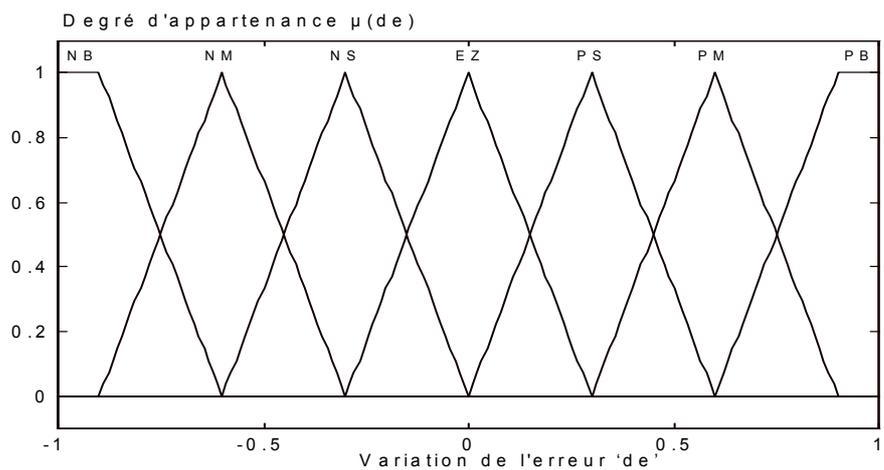
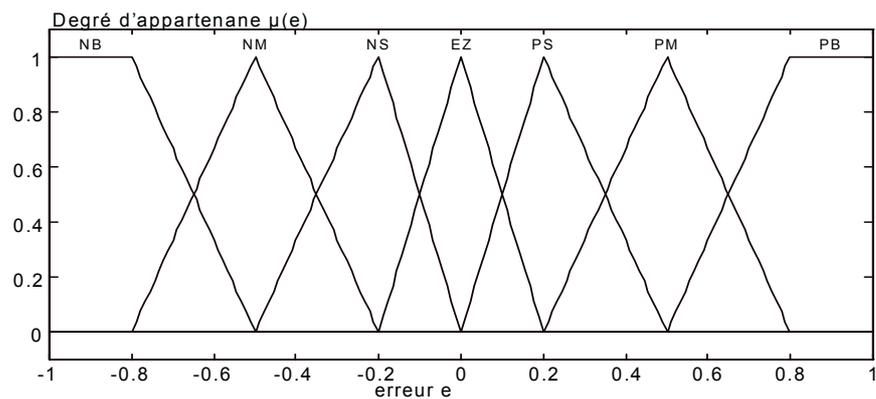


Figure VI.12 : Fonctions d'appartenance des variables d'entrée

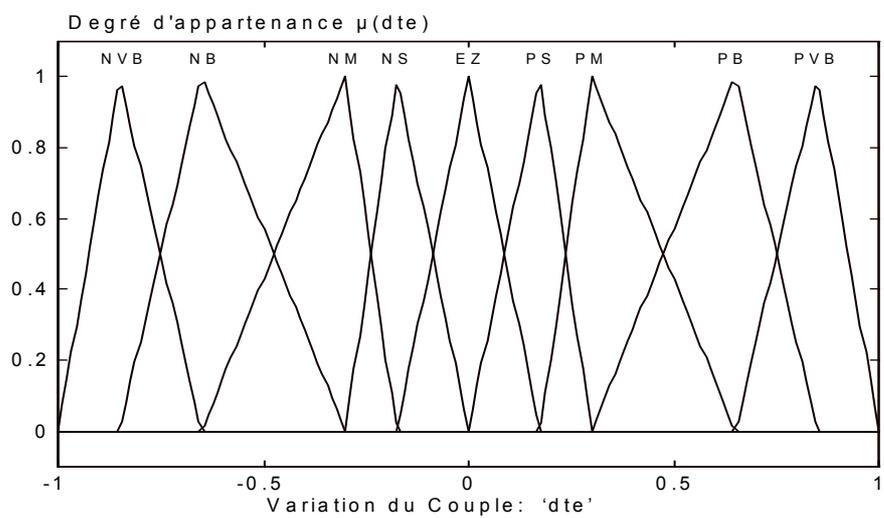


Figure VI.13 : Fonctions d'appartenance de la variable de sortie

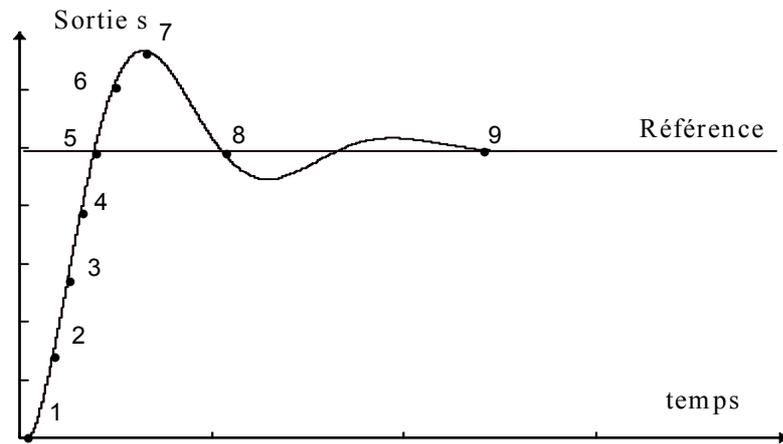


Figure VI.14 :Ecriture du jeu de règles grâce à une analyse temporelle

a)- Pour expliquer la procédure à suivre [42], on considère les neuf points indiqués sur la réponse à un échelon et, pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

- 1 Si  $e = PB$  Et  $de = ZE$  Alors  $du = PB$  (départ, commande importante)
- 2 Si  $e = PB$  Et  $de = NS$  Alors  $du = PM$  (augmentation de la commande pour gagner l'équilibre)
- 3 Si  $e = PM$  Et  $de = NS$  Alors  $du = PS$  (très faible augmentation de  $u$  pour ne pas dépasser)
- 4 Si  $e = PS$  Et  $de = NS$  Alors  $du = ZE$  (convergence vers l'équilibre correct)
- 5 Si  $e = ZE$  Et  $de = NS$  Alors  $du = NS$  (freinage du processus)
- 6 Si  $e = NS$  Et  $de = NS$  Alors  $du = NM$  (freinage et inversion de la variation de la commande)
- 7 Si  $e = NM$  Et  $de = ZE$  Alors  $du = NM$  (rappel du processus vers l'équilibre correct)
- 8 Si  $e = NS$  Et  $de = PS$  Alors  $du = ZE$  (convergence vers l'équilibre correct)
- 9 Si  $e = ZE$  Et  $de = ZE$  Alors  $du = ZE$  (équilibre)

En décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table suivante (table du contrôleur flou de base) qui correspond en fait à table de règles très connue de Mac Vicar - Whelan [42] :

b)- Pour déduire les autres règles ,nous procédons à nouveau à une autre expertise [45].

La forme générale de la réponse de vitesse est représentée sur la figure (VI.16). Selon l'amplitude de  $e$  et le signe de  $de$ , la réponse de vitesse est divisée en quatre régions. Les indices utilisés pour identifier chaque région sont définies comme suit :

$$\begin{array}{ll}
 a_1 : e > 0 \text{ et } de < 0, & a_2 : e < 0 \text{ et } de < 0, \\
 a_3 : e < 0 \text{ et } de > 0, & a_4 : e > 0 \text{ et } de > 0,
 \end{array}$$

de \ e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE

Figure VI.15 :Table de règles de MacVicar-Whelan

Pour identifier la pente de la réponse lors du passage par le point de référence on utilise l'indice  $c_i$  défini comme suit :

- $c_1 : (e > 0 \rightarrow e < 0) \text{ et } de \lll 0$
- $c_2 : (e > 0 \rightarrow e < 0) \text{ et } de \ll 0$
- $c_3 : (e > 0 \rightarrow e < 0) \text{ et } de < 0$
- $c_4 : (e < 0 \rightarrow e > 0) \text{ et } de > 0$
- $c_5 : (e < 0 \rightarrow e > 0) \text{ et } de \gg 0$
- $c_6 : (e < 0 \rightarrow e > 0) \text{ et } de \ggg 0$

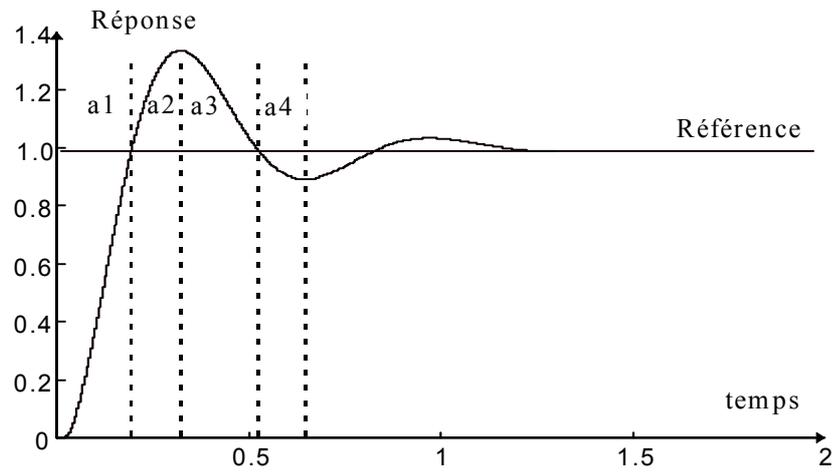
Quant à l'indice représentatif du dépassement de la consigne, il est défini par :

- $m_1 : de \approx 0 \text{ et } e \lll 0$        $m_4 : de \approx 0 \text{ et } e > 0$
- $m_2 : de \approx 0 \text{ et } e \ll 0$        $m_5 : de \approx 0 \text{ et } e \gg 0$
- $m_3 : de \approx 0 \text{ et } e < 0$        $m_6 : de \approx 0 \text{ et } e \ggg 0$

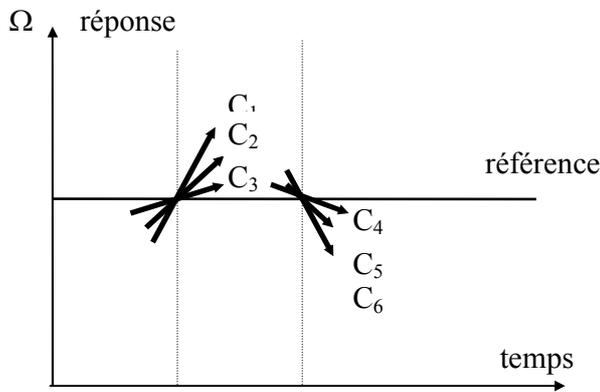
Les trois types d'indices mentionnés ci-dessous peuvent être combinés et former un plan d'état. Le tableau de la figure (VI.17) est légèrement modifié pour tenir compte que la variable de sortie est formée de neuf valeurs floues.

		e						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
de	NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	NS	ZE
	NM	NVB	NVB	NB	NM	NS	ZE	PS
	NS	NVB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
	ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
	PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PVB
	PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PVB	PVB
	PB	ZE	PS	PM	PB	PVB	PVB	PVB

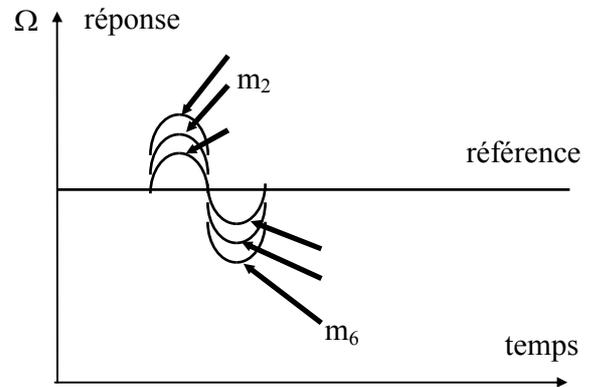
Figure VI.16 : Base de règles du régulateur I de vitesse



a)



b)



c)

Figure VI.17 : Comportement dynamique de la réponse de vitesse

e \ de	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	a <sub>2</sub>			c <sub>1</sub>	a <sub>1</sub>		
NM				c <sub>2</sub>			
NS				c <sub>3</sub>			
ZE	m <sub>1</sub>	m <sub>2</sub>	m <sub>3</sub>	ZE	m <sub>4</sub>	m <sub>5</sub>	m <sub>6</sub>
PS	a <sub>3</sub>			c <sub>4</sub>	a <sub>4</sub>		
PM				c <sub>5</sub>			
PB				c <sub>6</sub>			

Figure VI.18 : Règles linguistiques de contrôle

Dans le tableau (VI.16), chaque élément formalise une règle comme, par exemple :

Si [ e(k) est NM ] Et [ de(k) est ZE ], ALORS [ dte(k) est NM ].

Cet ensemble de règles regroupe toutes les situations possibles du système évaluées par les différentes valeurs attribuées à  $e$  et à sa variation de et toutes les valeurs correspondantes de la variation de la commande  $dte$ .

L'évaluation des gains proportionnels provient de l'expérience. Pour le gain  $K_e$ , par exemple, on peut commencer avec un facteur qui dépend de l'erreur maximale. Effectivement ces valeurs font partie de la procédure d'évaluation par simulation. On a trouvé les valeurs suivantes pour la machine asynchrone simulée :

$$K_e = 0.1 \qquad K_{de} = 0.6 \cdot 10^{-5} \qquad K_{dte} = 65$$

Dans une deuxième approche d'un régulateur à logique floue, on utilise différentes fonctions d'appartenance pour la variable de sortie (figure VI.21):

Degré d'appartenance  $\mu(dte)$

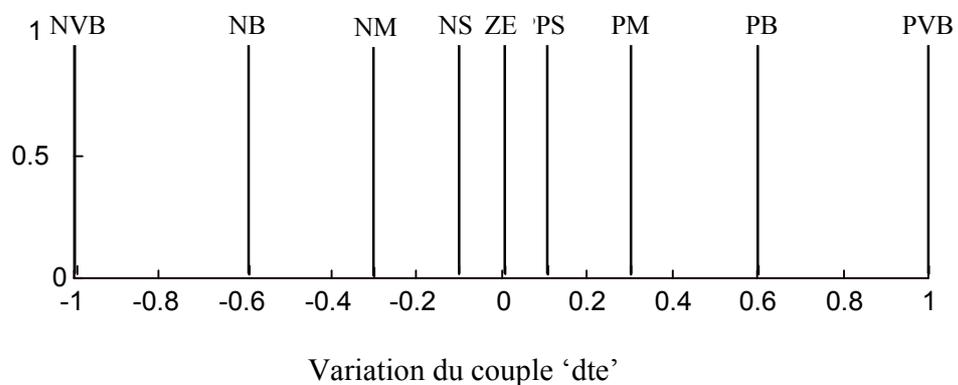


Figure VI.19 :Fonctions d'appartenance de la variable de sortie  $dte(k)$  (II)

Grâce à cette fonction d'appartenance, appelée «singleton», on tire profit du calcul de la variable de sortie. Dans ces conditions, la formule du centre de gravité se simplifie par :

$$dte_{res} = \frac{\sum_{i=1}^m \mu(dte_i) dte_i}{\sum_{i=1}^m \mu(dte_i)} \quad (VI.14)$$

$m$  étant le nombre totale de règles.

Par rapport à la première approche, les règles sont aussi modifiée

		e						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
de	NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	ZE	ZE
	NM	NVB	NVB	NB	NB	NM	ZE	PS
	NS	NVB	NB	NB	NM	PS	PB	PM
	ZE	NVB	NB	NM	ZE	PM	PB	PB
	PS	NVB	NB	NS	PM	PB	PB	PVB
	PM	NVB	ZE	PM	PB	PB	PVB	PVB
	PB	NVB	ZE	PM	PB	PVB	PVB	PVB

Figure VI.20 : Base des règles du régulateur II

Ici, la méthode pour déterminer les règles est appelée en anglais « *bang-bang control* » [44]. Ce type de méthode est utilisée pour amener initialement le système près du point de fonctionnement souhaité, puis changer la polarité de la variable de commande afin d'éviter un dépassement. Ces deux étapes sont visualisées par les régions A et B dans le tableau (VI-23) :

		e						
		NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
de	NB							
	NM							
	NS							
	ZE							
	PS							
	PM							
	PB							

Le schéma illustre le principe de « bang-bang control » avec des chemins de règles. Une flèche part de la cellule (de, NM) vers la cellule (de, ZE) et est étiquetée 'B'. Une autre flèche part de la cellule (de, ZE) vers la cellule (de, PS) et est étiquetée 'C'. Une troisième flèche part de la cellule (de, PS) vers la cellule (de, ZE) et est étiquetée 'D'. Une quatrième flèche part de la cellule (de, ZE) vers la cellule (de, PB) et est étiquetée 'A'. Les chemins B, C et D forment un cycle autour de la cellule (de, ZE), tandis que A est une transition vers la cellule (de, PB).

Figure IV.21 : Schéma de règles en principes de « bang-bang control »

Ce principe est répété dans la région C, mais plus modestement. Les flèches décrivent le chemin, qui est suivi dans le tableau (VI.21) en cas d'un échelon positif comme signal de référence. Par conséquent, le reste du tableau est rempli par symétrie à la région D.

## VI.6 Application de la logique floue au modèle réduit du schéma multi\_enroulements de la machine asynchrone

### VI.6.1 Résultats de la simulation

le régulateur flou a été simulé sous différentes conditions avec ou sans défauts rotorique . Les résultats de simulation permettent ainsi de comparer les deux types de régulations (classique et floue). Ces simulations s'avèrent nécessaires dans le processus d'évaluation des régulateurs à logique floue.

#### 1. Machine saine

##### a. Machine saine à vide

Dans une première étape, nous avons simulé le fonctionnement du régulateur flou avec une machine saine à vide. Ce dernier présente un grand intérêt pour une implémentation en temps réel au niveau algorithmique (meilleure utilisation de la mémoire et temps de traitement plus rapide ).

La figure VI.22 montre la réponse de la vitesse et du couple avec un régulateur de vitesse flou dans le cas d'une machine à vide. Les temps de réponse en démarrage sont respectivement de 0.2s pour une consigne de 1000 tr/mn . Les temps d'inversion de la vitesse à -1000 tr/mn et 1000 tr/mn sont de l'ordre de 0.4s. Les temps de réponse et d'inversion sont pratiquement identiques à ceux du régulateur classique.

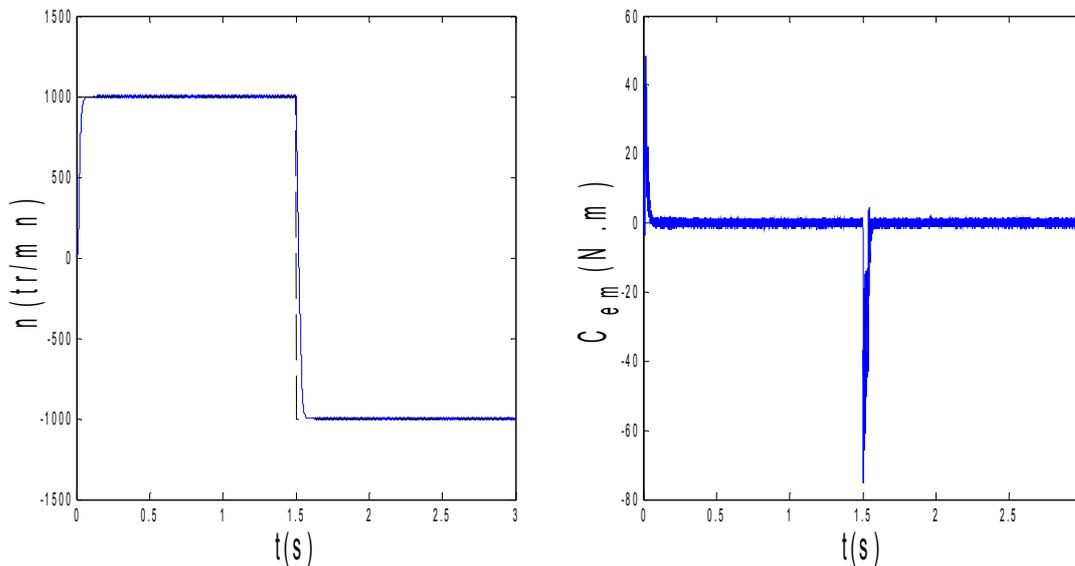


Figure VI.22 : vitesse de rotation, couple électromagnétique , simulation avec modèle, machine saine à vide.

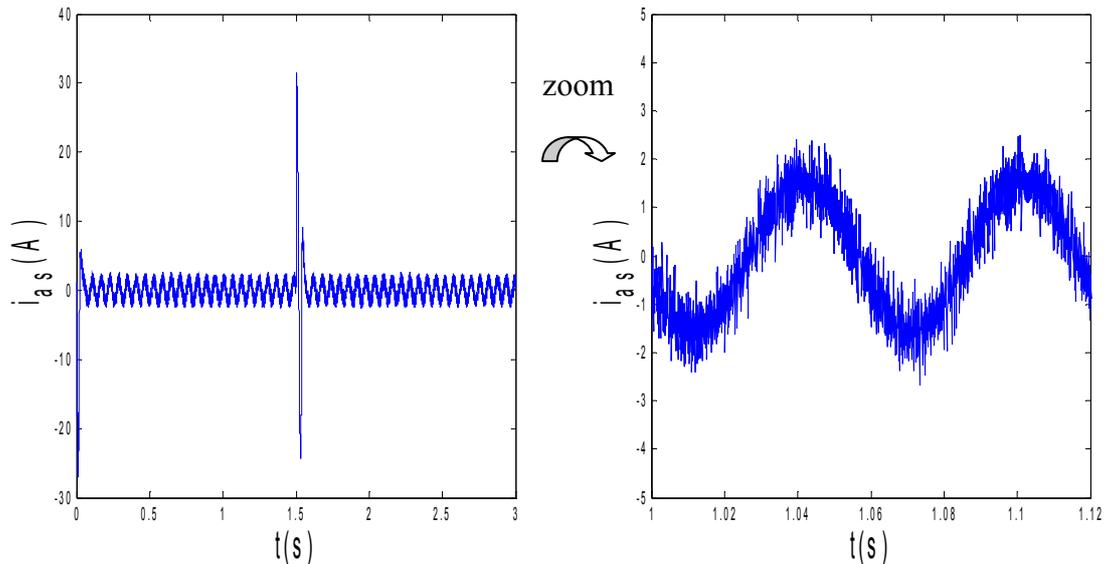


Figure VI.23 : courant statorique, simulation avec modèle réduit, machine Saine à vide .

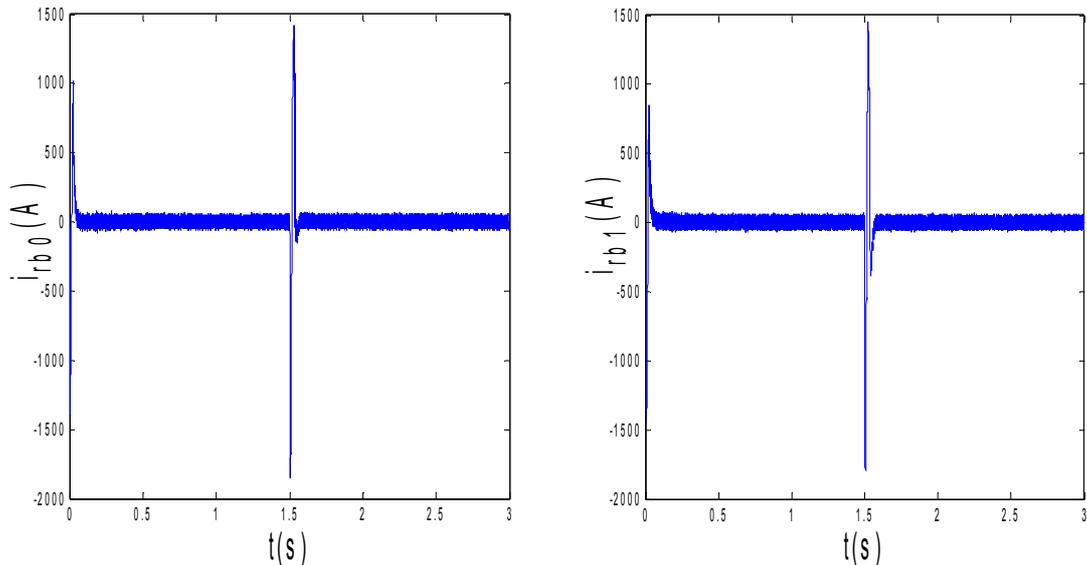


Figure VI.24 : courants dans les barres rotoriques :  $I_{rb0}$ ,  $I_{rb1}$ , simulation avec modèle global, machine saine à vide

### b. Machine saine en charge

Les résultats de simulation de la figure VI.25 montrent que l'allure de la courbe de vitesse est similaire à celle obtenue par un (PI classique) mais avec un temps de montée un peu plus rapide (environ 0.17 s) ceci est dû au fait que les domaines physiques relatifs à l'erreur et la variation de l'erreur soient plus larges dans le cas du contrôleur flou. Le comportement des autres grandeurs est similaire à celui obtenu avec un régulateur conventionnel. Les réponses des systèmes sont caractérisées par les mêmes faits : le démarrage et l'inversion de vitesse s'effectuent à couple maximal .

La figure VI.25 montre également l'effet d'une perturbation du couple de charge en régime permanent  $C_r=3.5\text{N.m}$ . Le contrôleur flou reste pratiquement insensible à cette variation du couple résistant. La réaction du régulateur à logique floue au moment d'application de charge est aussi caractérisée par une variation plus petite et un temps plus court par rapport au régulateur classique.

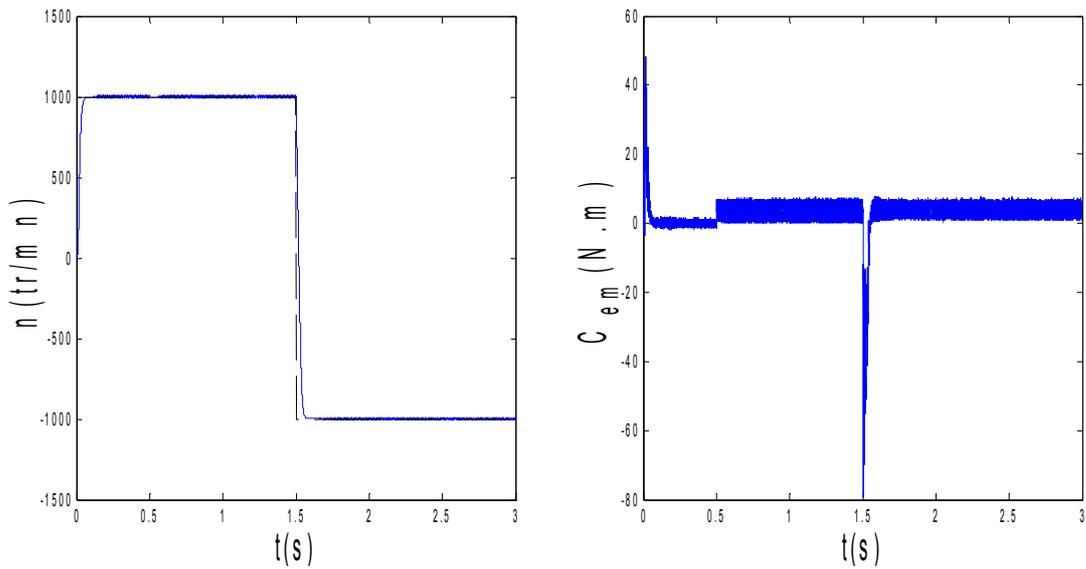


Figure VI.25 : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec modèle, machine saine en charge  $C_r = 3.5$  N.m

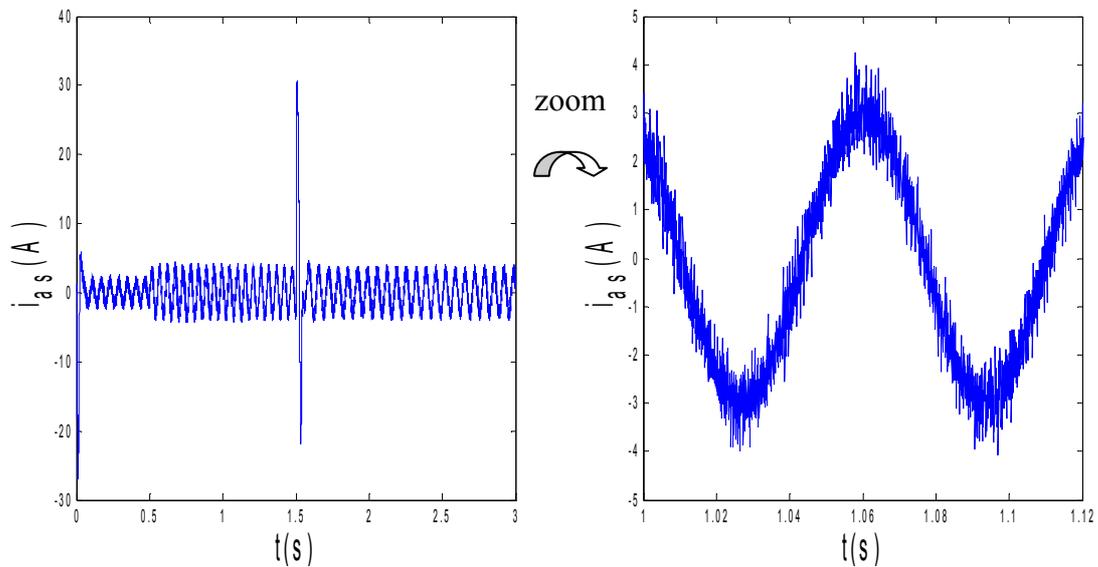


Figure VI.26 : courant statorique, simulation avec modèle réduit, machine saine en charge,  $C_r = 3.5$  N.m.

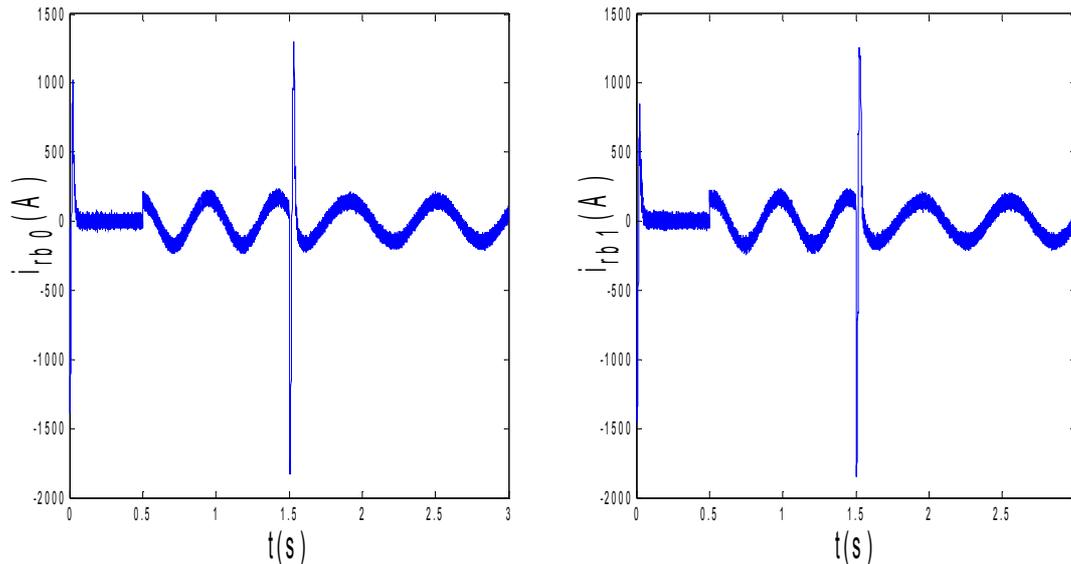


Figure VI.27 : courants dans les barres rotoriques :  $I_{rb0}$ ,  $I_{rb1}$ , simulation avec modèle global, machine saine en charge,  $C_r = 3.5$  N.m

## 2. Machine en défaut

### a. Machine avec cassure de barre

La figure VI.28 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent de la vitesse de rotation, on a une inversion de vitesse à  $t=0.4$ s. La figure illustre aussi du couple électromagnétique  $C_{em}$  en présence d'une rupture des barres  $r_{b0}$  à  $t=1$ s. Après une phase transitoire, celui-ci répond instantanément et suit la référence sans dépassement ni erreur statique  $C_r=3.5$  N.m à cause de la structure du régulateur flou, les réponses des systèmes sont caractérisées par les mêmes faits :

la vitesse de référence est atteinte en 0,15 sec environ lors de l'inversion de vitesse selon une rampe.

La figure VI.29 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique en présence d'une rupture de barre  $r_{b0}$  à  $t=1$ s .

La figure VI.30 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres  $I_{rb0}$  ,  $I_{rb1}$  en présence d'une rupture de barre  $r_{b1}$  à  $t=1$ s, et on observe le courant dans la barre  $r_{b0}$ , qui proche de Zéro à cause de la cassure . Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieures à leur valeur nominale. On conclut donc qu'il y a un risque de défaillances en chacune dans la mesure ou les contraintes électriques et thermiques sont redistribuées sur les conducteurs adjacents.

On remarque que la vitesse dans la figure VI.28 est obtenue comme dans le régulateur PI et que l'évolution du couple, des courants est également identique.

Lorsque on a une cassure de barre la durée d'inversion de la vitesse est plus importante mais il n'existe plus de dépassement comme dans le cas d'un régulateur linéaire.

La réaction des régulateurs à logique floue au moment d'application de charge est aussi caractérisé par une variation plus petite et un temps plus court par rapport aux régulateurs classiques

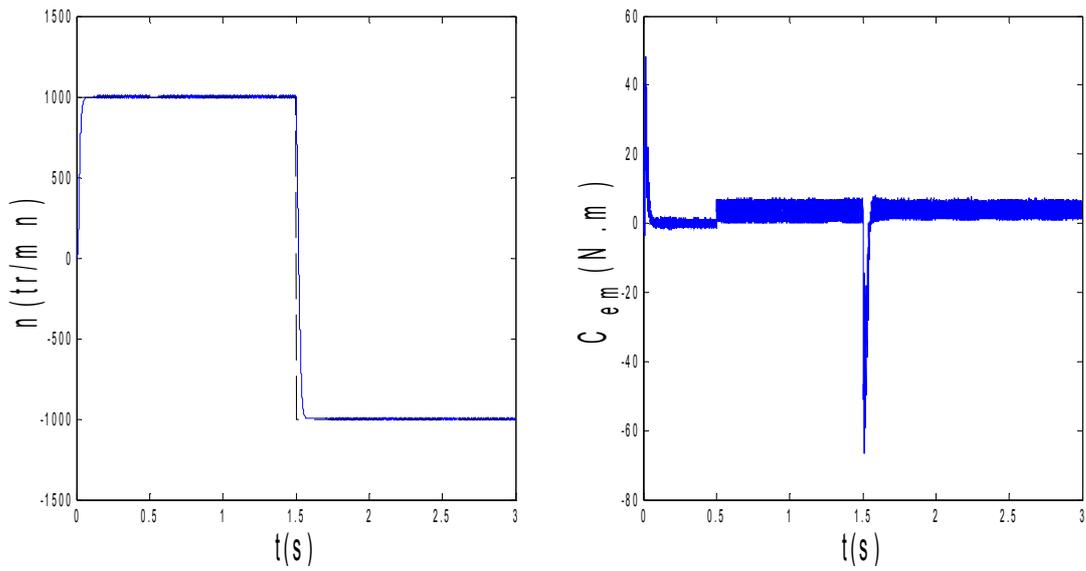


Figure VI.28 : vitesse de rotation, couple électromagnétique, simulation avec le modèle réduit, machine en défaut et en charge : rupture d'une barre à  $t=1s$

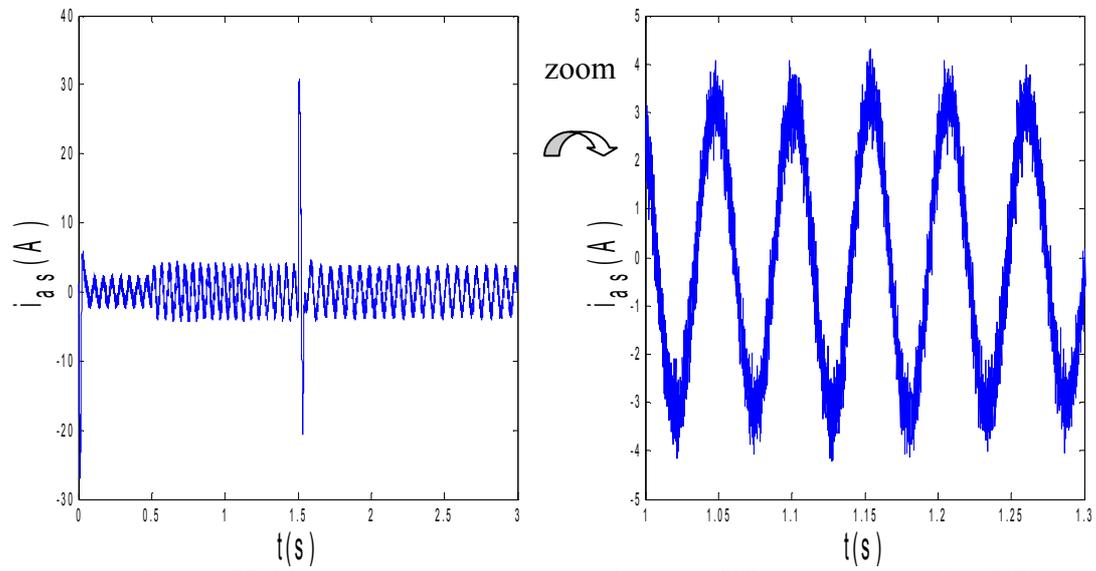


Figure VI.29 : courant statorique, machine en défaut, en charge  $C_r= 3.5Nm$

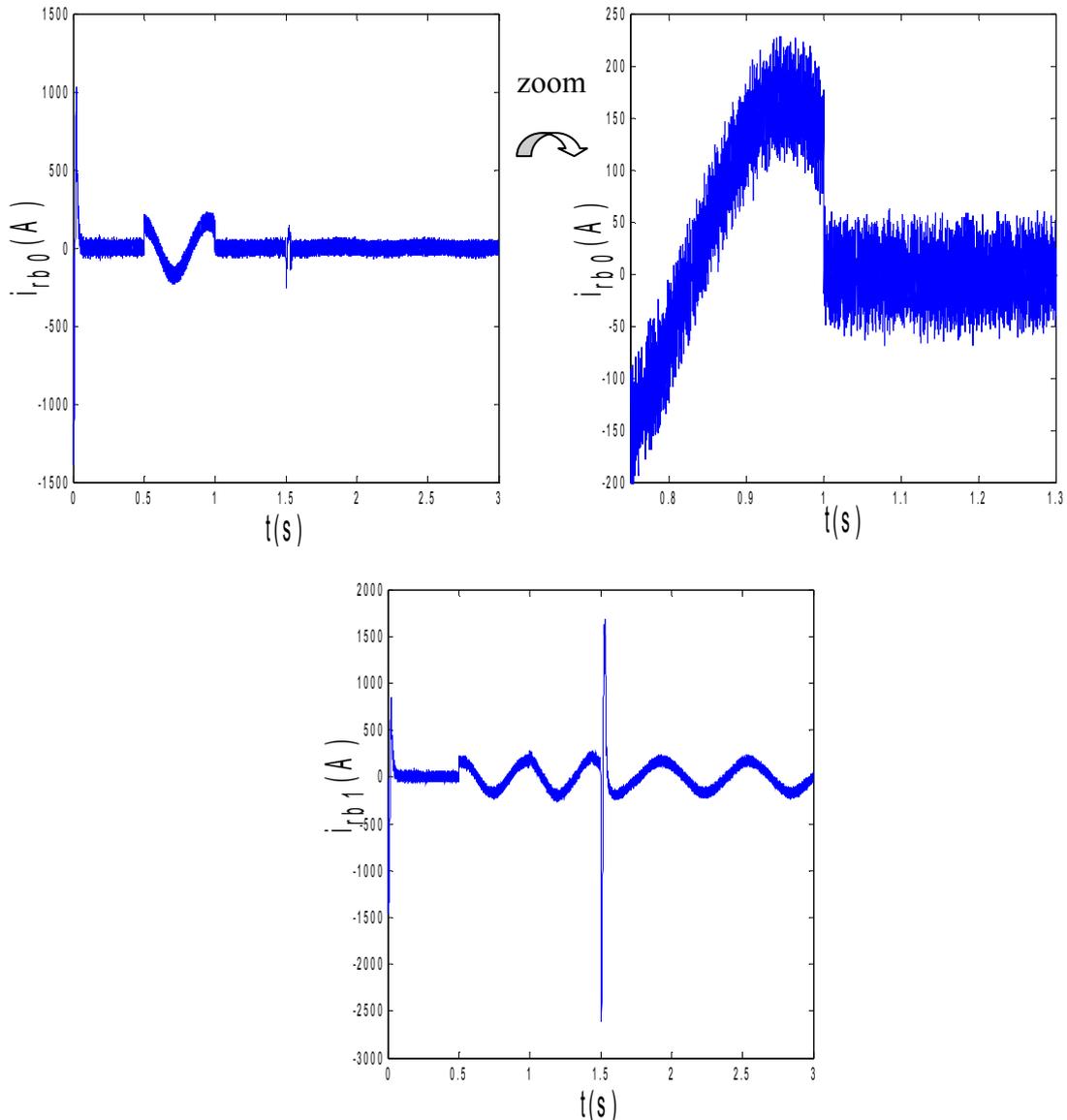


Figure VI.30 : Courants dans les barres rotoriques :  $I_{rb0}$ ,  $I_{rb1}$ , machine en défaut, simulation avec modèle global, rupture de la barre  $r_{b0}$  à  $t=1$  s

### b. Machine avec cassure de deux barres

La figure VI.31 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du couple électromagnétique  $C_{em}$  en présence d'une rupture de barre  $r_{b0}$  à  $t=1$  s et  $r_{b1}$  à  $t=2$  s. Après une phase transitoire, celui-ci répond instantanément et suit la référence sans dépassement ni erreur statique  $C_r=3.5$  N.m à cause de la structure du régulateur flou, les réponses des systèmes sont caractérisées par les mêmes faits :

la vitesse de référence est atteinte en 0,15 sec environ lors de l'inversion de vitesse selon une rampe.

La figure VI.32 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent du courant statorique en présence d'une rupture de barre  $r_{b0}$  à  $t=1$  s et  $r_{b1}$  à  $t=2$  s .

La figure VI. 33 illustre l'évolution temporelle en régime transitoire et en régime permanent des courants de barres  $I_{rb0}$  ,  $I_{rb1}$ , en présence d'une rupture de barre  $r_{b0}$  à  $t=1$  s et  $r_{b1}$  à  $t=2$  s. Les courants circulant dans les barres adjacentes aux barres cassées sont très supérieurs à leur valeur nominale. On conclut donc qu'il y a un risque de défaillances en chacune dans la mesure ou les contraintes électriques et thermiques sont redistribuées sur les conducteurs adjacents.

Les effets de la cassure de barre (oscillation de  $w$  et  $C_{em}$ ) croit rapidement avec le nombre de barres cassé ; d'où on observe:

- Augmentation de l'amplitude des oscillations. La grande amplitude des oscillations accélère la détérioration de la machine.
- L'amplitude des courants des phases statoriques est proportionnelle au nombre de barres cassées.
- Lors des défauts rotoriques, les courants dans les barres cassées chutent pratiquement à zéro, tandis que les courants dans les barres voisines deviennent déséquilibrés. Les courants qui conduisaient les barres cassées se répartit alors dans les barres voisines

Lorsque on a une cassure de barre la durée d'inversion de la vitesse est plus importante mais il n'existe plus de dépassement comme dans le cas d'un régulateur linéaire.

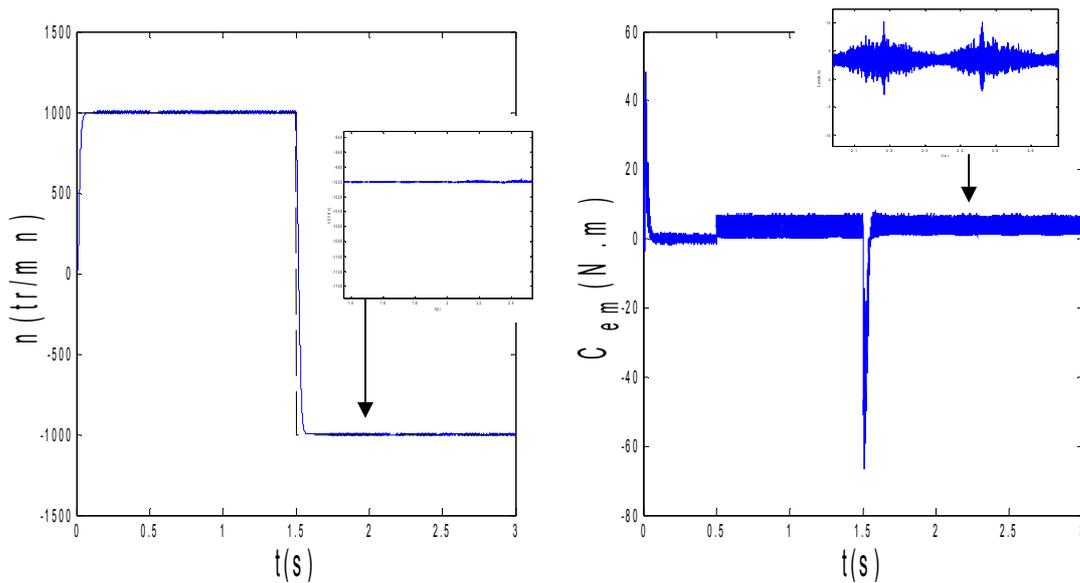


Figure VI.31 :vitesse de rotation, couple électromagnétique et le courant statorique, machine en charge et en défaut : 2 barres cassées

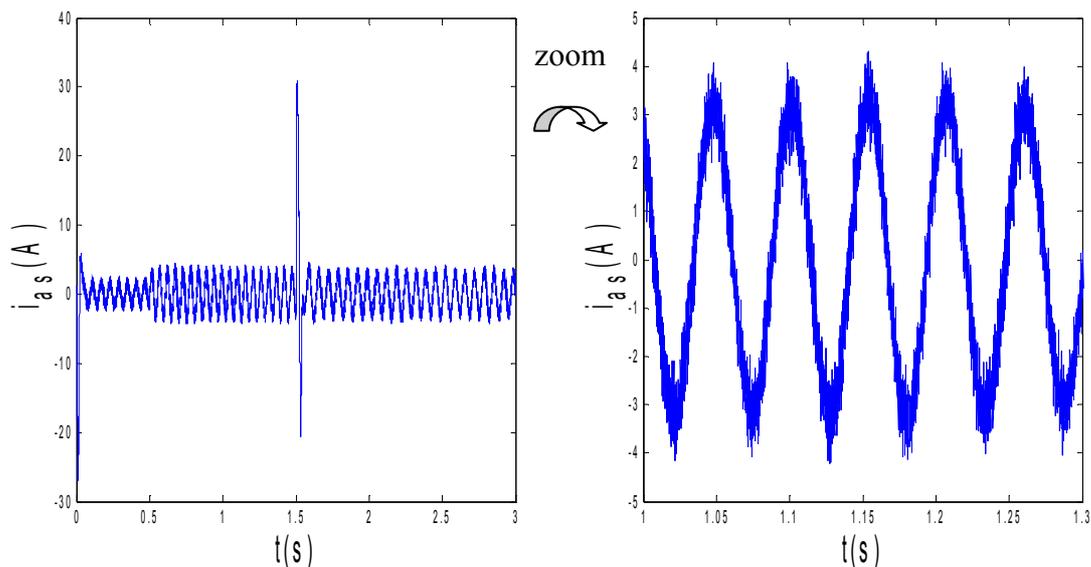


Figure VI.32 :courant statorique, machine en charge et en défauts, 2barres cassées

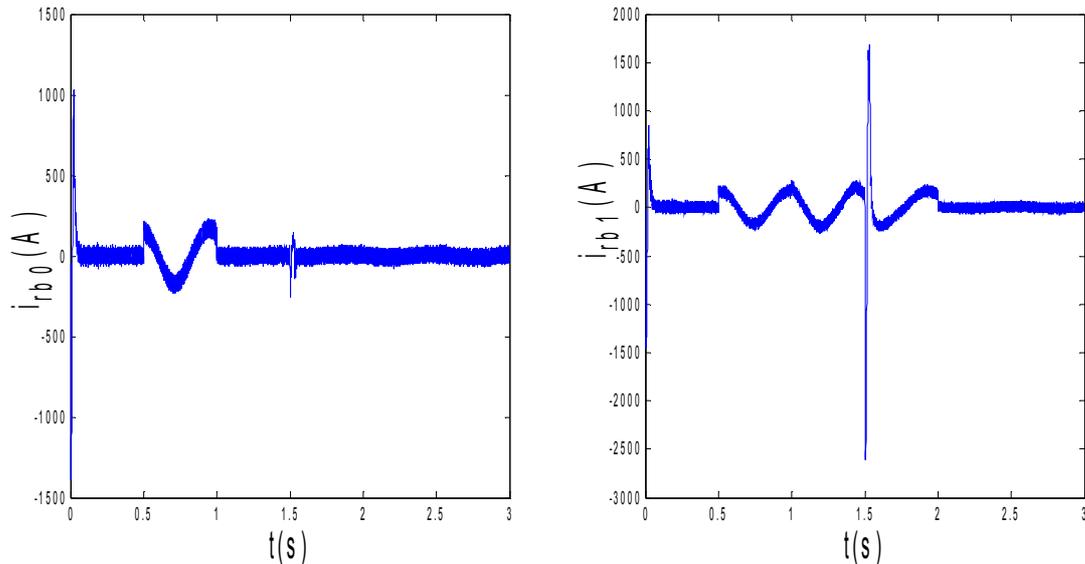


Figure VI.33 :courants dans les barres rotoriques :  $I_{rb0}$ ,  $I_{rb1}$ , Machine en charge et en défaut, simulation avec modèle global : 1 barre cassée  $r_{b0}$  à  $t=1s$ , 2 barre cassée  $r_{b1}$  à  $t=2s$

### 3. Variation de la charge

Pour  $0.6s < t < 3s$ , on applique un couple de charge de  $3.5N.m$  ;  
à l'instant  $t=2s$ , on applique un couple de charge  $C_r=5.5N.m$ .

On constate également que les variations du couple de charge n'ont aucune influence sur la réponse de la vitesse dans le cas d'un régulateur flou figure IV.34. Les figures IV.34 à IV.35 confirment aussi ces résultats.

On remarque que la vitesse est obtenue comme dans le régulateur PI et que l'évolution du couple, des flux et des courants est également identique. Les temps de réponse et d'inversion de la vitesse sont respectivement égaux à  $0.4 s$  et  $0.45 s$ .

La réaction des régulateurs à logique floue au moment d'application de charge est aussi caractérisé par une variation plus petite et un temps plus court par rapport aux régulateurs classiques

On constate également que ce correcteur offre une réponse bien meilleure que celui du (PI). Les dépassements et les temps de réponse sont beaucoup plus faibles qu'avec un régulateur classique.

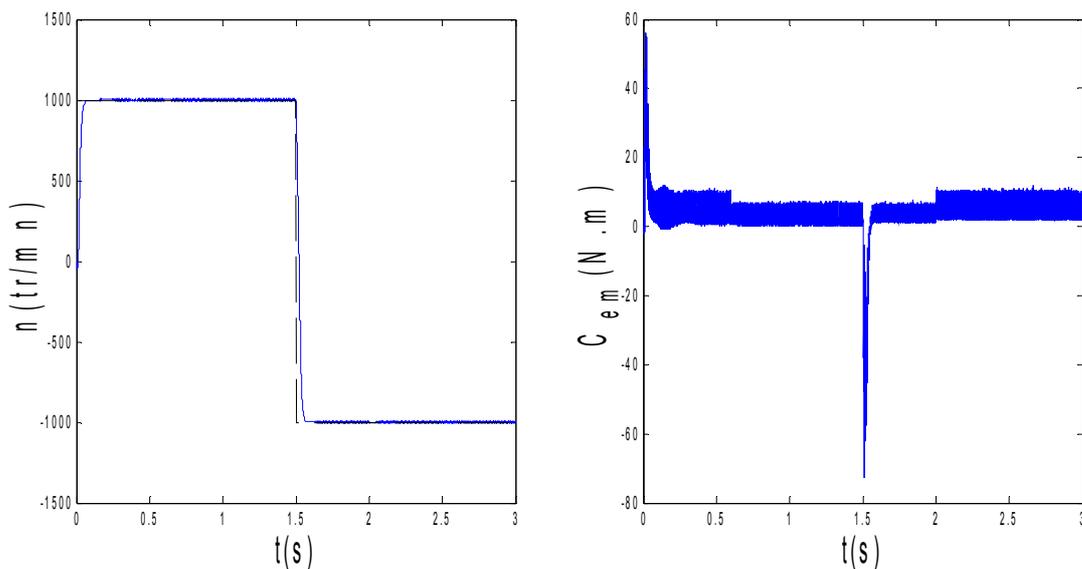


Figure VI.34 : vitesse de rotation, couple électromagnétique, variation de la charge.

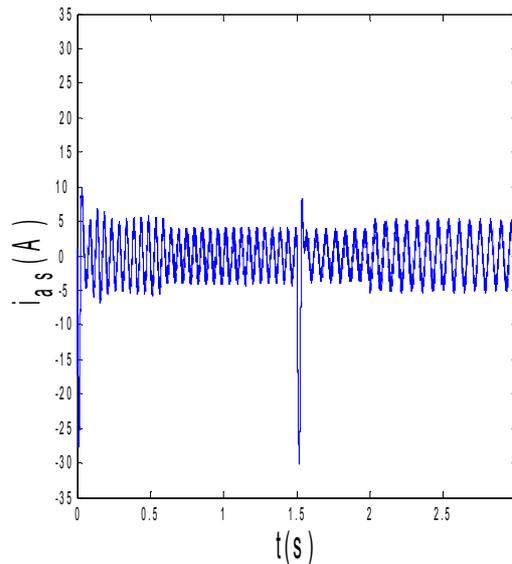
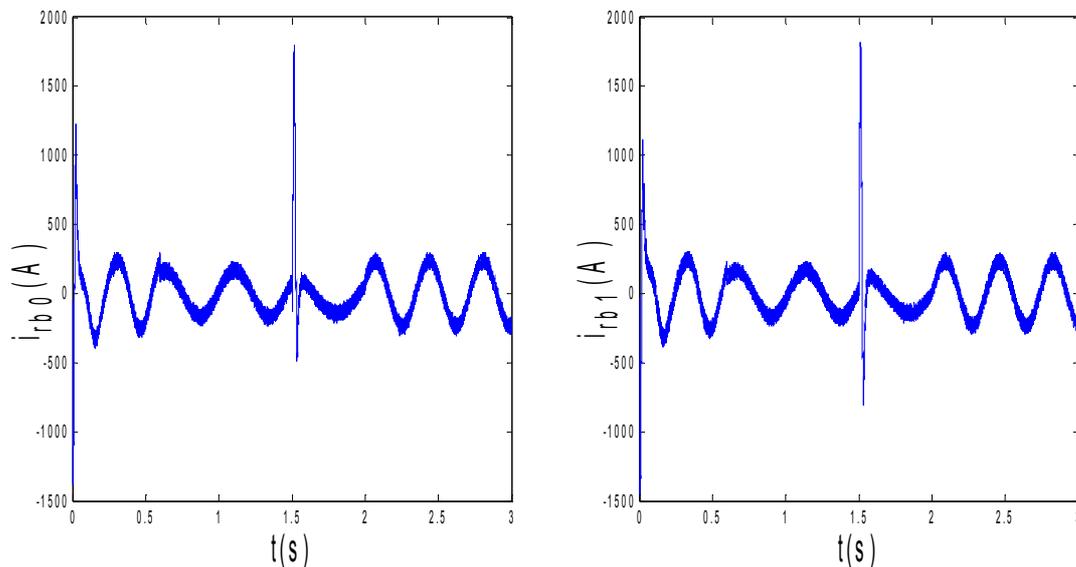


Figure VI.35 : courant statorique, variation de la charge

Figure VI.36 : courants dans les barres rotoriques,  $I_{rb0}$ ,  $I_{rb1}$  machine avec variation de charge, simulation avec modèle global.

## VI.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception, puis on a appliqué ce réglage sur la commande vectorielle du modèle réduit du schéma multi-enroulements de la machine asynchrone a cage d'écureuil avec ou sans défauts rotoriques ( cassures de barres).

Une comparaison des résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone par des correcteurs classiques PI et un correcteur flou a été faite. Compte tenu des résultats, le PI flou semble pouvoir remplacer le PI conventionnel pour améliorer les performances de ce dernier et donc du contrôle vectoriel.

Le PI Flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système, (en ce qui concerne les cassures des barres, qui influe sur la résistance rotorique, ou l'augmentation est de l'ordre de 11) ainsi qu'aux perturbations externes ce qui justifie sa robustesse. Il permet d'obtenir des temps de montée très faibles par rapport au PI classique grâce aux larges domaines physiques de la variation de l'erreur et de la variation de commande.

