

8/98

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**DEPARTEMENT GENIE-ELECTRIQUE**

Spécialité : AUTOMATIQUE

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

*Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état*

**THEME**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

**INFLUENCE DU MODE D'INFERENCE SUR LA COMMANDE  
PAR LA LOGIQUE FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

Proposé par :

**Mr . H. CHEKIREB**

Étudié par :

Mr *ABDERRAHMANE BIDA*

**PROMOTION JUIN 1998**

*10 , Avenue Hassen Badi, EL-Harrach, Alger.*

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

**DEPARTEMENT GENIE-ELECTRIQUE**

*Spécialité : AUTOMATIQUE*

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

*Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état*



**INFLUENCE DU MODE D'INFERENCE SUR LA COMMANDE  
PAR LA LOGIQUE FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

Proposé par :

**Mr . H. CHEKIREB**

Étudié par :

Mr *ABDERRAHMANE BIDA*

**PROMOTION JUIN 1998**

*10 , Avenue Hassen Badi, EL-Harrach, Alger.*

# DEDICACES



## A

**Mes chers parents** pour leur patience, leur soutien et leurs sacrifices;

**Mon père** qui a su m'entourer pour que rien n'entrave le déroulement de mes études;

**Ma mère** qui n'a pas cessé de prier pour moi, pour son affection et son amour;

Ce que leur dédie est modeste devant leur sacrifices.

**Mes chers frères;**

**Ma chère sœur;**

Et tous mes amis pour leur encouragement et leur soutien morale.

**JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL**



© ABDERRAHMANE

# REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

*Je tiens à remercier vivement mon cher promoteur **Mr CHEKIREB. H** pour m'avoir guidé, encouragé et surtout orienté tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Puissent toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin, tous les enseignants ayant contribué à ma formation scientifique trouvent ici ma profonde reconnaissance.*

### Résumé :

Ce travail est consacré à l'étude de l'influence du mode d'inférence sur la commande par la logique floue de la machine asynchrone alimentée en tension. De fait de la simplicité de la mise en oeuvre, les régulateurs exploitants le mode d'inférence de Mamdani et celui de Larsen sont synthétisés en premier lieu. Pour déterminer le régulateur flou de type Sugeno, il est appliqué une méthode d'approximation simple qui permet de recopier le régulateur de type Mamdani. Les résultats obtenus en présence d'incertitude sur le modèle de la machine ont prouvé l'efficacité et la robustesse des méthodes étudiées.

### Mot clefs :

Machine asynchrone, logique floue, Méthode de Mamdani, Larsen et Sugeno.

### ملخص :

يتعرض هذا العمل إلى دراسة تأثير نمط التداخل على التحكم بالمنطق الغامض على ماكينة غير متواقتة مغذاة يتوتر، في البداية، تمت دراسة منظمة حالة تداخل نمط مامدني و لارزن لسهولة تصميمها، وقد تم تطبيق طريقة تقريب بسيطة بهدف تأليف المنظم الغامض من نوع ساجينو و الذي يسمح بمحاكاة منظم مامدني. النتائج المتحصل عليها في وجود ارتيابات على نموذج الماكينة أثبتت فعالية و متانة طرق التحكم المدروسة.

### الكلمات الدلالية :

الماكينة غير المتواقتة، المنطق الغامض، طرق مامدني و لارزن و ساجينو.

### Abstract :

This work treat by numerical simulation the application of fuzzy logic control to induction machine feeded by voltage. First, we have synthesised à regulateur of type Mamdani end Larsen, for an easy implementation. Secondly, a simple and efficient approximated method has been proposed in order to synthesis a regulator of Sugeno's type the results obtained in presence the uncertainty on the plant, has proven its efficiency and the robustness the investigated methods.

### Key words:

Induction machine, fuzzy logic, methods of Mamdani, Larsen and Sugeno.

# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	<b>01</b>
<b>CHAPITRE I</b>	
<b>INTRODUCTION</b> .....	<b>04</b>
<b>METHODE DE LA LOGIQUE FLOUE</b> .....	<b>05</b>
I-1- PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE.....	05
I-2- OPERATION DES ENSEMBLES FLOUS.....	06
I-3- VARIABLE LINGUISTIQUE.....	07
I-4- LOGIQUE FLOUE.....	08
I-5- FONCTION D'APPARTENANCE.....	09
I-6- RAISONNEMENT FLOU.....	10
I-7- COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE.....	11
I-8- STRUCTURE D'UN SYSTEME FLOU.....	11
I-8-1- Interface de fuzzification.....	13
I-8-2- Base de connaissance.....	13
I-8-3- Logique de prise de décision.....	13
I-9- STRATEGIE DE FUZZIFICATION.....	13
I-10- BASE DE DONNEES.....	14
I-11- BASE DE REGLES.....	14
I-11-1- Règles de contrôle flou pour l'évaluation de l'état.....	15
I-11-2- Règle de contrôle flou pour l'évaluation de l'objectif.....	16
I-11-3- Justification des règles de contrôles flous.....	16
I-12- LOGIQUE DE PRISE DE DECISION.....	18
I-13- STRATEGIE DE LA DEFUZZIFICATION.....	22
I-13-1- Méthode du maximum.....	22
I-13-2- Méthode de la moyenne des maxima.....	22
I-13-3- Méthode du centre de gravité.....	23
I-14- LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DE LA COMMANDE FLOUE.....	23
<b>CONCLUSION</b> .....	<b>24</b>
<b>CHAPITRE II</b>	
<b>MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE</b> .....	<b>26</b>
II-1-INTRODUCTION.....	26
II-2- MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	26
II-2-1- Rappels.....	26
II-2-2- Hypothèses simplificatrices.....	27
II-2-3- Equations électriques.....	29
II-2-4- Equations mécaniques.....	30
II-3- MODELE BIPHASE DE LA MACHINE.....	31
II-3-1- Transformation de park.....	31
II-3-2- Equations électriques.....	32
II-3-3- Equations magnétiques.....	33
II-3-4- Equations mécaniques.....	33
II-4- MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	34
II-5- MODELE DE LA MACHINE A ORIENTATION DE CHAMP ROTORIQUE.....	36
II-6- MODELE REDUIT DE LA MACHINE.....	37
<b>CONCLUSION</b> .....	<b>38</b>

### CHAPITRE III

SYNTHESE DE LA COMMANDE PAR LE MODE D'INFERENCE DE MAMDANI	40
ET DE LARSEN.	40
INTRODUCTION.	41
III-1- DESCRIPTION DU SCHEMA DE CONTRÔLE TYPIQUE.	42
III-2- STRUCTURE DE LA COMMANDE.	45
III-3- MOTEUR D'INFERENCE FLOU	45
III-3-1- Méthode de MAMDANI.	46
III-3-2- Méthode de LARSEN.	47
III-4- APPLICATION DE L'ALGORITHME DE MAMDANI AU MODELE	49
III-5- APPLICATION DE L'ALGORITHME DE LARSEN AU MODELE.	50
III-6- ANALYSE DES RESULTATS ET COMPARAISON.	67
CONCLUSION.	

### CHAPITRE IV

SYNTHESE DE LA COMMANDE PAR LE MODE D'INFERENCE DE SUGENO	69
IV-1- DETERMINATION DU REGULATEUR DE SUGENO.	70
IV-2- SYNTHÈSE DU REGULATEUR DE TYPE SUGENO PAR APPROXIMATION.	70
IV-3- METHODE DE DETERMINATION DES COEFFICIENTS	73
IV-4- REGULATEUR DE TYPE SUGENO A CINQ CLASSES.	75
IV-4-1- Résultats de simulation.	84
IV-5- REGULATEUR DE TYPE SUGENO A TROIS CLASSES.	84
IV-5-1- Résultats de simulation.	94

### CONCLUSION GENERALE

### REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

### ANNEXES

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# INTRODUCTION GENERALE

---

## ***INTRODUCTION GENERALE***

Le domaine des entraînements règles à été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu, qui s'est permis de satisfaire la plus grande partie des besoins dès l'apparition de l'électronique de puissance.

Toutefois, il est bien connu que certaines industries tolèrent mal le collecteur en raison de l'environnement. En effet, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes, les machines ne peuvent être utilisées dans le domaine des grandes puissances et de vitesse élevée.

Ces inconvénients ont motivé le développement d'entraînement à vitesse variable, faisant appel à des machines sans collecteur, telle que la machine asynchrone et synchrone.

La machine asynchrone présente des avantages attrayants tel que la simplicité de construction, le faible coût d'achat et de maintenance, la robustesse et la grande plage de puissance et de vitesse.

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, le modèle dynamique est fortement non linéaire, et les variables de sortie de la machine telles que la vitesse et le flux sont fortement couplés.

Tout cela a motivé la recherche dans le domaine de la commande de la machine asynchrone dans le but de faciliter son contrôle.

Les méthodes de synthèse d'une loi de commande sont nombreuses, cependant les performances d'une loi de commande simple restent bien limitées en raison de la complexité du système. Ces lois de commande exigent la connaissance du modèle, or cette modélisation n'est pas toujours évidente. Surtout lorsqu'il s'agit d'un système complexe ou mal connu.

Les méthodes d'identification sont parfois très difficiles à cause de la complexité des algorithmes d'identification. Pour résoudre ces problèmes de nouvelles stratégies de commande basées sur l'expertise d'un opérateur qualifié ont été élaborées.

---

Or les études, ont montré que dans une boucle de régulation l'homme réagit comme un contrôleur robuste même en présence de non linéarité dues à l'évolution des paramètres au cours du temps.

Ainsi, les contrôleurs flous peuvent être vus comme un cas de commande experte, utilisant un mécanisme représentatif des jugements humains, en s'appuyant sur une connaissance et sur des règles de traitement. Tout ceci permet de remplacer un opérateur qualifié dans son jugement, en traitant des idées humaines souvent incertaines.

La théorie des ensembles flous permet de manipuler des données dont les caractéristiques s'accordent mal avec le calcul de la logique classique, données incertaines mal qualifiées.

Cette commande se caractérise par son aptitude à appréhender des problèmes de non linéarité, et d'intégrer le savoir d'un expert sur la façon ou le système réagit.

A l'échelle industrielle, cette stratégie de contrôle à montrer sa robustesse vis à vis des variations de la dynamique du système. Dans cette thèse on expose une méthode de calcul pour la synthèse de la commande floue.

Ce présent travail est composé de quatre parties organisées comme suit. :

Dans le premier chapitre : On a regroupé un ensemble de bases concernant la commande floue (fuzzification, règle de contrôle floue, inférence, défuzzification...) et nous verrons comment intégrer cet outil à la commande des systèmes dynamique pour en faire un contrôleur.

Le second chapitre : Est consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension, en vue de sa commande.

Le troisième chapitre : concernera l'application de la commande floue à la machine asynchrone par un régulateur floue en utilisant le mode d'inférence Mamdani et Larsen.

Le quatrième chapitre : concernera l'application de la commande floue à la machine asynchrone par un régulateur floue en utilisant le mode d'inférence Sugeno

En conclusion, on va essayer de montrer l'influence du raisonnement flou sur le comportement de la machine asynchrone

**METHODOLOGIE DE LA  
LOGIQUE FLOUE**

## INTRODUCTION

Le contrôle basé sur la logique floue est plus approprié lorsque le système contrôlé est du type non linéaire, et lorsque le modèle utilisé est inconnu ou mal défini .

Cette méthode est basée sur les techniques du « raisonnement approximatif » et sur la connaissance de l'expert et constitue une alternative complémentaire au méthode classique de commande.

Cette méthode est adéquate dans le cas où il existe une grande expérience dans le pilotage du processus, et cela malgré les contraintes imposées sur les processus (non linéarité, variation paramétrique, ... ).

Cette théorie a été introduite par le professeur Iranien Lotfi A.Zadeh à l'université de Berkeley en Californie au milieu des années soixante. La théorie des systèmes flous est basée sur l'imitation des aspects approximatifs et qualitatifs du raisonnement humain et de l'interaction de l'humain avec son environnement.

Ceci a nécessité l'introduction du concept d'ensemble flou et le développement d'un langage qui permet de manipuler ces ensembles.

Dans ce chapitre, nous allons donner un rappel sur la théorie des ensembles flous et un aperçu général sur la base de la théorie du contrôle flou, nécessaire à l'application de cette technique de commande.

# METHODOLOGIE DE LOGIQUE FLOUE

## I.1 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans ce qui suit nous résumons les concepts de la théorie de cette logique .

### Définition 1. Ensemble flou

La notion d'ensemble flou provient du constat , établie par ZADEH, "très souvent les classes d'objets rencontrés dans le monde physique ne possèdent pas des critères d'appartenance bien définie "

Mathématiquement, un ensemble flou peut être vue comme une généralisation du concept d'ensemble ordinaire dont la fonction d'appartenance prend seulement deux valeurs  $\{0,1\}$  (ensemble 'BOOLEEN') .

Ainsi, sur un univers de discoure un ensemble flou A : est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_A(u)$  qui prend des valeurs dans l'intervalle  $[0,1]$

Deux exemples de fonction d'appartenance sont illustrés dans la figure I.1.

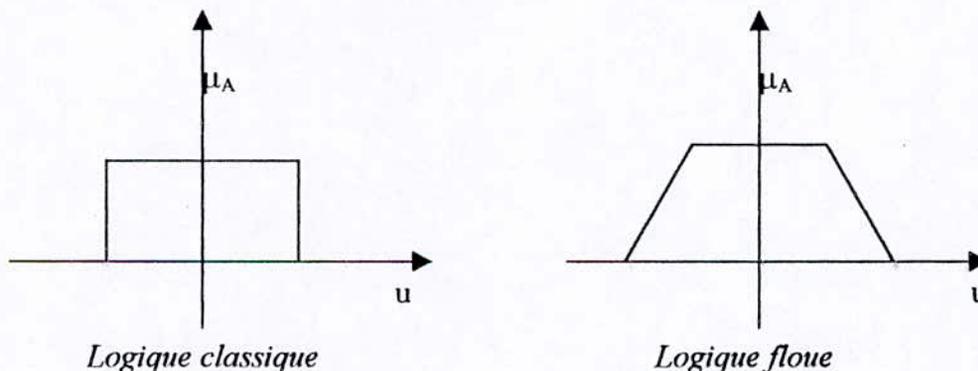


Figure I.1 Exemple de fonction d'appartenance

Cet ensemble flou peut être représenté une paire d'élément (élément, degré d'appartenance) i.e.

$$A = \{(u, \mu_A(u)) / u \in U\}$$

- si u est continue et infini :  $A = \int_n \frac{\mu_A(u_i)}{u_i} du$
- si u est discret :  $\sum_{u_i \in U}^n \frac{\mu_A(u_i)}{u_i}$

Les ensembles flous ont le grande avantage de constituer une représentation mathématique des termes linguistiques.

## I.2 OPERATEUR DES ENSEMBLES FLOUS

Soient A et B deux ensembles flous définis dans U ayant respectivement  $\mu_A$  et  $\mu_B$  comme fonction d'appartenance.[1] [2] [3] [4]

### Définition (2) : Union

La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cup B}$  de l'union  $A \cup B$  ou A OR B est définie pour tout  $u \in U$  par :

$$\mu_{A \cup B}(u) = \mu_A(u) \vee \mu_B(u)$$

Le symbole  $\vee$  représente la co-norme triangulaire. En effet, le MAX est la conorme triangulaire la plus utilisée dans le domaine de la commande, et elle est définie par :

$$\mu_A(u) \vee \mu_B(u) = \text{Max}\{\mu_A(u), \mu_B(u)\}$$

### Définition (3) : Intersection

La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cap B}$  de l'intersection  $A \cap B$  ou A AND B est définie pour tout  $u \in U$  par :

$$\mu_{A \cap B}(u) = \mu_A(u) \wedge \mu_B(u)$$

Le symbole  $\wedge$  représente la norme triangulaire. Deux normes triangulaires sont souvent utilisées :

$$\text{Min} : \mu_A(u) \wedge \mu_B(u) = \text{Min}\{\mu_A(u), \mu_B(u)\}$$

Produit algébrique :  $\mu_A(u) \wedge \mu_B(u) = \mu_A(u) \times \mu_B(u)$

**Définition(4) : Complémentation**

La fonction d'appartenance  $\mu_{\bar{A}}$  du complément de l'ensemble A est définie par tout  $u \in U$  par

$$\mu_{\bar{A}}(u) = 1 - \mu_A(u)$$

**Définition(5) :Produit cartésien**

Soit  $A_1, \dots, A_n$  des ensembles flous respectivement définis sur  $U_1, U_2, \dots, U_n$ . Un produit cartésien de  $A_1, A_2 \dots A_n$  est un ensemble flou dans l'espace produit  $U_1, U_2, \dots, U_n$  ayant pour fonction d'appartenance:

$$\mu_{A_1 \times \dots \times A_n}(u_1, u_2, u_3, \dots, u_n) = \mu_{A_1}(u_1) \wedge \mu_{A_2}(u_2) \wedge \dots \wedge \mu_{A_n}(u_n)$$

**Définition(6) : Relation floue**

Une relation floue d'ordre n est un ensemble flou dans  $U_1 \times \dots \times U_n$  est exprimée comme suit:

$$R_{u_1 \times \dots \times u_n} = \{ (\mu_1, \dots, \mu_n), \mu_R(u_1, u_2, \dots, u_n) / (u_1 \dots u_n) \in U_1 \times \dots \times U_n \}$$

**Définition (7) :support, point de commutation et singleton flou**

Le support d'un ensemble flou  $A_f$  est l'ensemble de tout les points x dans U tel que :  $\mu_A(u) > 0$ . En particulier , l'élément x de U tel que  $\mu_A(u) = 0.5$  est appelé point de commutation .

Un ensemble flou dont le support est un singleton dans U avec  $\mu_A(u) = 1$  est appelé singleton flou

**I.3 VARIABLE LINGUISTIQUE :**

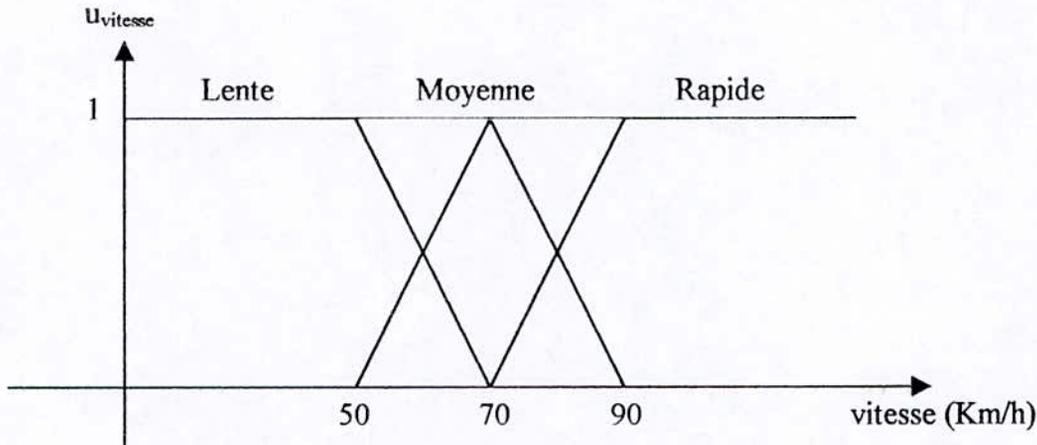
Une variable linguistique est caractérisée par triplet (x, T(x), U) dans lequel :

x : est le nom de la variable.

$T(x)$  : est l'ensemble des valeurs linguistiques de  $x$  dont chacune est un ensemble flou défini sur  $U$ .

**EXEMPLE**

Si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique ; alors l'ensemble de termes  $T(\text{vitesse})$  peut être :  $T(\text{vitesse}) = (\text{lente, moyenne, rapide, ...})$  où chaque terme dont  $T(\text{vitesse})$  est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours  $U=[0, 100]$  d'où ces symboles linguistiques peuvent être considéré comme des ensembles flous , dont les fonction d'appartenance sont représentées sur la figure I.2



**Figure : I.2 Représentation de la variable linguistique (vitesse )**

**I.4 Logique floue**

Elle n'est d'autre que l'extension de la logique classique car elle permet de traduire l'incertitude et l'imprécision du langage humain et attribue un degré de vérité à une proposition donnée.[3]

Soit  $x$  une variable floue et  $A$  une caractéristique :

*a/ La proposition*

Une proposition floue est une description floue de la vitesse donnée sous la forme suivante  $x$  EST  $A$

*b/ La conjonction*

La conjonction de deux propositions est réalisée par l'opérateur. OU

Par exemple :

$$x_1 \text{ est } A_1 \text{ OU } x_2 \text{ est } A_2$$

*C/ L'implication*

L'implication est définie comme suit :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } A_1 \text{ ALORS } x_2 \text{ est } A_2.$$

**1.5 Fonction d'appartenance**

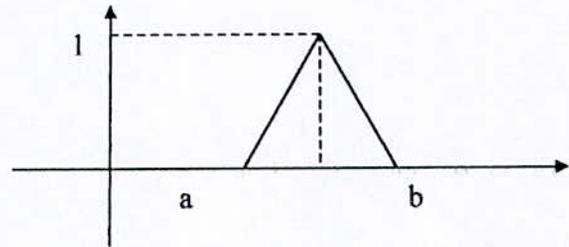
Afin de permettre un traitement numérique des variables linguistiques dans la prise de décisions floues sur calculateurs , une définition des variables linguistiques à l'aide de fonction d'appartenance dont la valeur varie entre 0 et 1 est nécessaire. La fonction d'appartenance de l'ensemble flou est désignée par  $\mu_A(x)$ . [5]

Le plus souvent on utilise pour les fonction d'appartenance les fonctions suivantes :

**Fonction triangulaire**

Elle est définie par trois paramètre {a, b, c}, qui déterminent les coordonnées des trois coins

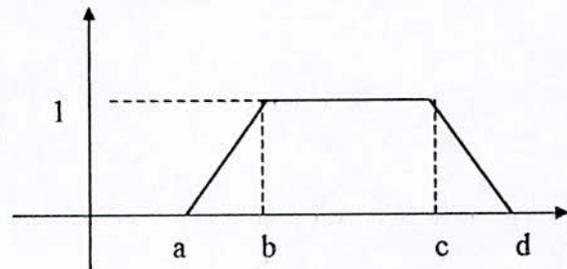
$$\mu(x) = \text{Max} \left( \text{Min} \left( \frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-d} \right), 0 \right)$$



**Fonction trapézoïdale**

Elle est définie par quatre paramètres {a, b, c, d} comme suit :

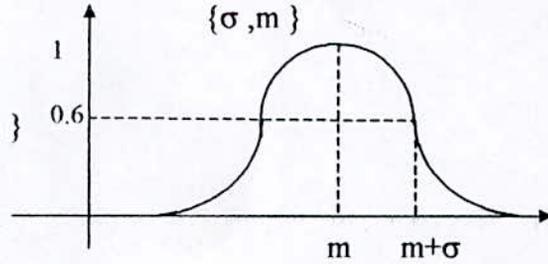
$$\mu(x) = \text{Max} \left( \text{Min} \left( \frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right)$$



**Fonction Gaussienne**

Elle est définie par deux paramètres  $\{\sigma, m\}$

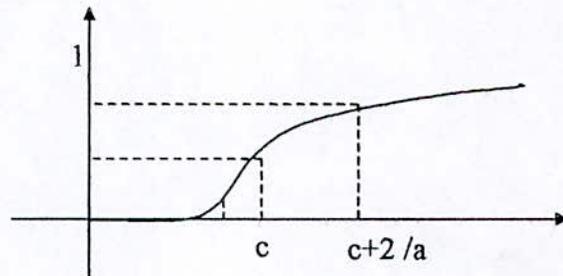
$$U(x) = \exp\left[-\frac{(x-m)^2}{\sigma^2}\right]$$



**Fonction Sigmoide**

une fonction sigmoïde est définie comme suit :

$$U(x) = \frac{1}{1 + \exp[-a(x-c)]}$$



**I.6 RAISONNEMENT FLOU**

En logique floue et raisonnement approximatif il y a deux importantes règles d'inférence ou d'implication floue proposées par ZADEH nommés le modus ponens généralisé (MPG ) et le modus tollens généralisé (MTG) qui ne sont que la généralisation des règles d'inférence bivalentes classiques qui sont le modus ponens (MP) et modus tollens (MT).[6]

Soit P et C deux propositions logique on définit

- Le MP      $P \Rightarrow C$   
                  si P est vraie alors C est vraie
- Le MT      $\bar{C} \Rightarrow \bar{P}$   
                  si C est fausse alors P est fausse

On peut généraliser ces deux modes

- Le MPG  
Prémisse 1 :     X est A`  
Prémisse 2 :     si X est A, alors y est B  
-----  
Conséquence :     y est B`

- Le MTG

Prémisse 1 :	y est B'
Prémisse 2 :	si X est A, alors y est B
-----	
Conséquence :	X est A'

Où : A, A', B, B' sont des ensembles flous représentant des variables linguistiques . Ces règles permettent de caractériser l'ensemble floue B' (MPG) ou A' (MTG) selon les formules précédentes.

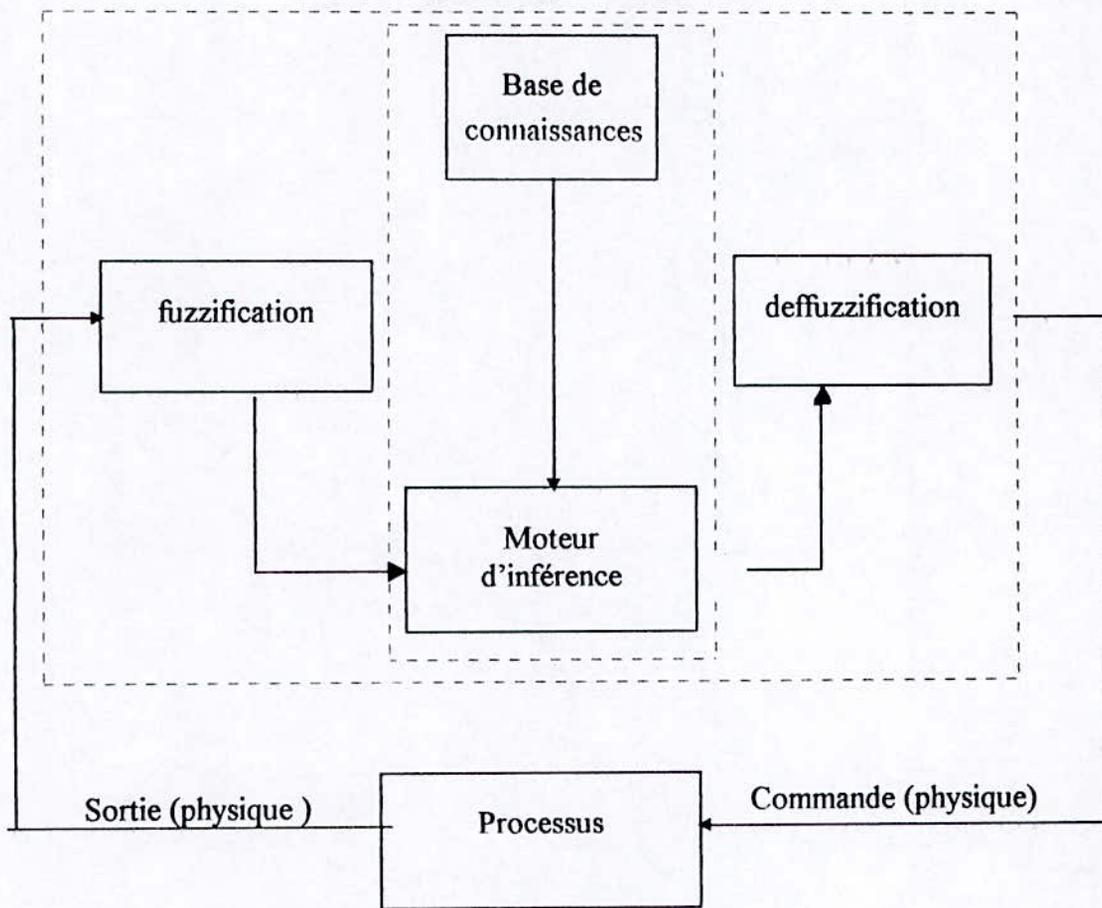
### **I.7 COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE**

Il est a noter que dans notre vie quotidienne, la plupart des information sur lesquelles se basent nos décisions sont plutôt linguistiques que numériques dans leur nature.

Les règles de contrôle floue apportent un outil naturel pour la caractérisation du comportement humaine et l'analyse décisionnelle d'ou plusieurs experts ont trouvé que les ensembles des règles de contrôle flou constituent une manière convenable pour exprimer des connaissances on se basant sur un vocabulaire symbolique.

### **I.8 STRUCTURE D'UN SYSTEME FLOU**

Un système flou est un système à base de connaissances particulières, d'où l'architecture de base d'un système flou est composé de quatre modules principaux[7] [8].



**Figure I.3 : Schéma général d'un système flou**

Ce schéma est composé

- d'une interface de fuzzification à l'entrée
- d'une base de connaissances
- d'une interface de defuzzification à la sortie
- d'un système à contrôler
- d'un moteur d'inférence

### **1.8.1 Interface de fuzzification**

L'interface de fuzzification comprend les fonctions suivantes :

- Mesure des variables d'entrée
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Représentation de la fonction de fuzzification convertissant les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables pouvant être vues comme des étiquettes d'ensembles flous.

### **1.8.2 Base de connaissances**

La base de connaissances comprend une connaissance du domaine d'application et les objectifs de contrôle. Elle est composée :

D'une base de données fournissant les définitions utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique. Ainsi la base de règles caractérise les buts et la stratégie de la commande émise par les experts au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle.

### **1.8.3 Logique de prise de décision**

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle a la capacité de simuler la prise de décision de l'être humain , en se basant sur les concepts de raisonnement flous et d'interfaces floues.[6]

## **1.9 STRATEGIE DE FUZZIFICATION**

Dans les problèmes de commande les données observées sont habituellement physiques (réelles ), or le traitement des données est basé ici sur la théorie des ensembles floue , ceci nécessite donc une procédure de fuzzification.

La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance des différentes variables d'entrée.

On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques (grandeurs déterminées ) en variables linguistiques (variables floues ) qui peuvent alors être traitées par les inférences.

La fuzzification s'articule sur les points suivants :

- Un opérateur de fuzzification convertit une valeur numérique en un singleton flou à l'intérieur d'un certains univers de discours . Cette stratégie est largement utilisée dans les contrôleurs flous car elle est naturelle et facile à implémenter.

- Les grandeurs physiques sont souvent normalisés entre -1 et 1 par un facteur d'échelle qui doit être choisit sur la base de l'étude du système

- On associe à chaque variable d'entrée un univers de discours décomposé en un nombre limite de fonctions d'appartenances.

A partir de la fuzzification on détermine le degré avec lequel une mesure appartient à un ensemble floue donnée.

## **I.10 BASE DE DONNEES**

L'ensemble de règles contenues dans la base de données sont utilisées pour caractériser le contrôle flou, ces règles sont subjectivement définies et basés sur (l'expérience de l'expert et la connaissance de l'automaticien). Dans cet ordre d'idée , il peut être notée que le choix correcte des fonctions d'appartenances d'un ensemble de termes joue un rôle essentiel dans la réussite d'une application.

On va donc chercher a déterminer les phases importantes de constructions d'une base de données dans un contrôle flou :

- Discrétisation de l'univers de discours.
- Normalisation de l'univers de discours.
- Partition des espaces d'entrée et de sortie.

## **I.11 BASE DE REGLES**

Un système flou est caractérisé par un ensemble d'expressions linguistiques (règles) basées sur une connaissance d'expert. Cette connaissance est d'habitude représentée sou forme de règle "SI \_ ALORS ". La collection de ces règles contient ce qu'on appelle la base ou l'ensemble de règle d'une contrôleur flou.

Le choix des variables d'état et des variables de contrôle est essentiel pour caractériser un système flou. Depuis la sélection des variables linguistiques a un effet important sur les performances d'un contrôleur flou, durant cette étape de sélection. L'expérience et la connaissance de l'ingénieur jouent un rôle important.

Les variables linguistiques sont : l'état de l'erreur de l'état, la variation de cette erreur , et la commande.

### I.11.1 REGLES DE CONTROLE FLOU POUR L'EVALUATION DE L'ETAT

Dans le cas des systèmes multi-entrées/mono-sortie la plupart des contrôleurs flous utilisées des règles d'évaluations d'état de la forme :

$R_1$  : si x est  $A_1$ ... et y est  $B_1$ , alors z est  $C_1$

⋮  
⋮

$R_n$  : si x est  $A_n$ ...et y est  $B_n$ , alors z est  $C_n$ .

Ou

- $x, \dots, y$  et z sont des variables linguistiques représentant les variables d'état du processus et la variable de contrôle.
- $A_i, B_i, C_i$  sont des valeur linguistiques  $x, y,$  et z dans respectivement les univers de discours  $u, \dots v$  et  $w$  pour  $i=1, 2, \dots, n$ .

#### REMARQUE

Dans l'approche de Sugino Takagi, le résultat est représenté comme une fonction Des variables d'état du processus  $x, \dots, y$

$R_1$  : si x est  $A_1$ ... y est  $B_1$ , alors  $z = F_1(x, \dots, y)$ .

Les règles de ce type qui sont référées comme "règle de contrôle flou d'évolution d'état" du processus (erreur, ...).

- A l'instant  $t$  et calcul l'action de contrôle flou en fonction  $(x, \dots, y)$

**I.11.2 REGLE DE CONTROLE FLOU POUR L'EVALUATION DE L'OBJECTIF**

Une autre règle de contrôle pour l'évaluation de l'objectif ou la commande est un résultat des règles écrites a partir de l'expérience d'un opérateur expérimenté, sont référées comme règle de contrôle flou d'évaluation de l'objectif une règle typiques comme la suivante :  
 $R_i$  si (u et  $C_i \rightarrow x$  et  $A_i$  et y est  $B_i$ ) alors u est c .

En terme linguistique, la règle est interprété comme si l'indice de performance x est  $A_i$  de l'indice y est  $B_i$ , quand une commande u est choisit égale a  $C_i$ , alors cette règle est sélectionnées et la commande  $C_i$  est prise comme sortie du contrôleur .

Le contrôle flou fournit un mécanisme d'évaluation pour que les états désirées et les objectifs de contrôle flou puissent être atteints plus facilement.

On peut présenter les règles de contrôle flou dans une table d'inférence pour un contrôleur à deux entrées et une seule sortie.[8]

Z		Y				
		B1	B2	B3	B4	B5
X	A1	C1	C6	C11	C16	C21
	A2	C2	C7	C12	C17	C22
	A3	C3	C8	C13	C18	C23
	A4	C4	C9	C14	C19	C24
	A5	C5	C10	C15	C20	C25

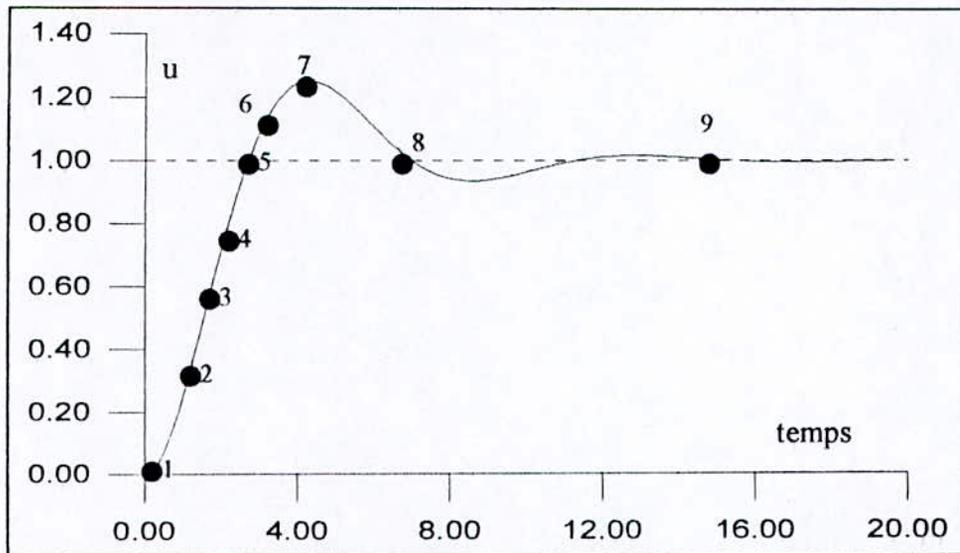
**Tableau I.1 : Table d'inférence**

En général, cette table est antisymétrique chacune de ces cases représente la conclusion d'une règle

**I.11.3 JUSTIFICATION DES REGLES DE CONTROLES FLOUS**

L'écriture des règles d'un contrôleur flou utilise l'erreur (observation) et la variation de l'erreur (dynamique du système). Ces deux mesures sont traduites sous la forme de variable floue.

L'analyse temporelle, qui doit conduire au jeu de règles du contrôleur flou est effectuée sur la réponse en boucle fermée à un échelon pour un processus à piloter. [10] [11]



**Figure I.4 : Ecriture de jeu de règles grâce à une analyse temporelle**

Pour expliquer la procédure sont indiqués neuf points sur la réponse en boucle fermée à un échelon et pour chaque point l'expertise est explicitée sous la forme suivante.

Au point 1, si  $e = PG$  et  $\Delta e = ZE$  alors  $\Delta u = PG$  départ

Au point 2, si  $e = PG$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta u = PM$  augmentation de la commande pour gagner l'équilibre.

Au point 3, si  $e = PM$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta u = PP$  très faible augmentation de  $u$  pour ne pas dépasser

Au point 4, si  $e = PP$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta u = ZE$  convergence vers le point désiré.

Au point 5, si  $e = ZE$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta u = NP$  freinage du processus

Au point 6, si  $e = NM$  et  $\Delta e = PP$  alors  $\Delta u = NM$  freinage et inversion de la variation de la commande.

Au point 7, si  $e = NM$  et  $\Delta e = ZE$  alors  $\Delta u = NM$  rappel du processus vers l'équilibre

Au point 8, si  $e = NP$  et  $\Delta e = ZE$  alors  $\Delta u = ZE$  convergence vers l'équilibre correcte

Au point 9, si  $e = ZE$  et  $\Delta e = ZE$  alors  $\Delta u = ZE$  équilibre.

Avec  $e = r - s$

Ou  $r$  est la référence,  $s$  est la sortie du système à régler..

et  $\Delta e = e_t - e_{t-1}$  ou  $e_t$  : l'erreur a l'instant  $t$  ;  $e_{t-1}$  l'erreur à l'instant  $t-1$  ;

En décrivant point par point le comportement du processus et la variation de la commande à appliquer, il est ainsi la table établie par Mac.Vicar-Whelan.[8] [10]

	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE

Figure.5 : Trajectoire de phase du comportement d'écrit sur la figure

### I.12 LOGIQUE DE PRISE DE DECISION

Un contrôleur flou peut être vu comme un modèle d'opérateur humain, plus généralement l'utilisation d'un contrôleur flou représente un pas dans la direction de la modélisation de la prise de décision de être humain à l'aide de la logique floue et du raisonnement approché.

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées, elles lient les grandeurs mesurées, qui sont les variables d'entrées à la variable de sortie qui est la commande également exprimée comme variable linguistique.

Dans les inférences exploités par le contrôleur flou intervient les opérateurs ET et OU.

Une règle d'inférence est active lorsque le degré d'appartenance lié à la condition de cette règle est non nul.

En commande floue on utilise en générale l'une des méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence : (MAX-MIN )
- Méthode d'inférence : (MAX-PROD )
- Méthode d'inférence : (SOM-PROD )

La commande floue revient à utiliser une règle en présence d'une donnée qui convient à sa condition d'utilisation, c'est à dire à effectuer un modus ponens généralisé.

	<b>modus ponens</b>	<b>modus ponens généralisé</b>
Fait	x est A	x est A'
Règle	si x est A alors y est B	si x est A alors y est B
Conclusion	y est B	y est B'

Donc à choisir un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité d'une règle R à partir des valeurs de la prémise d'une part, et de celle de la conclusion d'une autre part, c'est à dire essayer de déduire un nouveau fait B' qui se caractérise par un ensemble flou dans la fonction d'appartenance est donnée par :[12]

$$\begin{aligned} \mu_{B'}(y) &= \max_x \min[\mu_{A'}(x), \mu_R(x, y)] \\ &= V_x [\mu_{A'}(x) \wedge \mu_R(x, y)] \end{aligned}$$

$\mu_{B'}(x)$  et  $\mu_R(x, y)$  des fonctions d'appartenances caractérisant le fait A' de la règle.

Le moteur d'inférence floue utilise la base des règles floues (qui est une collectionnes règles de la forme si-alors )

Pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous de l'espace d'entrée vers l'ensemble flou dans l'espace de sortie.

Pour l'erreur (e) et la variation de l'erreur ( $\Delta e$ ) comme entrées de régulateur et la commande u comme sa sortie.

Si on a la règle :

e est A<sub>1</sub> et  $\Delta e$  est B<sub>1</sub> alors u est c<sub>1</sub>

Le fait :

E est A' et  $\Delta e$  est B' alors u est C'

$$\mu_R(e, \Delta e, u) = \mu_{A'}(e) \wedge \mu_{B'}(\Delta e) \wedge \mu_C(u)$$

et on a :

$$\begin{aligned} \mu_{C'}(u) &= V_{e, \Delta e} [\mu_{A'}(e) \wedge \mu_{B'}(\Delta e)] \wedge [\mu_R(e, \Delta e, u)] \\ &= V_{e, \Delta e} [\mu_{A'}(e) \wedge \mu_{B'}(\Delta e) \wedge \mu_{A'}(e) \wedge \mu_{B'}(\Delta e)] \wedge [\mu_C(u)] \\ &= \underbrace{V_e [\mu_{A'}(e) \wedge \mu_{A'}(e)]}_{w_1} \wedge \underbrace{V_{\Delta e} [\mu_{B'}(\Delta e) \wedge \mu_{B'}(\Delta e)]}_{w_2} \wedge \mu_C(u) \\ &= w_1 \wedge w_2 \wedge \mu_C(u) \\ \mu_{C'}(u) &= w_1 \wedge w_2 \wedge \mu_C(u) \end{aligned}$$

L'interprétation des règles multiples est prise comme l'union des relations floues pour le cas de deux règles on a :

R<sub>1</sub> si e est A<sub>1</sub> et  $\Delta e$  est B<sub>1</sub> alors u est C<sub>1</sub>

R<sub>2</sub> si e est A<sub>2</sub> et  $\Delta e$  est B<sub>2</sub> alors u est C<sub>2</sub>

Le fait :

si e est A' et Δe est B' alors u est C'

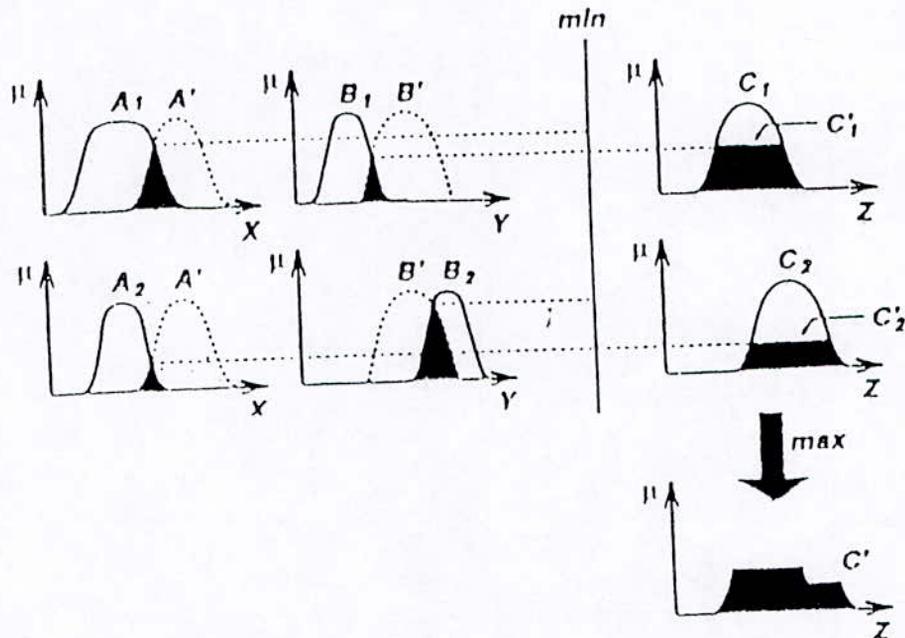


Figure I.6 : Raisonnement pour deux règles

Dans la figure précédente, on emploie le raisonnement flou pour une procédure d'inférence pour avoir la sortie résultante.

$C'_1$ , et  $C'_2$  sont des ensembles flous inférés pour la règle 1 et la règle 2 respectivement et la résultante :  $C' = C'_1 \cup C'_2$

$$\mu_{C'} = \bigcup_{i=1}^2 \mu_{C'_i}(u)$$

**REMARQUE**

L'opérateur du raisonnement flou pour le cas des règles multiples et avec des antécédentes multiples.

$$\mu_{C'}(u) = \bigcup_{i=1}^n \mu_{C'_i}(u)$$

### I.13 STRATEGIE DE LA DE DEFUZZIFICATION

Comme nous l'avons vue, les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante  $\mu_{RES}(z)$  pour la variable désirer (z) il s'agit donc d'une information floue.  $\mu_{RES}(z) = \mu_C'(z)$

Mais l'organe de commande nécessite un signal de commande u précis a son entrée ;donc il faut prévoir une transformation de cette grandeur floue en une grandeur précise cette transformation est appelée :DEFUZZIFICATION.

Plusieurs stratégies de déffuzzification existent, les plus utilisées sont :

- La méthode du maximum.
- La méthode de la moyenne des maxima .
- La méthode du centre de gravité .

#### I.13.1 METHODE DU MAXIMUM

Pour cette méthode la commande est égale à la commande locale correspondant au point ou la distribution de la fonction d'appartenance est maximale :

$$U = \text{MAX}_{u \in S} (\mu_{RES} (u))$$

ou :

$\mu_{RES}$  : la fonction d'appartenance résultante.

S :est le support de  $U_{RES}$  . par fois cette méthode à une indétermination, lorsqu'il existe plusieurs points qui maximisent  $\mu_C'(u)$  pour cette raison on fait appel à la méthode suivante

#### I.13.2 METHODE DE LA MOYENNEDES MAXIMA

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions du contrôle local correspondant aux points ayant des fonctions d'appartenances maximales. Plus spécialement , dans le cas ou l'univers de discours est discret, l'action de la commande peut être exprimer :

$$U_0 = \sum_{i=1}^l \frac{u_i}{l}$$

où :  $u_i$  est la valeur de la commande locale pour la quelle la fonction d'appartenance atteint la valeur maximale  $U_u(u_i)$  et «  $l$  » est le nombre de fois que la fonction d'appartenance atteinte cette valeur maximale.

### I.13.3 METHODE DU CENTRE DE GRAVITE

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Elle génère le centre de gravité de l'espace flou délimité par la distribution de la fonction d'appartenance résultante  $U_{RES}$  représentant l'action de commande. cette méthode produit :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{RES}(u_i) u_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{RES}(u_i)}$$

#### REMARQUE :

Cette méthode conduit à une solution unique.

## I.14 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENT DE LA COMMANDE FLOUE

### LES AVANTAGES

la non nécessité d'une modélisation mathématique complète ( cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable ).

La maîtrise de système a règle ayant un comportement complexe.

Elle est reconnue comme une commande robuste

L'existence de plusieurs possibilités pour réaliser la commande flou.

La simplicité de l'implémentation de l'algorithme de commande.

Le raisonnement approché, sur des éléments flous développés à partir de connaissances et expertises formulées souvent de façon (verbale), amène à une compréhension aisée par les opérateurs ou utilisateurs.

La synthèse des avis de plusieurs experts est facilement réalisée.

La commande est simple à réaliser, donc flexible et facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus ou une utilisation particulière

### **LES INCONVENIENTS**

L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité ( en l'absence d'un modèle valable)

La manque de directive de la fuzification, des inférence et de la defuzzification.

L'absence de bases mathématique pour déterminer les gains de normalisation.

### **CONCLUSION**

Le souci d'une vaste utilisation de l'intelligence humaine a poussée les chercheurs au développement d'algorithmes flous, en raison de leur simplicité d'implémentation, de mise au point et de la non nécessité d'une modélisation mathématique du processus, ils sont de plus en plus appliqués dans plusieurs domaines (médical, juridique, industrielle,...) quelque soit la complexité du système.

L'approche floue possède des caractéristiques qui la distinguent des techniques conventionnelles comme l'utilisation des variables linguistiques à la place ou en plus des variables numériques et de plus il existe une relation simple entre les variables la quelle est défini, par des citations conditionnelles floues.

La combinaison des variables floues avec des algorithmes flous fournit un outil très efficace pour la description du comportement des systèmes qui sont très complexes et/ou mal définis pour admettre une analyse mathématique précise.

# MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

# MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

## II.1 INTRODUCTION

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière de ce système.

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé à cause de la présence du collecteur mécanique), tout en gardant l'avantage (grande plage de variation de vitesse, et de puissance, la stabilité de fonctionnement, robustesse, facilité de construction).

La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault l'effet pelliculaire ...etc.

Cependant nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part leur formulation mathématique est difficile, d'autre part leur incidence sur le comportement de la machine est considéré comme négligeable dans certaines conditions ceci nous permet d'obtenir des équations simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

## II.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

### II.2.1 RAPPELS

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans les encoches régulièrement répartis sur la face du stator sont logés trois enroulements identiques a p paire de pôles leurs axes sont distance entre eux d'une angle électrique égale à :  $2\pi/3$

Les phases des stators sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdal à fréquence et amplitude constantes.

Le champs statorique tourne avec une vitesse :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

$\omega_s$  : étant la pulsation du courant et de la tension statorique.

$P$  : le nombre de paires de pôles, la vitesse mécanique du rotor est notée :  $\Omega$

Le rapport :  $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$  est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator. Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation :  $g \cdot \omega_s$

### II.2.2 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La machine asynchrone avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est complexe d'ou certaines hypothèses simplificatrices sont à prendre en considération.

La machine asynchrone est supposée symétrique et que son circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme des fonction linéaire des courants.

On suppose le circuit magnétique profondément feuilleté ce qui permet de considérer que seuls les enroulement (INDUCTEUR, INDUIT) sont parcourus par des courants.

On considère une densité du courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (l'effet de peau est négligé) [18][19].

On suppose que la répartition du flux dans l'interface est sinusoïdale.

La machine asynchrone est représentée schématiquement par la figure (II.1) dont les phases sont représentées respectivement au stators :  $a_s, b_s, c_s$  et aux rotors  $a_r, b_r, c_r$ .

L'angle électrique est en fonction du temps définie la position relative instantanée des phases.

On adopte les conventions suivantes :

- a- Chaque phase est représentée par un axe magnétique.
- b- L'axe magnétique  $Oa_s$  est considéré comme origine des phases.
- c- L'axe magnétique  $Oa_r$  est un repère lié au rotor.

On propose les notations suivantes

- $\theta$  : Angle électrique stator / rotor.
- $\theta_m$  : Angle mécanique stator / rotor.
- $w_m$  : Vitesse électrique du rotor.
- $\Omega$  : Vitesse mécanique du rotor.

Avec:

$$\Omega = \frac{w_m}{p} \quad \text{et} \quad w_m = \frac{d\theta_m}{dt}$$

$p$  : désigne le nombre de paire de pôle.

Les équations régissant la machine asynchrone équilibrée s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$[U_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\psi_s] \quad \text{(II.1)}$$

$$[U_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\psi_r] \quad (\text{II.2})$$

où

$[U_{s,r}]$ ,  $[I_{s,r}]$  et  $[\psi_{s,r}]$  sont données par :

$$\begin{aligned} [U_{s,r}] &= [u_a u_b u_c]_{s,r}' \\ [I_{s,r}] &= [i_a i_b i_c]_{s,r}' \\ [\psi_{s,r}] &= [\psi_a \psi_b \psi_c]_{s,r}' \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

### II.2.3 Equations électriques

Les flux totalisés couplés avec les phases rotoriques et statoriques peuvent être exprimés aussi sous forme matricielle par :

$$[\psi_s] = [L_s][I_s] + [M][I_r] \quad (\text{II.4})$$

$$[\psi_r] = [L_r][I_r] + [M][I_s] \quad (\text{II.5})$$

Où les matrices  $[L_s]$ ,  $[L_r]$  et  $[M]$  sont données par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[M] = I_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

### II.2.4 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{dw_m}{dt} = C_{em} - k_f w_m - c_r \quad (\text{II.7})$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur :

$$C_{em} = p [I_s]^T \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{sr}] [I_r] \quad (\text{II.8})$$

On note :

$R_s, R_r$  : Les résistances par du stator et du rotor

$[L_s], [L_r]$  : Les matrices d'inductances statoriques et rotoriques.

$[M]$  : La matrice d'inductances mutuelles stator rotor.

$I_s, I_r$  : Inductance d'une phase statorique et rotorique.

$I_{ms}, I_{mr}$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques et rotoriques.

$I_m$  : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique de la machine.

$c_r$  : Couple résistant imposé à la machine.

$k_f$  : Coefficient de frottement.

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

Nous obtenons par substitution les équations suivantes :

$$[U_s] = R_s [I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} [M] [I_r] \quad (\text{II.9})$$

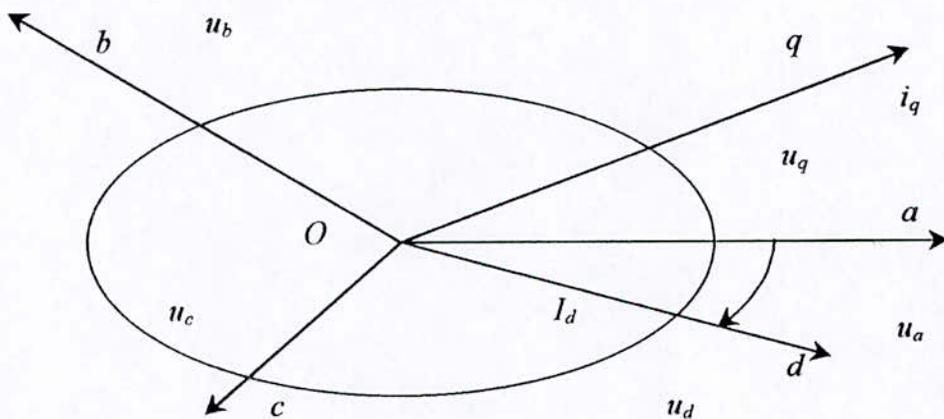
$$[U_r] = R_r [I_r] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} [M] [I_s] \quad (\text{II.10})$$

Les équations ainsi obtenues sont à coefficients variables dans le temps, d'où la difficulté dans leur résolution. Afin de pallier ce problème de dépendance avec le temps, la transformation de Park s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

## II.3 MODELE BIPHASE DE LA MACHINE

### II.3.1 Transformation de Park

Comme nous l'avons mentionné antérieurement, la transformation de Park nous permet d'exprimer le modèle dynamique de la machine asynchrone dans un nouveau référentiel et cela en transformant les trois enroulements de la machine en deux autres équivalents du point de vue électrique et magnétique (**fig. II.1**)



*Fig. II.1 : transformé de Park.*

Ainsi nous pouvons exprimer dans le repère de Park l'écriture transformé suivante :

$$M_{dq} = A_t(\theta).M_r \quad (\text{II.11})$$

Où

$M_r$  : est un vecteur de grandeurs physiques pouvant être des courants, des flux ou des tensions

$M_{dq}$  : est l'image de  $M_r$  dans le repère de Park.

$A_t(\theta)$  : étant la matrice unique de transformation pour les courants, les flux si les tensions définies par :

$$A_t(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{II.12})$$

La matrice de transformation inverse est donnée par l'expression suivante :

$$A_t^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Cette matrice nous permet d'exprimer les valeurs réelles des grandeurs considérées

### II.3.2 Equations électriques

Dans le but d'obtenir un système d'équations différentielles à coefficient constants, nous utilisons la méthode de Park, qui nous permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques en des enroulements orthogonaux équivalents figure (II.2). En effet ,l'application de cette méthode aux équations électriques donne sous forme matricielle par (II.1) et (II.2) donne :

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - w_a \psi_{qs} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} - w_a \psi_{ds} \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (w_a - w_r) \psi_{qr} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} - (w_a - w_r) \psi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{II.15})$$

Ou ;  $w_a$  et  $w_r$  sont respectivement la vitesse du nouveau (d,q) et la pulsation électrique des grandeurs rotoriques.

### II.3.3 Equations magnétiques

L'application de cette méthode donne pour les équations du flux :

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (\text{II.16})$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr}$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds}$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (\text{II.17})$$

Ou :

$$L_s = l_s - l_{ms} \quad L_r = l_r - l_{mr} \quad M = \frac{3}{2} l_m$$

### II.3.4 Equation mécanique :

L'expression du couple électromagnétique est donne par :

$$C_{em} = p(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II.18})$$

Qu'on peut exprimer aussi à l'aide du flux rotorique et des courants statoriques

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{II.19})$$

D'autre part le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = J \frac{dw_m}{dt} + k_f w_m + c_r \quad (\text{II.20})$$

### Chois du référentiel

Les équations de la machine peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse

$w_a$  qu'on veut attribuer au référentiel (d,q) à savoir

\*Référentiel lié au stator :

$$w_a=0 \quad \text{soit} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = 0$$

\*Référentiel lié au rotor :  $\frac{d\theta_a}{dt} = w_r$

Il se traduit par les conditions suivantes :

$$w_r=w_a \quad \text{soit} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = w_r$$

\*Référentiel lié au champ tournant :

Il se traduit par la condition suivante :

$$w_a=w_s$$

Le model de la machine asynchrone exprimé dans un référentiel lié au champ tournant est exprimé par les équations différentielles ( II.14) à (II.20).

#### II.4 Modèle de la machine asynchrone

Notre système peut être décrit par différentes variables d'état, qu'on peut choisir parmi :

$$1 - (\psi_{ds} \ \psi_{qs} \ i_{ds} \ i_{qs} \ \Omega)^t$$

$$2 - (\psi_{ds} \ \psi_{qs} \ \psi_{dr} \ \psi_{qr} \ \Omega)^t$$

$$3 - (\psi_{dr} \ \psi_{qr} \ i_{dr} \ i_{qr} \ \Omega)^t$$

$$4 - (\psi_{dr} \ \psi_{qr} \ i_{ds} \ i_{qs} \ \Omega)^t$$

$$5 - (i_{ds} \ i_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr} \ \Omega)^t$$

Nous choisissons le vecteur d'état N°4 , il nous permet d'ouvrir les courants statoriques en sortie et qui contient le flux rotorique qu'on veut observer. En remplaçant les

courants rotoriques de l'équation (II.16)- par leurs valeurs respectives déduites de (II.17) nous aurons :

$$\begin{aligned}\psi_{dr} &= \frac{L_r}{M}(\psi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \\ \psi_{qr} &= \frac{L_r}{M}(\psi_{qs} - \sigma L_s i_{qs})\end{aligned}\tag{II.21}$$

Les équations différentielles des courants dans le repère de Park sont déduites de (II.18), ce qui donne :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}i_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s} \frac{d}{dt}\psi_{ds} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d}{dt}\psi_{dr} \\ \frac{d}{dt}i_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s} \frac{d}{dt}\psi_{qs} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d}{dt}\psi_{qr}\end{aligned}\tag{II.22}$$

Finalement, et après arrangement, nous aboutissons au modèle dynamique flux rotorique , courants statoriques, ce modèle se traduit dans l'espace d'état par les équations d'état suivantes :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\psi_{dr} &= \frac{R_r}{L_r} M i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} + (w_s - w_r) \psi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\psi_{qr} &= \frac{R_r}{L_r} M i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} - (w_s - w_r) \psi_{dr}\end{aligned}\tag{II.23}$$

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}i_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ - \left( R_s + \frac{M^2}{L_r} R_r \right) i_{ds} + \sigma L_s w_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} w_r \psi_{qr} + \frac{R_r M}{L_r^2} \psi_{dr} + u_{ds} \right\} \\ \frac{d}{dt}i_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ - \left( R_s + \frac{M^2}{L_r} R_r \right) i_{qs} - \sigma L_s w_s i_{ds} + \frac{M R_r}{L_r^2} \psi_{qr} - \frac{M}{L_r} w_r \psi_{dr} + u_{qs} \right\} \\ \frac{d}{dt}w_r &= \frac{P^2 M}{J L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) - \frac{k_f}{J} w_r - \frac{P}{J} C_r\end{aligned}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \text{coefficient de dispersion de Blondel.}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{constante de temps rotorique..}$$

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{constante de temps statorique..}$$

## II.5 MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A ORIENTATION DU CHAMP ROTORIQUE

$$\psi_{qr} = 0$$

$$\frac{M}{T_r} i_{qr} - (w_s - w_r) \psi_{dr} = 0$$

$$w_s = w_r + \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\psi_{dr}} \quad \text{(II.24)}$$

Les équations de la machine dans un repaire synchrone :

$$\frac{di_{ds}}{dt} = - \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Psi_{ds} + w_r i_{qs} + \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}^2}{\psi_{dr}} + \frac{v_{ds}}{\sigma L_s}$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = - \left( \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{qs} - w_r i_{ds} - \frac{M}{T_r} \frac{i_{ds} i_{qs}}{\psi_{dr}} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} w_r \Psi_{dr} + \frac{v_{ds}}{\sigma L_s}$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{\psi_{dr}}{T_r} \quad \text{(II.25)}$$

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{p^2}{J} \frac{M}{L_r} \psi_{dr} i_{qs} - \frac{k_f}{J} w_r - \frac{C_r}{J} p$$

Pour comprendre commodément les caractéristiques des machines électriques et de transformation de puissance, on utilise des paramètres adimensionnels obtenus en divisant les grandeurs physiques tel que la puissance, tension, courant, flux. par des grandeurs de référence

issues des caractéristiques nominales ; toutes les grandeurs sont alors référées à une valeur de référence, à l'exception du temps « t » qu'il n'est pas .

L'application des grandeurs relatives présente des avantages suivants :

- Les signaux possèdent la dimension 1
- La grandeur des signaux apparaît sous forme d'une indication relative.
- L'analyse et la synthèse des circuits de réglage : sont possible, sans que tous les éléments soient dimensionnés
- Les paramètres d'un système à régler varient dans un domaine relativement restreints
- Le comportement des circuits de réglage de même structure mais de nature physique différente peut être facilement comparé
- Quand on simule des grandeurs relatives de réflexions concernant les échelles sont à faire une seul fois en fixant les valeurs de référence.

## II.6 MODELE REDUIT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A ORIENTATION DU CHAMPS

On pose :

$$X_1 = x_1 \cdot I_m ; X_2 = x_2 \cdot I_m ; X_3 = x_3 \psi_{qr} ; X_4 = x_4 \cdot \omega_n$$

$$C_r = C_n \cdot c_r ; U_1 = \mu_1 \cdot U_m ; U_2 = \mu_2 \cdot U_m$$

$$\dot{x}_1 = -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\right) \cdot x_1 + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \cdot \frac{\varphi_n}{I_m} \cdot x_3 + \omega_n x_2 x_4 + \frac{M I_m}{T_r \varphi_n} \cdot \frac{x_2^2}{x_3} + \frac{U_m}{I_m} \cdot \frac{\mu_1}{\sigma L_s}$$

$$\dot{x}_2 = -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\right) \cdot x_2 - \omega_n x_1 x_4 - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \cdot \frac{\varphi_n \omega_n}{I_m} \cdot x_3 x_4 - \frac{M I_m^2}{T_r \varphi_n} \cdot \frac{x_1 x_2}{x_3} + \frac{U_m}{I_m} \cdot \frac{\mu_2}{\sigma L_s}$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{1}{T_r} x_3 + \frac{M I_m}{T_r \varphi_n} \cdot x_1$$

$$\dot{x}_4 = \frac{P^2 M}{J L_r} \cdot \frac{I_n}{\omega_n} \varphi_n x_2 x_3 - \frac{K}{J} f \cdot x_4 - \frac{P}{J} \cdot \frac{C_n}{\omega_n} \cdot C_r$$

$$a_1 = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} ; \quad b_1 = \frac{(1-\sigma)\varphi_n}{\sigma M T_r I_n} ; \quad C_1 = \omega_n ; \quad d_1 = \frac{M I_m}{T_r \varphi_n}$$

$$e_1 = \frac{U_m}{I_m} \cdot \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$a_2 = a_1 ; \quad b_2 = \omega_n ; \quad C_2 = \frac{(1-\sigma)\varphi_n \omega_n}{\sigma M I_m} ; \quad d_2 = \frac{M I_m}{T_r \varphi_n}$$

$$e_2 = e_1 ; \quad a_3 = \frac{1}{T_r} ; \quad b_3 = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_m}{\varphi_n}$$

$$a_4 = \frac{P^2 M I_m \varphi_n}{J L_r \omega_n} ; \quad b_4 = \frac{k_f}{J} ; \quad c_n = \frac{P C_m}{J \omega_n}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 x_2 x_4 + d_1 \frac{x_2^2}{x_3} + e_1 \mu_1 \\ \dot{x}_2 = -a_2 x_2 - b_2 x_1 x_4 - c_2 x_3 x_4 - d_2 \frac{x_1 x_2}{x_3} + e_2 \mu_2 \\ \dot{x}_3 = -a_3 x_3 + b_3 x_1 \\ \dot{x}_4 = a_4 x_2 x_3 - b_4 x_4 - c_4 c_r(t) \end{array} \right.$$

### Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une modélisation de la machine asynchrone triphasée alimenté en tension par le model biphasé équivalent dans un référentiel lié au champ tournant, et cela avec une orientation du champ rotorique

Le caractère non linéaire de la machine explique l'utilisation des technique de commande non linéaire et robuste pour compenser les variations de la dynamique de la machine asynchrone.

**SYNTHESE DE LA COMMANDE  
PAR LE MODE D'INFERENCE  
DE MAMDANI ET DE LARSEN**

## INTRODUCTION

La stratégie de contrôle d'un flou est formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend, essentiellement du processus. Qui nécessite un algorithme permettant la conversion de la stratégie de contrôle linguistique, en se basant sur la connaissance de l'expert, et cela avec une stratégie de contrôle automatique.

Un système flou est caractérisé par un ensemble d'expression linguistique basée sur une connaissance d'expert.

Cette connaissance est d'habitude représentée sous la forme " Si-Alors " simple à implémenter par des ensembles conditionnels.

Les règles écrites à partir de l'expérience d'un opérateur habile, et expérimenté sont prises comme des règles typiques à recopier par le régulateur. Ces règles peuvent être décrites pour un contrôleur de deux entrées et une sortie, sous la forme suivante :

Si  $\{(X_1 \text{ est } A_1) \text{ et } (X_2 \text{ est } A_2)\}$  alors est  $(Y \text{ est } B)$ .

L'expression  $\{(X_1 \text{ est } A_1) \text{ et } (X_2 \text{ est } A_2)\}$  est la prémisse de la règle.

Tandis que l'expression  $(Y \text{ est } B)$  est la conclusion de la règle.

Les variables  $X_1, X_2, Y$  représentent les variables physiques caractéristiques du processus à commander et du problème de commande associé  $A_1, A_2, B$  sont des valeurs linguistiques qui peuvent prendre les variables  $X_1, X_2, Y$

La règle est interprétée comme "si l'indice de performance "  $X$  est  $A_i$  et l'indice  $Y$  est  $B_i$  la commande  $U$  est choisie égale à  $C_i$  , alors cette règle sélectionnée et la commande  $C_i$  est prise comme sortie du contrôleur . Ces règles sont basées sur l'expérience de l'opérateur humaine qui sont justifiées et peuvent être sujette de plusieurs critères de performance.

La combinaison des variables floues avec des algorithmes constitue un outil très efficace pour la description des comportement des systèmes qui sont mal définis et/ou très compliqués.

En commande la plupart des algorithmes utilisés sont basés sur le schéma simple proposé par Mamdani.

La majorité ont été appliqués avec succès, surtout pour des processus industriels plus ou moins complexes, ils ont même donné des performances intéressantes pour des systèmes rapides avec frottement non linéaire ce qui a poussé à entrevoir des solutions pour améliorer ces algorithmes de base.

### III.1 DESCRIPTION DU SCHEMA DE CONTROLE TYPIQUE

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani [13]

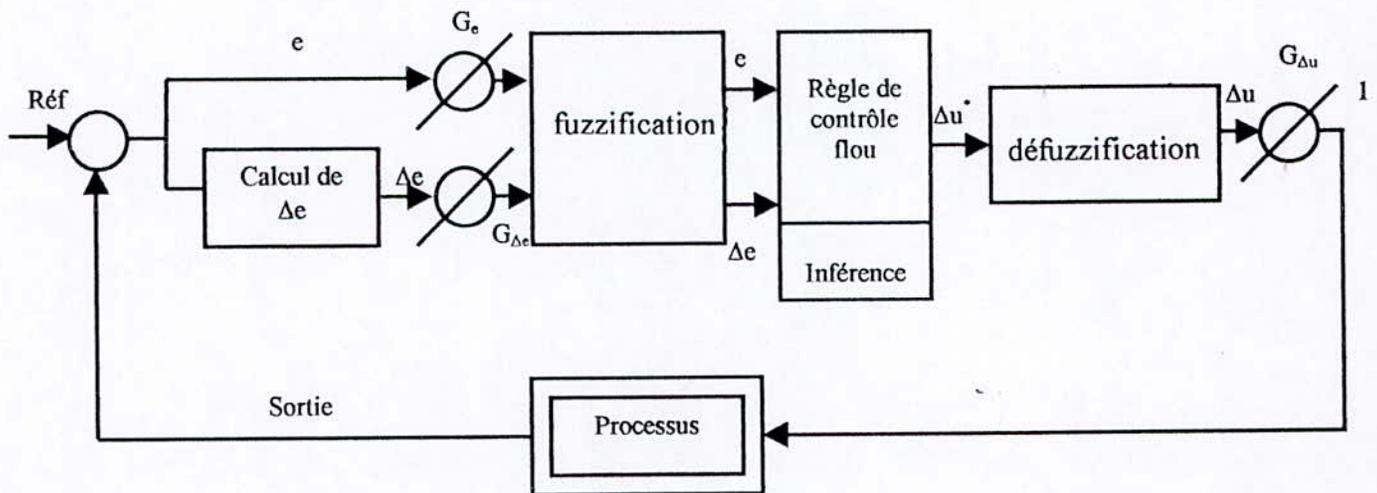


Figure III.1 : Schéma bloc d'une boucle de régulation à contrôleur flou de type Mamdani

D'après ce schéma, le système est composé

a- du contrôleur flou comprenant :

- un bloc de circuit de la variation de l'erreur ( $\Delta e$ ) au cours du temps
- les facteurs d'échelle au gain associés à l'erreur ( $e$ ) à sa variation ( $\Delta e$ ) et à la variation de la commande ( $\Delta U$ )
- un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation
- une base des règles de contrôle flou

Une logique floue utilisé pour l'évaluation des règles de contrôle flou (inférence )

■ Un bloc de defizzification servant à convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique.

Le succès des algorithmes flous, dans la commande des processus complexes, est dû au choix de méthodes relativement pratiques , permettant avec une simplicité notable , la mise au point de tels algorithmes.

Ces méthodes consistent à formuler un ensemble de règles de décision en termes linguistiques , utilisant des ensembles flous pour décrire les amplitudes de l'erreur , de sa variation et la variation de la commande appropriée.

En combinant ces règles , on peut dresser des tables de décision permettant de donner les valeurs de la sortie du contrôleur correspondant aux situations désirer.

Pour se faire, on est appelé à quantifier des différentes variables, (pour l'erreur, sa variation, la variation de la commande).

Dans cette partie de notre travail , nous sommes inspirés de l'algorithme de Mamdani et des autres pour commander la machine asynchrone alimentée en tension.

### **III.2 STRUCTURE DE LA COMMANDE**

Comme la figure (III.2) le montre la structure de commande laquelle comprend des boucles fonctionnant en cascade. Chacune de ces boucles comportant un contrôleur flou dont les variables linguistiques :

#### **A l'entrée**

L'erreur et la variation de l'erreur.

#### **A la sortie**

La variation de la commande.

L'ensemble de référence de chaque variables linguistique à l'entrée ou à la sortie est subdivisée en 5 classes et chacune de ces classes est associe une fonction d'appartenance ; dans notre cas les fonctions d'appartenance gaussiennes.



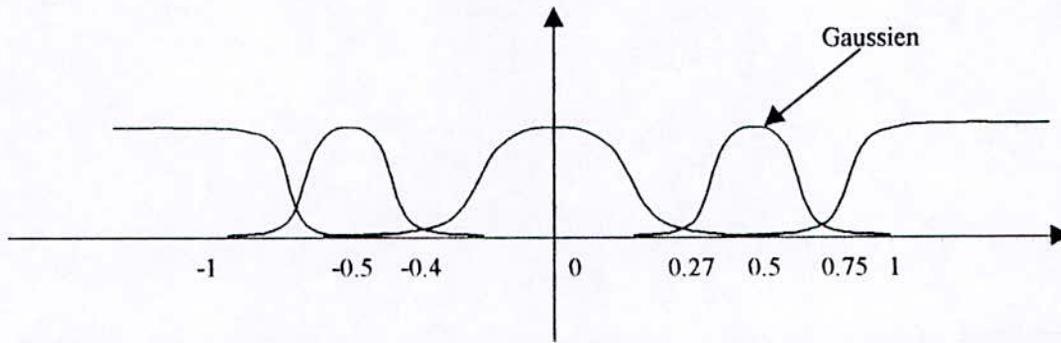


Figure III.2 : La forme des fonctions d'appartenance de l'erreur et sa variation.

Macvicar et Whelan ont fait une analyse détaillée sur les bases de règle et proposé une matrice de règle qui possède deux entrée , l'erreur et sa variation , en se basant sur les deux principes suivants :

Si la sortie est égale à la valeur désiré et la variation de l'erreur est nulle, la commande est maintenue constante

Si la sortie s'éloigne de la valeur désirée, l'action a entreprendre dépend du signe de la valeur de l'erreur et de sa variation. Si les conditions sont telles que l'erreur peut être corrigée d'elle même alors la commande sera maintenue , dans le cas contraire, la commande modifié pour obtenir des résultats satisfaisants [14] [15].

$\frac{\Delta E}{E}$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	ZE
NS	NB	NB	NS	ZE	PS
ZE	NB	NS	ZE	PS	PB
PS	NS	ZE	PS	PB	PB
PB	ZE	PS	PB	PB	PB

Tableau III.1 : Table de décision diagonal de MACVICAR et Whelan

E : Erreur

$\Delta E$  : Variable de l'erreur

NB : Négative big

NS : Négative small

ZE : Zéro

PS : Positive small

PB : Positive big

Le modèle flou proposé est formé par un ensemble de règles de contrôle linguistiques obtenues à partir des opérateurs expérimentés [12].

Dans le cas où on considère les valeurs de (e) et ( $\Delta e$ ) sont précises :

$$\mu_{A'}(e_k) = \begin{cases} 1 & e = e(k) \\ 0 & e \neq e(k) \end{cases}$$

$$\mu_{B'}(\Delta e_k) = \begin{cases} 1 & \Delta e = \Delta e(k) \\ 0 & \Delta e \neq \Delta e(k) \end{cases}$$

On a :

$$w_1 = \mu_{A'_i}(e_0) \wedge \mu_{A_i}(e_0) = \mu_{A_i}(e_0)$$

$$w_2 = \mu_{B'_i}(\Delta e_0) \wedge \mu_{B_i}(\Delta e_0) = \mu_{B_i}(\Delta e_0)$$

### III.3 MOTEUR D'INFERENCE FLOU

#### III.3.1 Méthode de mamdani

Le modèle de Mamdani est historiquement le premier à avoir été proposé, cette méthode repose sur l'utilisation de l'opérateur MIN pour la combinaison des prémisses et pour l'implication :

$$\mu_{c'_i}(u) = \min [ \min(w_1, w_2), \mu_{c_i}(u) ]$$

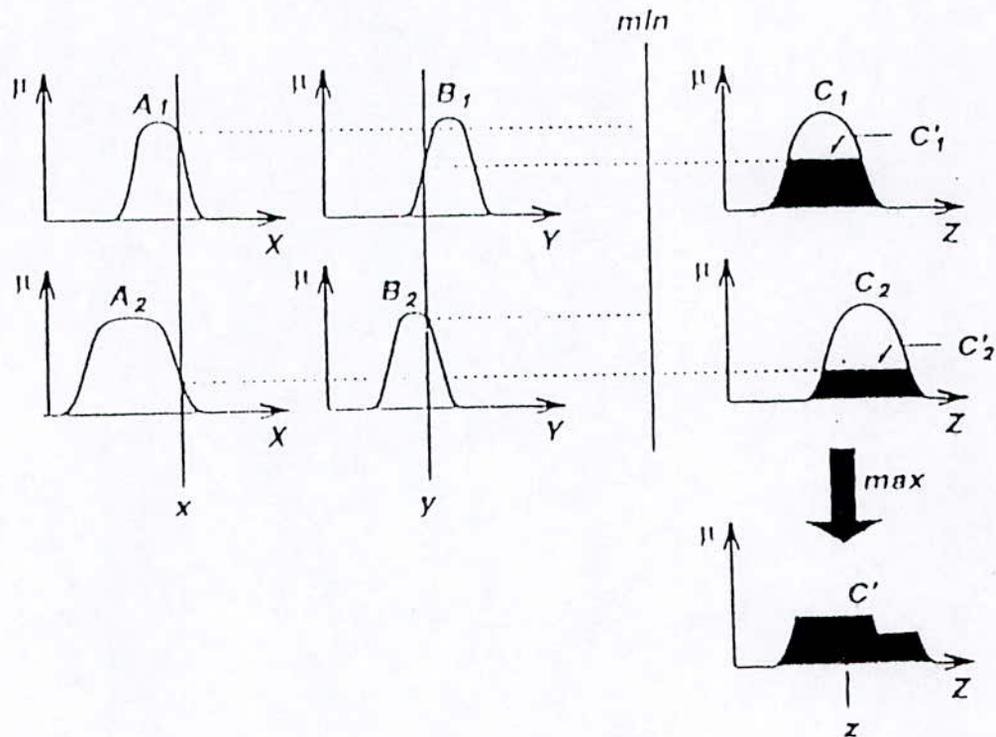


Figure III.3 : méthode d'inférence flou pour Mamdani

Cette figure représente une illustration comment un système d'inférence flou à deux règles de type Mamdani, l'agrégation des règles est réalisée par l'opérateur MAX comme il est illustré dans la figure précédente pour les deux règles :

$$\mu_{RES}(u) = \max[\mu_{R_1}(u), \mu_{R_2}(u)]$$

### III.3.2 Méthode de Larsen

Si on adopte le PROD et le MAX comme choix pour les opérateurs. Le raisonnement flou résultant est montré sur la figure suivante :

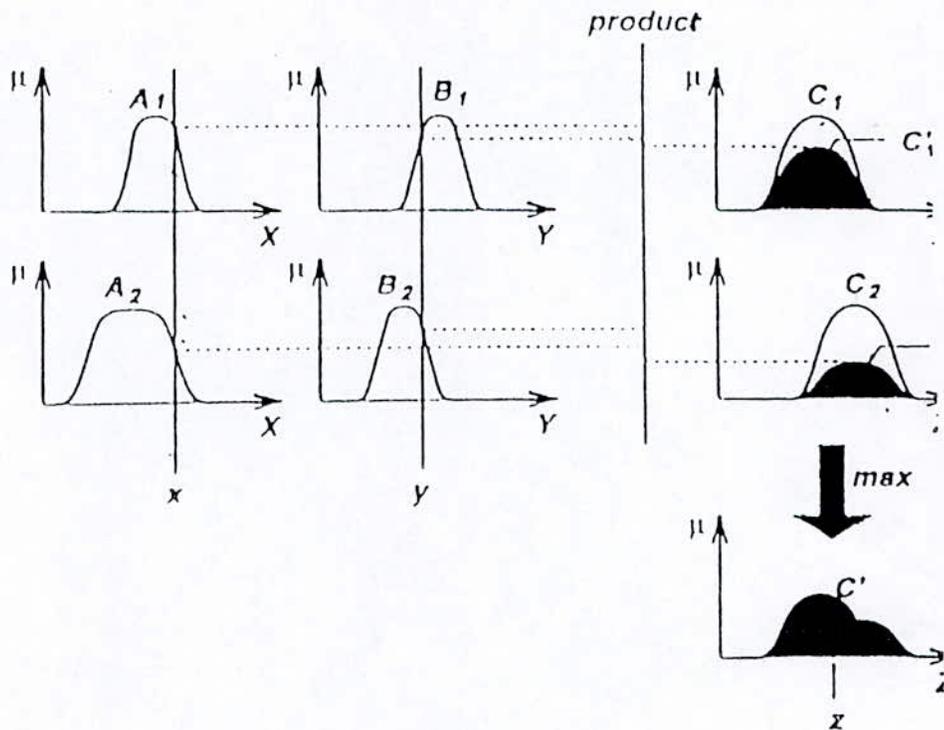


Figure III.4 : Méthode d'inférence flou pour Larsen.

La méthode utilisée pour contrôleur est basée sur l'utilisateur au produit pour l'implication, dans le cas au la  $i^{eme}$  qui donne la décision

$$\mu_{c'}(u) = w_1 \cdot w_2 \cdot \mu_{c_i}(u)$$

La fonction d'apparence résultante de l'exemple précédant est donnée par

$$\mu_{RES}(u) = \max[\mu_{R_1}(u), \mu_{R_2}(u)]$$

### III.4 APPLICATION DE L'ALGORITHME DE CONTROLEUR MAMDANI AU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Dans cette section nous allons abordé l'application de la commande flou au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.

### Simulation numérique et résultats

La simulation numérique est un outil pour vérifier la validité de la conception durant ses premières étapes et pour visualiser clairement le comportement dynamique du système à commander.

#### Analyse des performances

Un ensemble d'essais nous a permis de trouver les gains d'adaptation des quatre régulateurs. Ces gains jouent un rôle extrême important, car ces derniers fixeront les performances de la commande. Il n'y a aucune méthode systématique qui permet de déterminer ces paramètres d'où il faut procéder par tâtonnements.

Toutes les simulations sont effectuées pour une consigne au grandeur relative égale à :

De flux = 1

De vitesse = 1

Limitation du courant :  $i_{ds} = 0.54$

Limitation du courant :  $i_{qs} = 1$

Le courant  $i_{qs}$  représente le couple électromagnétique qui entraîne le moteur. Lorsque la consigne de vitesse, aussitôt la vitesse attendue :  $i_{qs}$  décroît pour approcher asymptotiquement une valeur proche de zéro du fait que la machine fonctionne à vide

La dynamique du flux est encore plus rapide : on signale un temps de réponse pour cette grandeur égale à 0.1s ; ce fait a permis un découplage dans le temps entre le flux et la vitesse ( qui a une réponse égale à 0.5 s.

Le courant  $i_{ds}$  a atteint sa valeur de limitation au bout de 0.01s, une fois la référence du flux atteinte,  $i_{ds}$  décroît pour prendre la valeur statique de 0.27s.

L'introduction d'une perturbation externe représenté par le couple de charge nominal est rapidement compensée par le régulateur, cela se voit sur la réponse de la vitesse qui chute de 2% de la valeur de la consigne pour retrouver au bout de 0.1s de sa valeur initiale (planche(I.1 )

Cependant le courant  $i_{qs}$  varie instantanément pour compenser le couple résistant. Le flux n'est pas influencé.

Compte-rendu de la de la limitation introduite sur les commandes  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , lors d'inversion du vitesse à  $t=0.6$ , on remarque que  $i_{qs}$  prend la valeur de limitation (-1) pour ramener la vitesse à sa référence  $w_{ref}=-1$ . Lorsque la consigne de vitesse atteinte le courant  $i_{qs}$  approcher la valeur proche de Zéro du faite que le moteur fonctionne à vide..

### **Essai de robustesse**

Nous allons soumettre à présent le système à une série de testes de robustesse vis à vis de variation de paramètres avec la même structure de commande.

Pour analyser la robustesse de cette commande ou variation paramétrique

Quand le système est soumis à une telle variation, que ce soit durant le régime transitoire ou le régime permanent, on ne remarque aucun changement notables des allures des différentes réponses par rapport à celles enregistrées en fonctionnement normal

Les temps de réponse demeurent toujours les même 0.5 pour la vitesse et 0.1 pour le flux et 0.01 pour les courants ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ )

Ceci dénote la qualité de robustesse que possède la commande par rapport aux variation des paramètres, même si ces variations sont importantes.

### **III.5 Application de l'algorithme de contrôle flou de Larsen au modèle de la machine asynchrone**

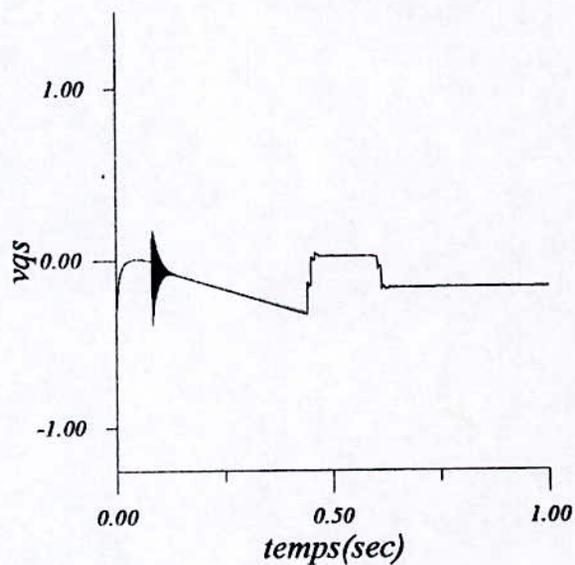
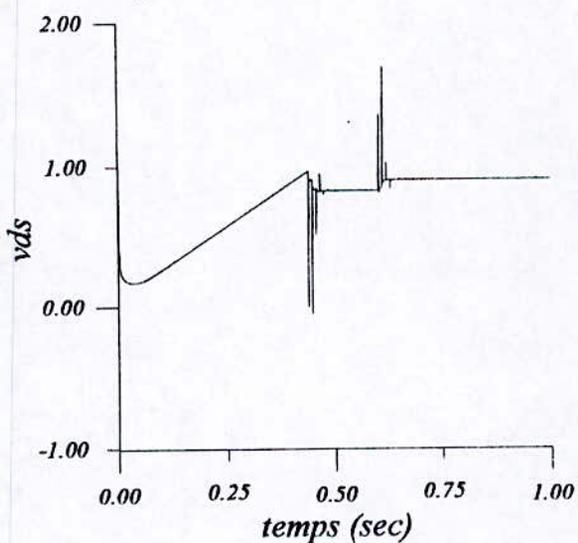
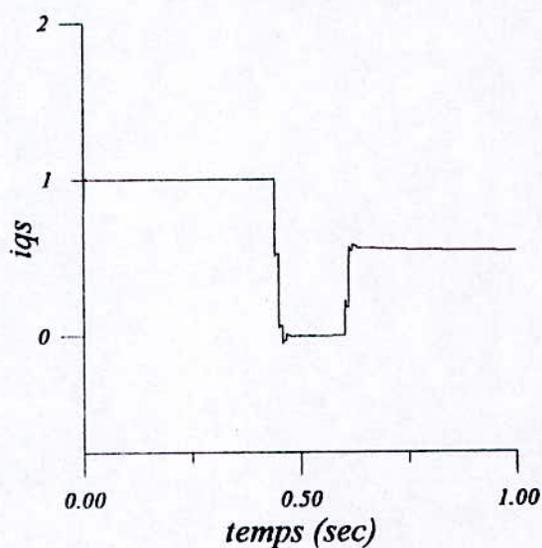
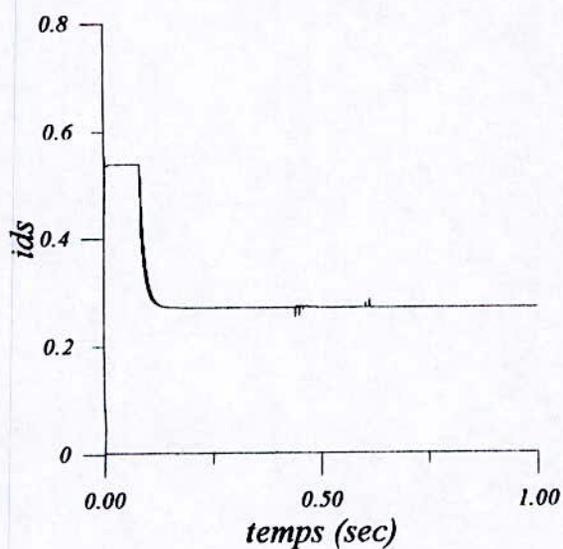
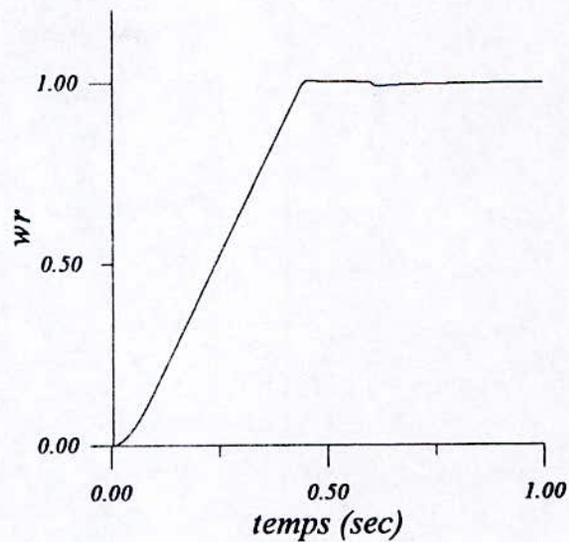
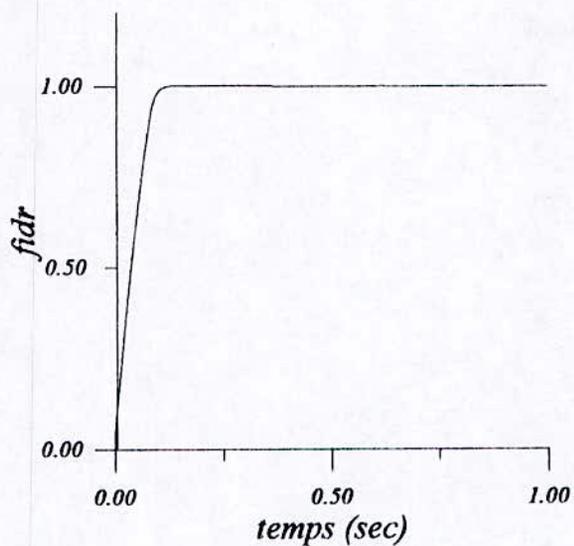
La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptés, elles lient les grandeurs, qui sont des variables d'entrée, à la variable de sortie ou de commande qui est elle même exprimée comme variable linguistique.

Dans les inférences du contrôleur flou de Larsen au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation du maximum et l'opérateur ET par la formation du produit.

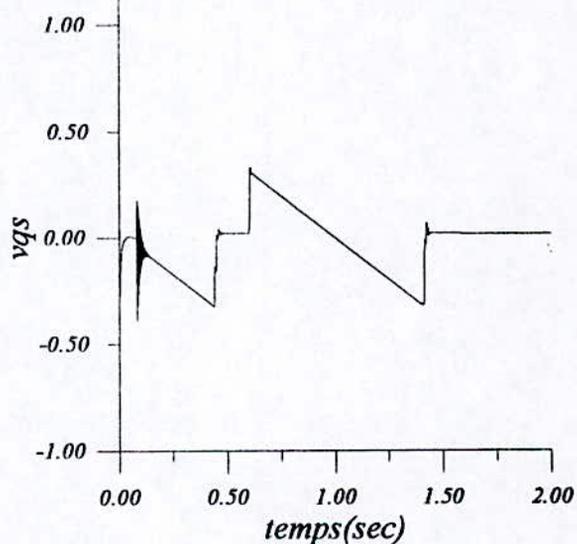
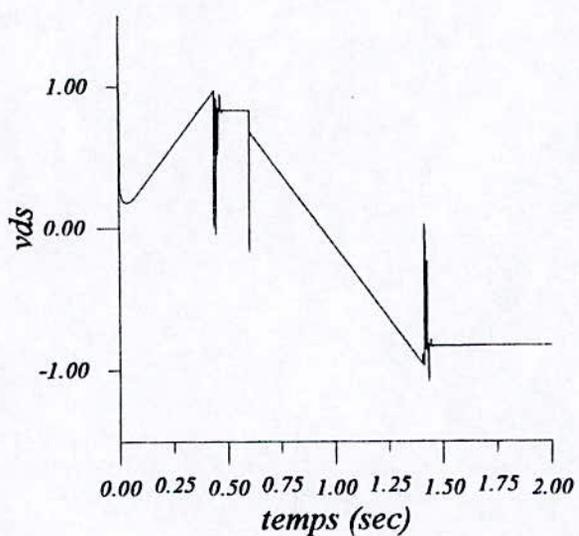
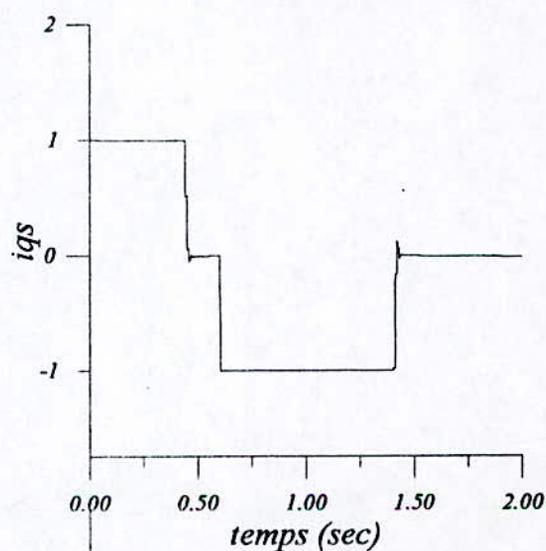
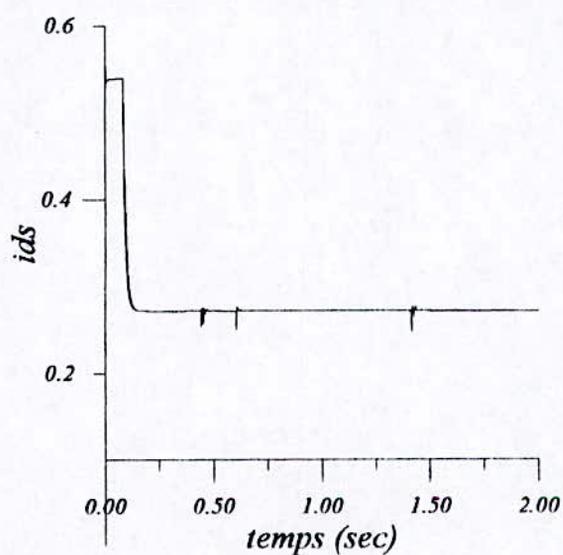
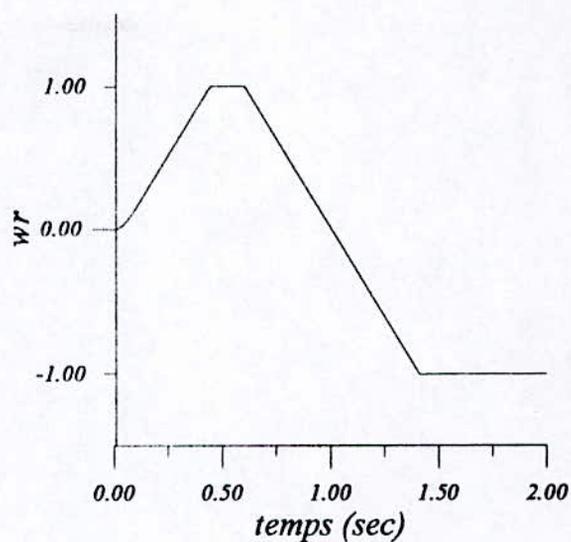
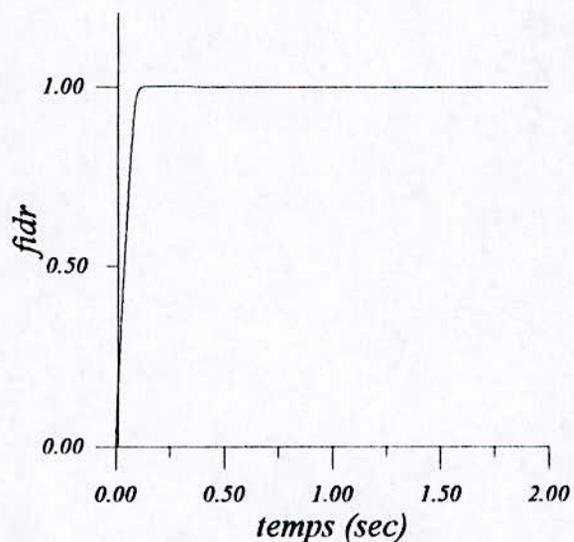
### **III.6 Analyse des résultats et comparaison**

Tout d'abord on peut affirmer que la méthode d'inférence n'a qu'une influence minimale sur la caractéristique du réglage flou.

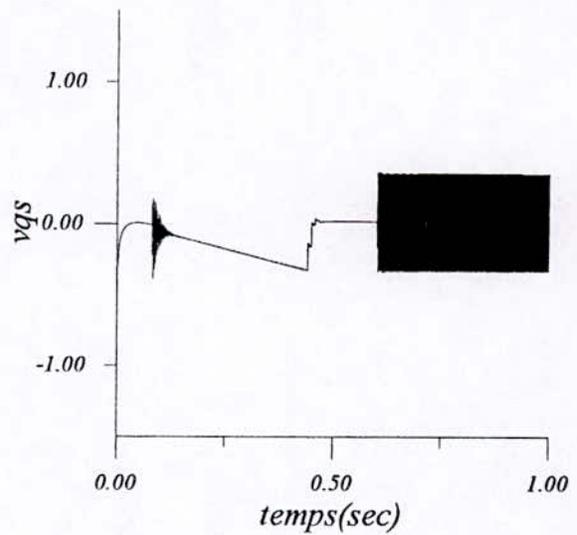
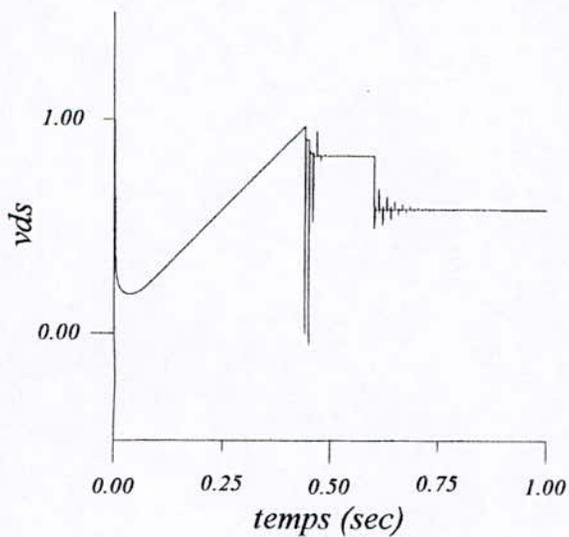
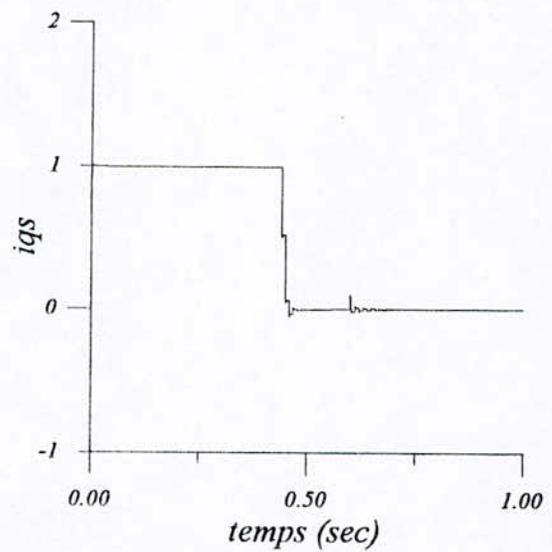
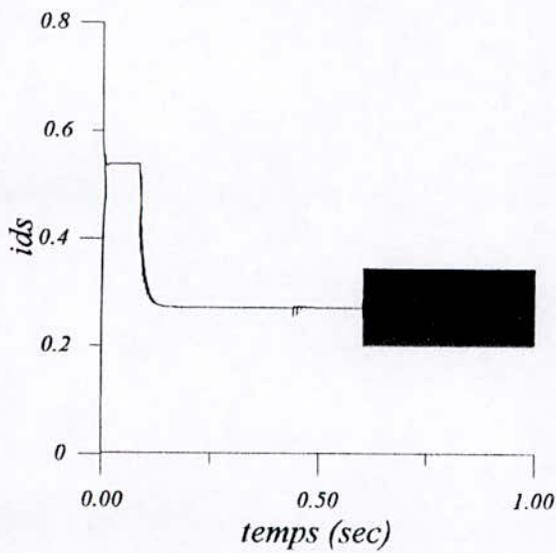
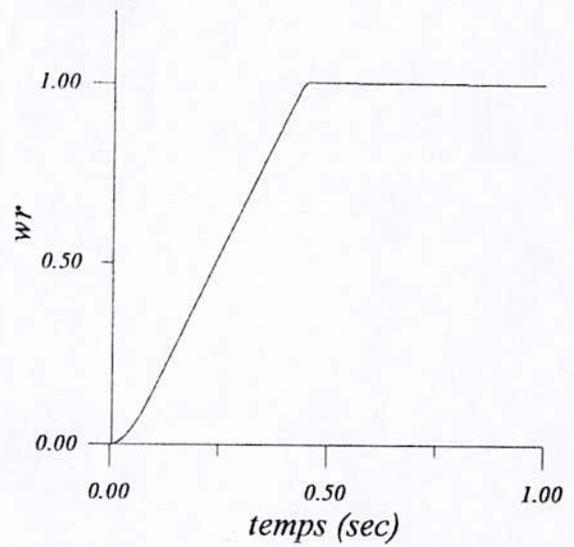
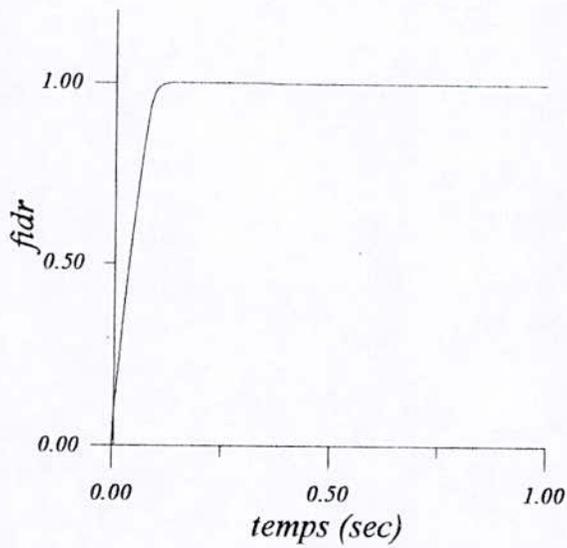
La méthode d'inférence de Larsen donne presque les mêmes résultats que la méthode de Mamdani, à part qu'ils sont plus performants ce qui est remarqué dans les planches présentées.



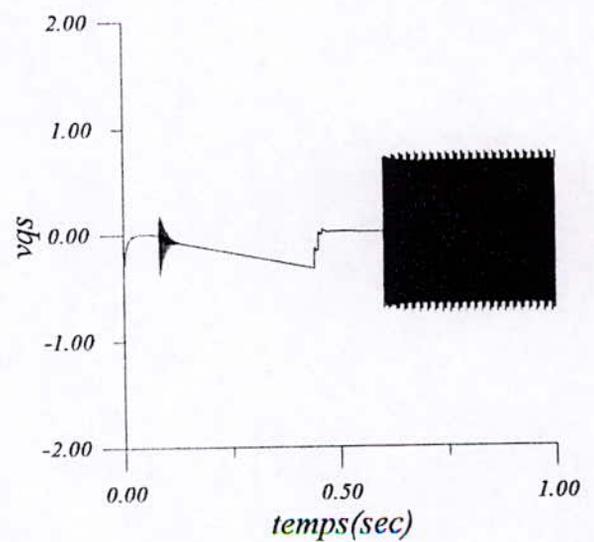
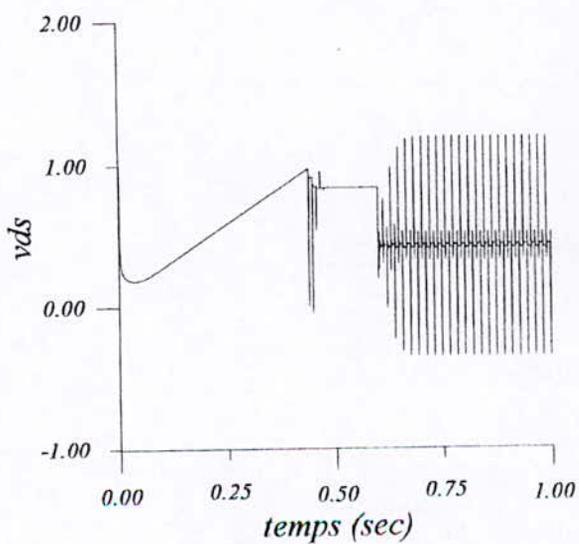
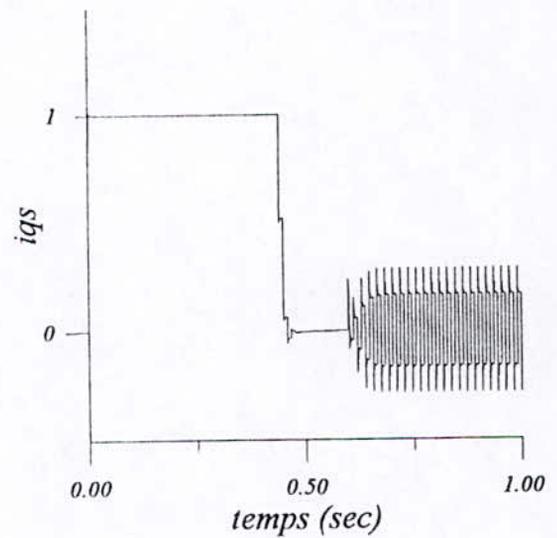
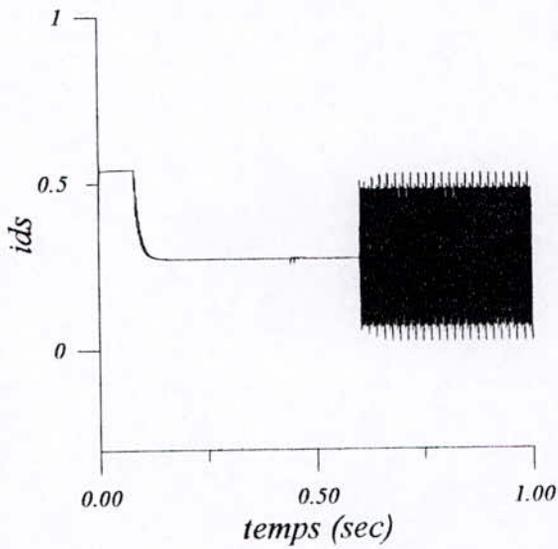
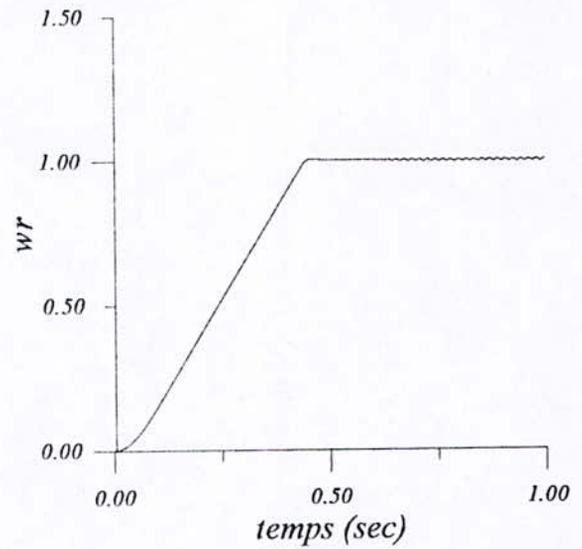
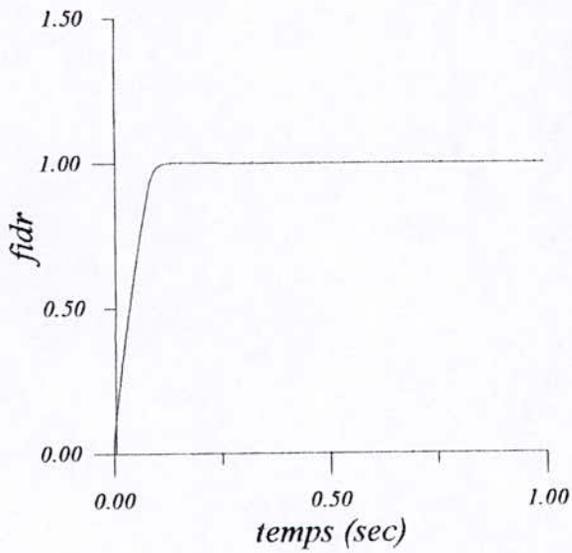
**Planche(III. 1)** réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une charge nominale à  $t=0.6$



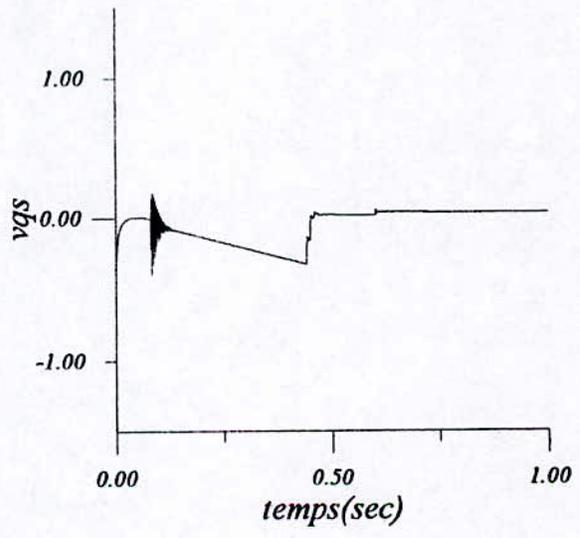
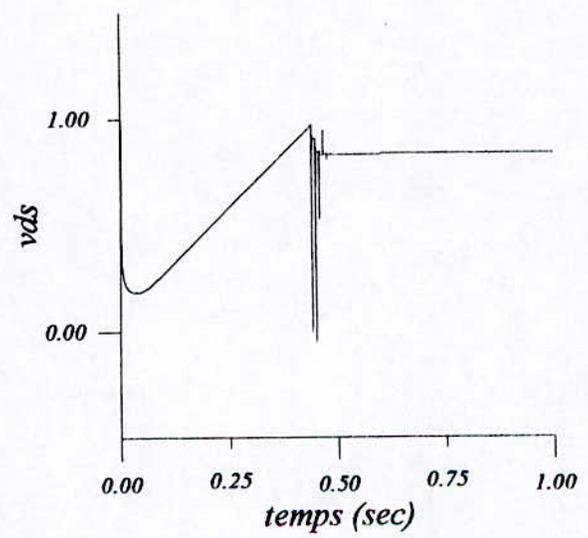
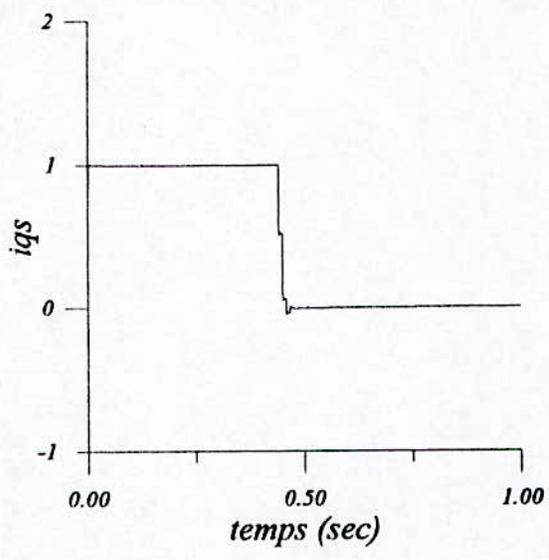
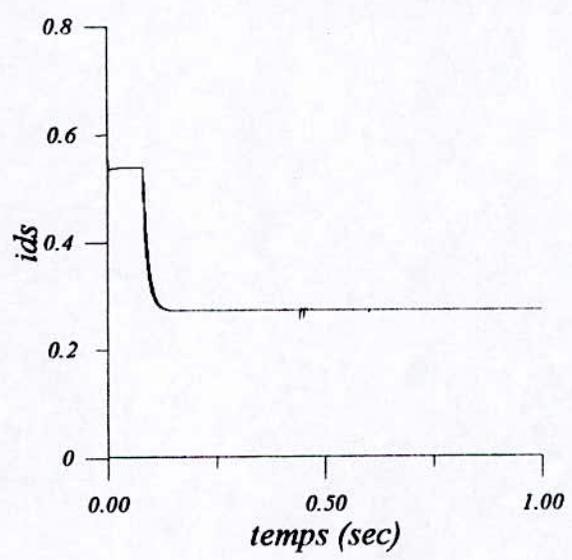
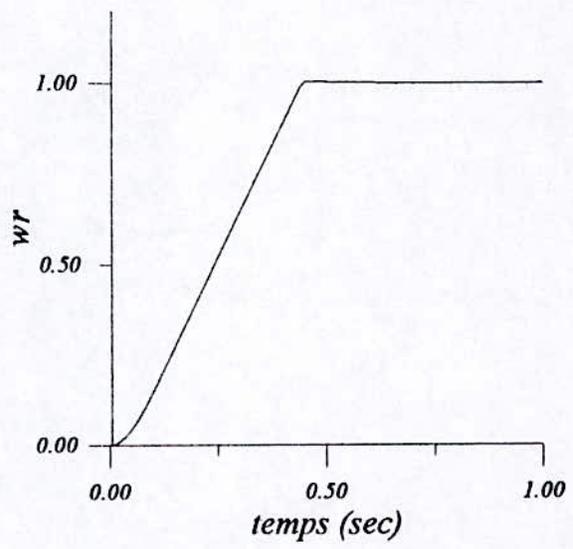
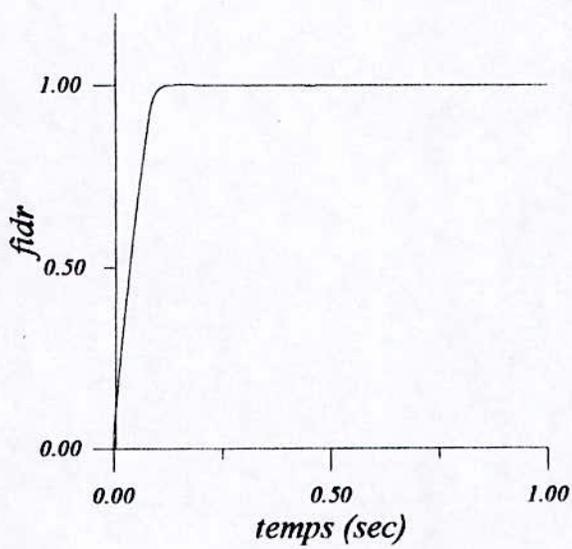
**Planche(III. 2):** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en donnant une référence  $w_{ref} = -1$  à  $t = 0.6$



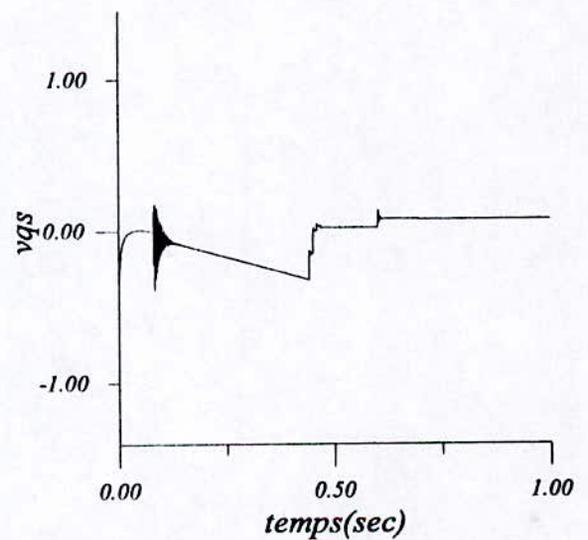
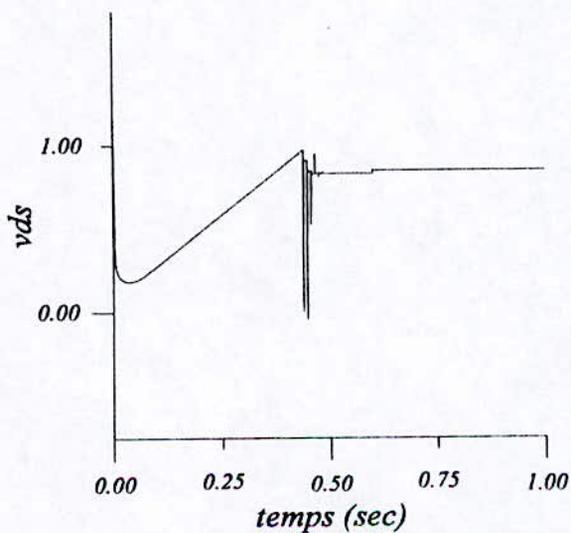
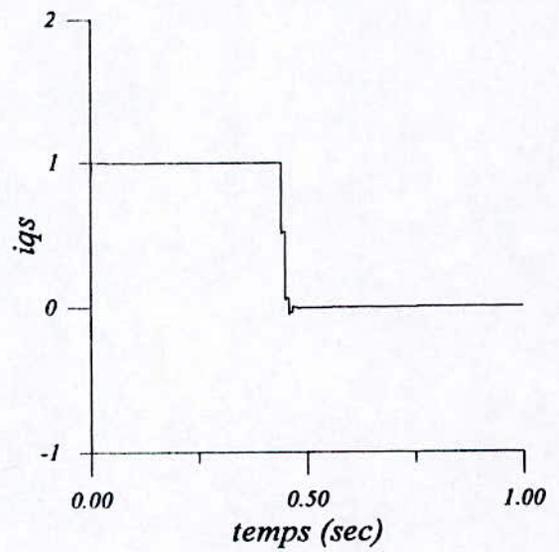
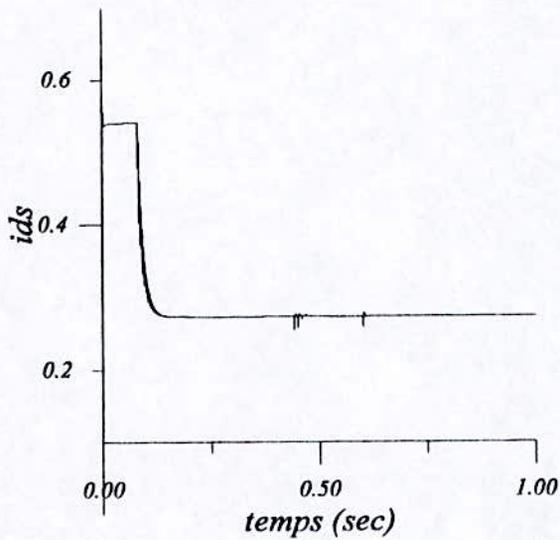
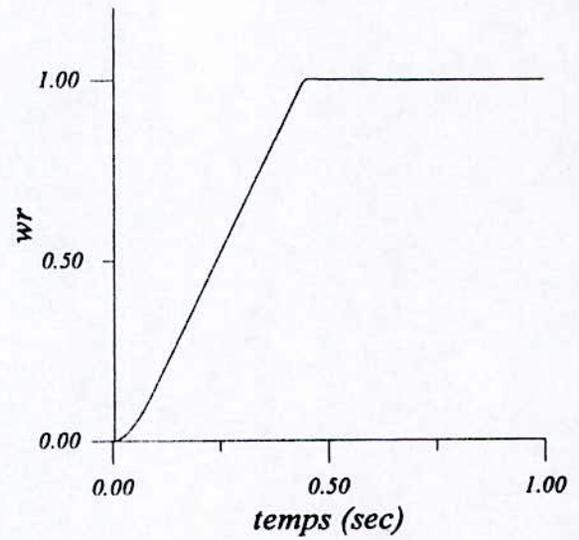
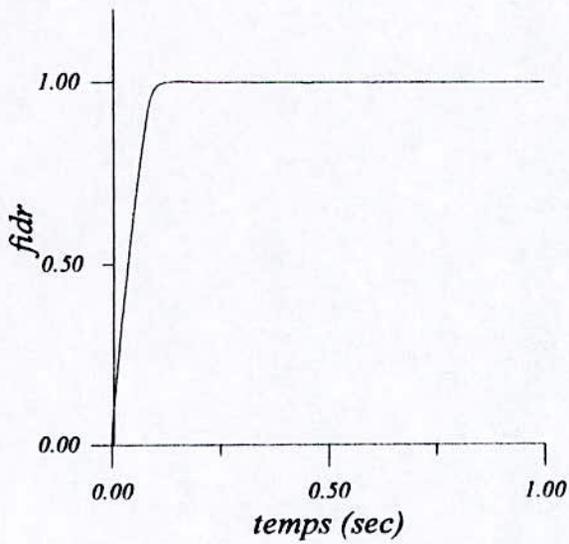
**Planche(III. 3):** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une charge nominale et une variation paramétrique dans les inductances de 30%



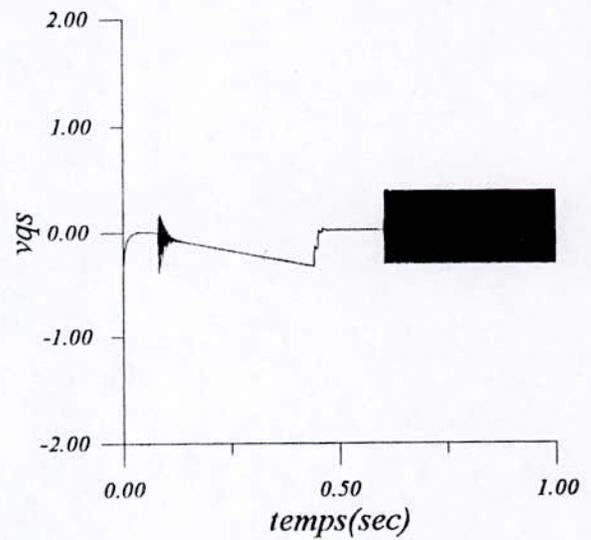
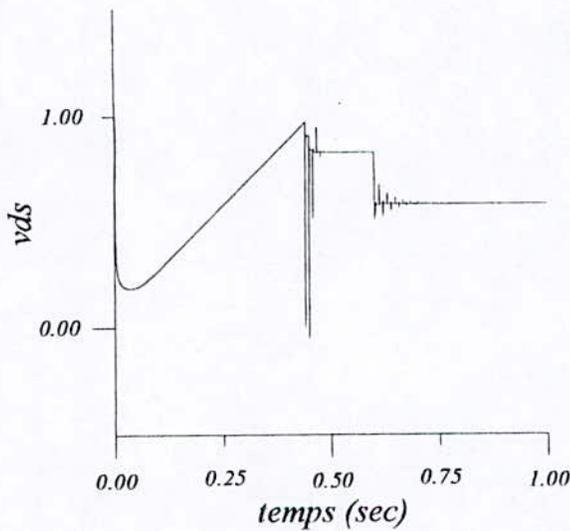
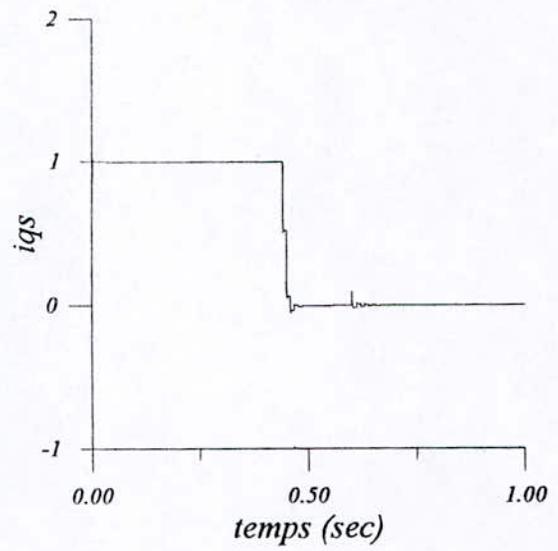
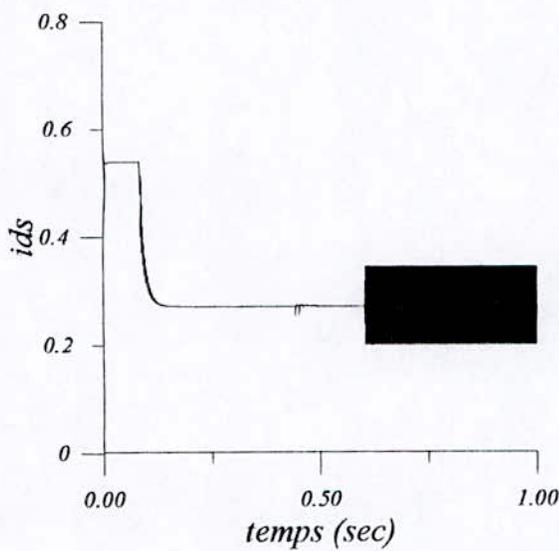
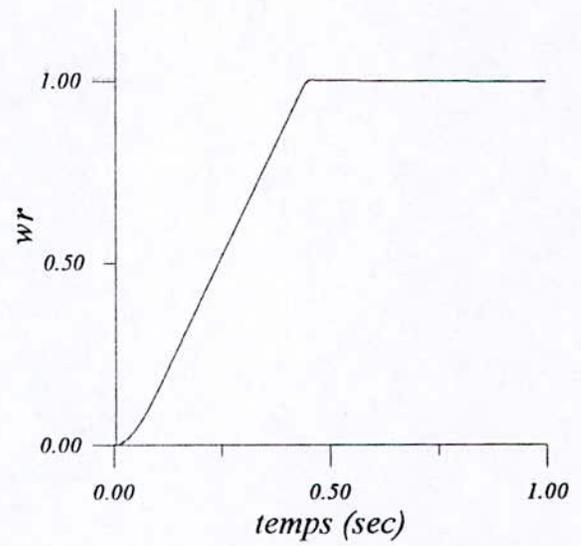
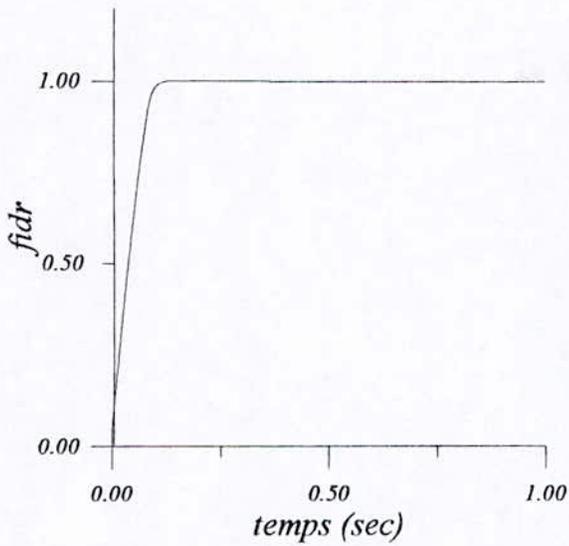
**Planche (III. 4)** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone pour un test de robustesse au niveau des inductances de 50%



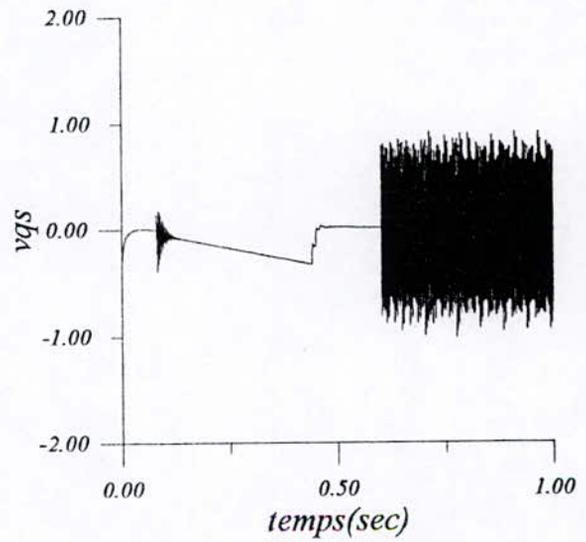
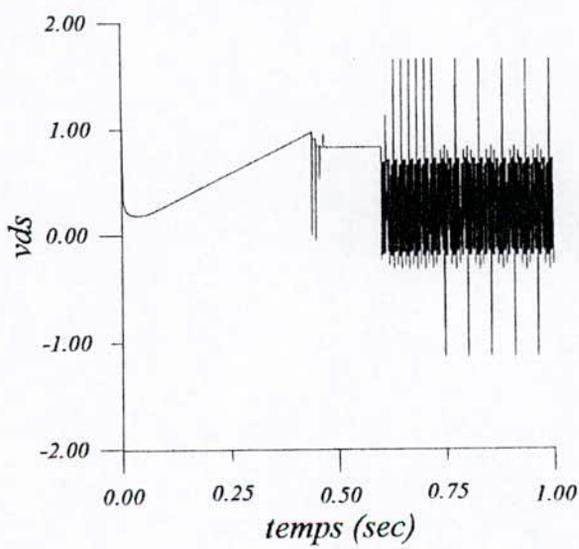
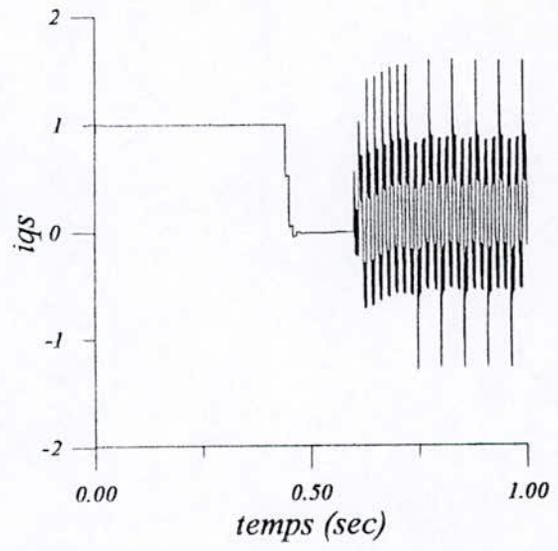
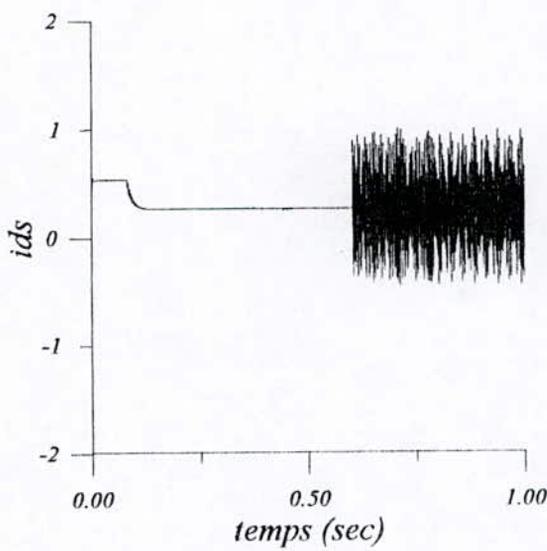
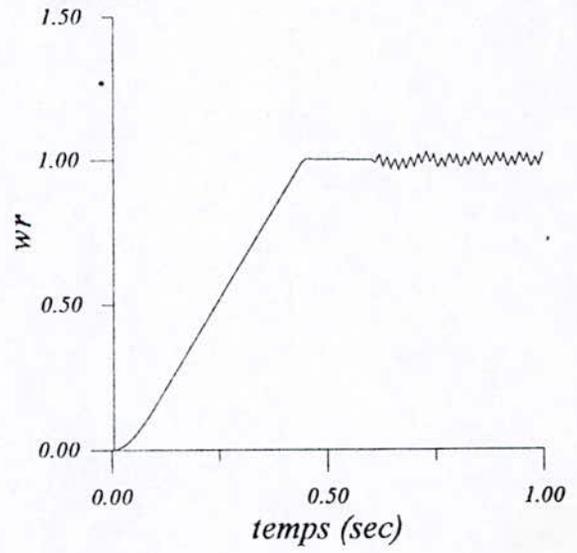
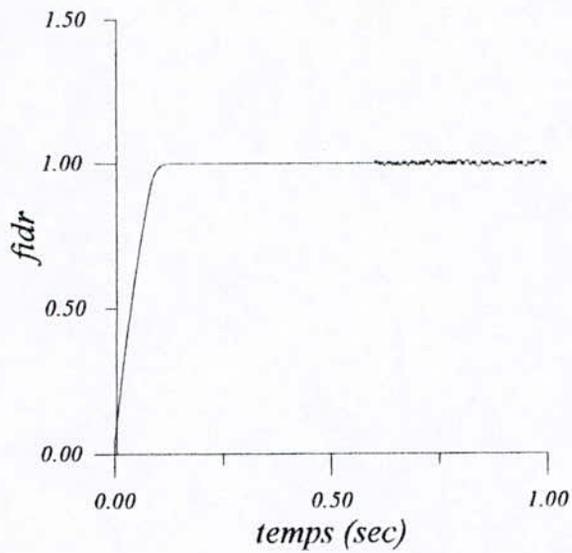
**Planche ill. 5:** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone pour un test de robustesse au niveau des résistances de 200%



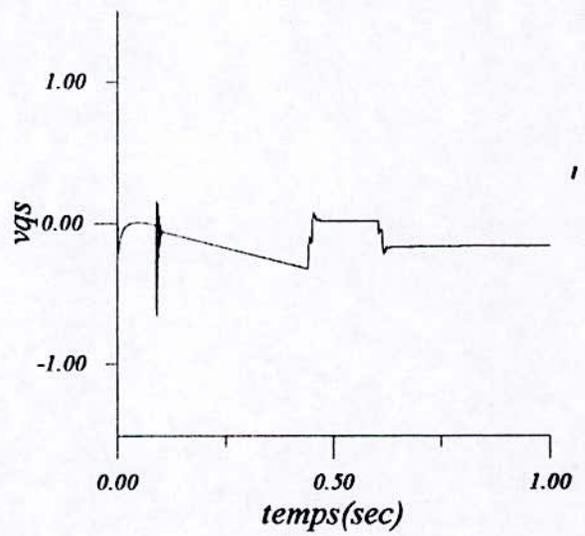
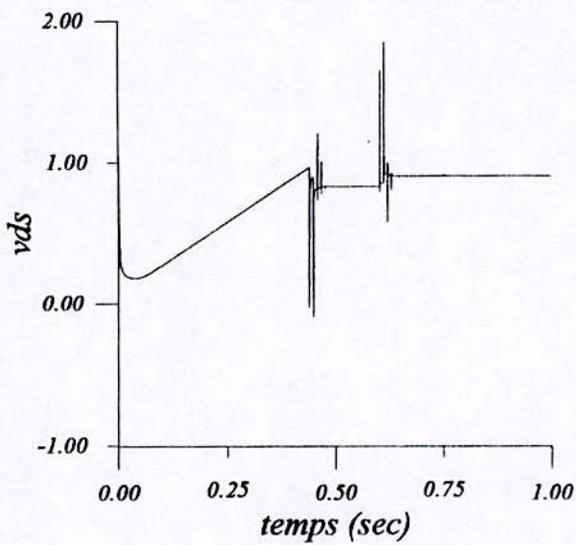
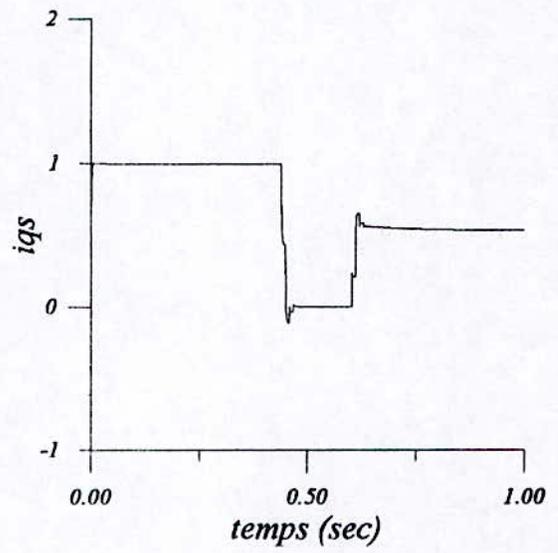
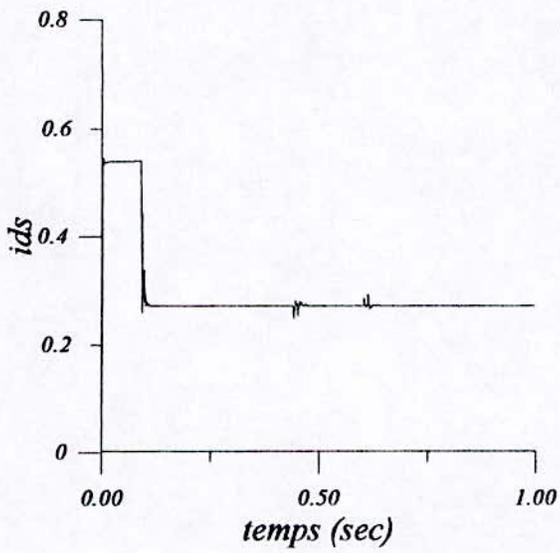
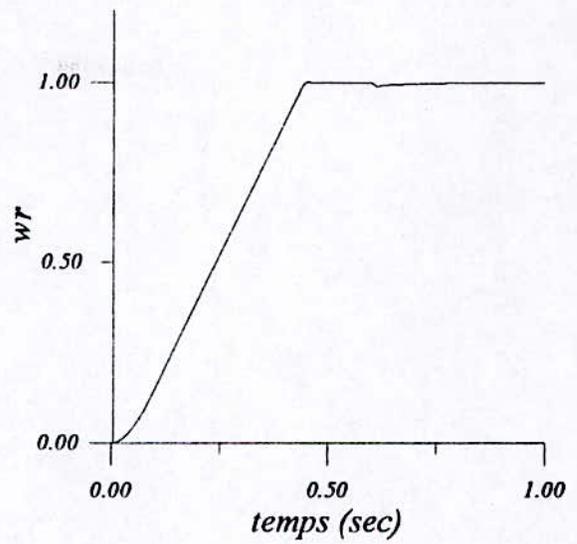
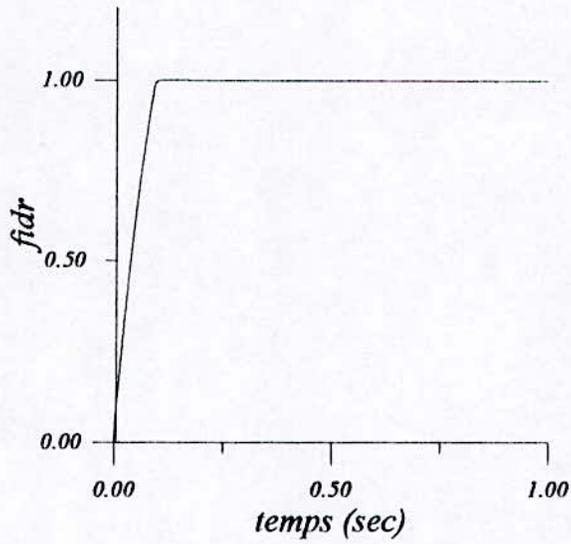
**Planche (III. 6)** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone pour un test de robustesse au niveau des résistances de 400%



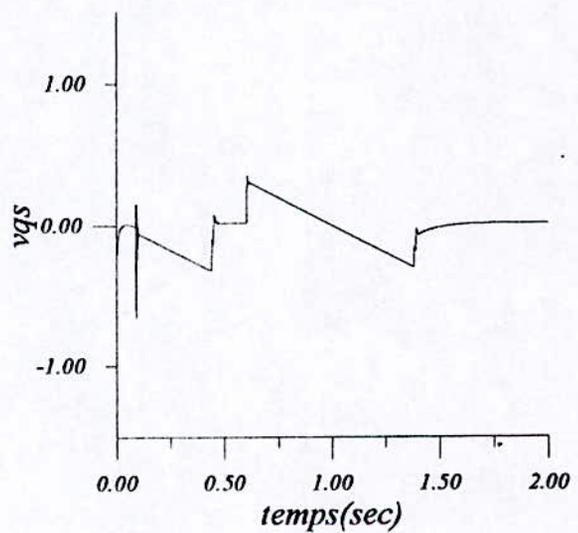
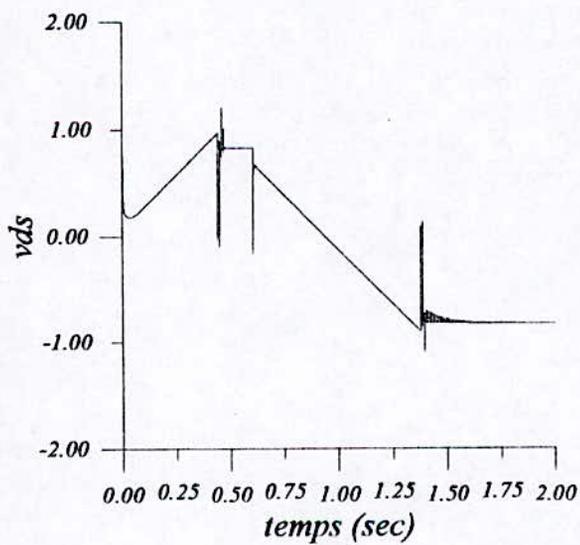
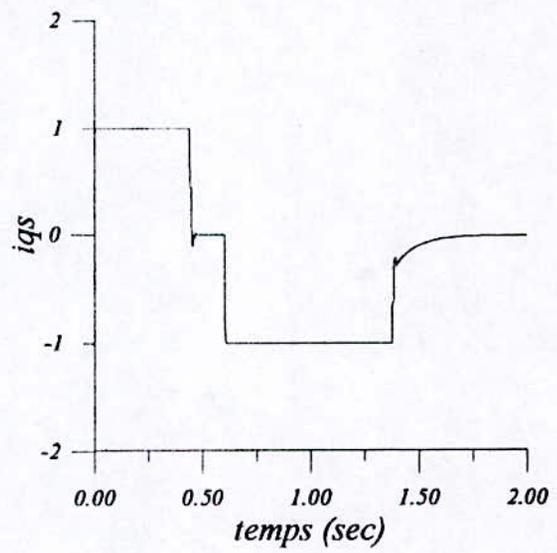
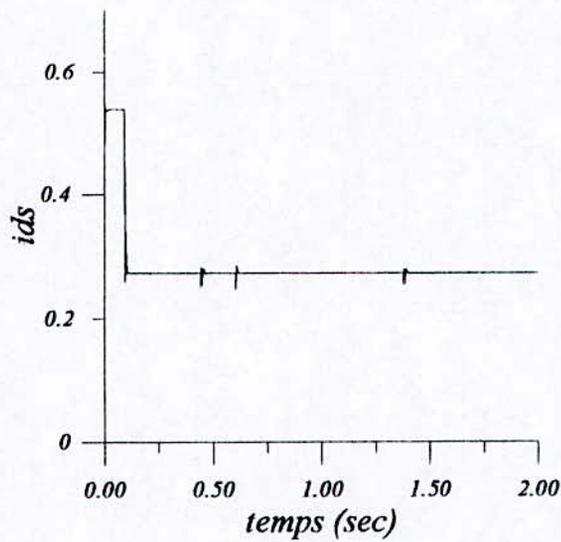
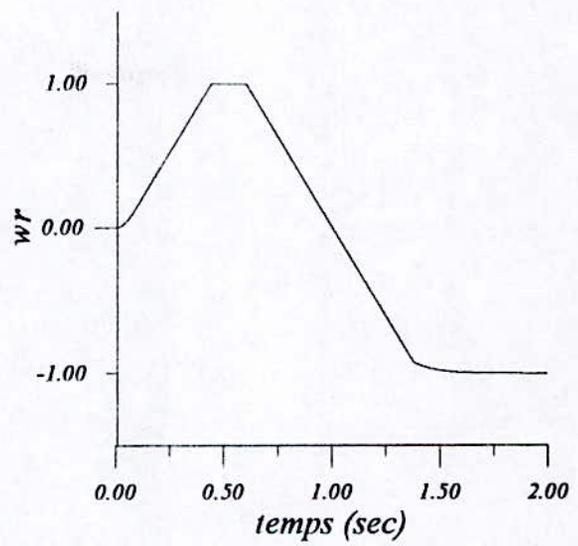
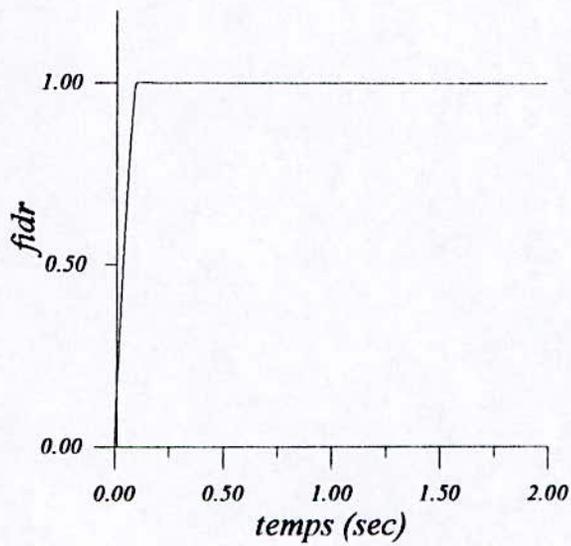
**Planche(III. 7):** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone pour un test de robustesse au niveau des inductances de 30% et une variation de 300% au niveau des résistances



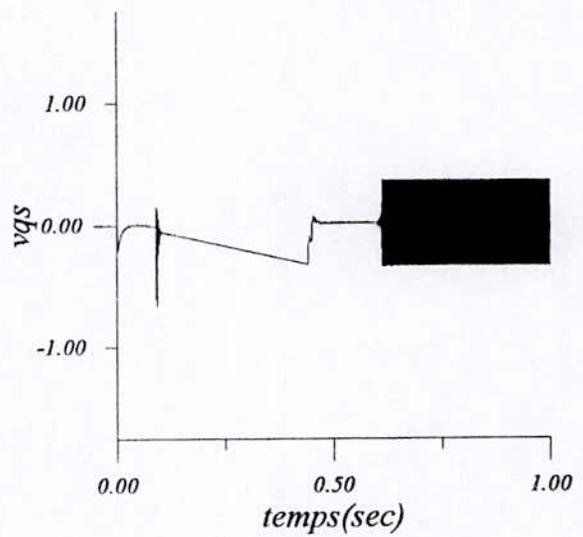
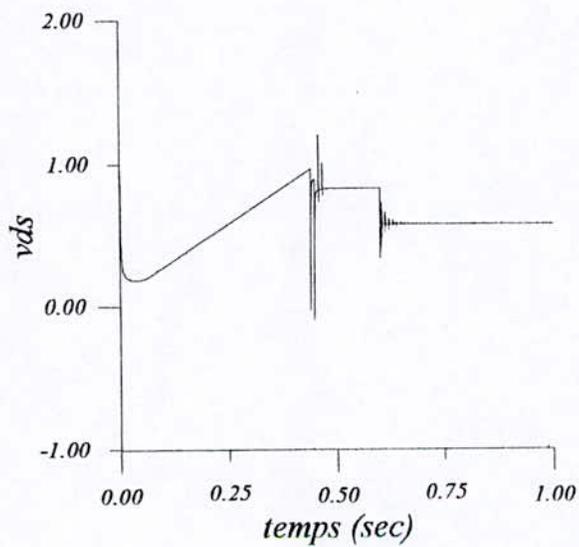
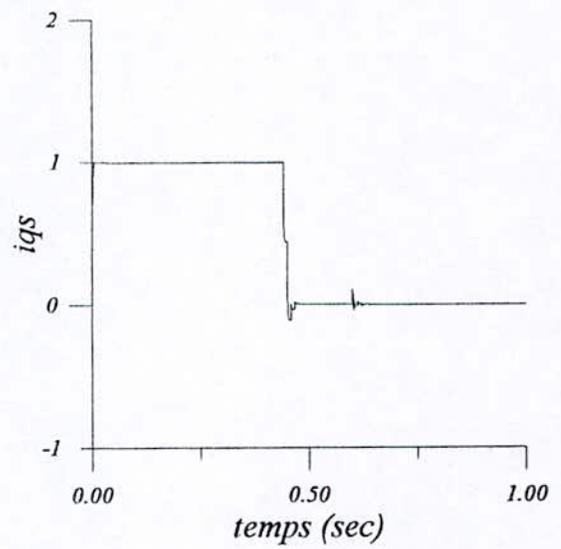
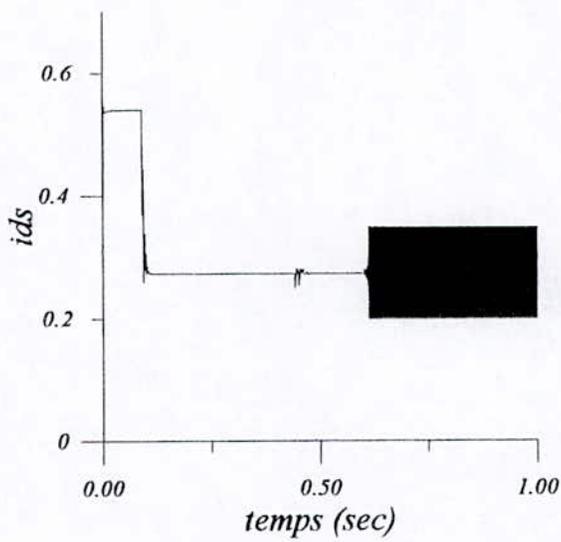
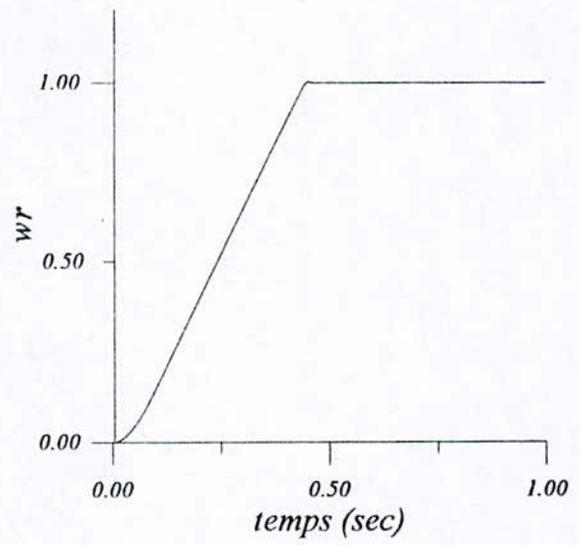
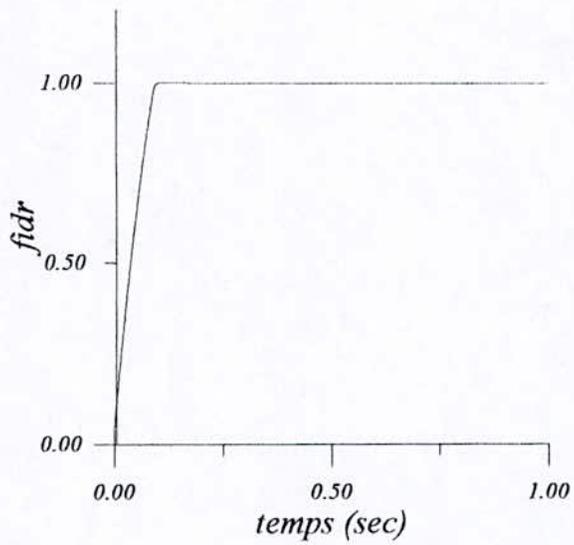
**Planche(III. 8):** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une charge nominale et une variation paramétrique dans les inductances de 30%



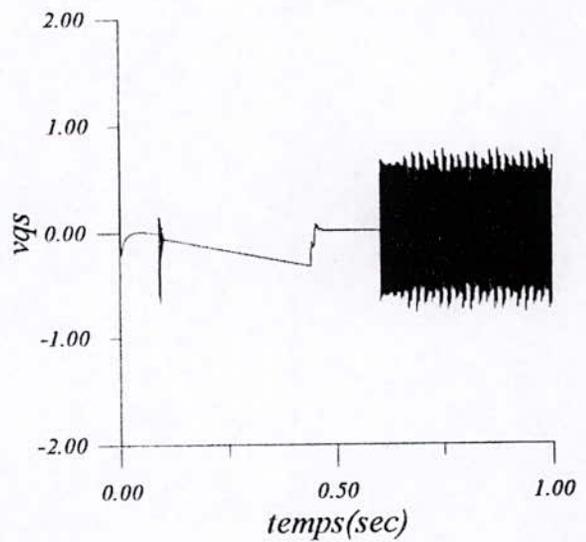
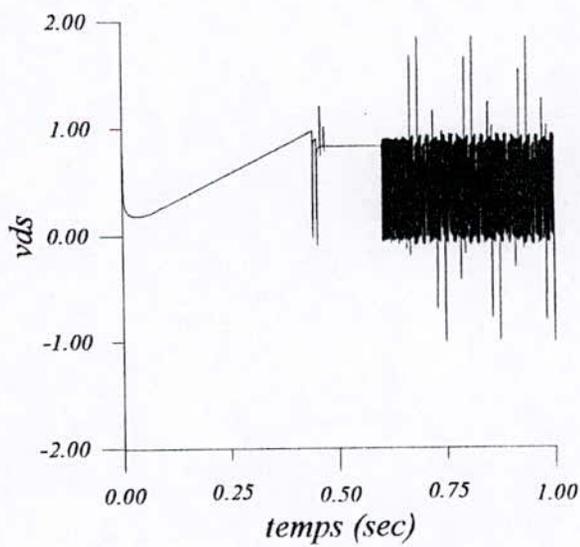
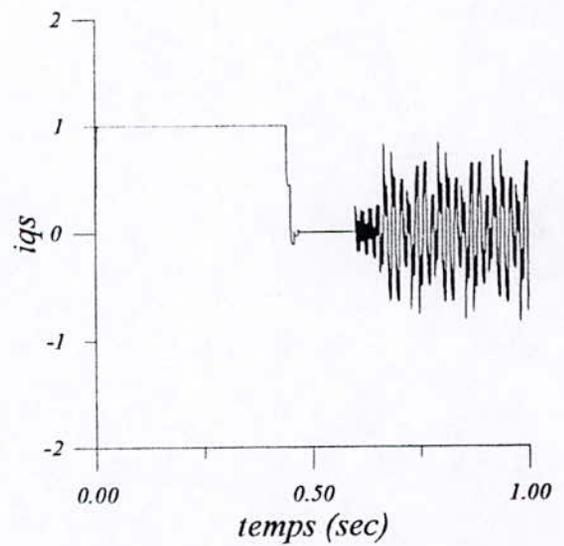
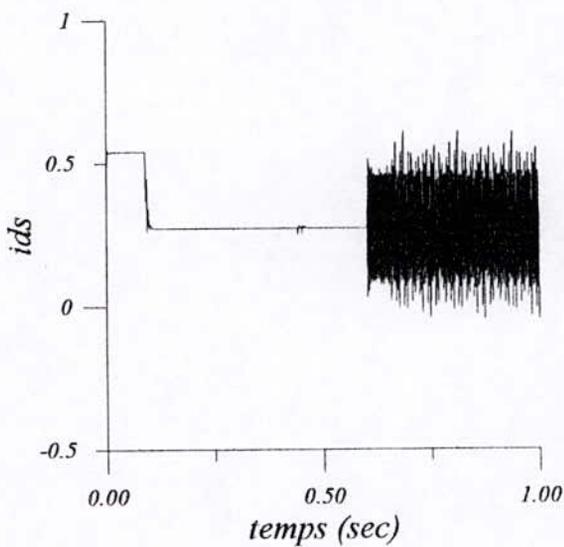
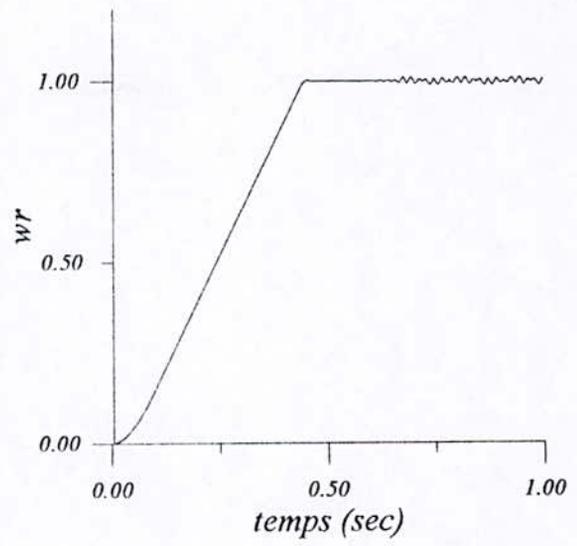
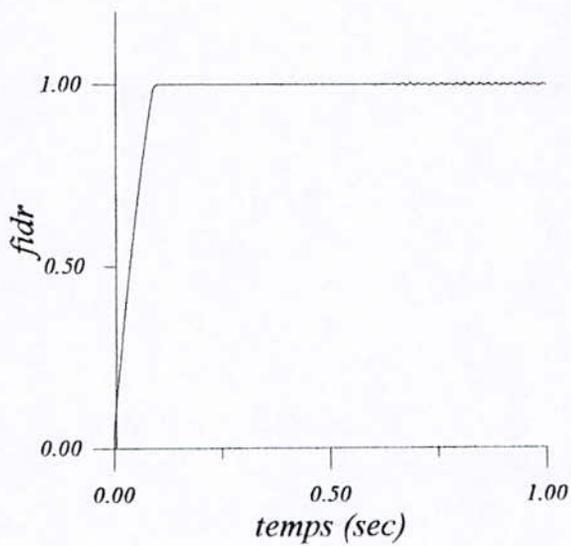
**Planche (III. 9):** réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une charge nominale à  $t=0.6$



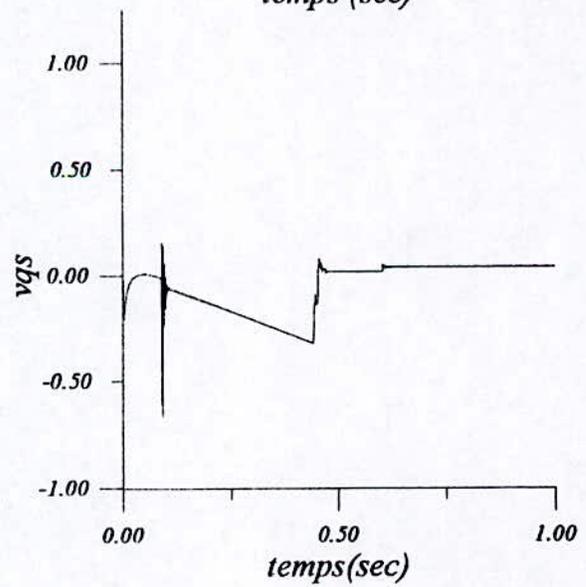
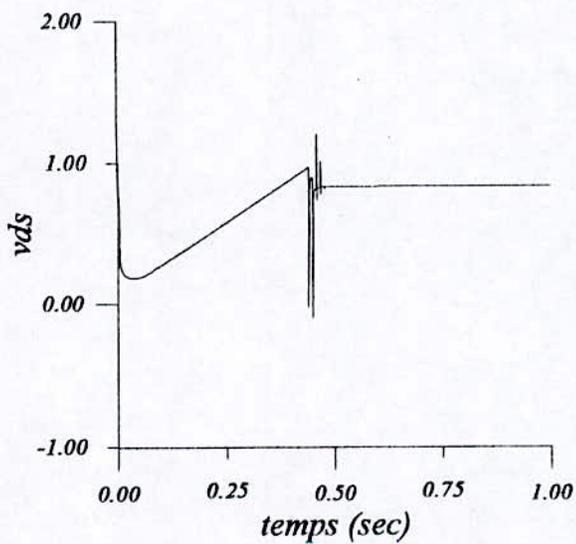
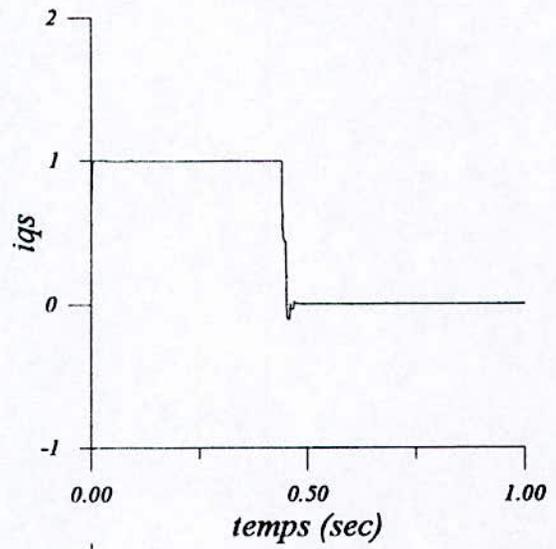
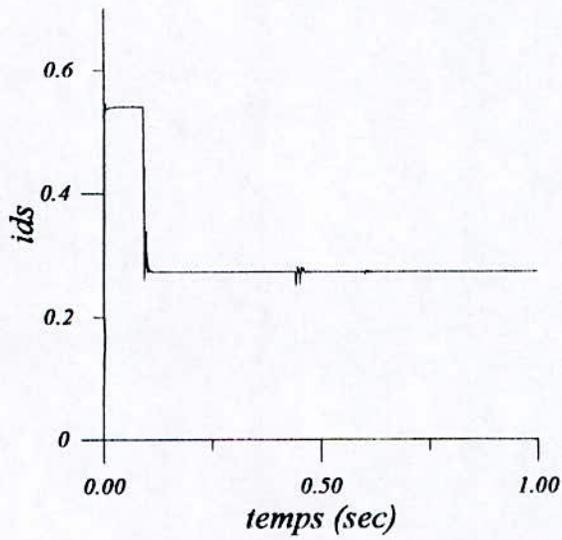
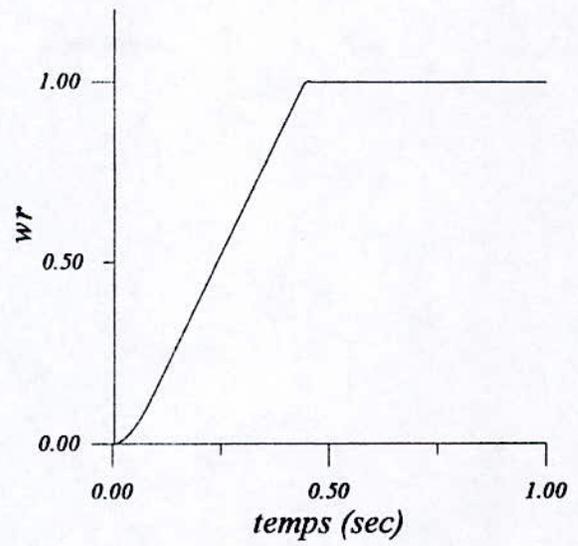
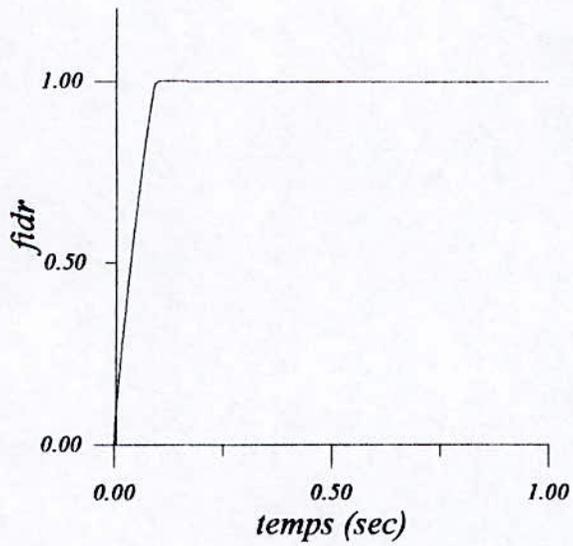
**Planche(III. 10) Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en donnant une référence  $W_{ref} = -1$  à  $t=0.6$**



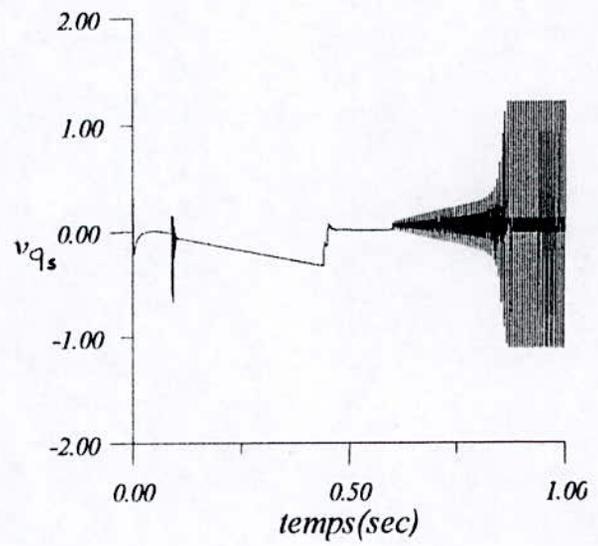
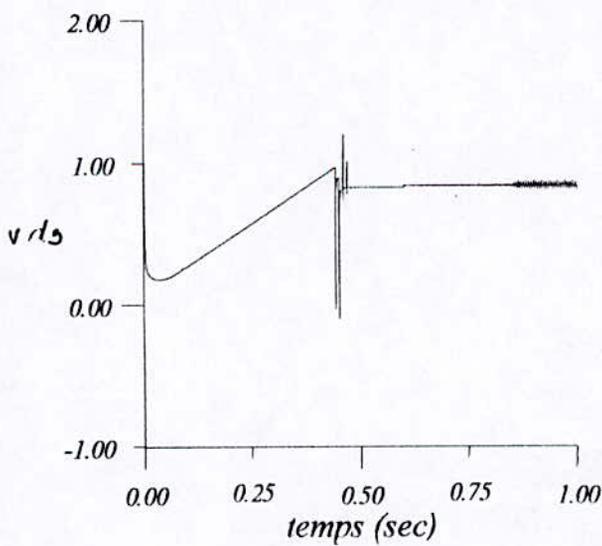
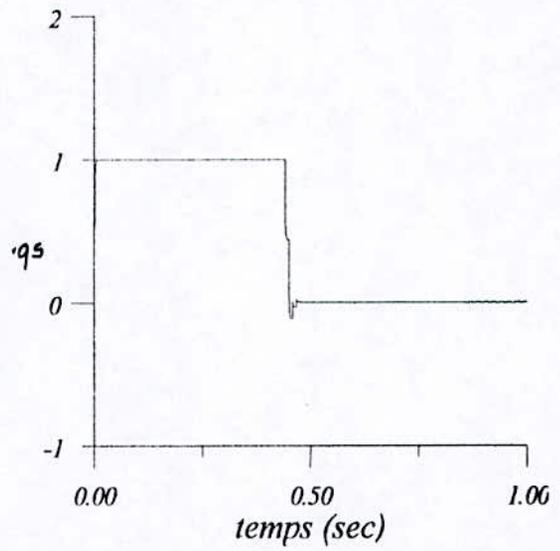
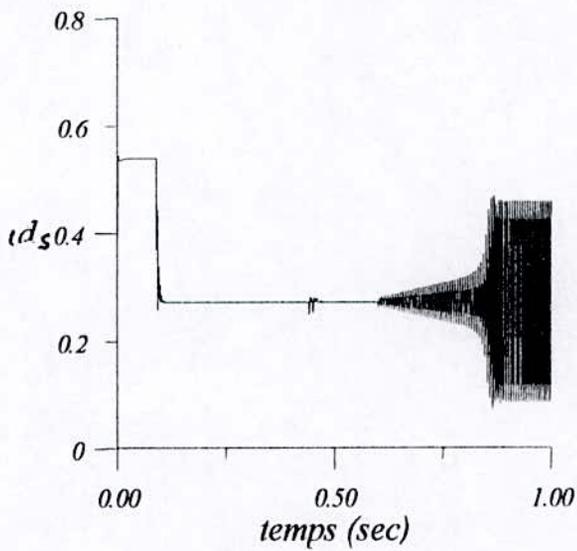
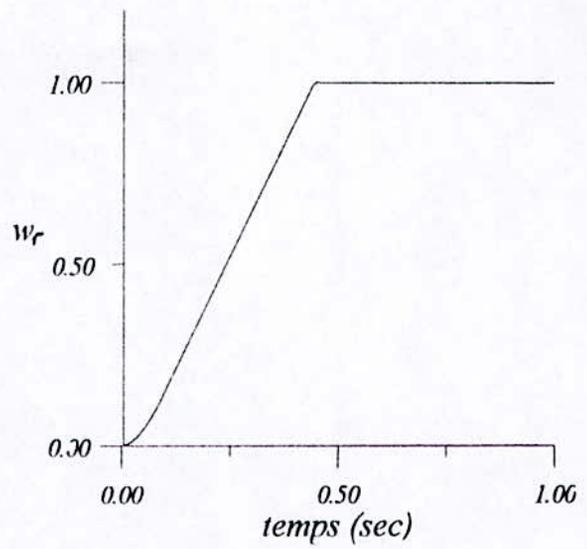
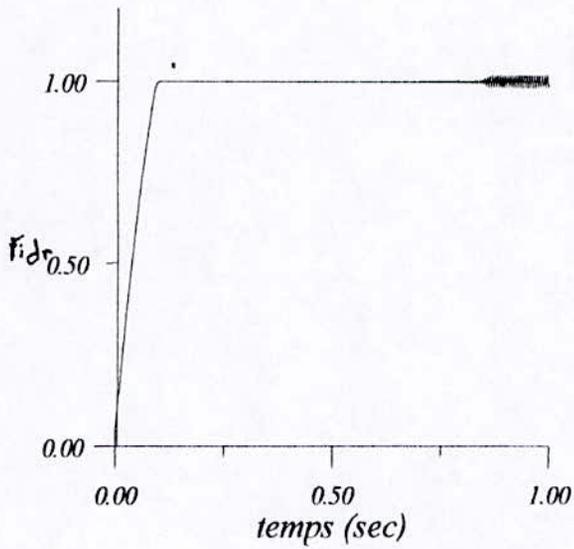
**Planche(III. 11):**Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone pour un test de robustesse au niveau des inductances de 30%



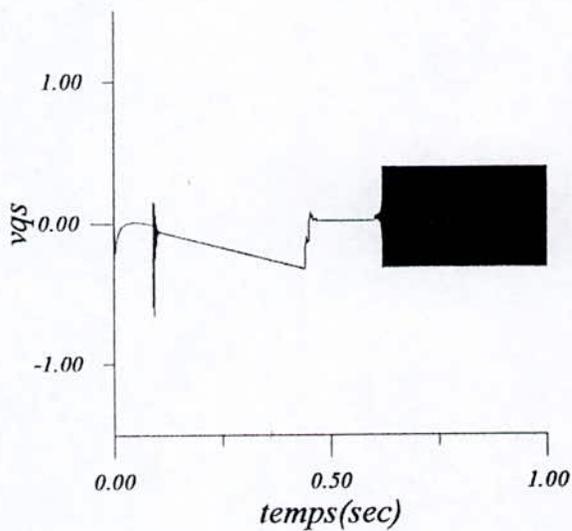
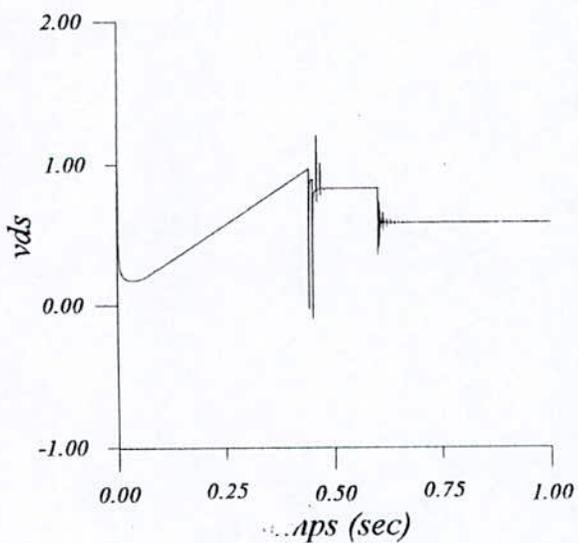
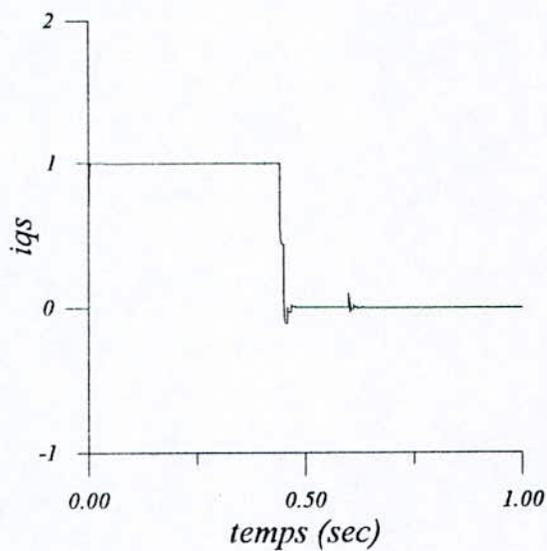
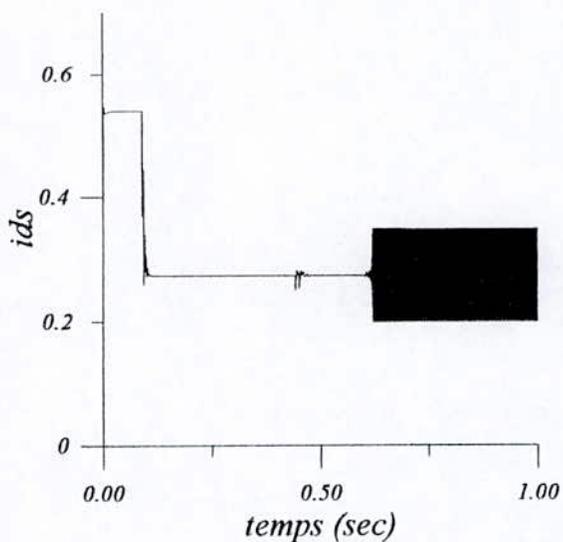
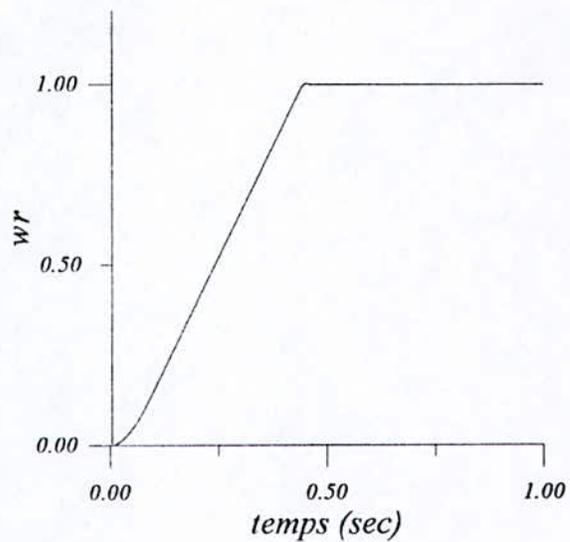
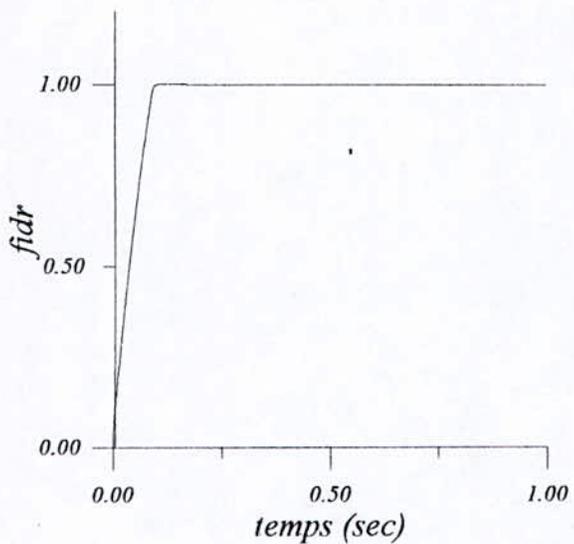
Planché(III. 12) Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone pour un test de robustesse au niveau des inductances de 50%



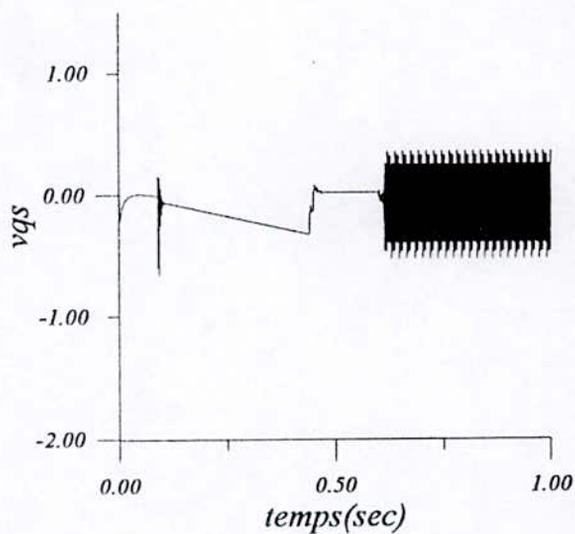
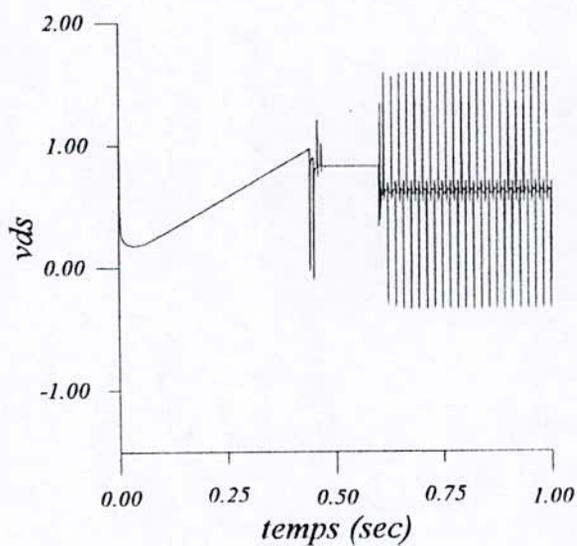
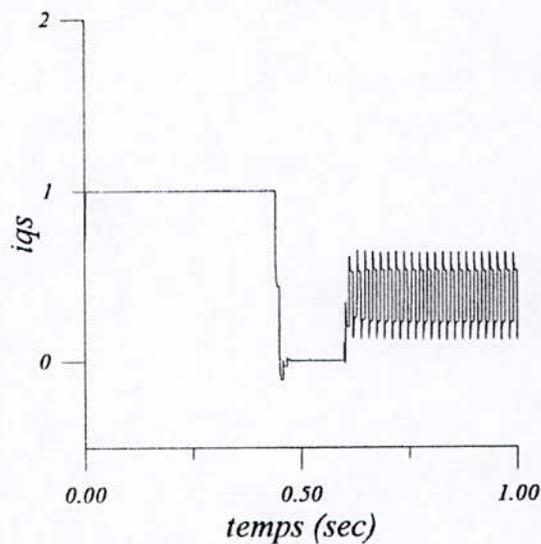
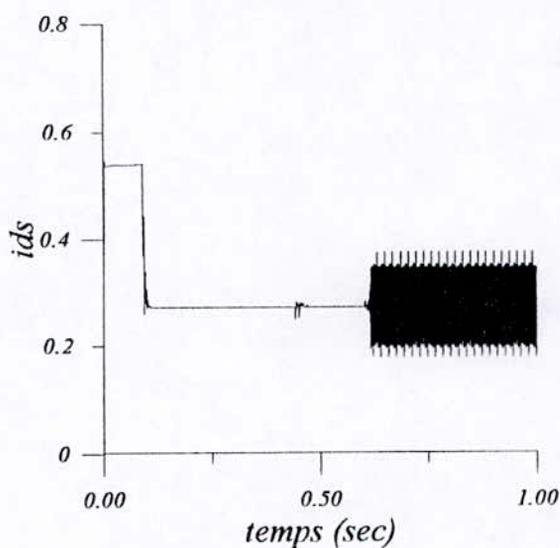
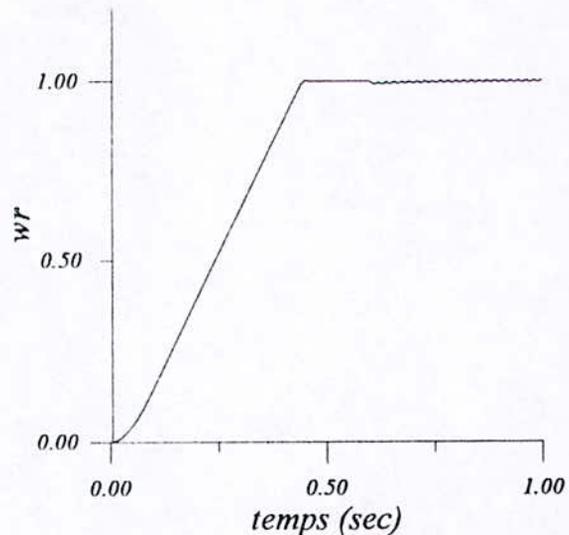
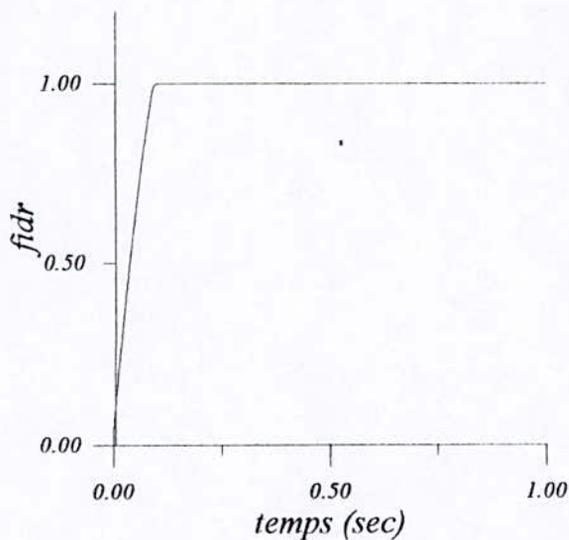
**Planche(III. 13)**Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone pour un test de robustesse au niveau des résistance de 200%



Planch III. 14) Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone pour un test de robustesse au niveau des résistance de 500%



**Planche (III. 15)** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone pour un test de robustesse au niveau des inductances de 30% et une variation de 300% au niveau des résistances



**Planche (III. 16):** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une charge nominale et une variation paramétrique dans les inductances de 30%

## CONCLUSION

Basée sur ces éléments méthodologiques, des algorithmes de régulation flou ont été développés et appliqués sur plusieurs systèmes dans des domaines différents

L'application de ces algorithmes pour la commande de la machine asynchrone alimentée en tension a donné de bonnes performances dynamiques qui montrent la rapidité des réponses de la vitesse mécanique et des flux

- Aucun dépassement intolérable des consignes.
- Grande précision de la commande.
- D'autre part, la robustesse du contrôle flou vis à vis des variations paramétriques du système car il reste insensible et arrive à maintenir ses bonnes performances.

**SYNTHESE DE LA COMMANDE  
PAR LE MODE D'INFERENCE  
DE SUGENO**

## INTRODUCTION

Il existe un grand nombre de possibilité de réalisation des systèmes flous, en effet pour chaque module constitutif d'un système flou, il existe une multitude de choix. Chacune des connaissance de ces classe des systèmes flous. Cette partie est consacrée au modèle flou de type Sugeno. Le modèle flou de type Sugeno développé initialement par Sugeno et Takagi, est une approche systématique pour générer des règles, à partir de données entrées, sorties.

Une règle flou typique dans le modèle du Sugeno a la forme[16] [17] :

Si  $x$  est  $e$  et  $y$  est  $\Delta e$   $z=f(x, y)$

En générale  $f(x, y)$  est une fonction numérique dans l'espace de sortie, généralement fonction polynomiale des variables d'entrées.

Quand  $f(x, y)$  est un polynôme du premier ordre le système d'inférence flou résultant est appelle modèle flou de Sugeno du premier ordre, et de même il est d'ordre zéro si  $f(x, y)$  est une constante. Comme elle peut être aussi une fonction orbitaire, tant quelle puisse décrire convenablement le comportement du système à étudier. Etant donnée que chaque règle possède une conclusion numérique, la sortie totale du système flou est obtenue par le calcul d'une moyenne pondérée, de cette manière, le temps consommé par la procédure de défuzzification est évité.

### IV.1 DETERMINATION DU REGULATEUR DE SUGENO :

En utilisant les données entrées sorties du régulateur de type Mandani, il est possible de le recopier par celui de type Sugeno. Ce passage est justifié par la réduction du temps de calcul, car l'étape de défuzzification est immergée dans l'inférence. De plus le système de Sugeno peut être vu comme un cas particulier du système d'inférence flou de Mamdani, dans lequel chaque conséquence de la règle est spécifiée par un singleton flou, à la place d'une fonction d'appartenance.

### IV.2 SYNTHÈSE DU REGULATEUR DE TYPE SUGENO PAR APPROXIMATION

Pour recopier le régulateur utilisant l'inférence flou de Mandani, par un régulateur flou de type Sugeno, il suffit que les deux régulateurs fournissent la même sortie  $U$  en fonction de  $(e)$  et  $\Delta e$ , en d'autre terme la surface  $U=f(e, \Delta e)$  doit être la même et doit être vue comme constituée d'autant de sous-surface que de règle constituant la base de connaissance.

Etant donné, que la conséquence de la règle dans le cas du modèle de Sugeno s'écrit :

$$U = p e + q \Delta e + r.$$

Lorsque  $e$  et  $\Delta e$  varie  $U$  décrit un plan dans le système de coordonnées  $(e, \Delta e, U)$ . De ce fait les sous-surface, correspondre aux  $n$  conséquences de la base connaissance; peut être approximées par  $n$  plan.

Donc le problème consiste à retrouver les paramètres  $p, q, r$ .

### IV.3. METHODES DE DETERMINATION DES COEFFICIENTS DES CONSEQUENCES

Pour le régulateur utilisant le model de Mamdani, sa sortie  $U$  est calculer pour les variations de  $(e_n)$  et  $(\Delta e_n)$  dans un intervalle  $[-1, +1]$  avec un pas de  $0, 1$ .

Ainsi, la  $i^{eme}$  entrés  $e_i$ , la  $j^{eme}$  entrés  $\Delta e_j$  s'écrivent :

$$e_i = -1 + 0.1i \quad , \quad i = [ 0, 1 \dots , 20 ]$$

$$\Delta e_j = -1 + 0.1j \quad , \quad j = [ 0, 1 \dots , 20 ]$$

$$U[i, j] = f(e_i, \Delta e_j)$$

Si le nombre de classe d'appartenance pour la variable  $e_n$  et  $\Delta e_n$  est fixée à 5 le nombre de règle générer est de 25.

L'intervalle  $[-1, +1]$  est découpé en autant d'intervalles de même longueur que le nombre de classe ( dans notre cas 5 classes ).

Ainsi, chaque intervalle est défini par :

$$e \in [ -1 + \alpha \times 0, 4, -1 + (\alpha + 1) \times 0, 4 ]$$

$$\Delta e \in [ -1 + \beta \times 0, 4, -1 + (\beta + 1) \times 0, 4 ]$$

$\alpha, \beta$ : c'est des compteurs qui varies dans l'intervalle  $\alpha [0.. 4]$  ;  $\beta [0.. 4]$ .

La matrice  $U$  qui représente les conséquences des règles sera donc découpée comme suit :

$$U = \begin{bmatrix} R'11 & R'12 & R'13 & R'14 & R'15 \\ R21 & R22 & R23 & R24 & R25 \\ R31 & R32 & R33 & R34 & R35 \\ R41 & R42 & R43 & R44 & R45 \\ R51 & R52 & R53 & R54 & R55 \end{bmatrix}$$

On suppose maintenant, que les fonctions d'appartenances sont nettes ( non flous ), donc pour chaque paire  $e, \Delta e$ , une et une seule règle qui est active, donc dans le cas de Sugeno : (par exemple la règle d'indice  $\alpha, \beta$ )

$$U = f_{\alpha\beta}(e, \Delta e) = p_{\alpha\beta} e + q_{\alpha\beta} \Delta e + r_{\alpha\beta}$$

A cette règle d'indice ( $\alpha\beta$ ) correspond à la conséquence  $R_{\alpha\beta}$  de U.

$$U(i, j) = f_{\alpha\beta}(e_i, \Delta e_j) = p_{\alpha\beta} e_i + q_{\alpha\beta} \Delta e_j + r_{\alpha\beta}$$

$$4\alpha \leq i \leq 4(\alpha+1)$$

$$4\beta \leq j \leq 4(\beta+1)$$

$$U(i, j) = [e_{ni} \quad \Delta e_{nj} \quad 1] \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ \theta_{\alpha\beta} \\ r_{\alpha\beta} \end{bmatrix}$$

Si on prend tous les points de U dans  $R_{\alpha\beta}$ , l'équation vectorielle suivante est obtenu:

$$U_{\alpha\beta} = A_{\alpha\beta} \theta_{\alpha\beta}$$

$$U_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} U(4\alpha, 4\beta) \\ \vdots \\ U(4(\alpha), 4(\beta+1)) \end{bmatrix}, \theta_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \\ r_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad A_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e & \Delta e & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e & \Delta e & 1 \end{bmatrix}$$

$$U_{\alpha\beta} = A_{\alpha\beta} \theta_{\alpha\beta} \Rightarrow A_{\alpha\beta}^t U_{\alpha\beta} = A_{\alpha\beta}^t A_{\alpha\beta} \theta_{\alpha\beta} = (A_{\alpha\beta}^t A_{\alpha\beta}) \theta_{\alpha\beta}$$

$$\theta_{\alpha\beta} = (A_{\alpha\beta}^t A_{\alpha\beta})^{-1} A_{\alpha\beta}^t U_{\alpha\beta}$$

$\theta_{\alpha\beta}$ : contient les paramètres  $p_{\alpha\beta}, q_{\alpha\beta}, r_{\alpha\beta}$  de la règle d'indice  $\alpha\beta$

Cette procédure est répétée pour chaque règle.

Vue la symétrique de la table de la règle Mamdani, et le choix des fonctions d'appartenance la surface  $U=f(e, \Delta e)$  admet deux symétrie :

- Par rapport à la diagonale principale
- Par rapport à l'autre diagonale

Le calcul précédent des paramètres  $\theta$  peut donner des résultats qui ne conserve pas la symétrie de la surface  $U=f(e, \Delta e)$

Pour remédier à ce problème ont opère comme suit :

soit  $\theta_1$  le vecteur paramètres déjà calculé (toutes les règles)

$$\theta_1 = \begin{bmatrix} p_{11} & q_{11} & r_{11} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ p_{55} & q_{55} & r_{55} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta'_{11} \\ \cdot \\ \cdot \\ \theta'_{55} \end{bmatrix}$$

Symétrie 1 :

Règle	11	12	13	14	15	22	23	24	25	33	34	35	44	45	55
Sa symétrie	11	21	31	41	51	22	32	42	52	33	43	53	44	54	55

Ainsi la symétrie par rapport au diagonale principale permet d'écrire :

$$\text{Sym1} (\theta_{ij}) \Rightarrow \theta_{ij} = \theta_{ji}$$

Symétrie 2 :

Règle	11	12	13	14	15	21	22	23	24	31	32	33	41	42	51
Sa symétrie	55	45	35	25	15	54	44	34	24	53	43	33	52	42	51

Aussi si on note par :

$$\theta_{ij} = [P_{ij} \quad q_{ij} \quad r_{ij}]$$

cette second symétrie conduit à :

$$\text{Sym2} (\theta_{ij}) = [P_{ij} \quad q_{ij} - r_{ij}]$$

On définit le vecteur des paramètres  $\theta_2$  par :

$$\theta_2 = \begin{bmatrix} \text{sym1}(\theta'_{11}) \\ \cdot \\ \cdot \\ \text{sym1}(\theta'_{55}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta'_{11} \\ \cdot \\ \cdot \\ \theta'_{55} \end{bmatrix}$$

on définit le vecteur de paramètre  $\lambda$  la moyenne entre l'ancien vecteur des paramètre  $\theta_1$  et  $\theta_2$  :

On calcul  $\lambda_1 = (\theta_1 + \theta_2) / 2 = \begin{bmatrix} \lambda'_{11} \\ \cdot \\ \cdot \\ \lambda'_{55} \end{bmatrix}$

On définit le vecteur des paramètres  $\lambda_2$ :

$$\lambda_2 = \begin{bmatrix} \text{sym2}(\lambda'_{11}) \\ \cdot \\ \cdot \\ \text{sym2}(\lambda'_{55}) \end{bmatrix}$$

on calcule le nouveau vecteur des paramètres  $\lambda$  qui est obtenu par la moyenne entre celui de  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$ :

$$\lambda = \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{2}$$

Le vecteur  $\lambda$  est celui du paramètre qu'on vient d'avoir et il contient toutes les  $P_{\alpha\beta}$   $Q_{\alpha\beta}$   $R_{\alpha\beta}$ , après avoir déterminer ses paramètres, ils seront utilisés dans le régulateur de Sugeno.

#### IV.4 REGULATEUR DE TYPE DE SUGENO A CINQ CLASSE

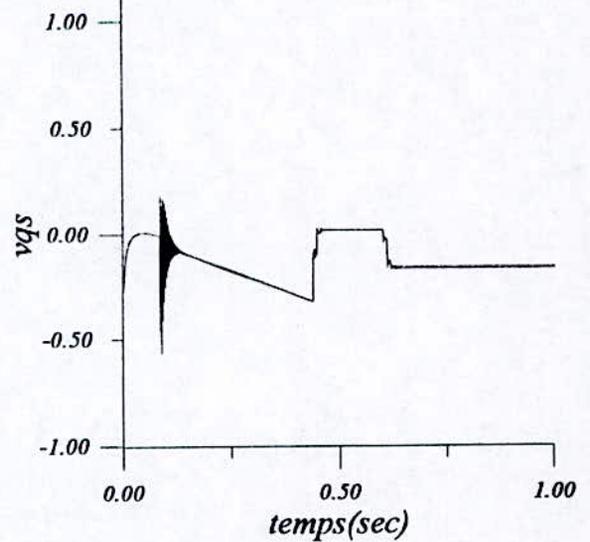
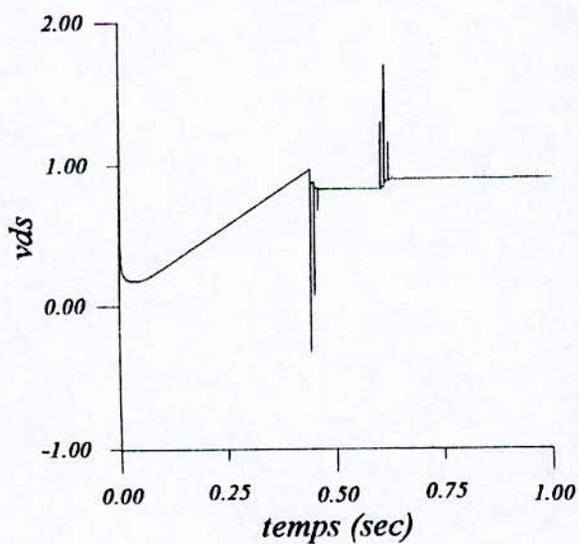
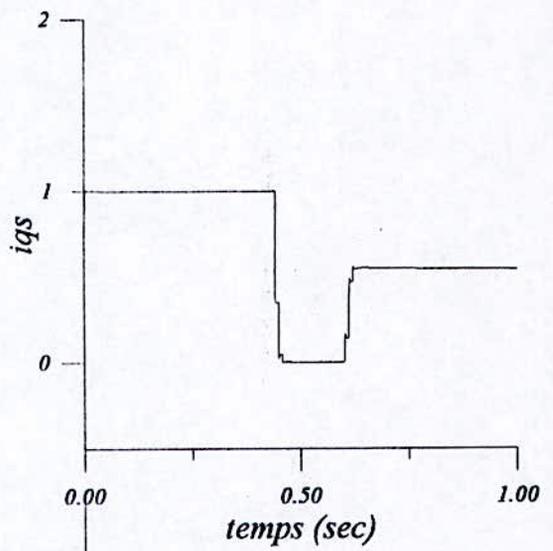
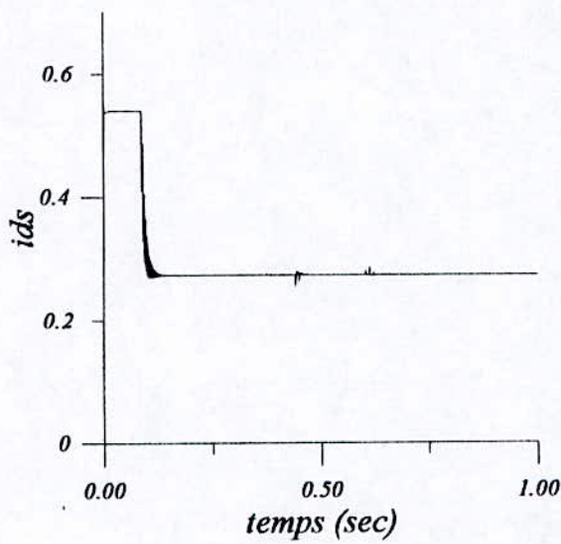
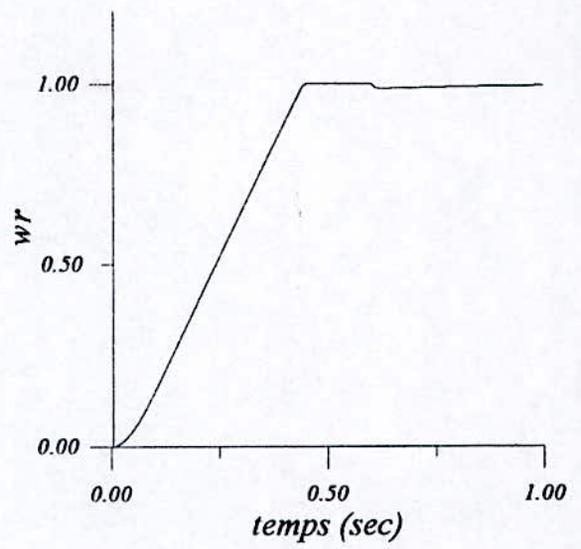
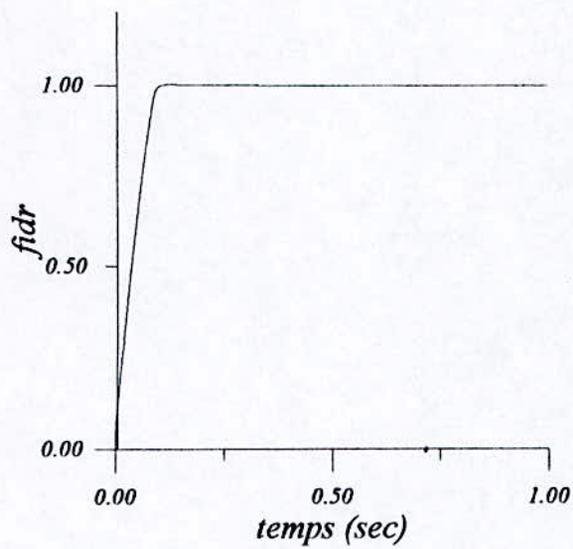
A partir du régulateur de Mamdani ayant cinq classes nous avons déterminé le régulateur de type Sugeno ayant cinq classes (25 règles) en utilisant pour chaque sous-surface trois points dont le but d'approximé la sous-surface par un plan :  $U = pe + q\Delta e + r$ . Les paramètres trouvés :

N° règle	e	$\Delta e$	P	q	R
1	NB	NB	0, 2221	0, 2221	-0, 5962
2	NB	NS	0, 4283	0, 4283	-0, 3391
3	NB	ZE	0, 5589	0, 5589	-0, 0602
4	NB	PS	0, 8126	0, 8126	-0, 1768
5	NB	PB	0, 6875	0, 6875	0
6	NS	NB	0, 4283	0, 4283	-0, 3391
7	NS	NS	0, 5360	0, 5360	-0, 2060
8	NS	ZE	0, 7367	0, 7367	-0, 0954
9	NS	PS	0, 9334	0, 9334	0
10	NS	PB	0, 8126	0, 8126	0, 1768
11	ZE	NB	0, 5589	0, 5589	-0, 0602
12	ZE	NS	0, 7367	0, 7367	-0, 0954
13	ZE	ZE	0, 9843	0, 9843	0
14	ZE	PS	0, 7367	0, 7367	0, 0954
15	ZE	PB	0, 5589	0, 5589	0, 0602
16	PS	NB	0, 8126	0, 8126	-0, 1768
17	PS	NS	0, 99334	0, 9334	0
18	PS	ZE	0, 7367	0, 7367	0, 0954
19	PS	PS	0, 5360	0, 5360	0, 2060
20	PS	PB	0, 4283	0, 4283	0, 3391
21	PB	NB	0, 6875	0, 6875	0
22	PB	NS	0, 8126	0, 8126	0, 1768
23	PB	ZE	0, 5589	0, 5589	0, 0602
24	PB	PS	0, 4283	0, 4283	0, 3391
25	PB	PB	0, 2221	0, 2221	0, 5962

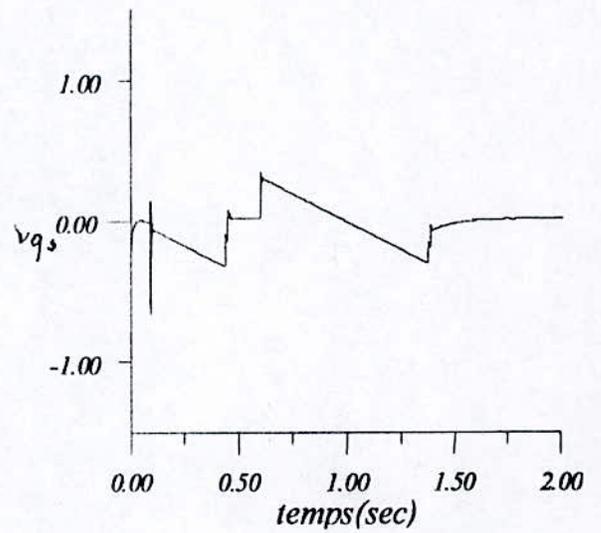
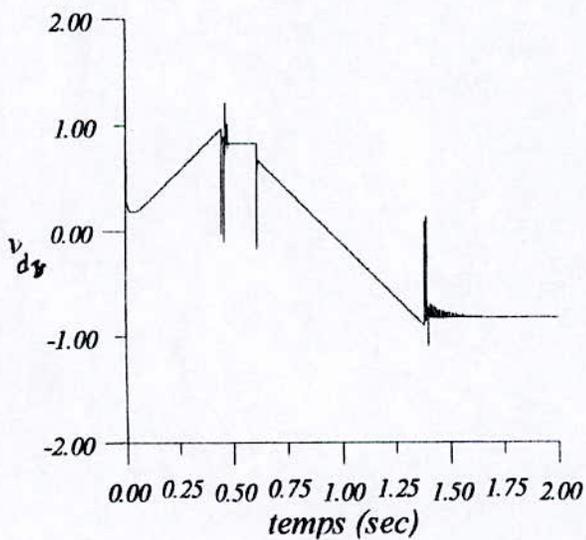
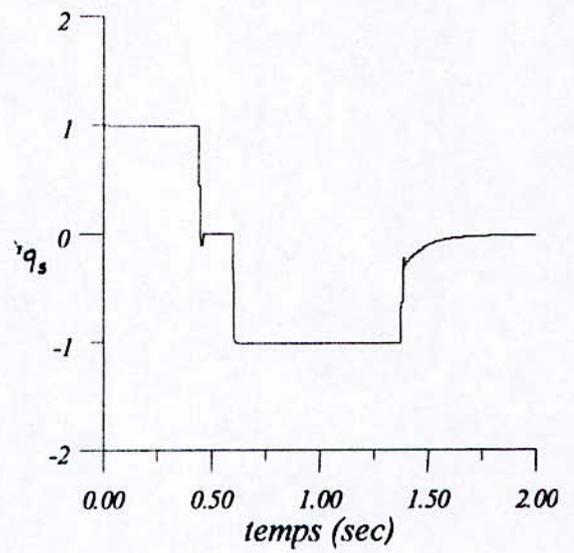
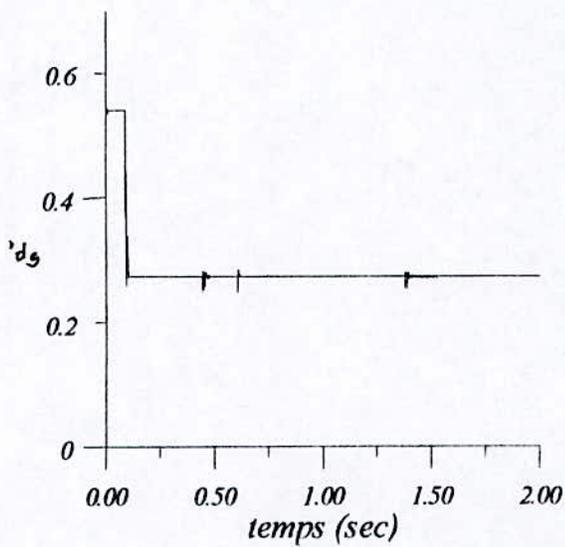
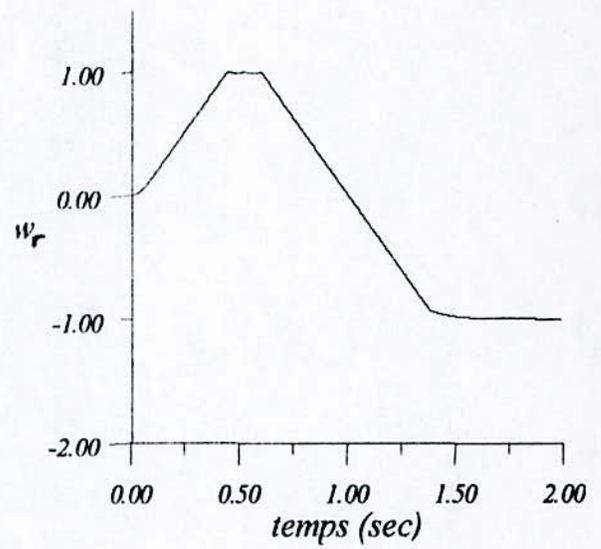
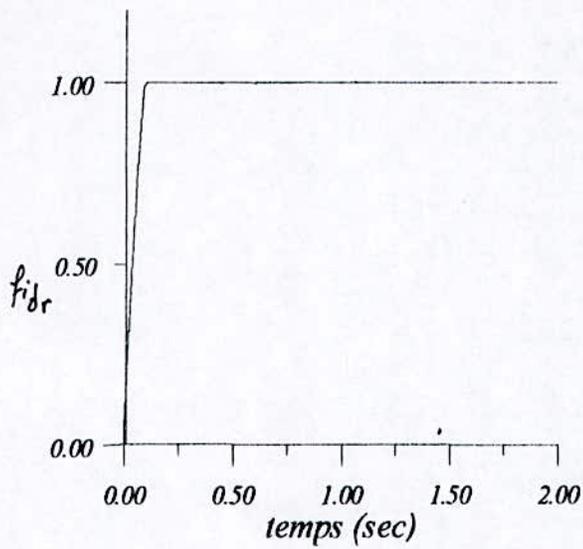
Tableau IV. 1 : Base de règle RLF(5x5), Sugeno

#### **IV.4.1 RESULTATS DE SIMULATION**

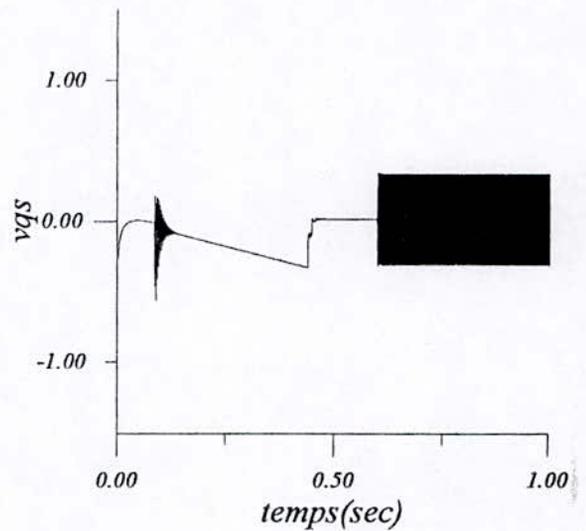
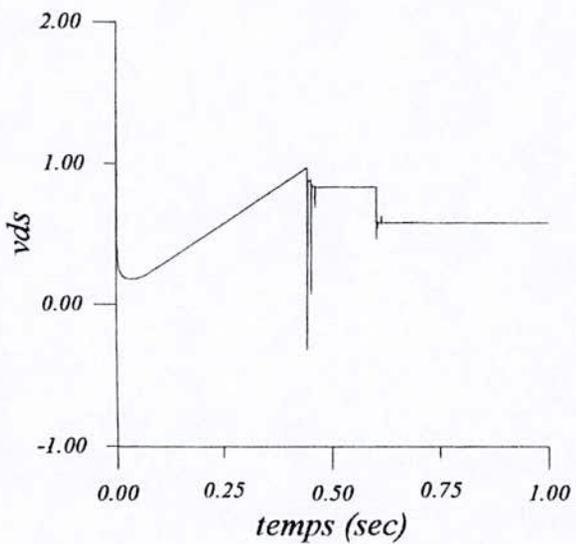
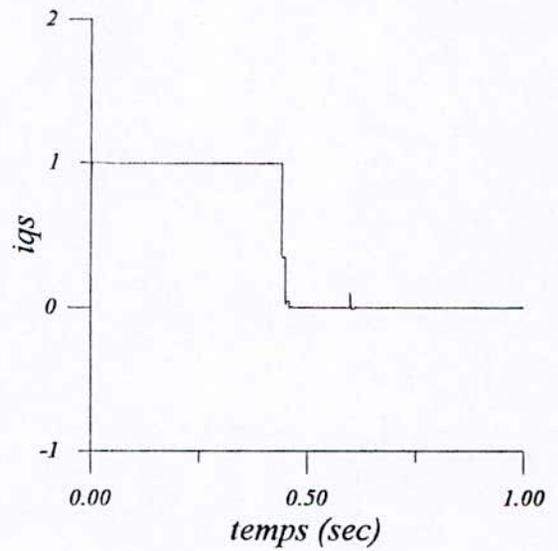
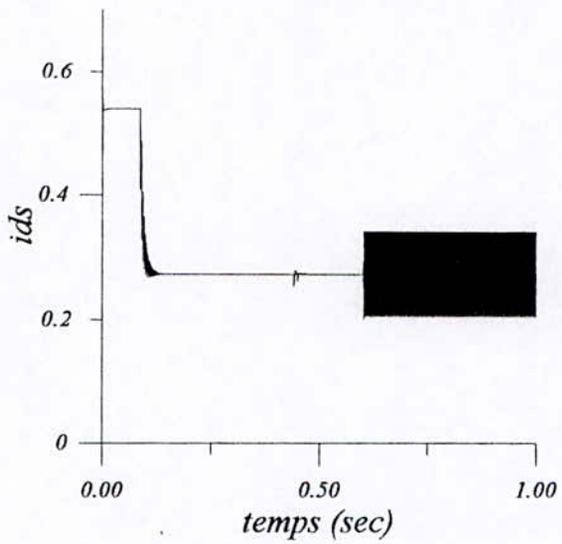
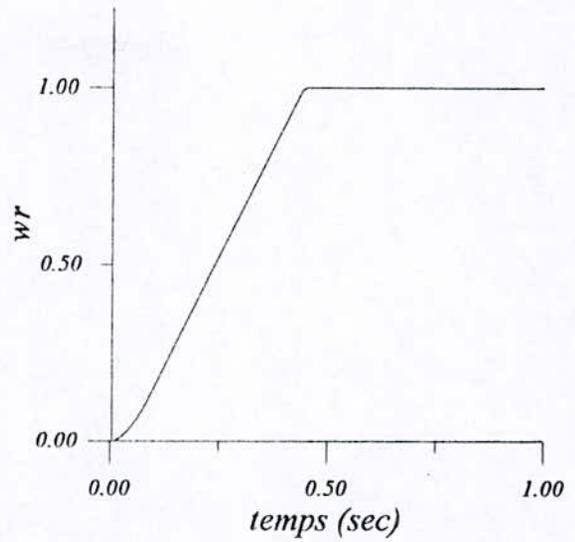
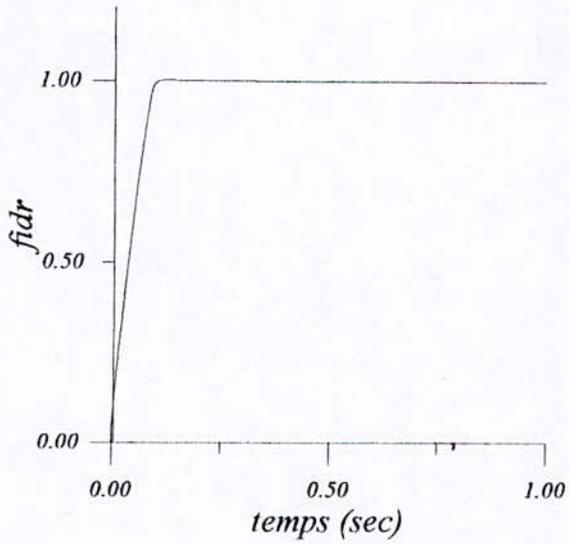
Les résultats présentés montre que dans le cas de l'application d'une charge, cela ne perturbe pas vraiment le système car son effet est compensé immédiatement. Et même dans le cas où les paramètres la vitesse et le flux reste insensible à ces variations, d'où la robustesse de ce contrôleur vis à vis au variation interne et au perturbation.



**Planche (IV. 1) :** réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une charge nominale à  $t=0.6$



**Planche (IV. 2):** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en donnant une référence  $w_{ref} = -1$  à  $t = 0.6$



Planche(IV. 3): Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les inductances de 30%

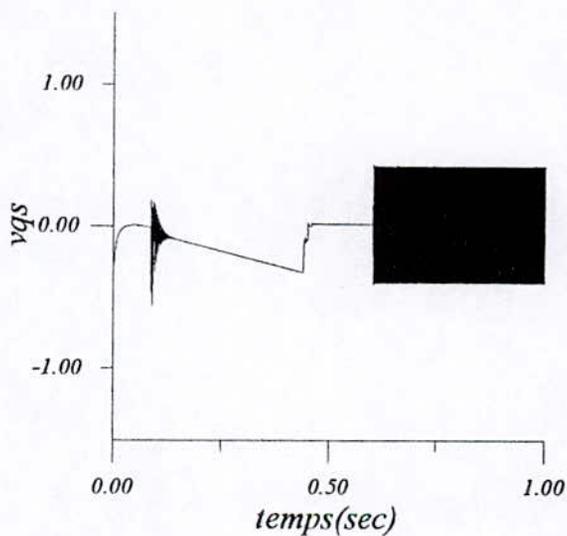
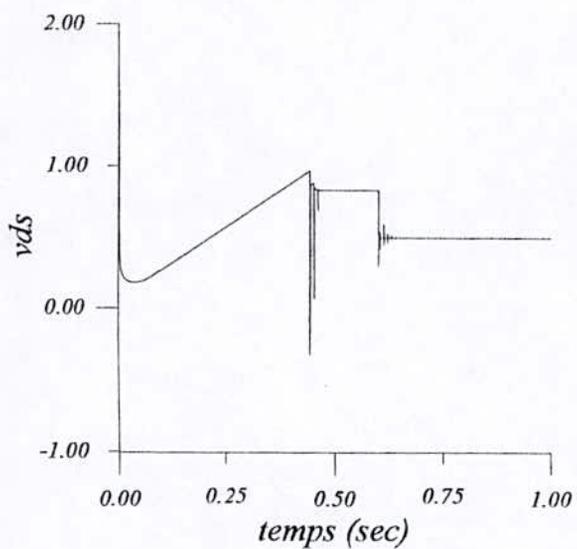
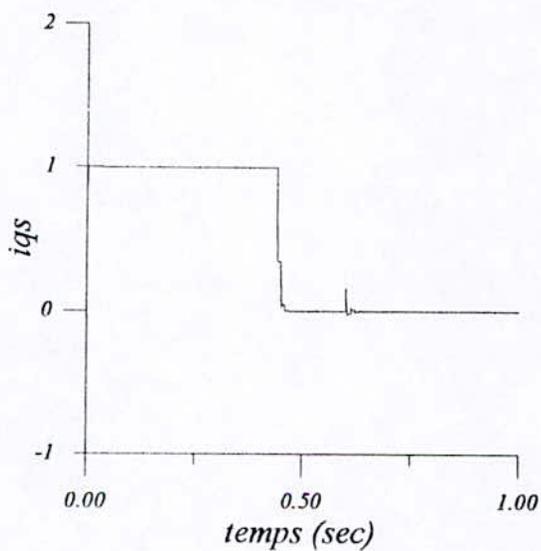
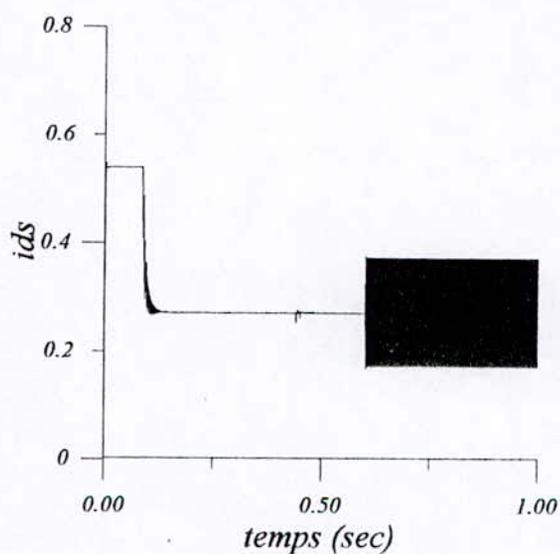
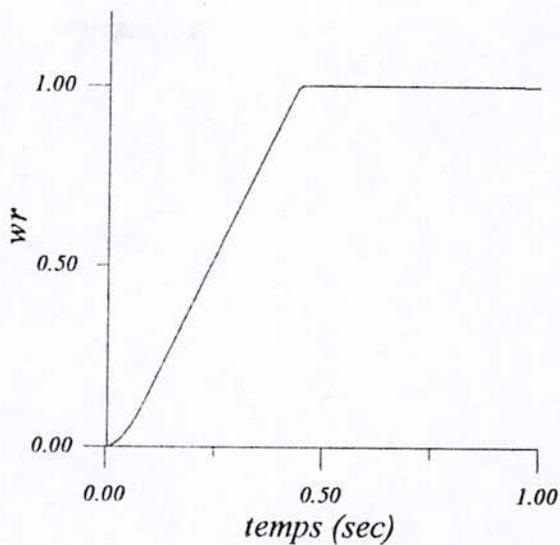
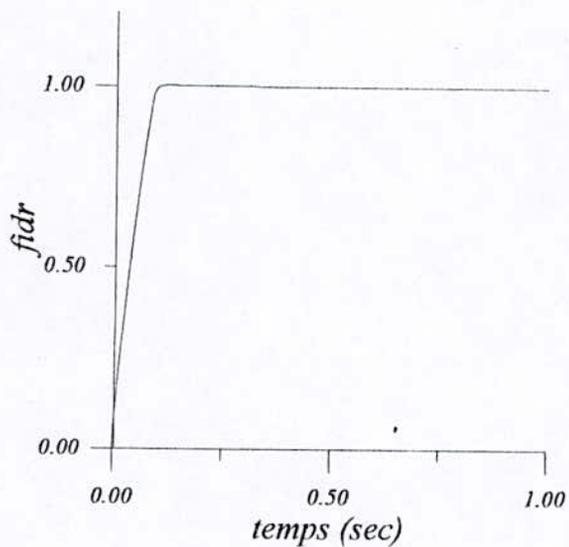


Planche (IV. 4): Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les inductances de 40%

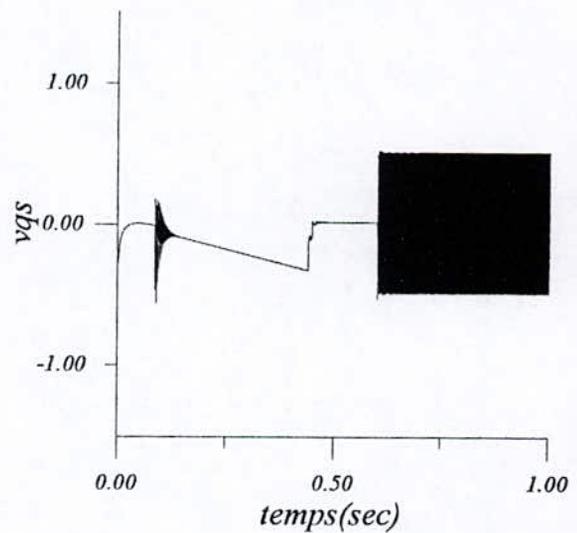
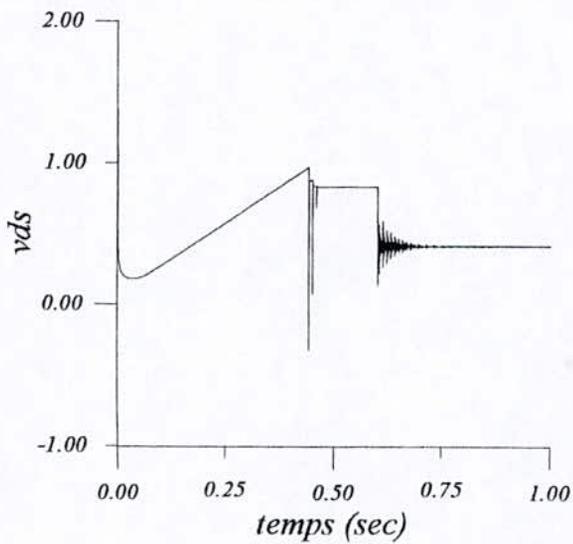
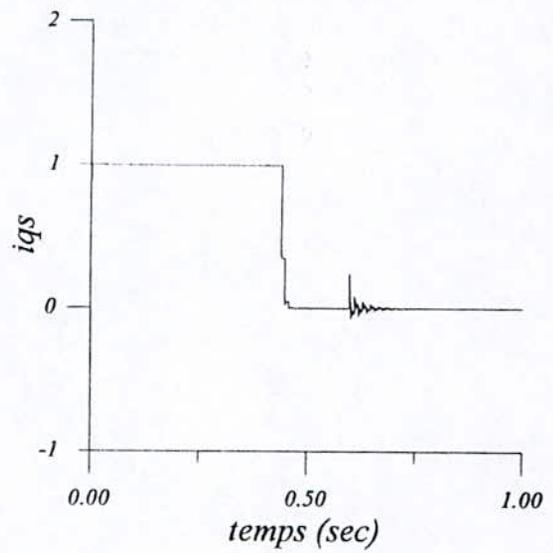
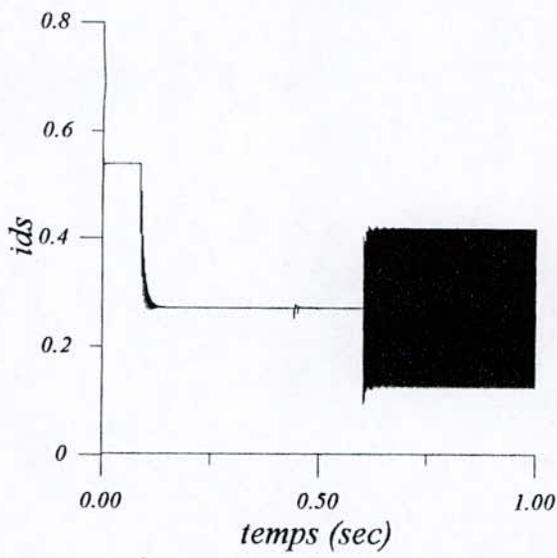
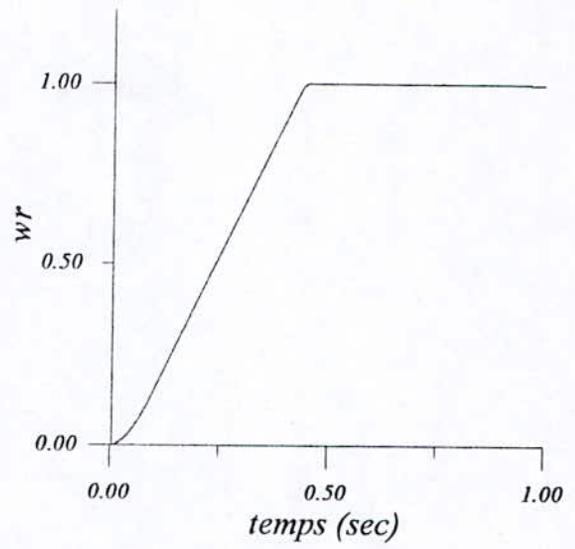
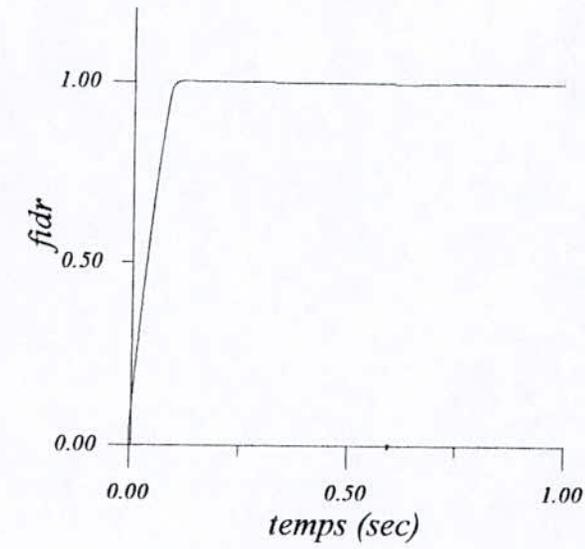
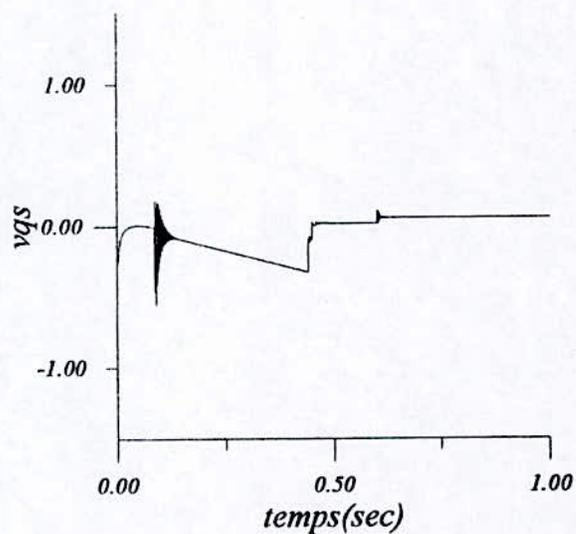
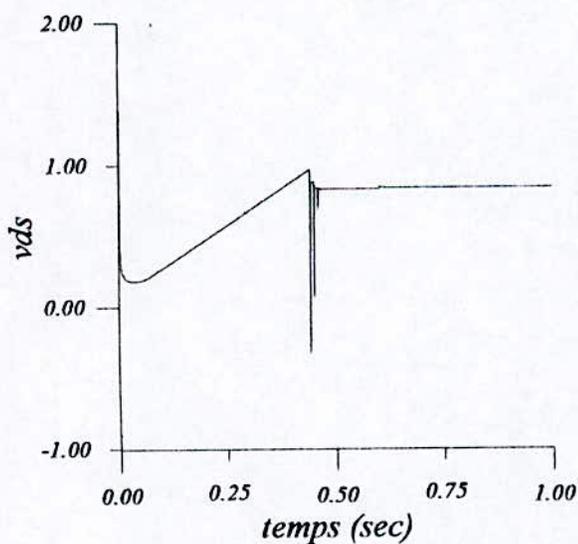
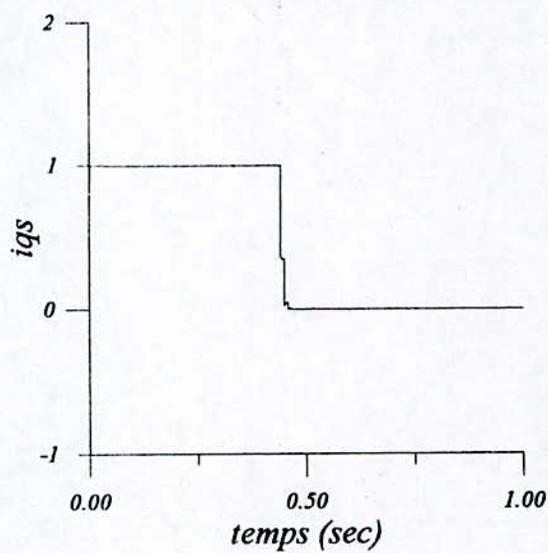
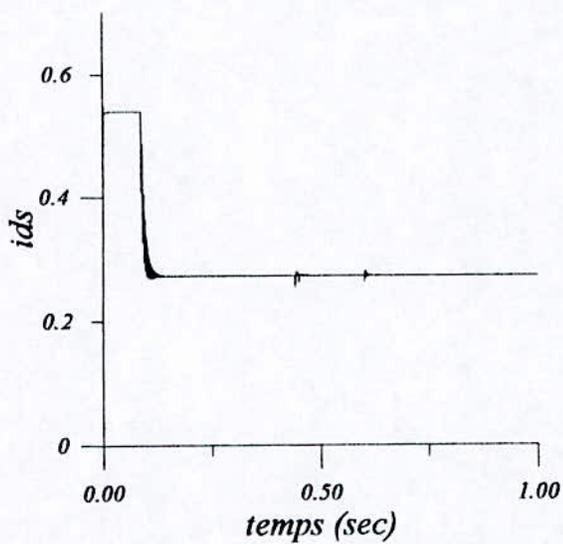
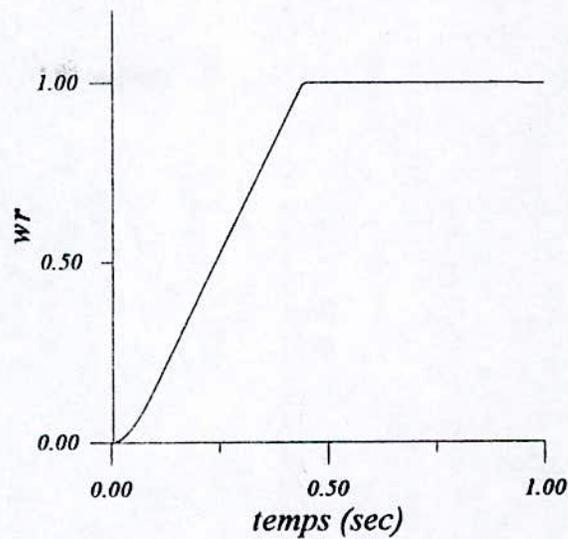
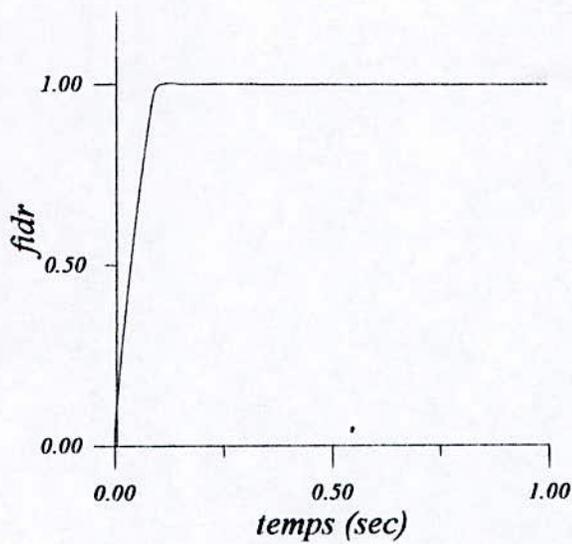
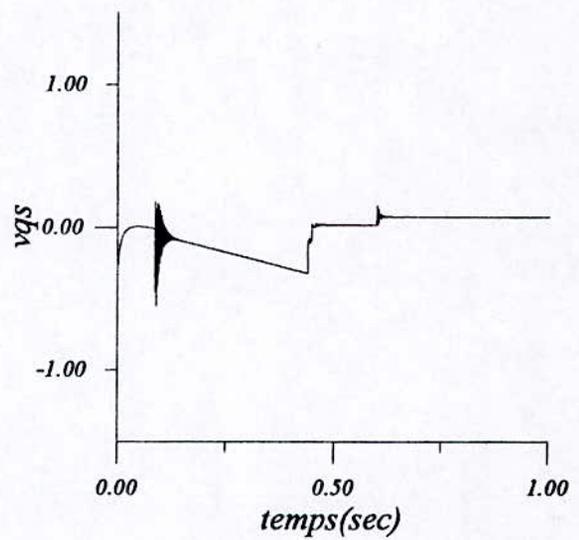
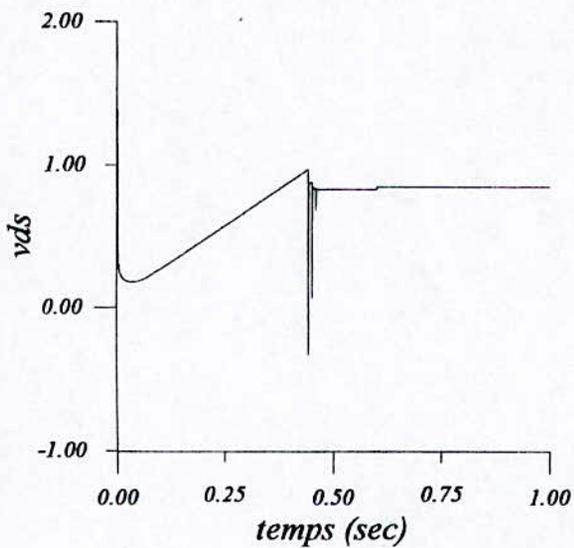
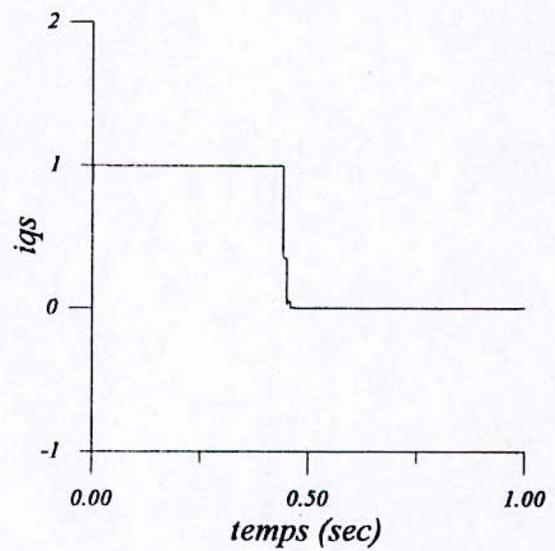
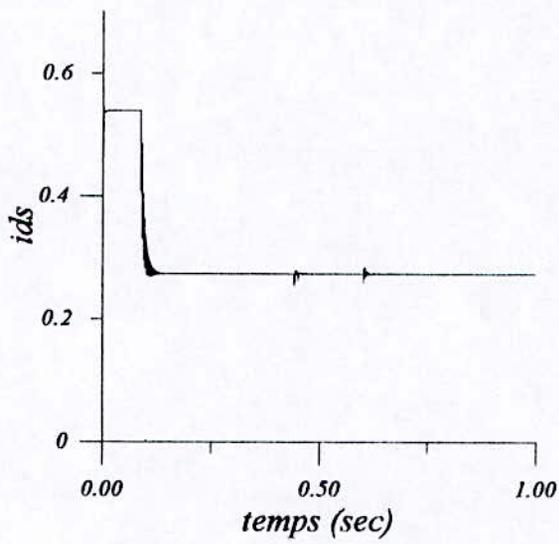
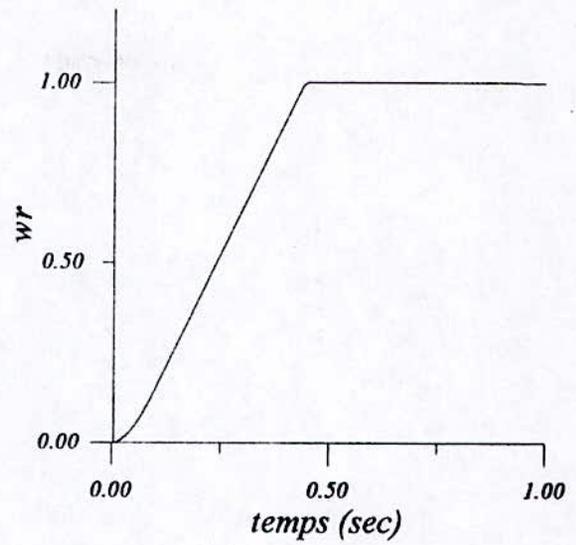
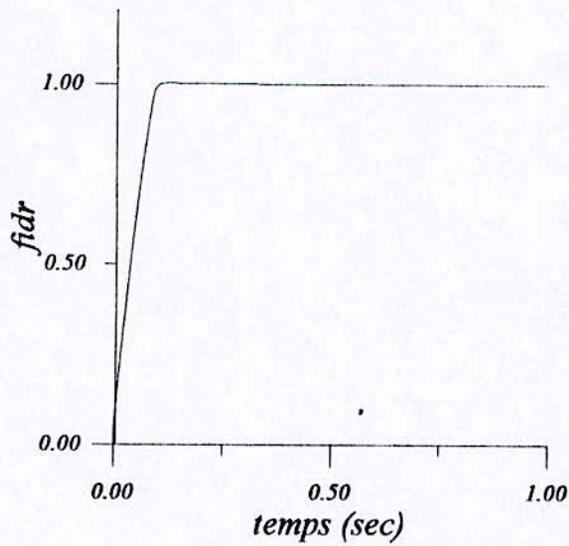


Planche (IV. 5): Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les inductances de 50%

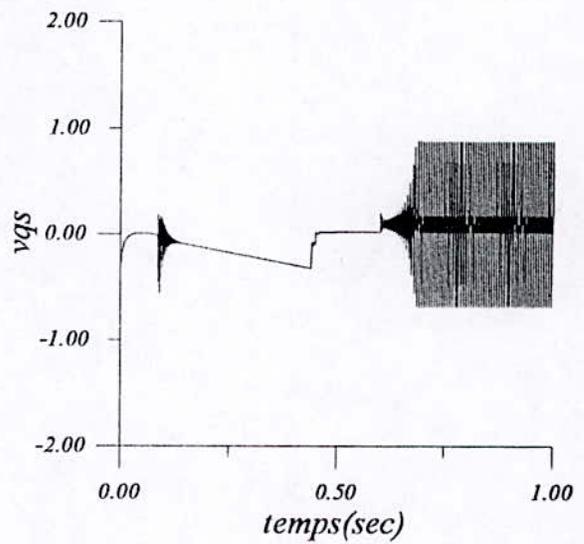
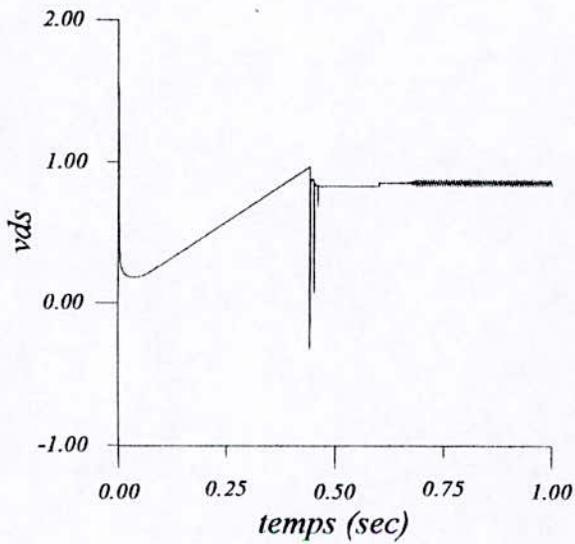
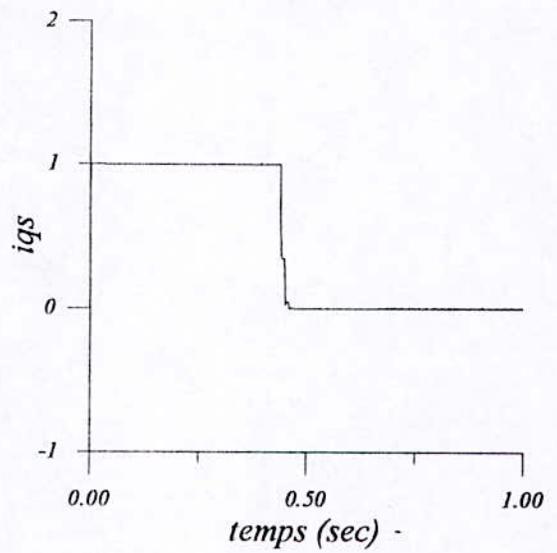
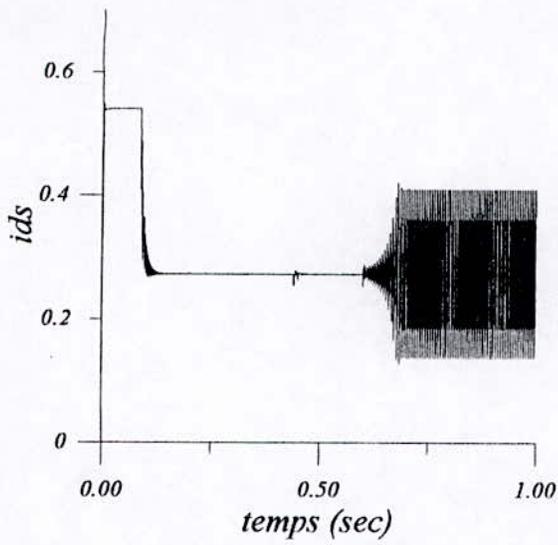
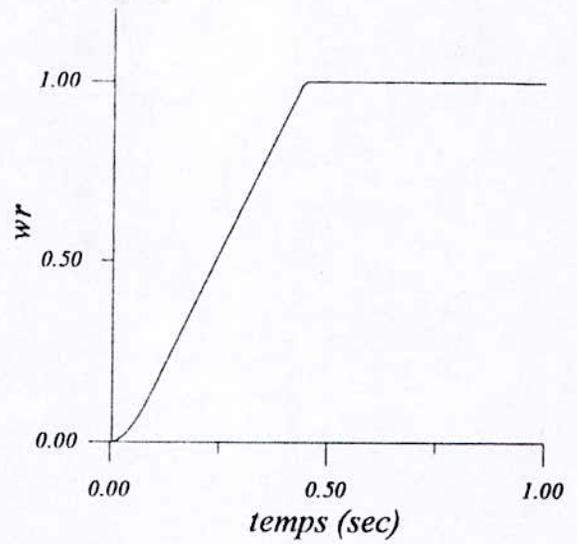
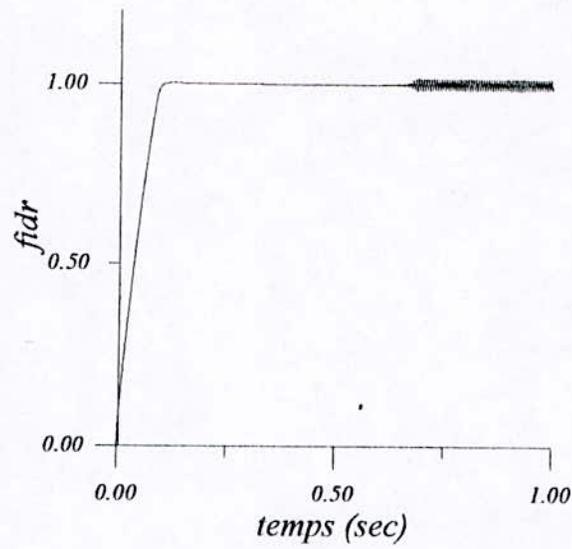


**Planche (IV. 6)** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les résistances de 300%



I

**Planche(IV. 7):** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les résistances de 400%



**Planche(IV. 8)** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les résistances de 500%

## REGULATEUR DE TYPE DE SUGENO A TROIS CLASSES

par rapport au régulateur de cinq classes nous avons fait une réduction de 16 règles, pour avoir celui de trois classes (9 règles).

Pour déterminer les paramètres (p, q, r) nous avons approximé chaque sous-surface par trois points, cela nous a donné le résultat non cohérent et inadmissible. Pour cela on a augmenté le nombre de point à 16 points sur chaque sous-surface et cela pour déterminer les coefficient du plan approximant cette sous-surface.

L'exploitation de la procédure nous a permet de retrouver la table suivante:

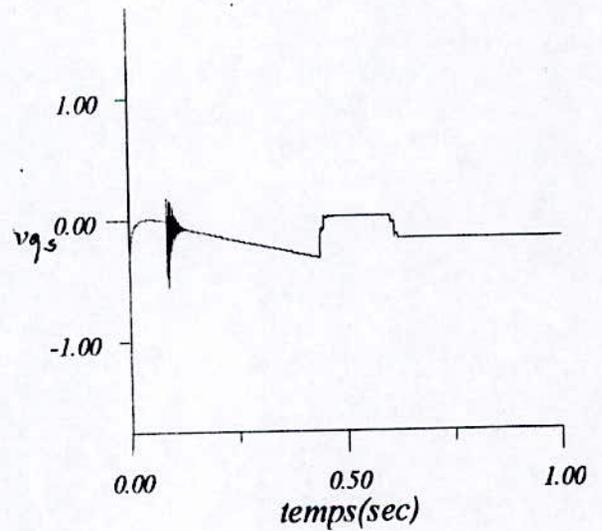
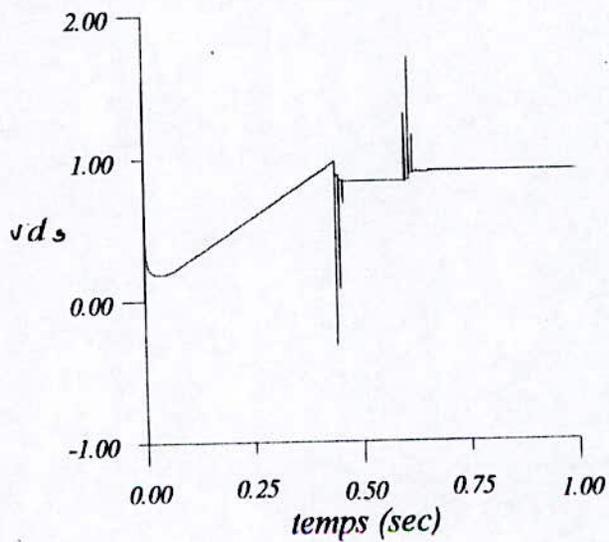
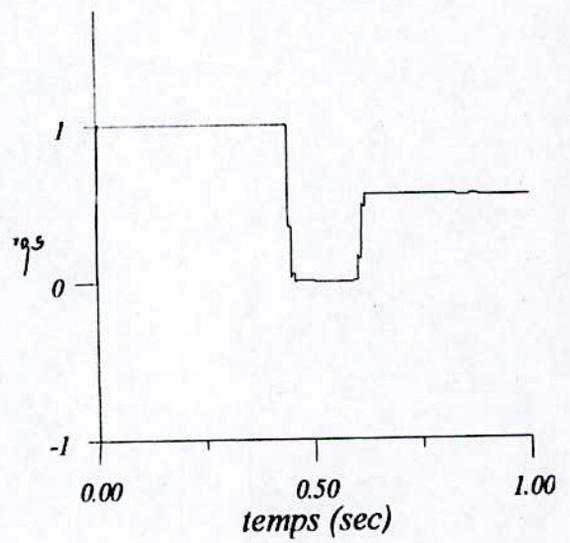
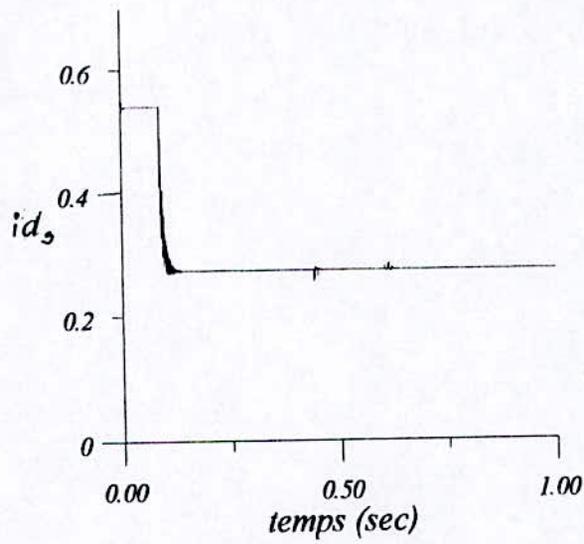
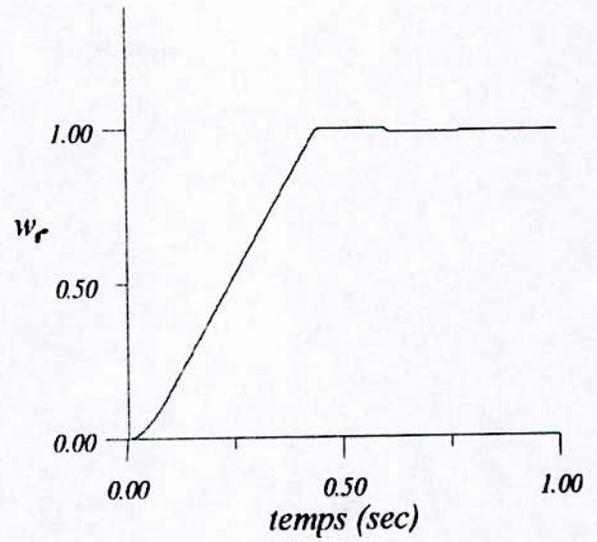
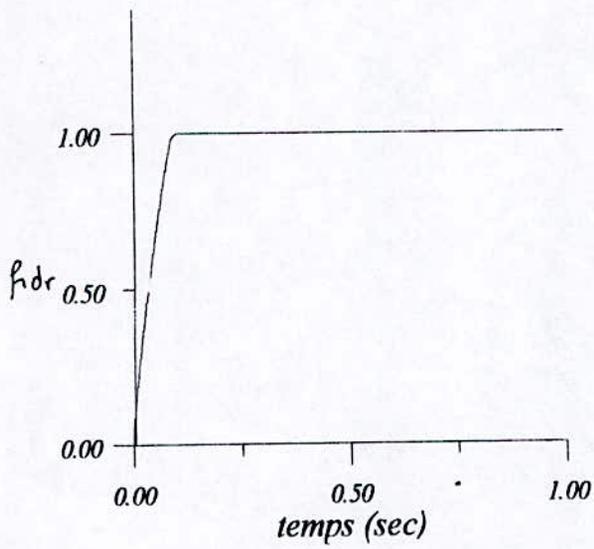
N°règle	E	$\Delta e$	P	q	r
1	N	N	0,4651	0,4651	-0,0674
2	N	Z	0,5219	0,5036	-0,0343
3	N	P	0,5559	0,5264	0
4	Z	N	0,5219	0,5036	-0,0343
5	Z	Z	0,5000	0,5248	0
6	Z	P	0,5219	0,5036	0,0343
7	P	N	0,5559	0,5264	0
8	P	Z	0,5219	0,5036	0,0343
9	P	p	0,4651	0,4651	0,0674

**Tableau IV.2 : Base de règle RLF(3x3), Sugeno**

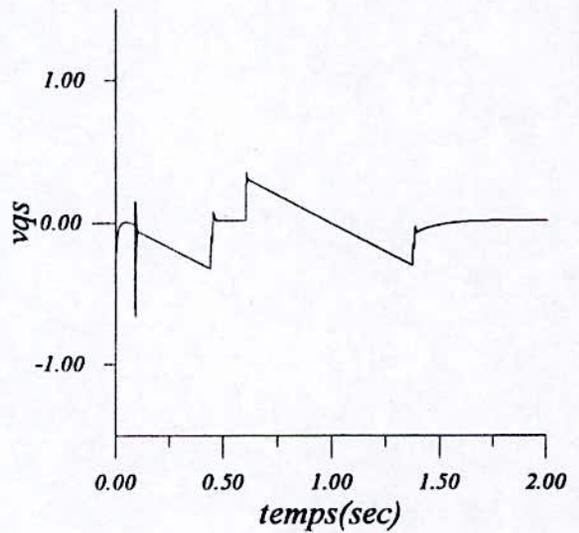
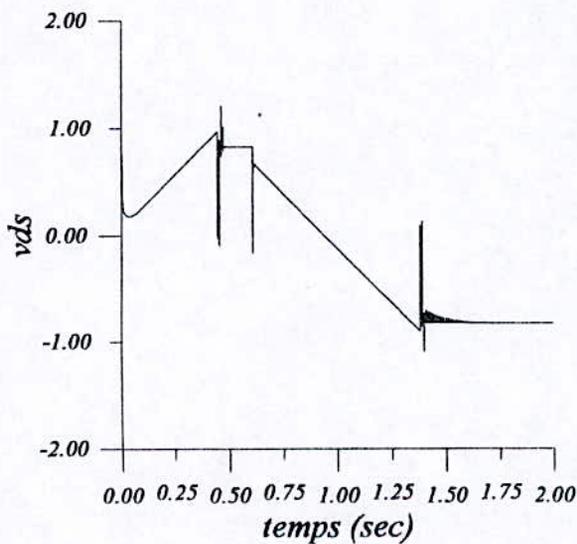
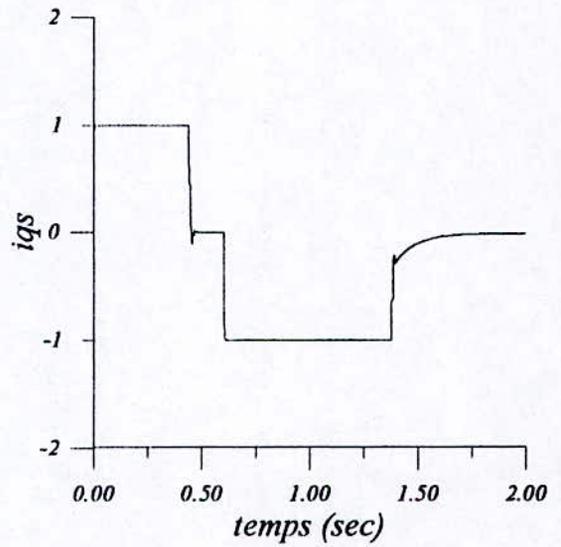
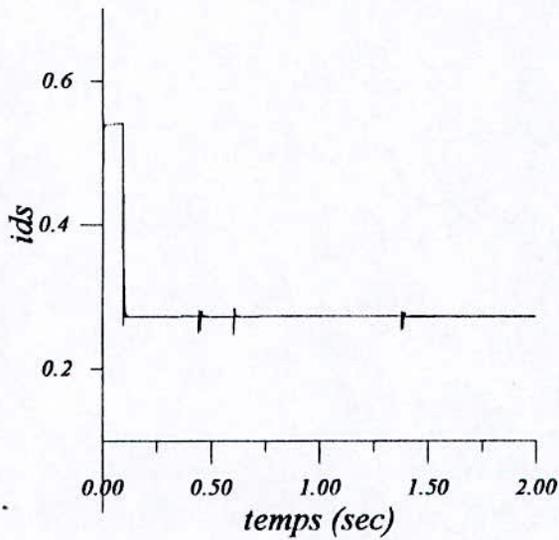
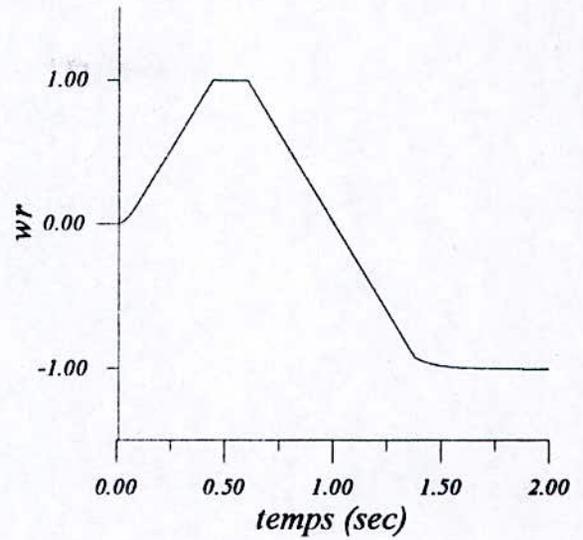
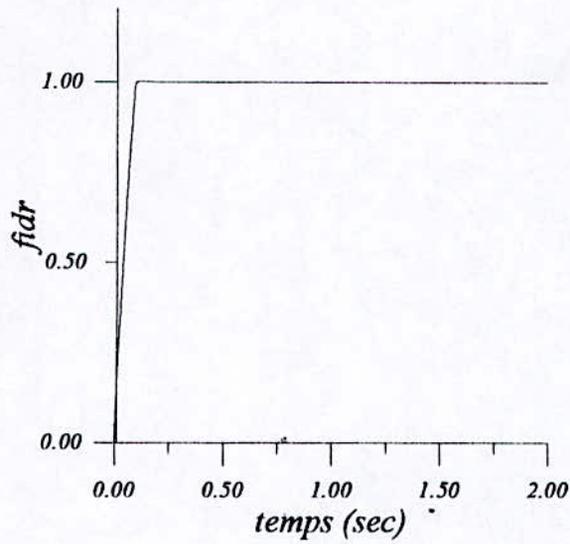
### RESULTATS DE SIMULATION :

Les résultats présentés montrent que le régulateur de trois classes rejette les perturbations mais dans un temps plus long que celui de cinq classes. Et même dans les variations on remarque une dégradation des performances par rapport au premier régulateur .

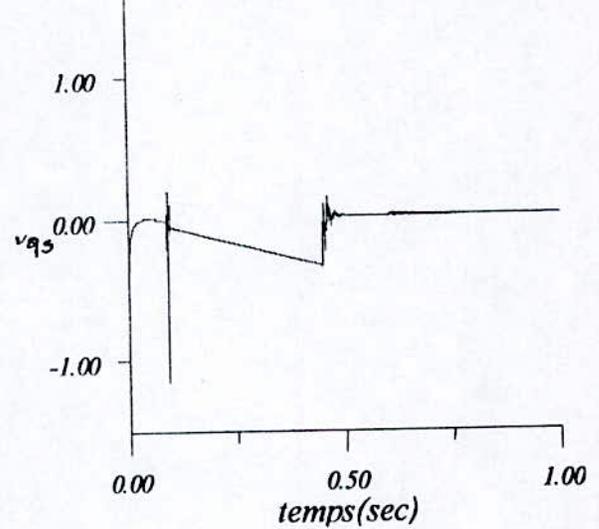
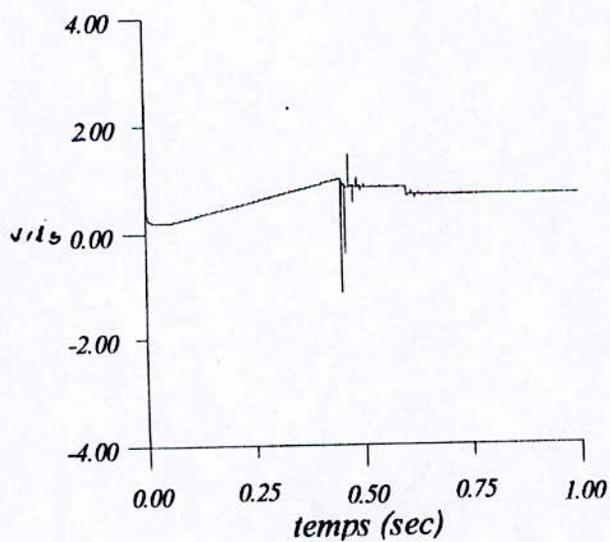
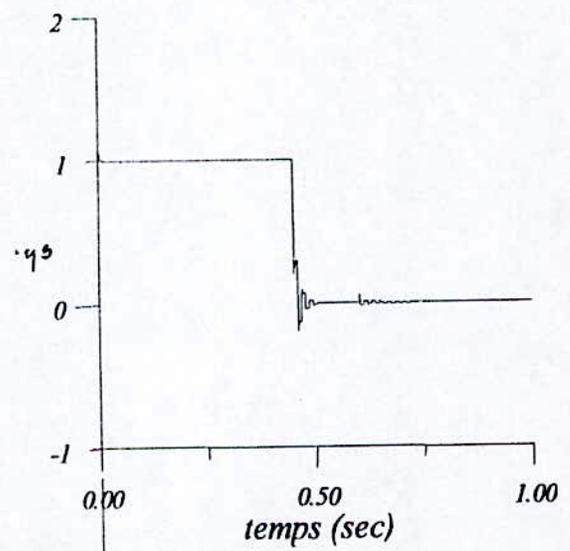
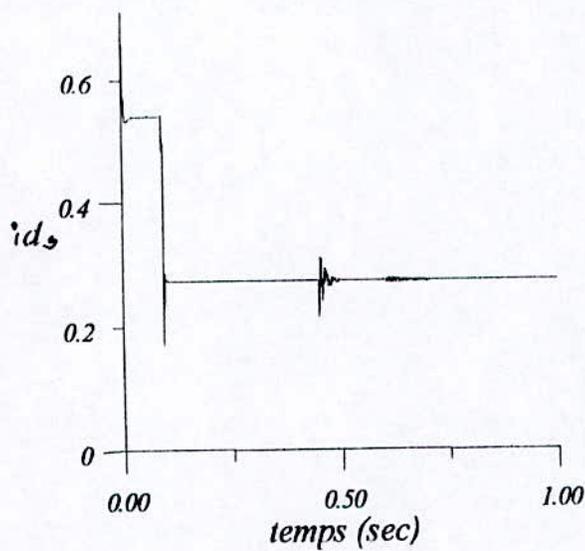
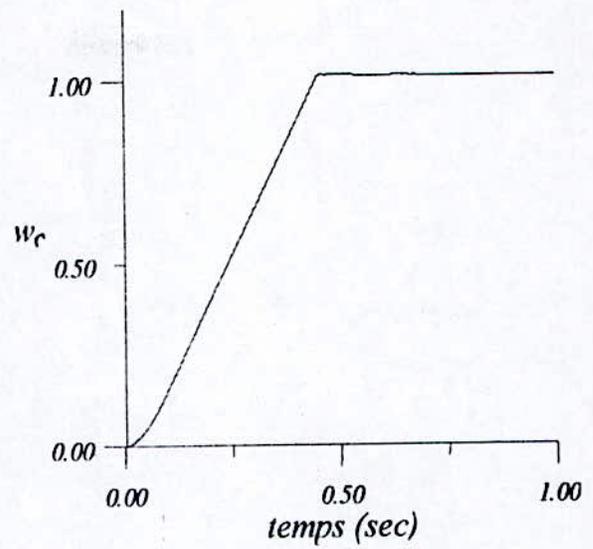
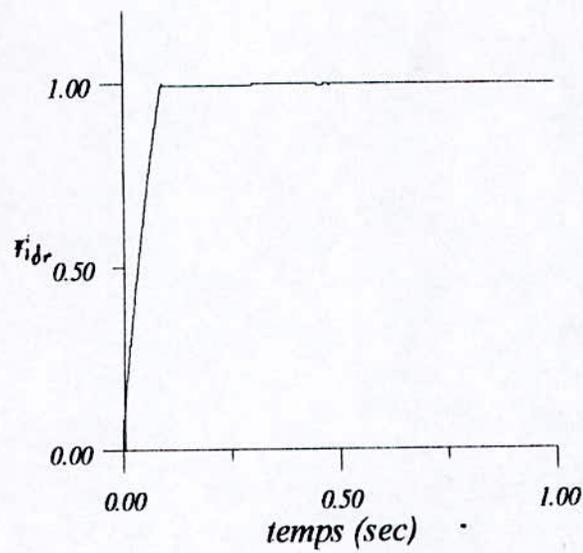
La limitation du courant dans ces régulateurs a permet de ne pas avoir un déplacement dont le courant qui est intolérable.



**Planche (IV. 9):** réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une charge nominale à  $t=0.6$



**Planche (IV. 10):** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en donnant une référence  $W_{ref} = -1$  à  $t = 0.6$



Planch (IV. 11) Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les inductances de 20%

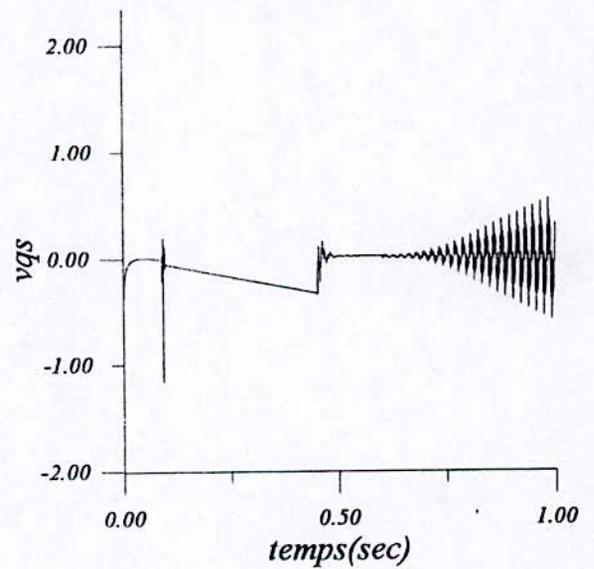
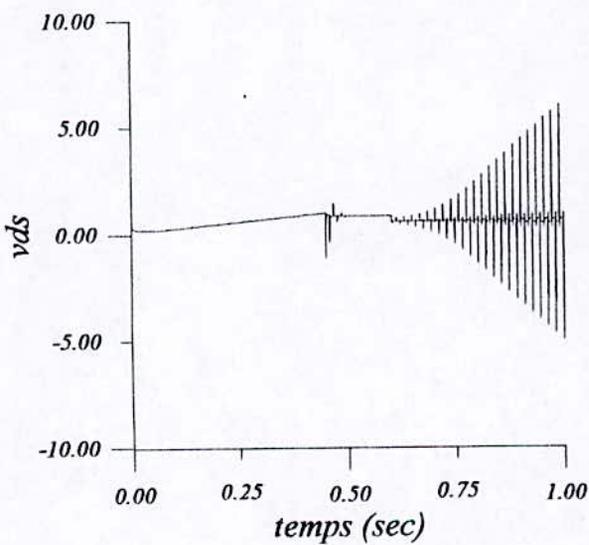
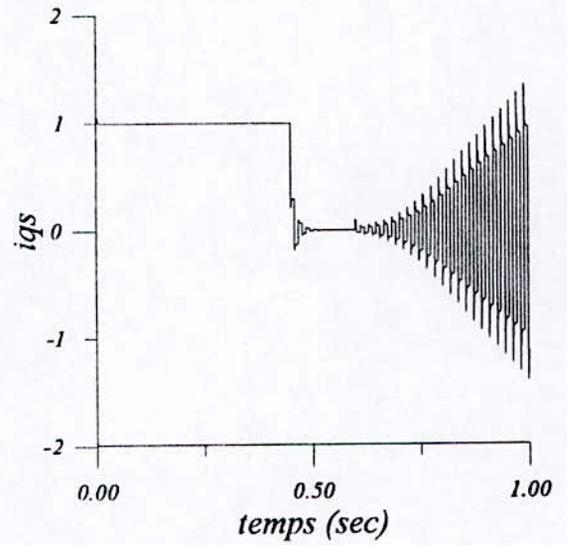
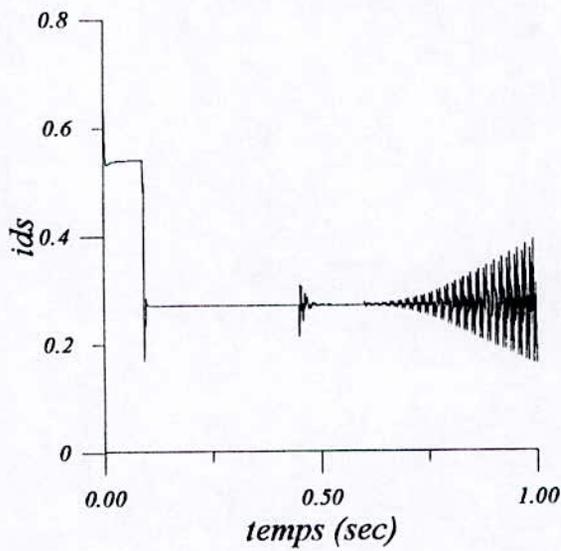
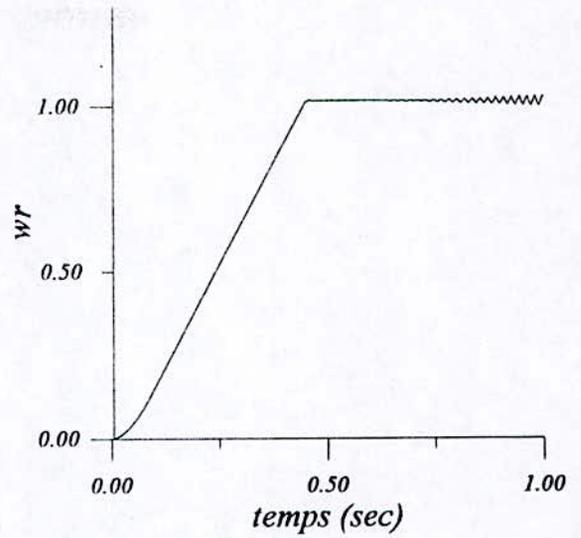
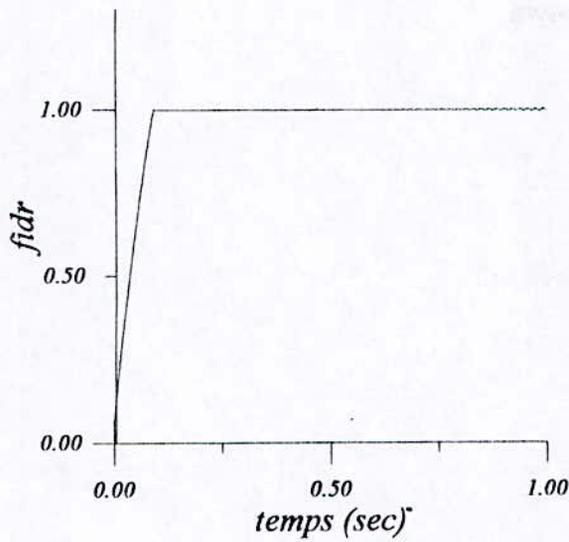
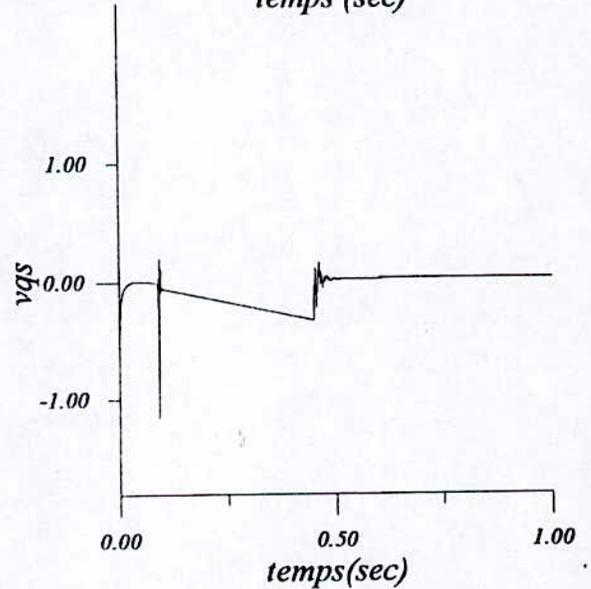
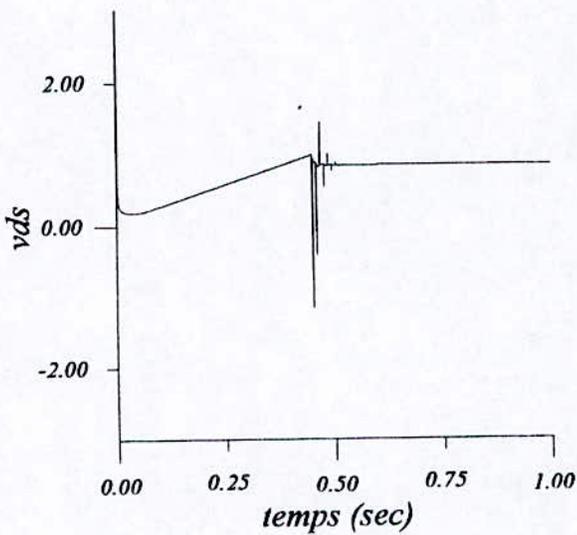
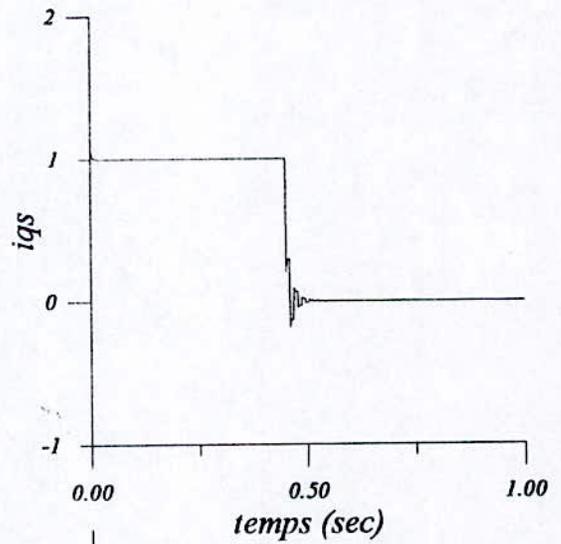
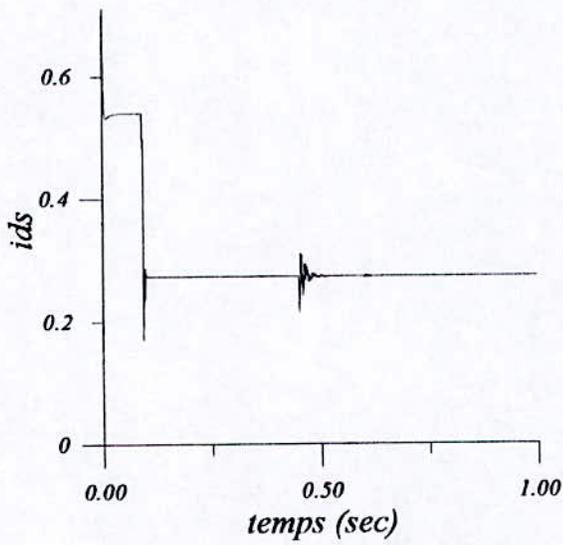
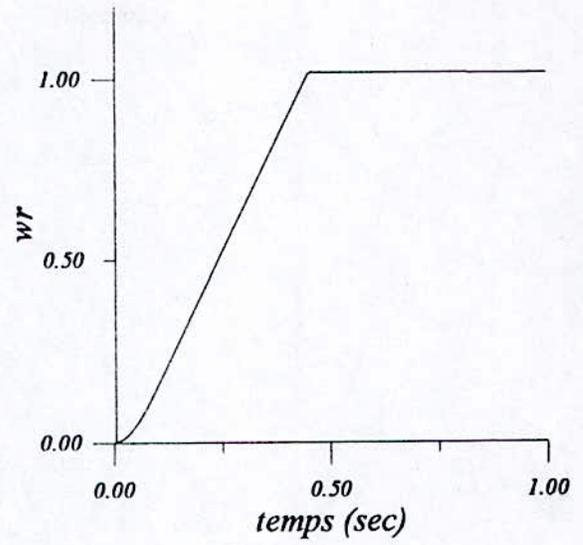
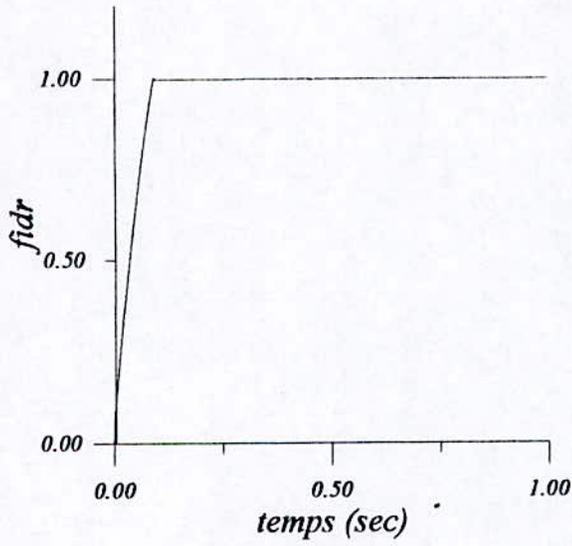
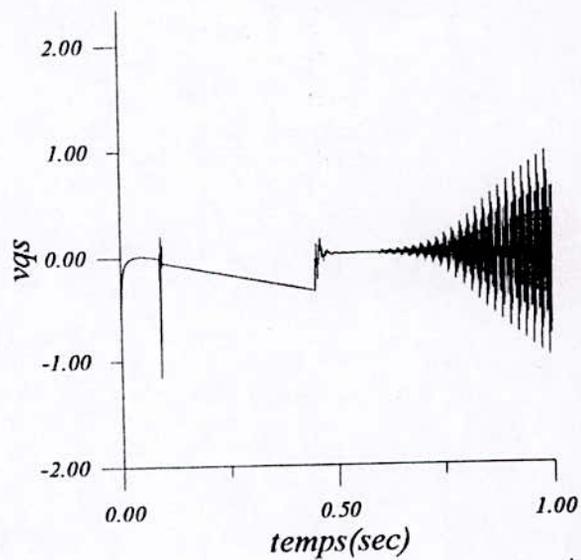
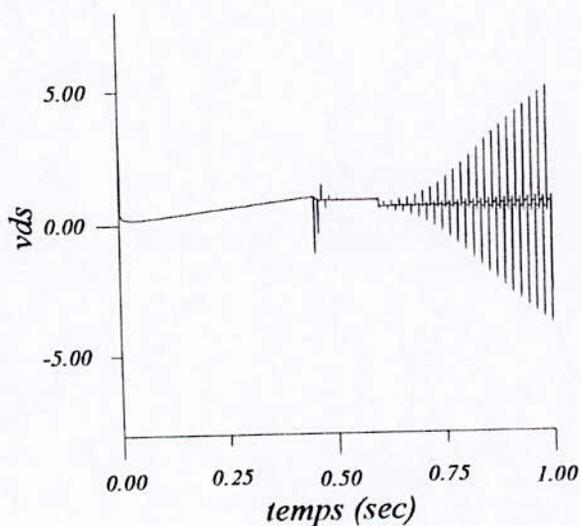
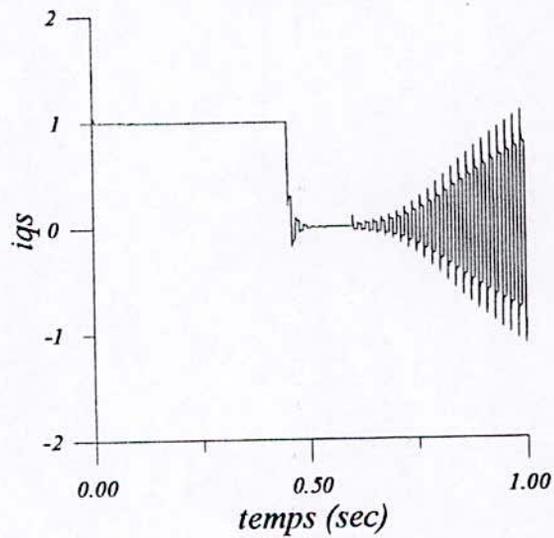
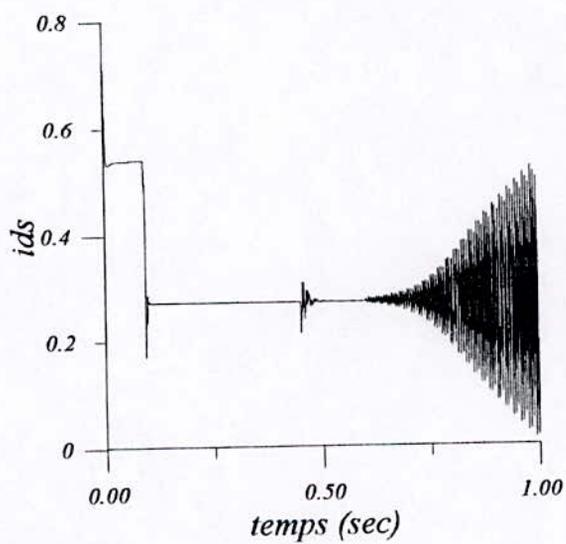
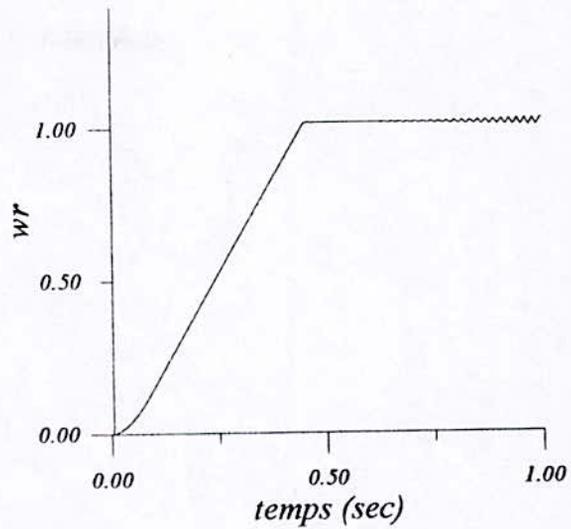
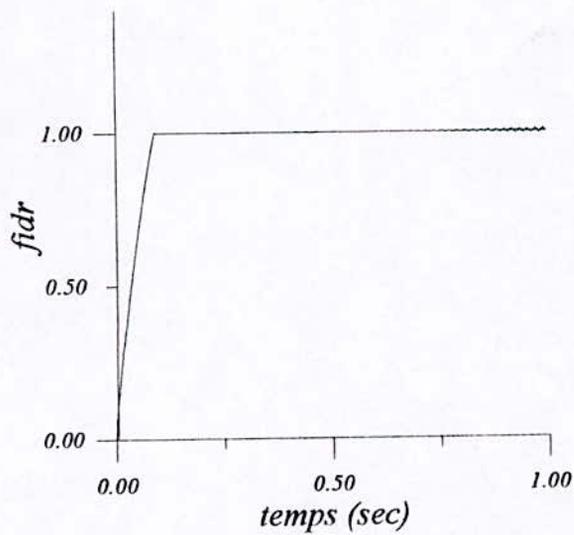


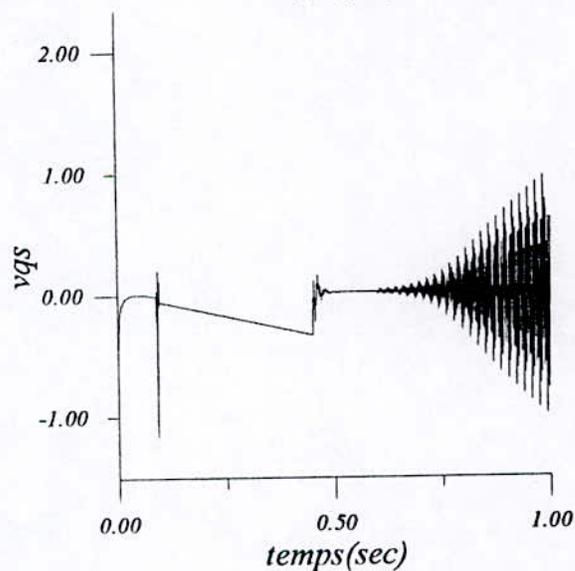
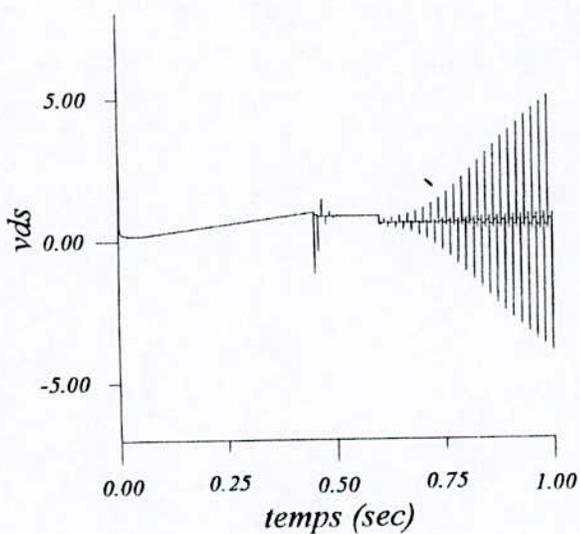
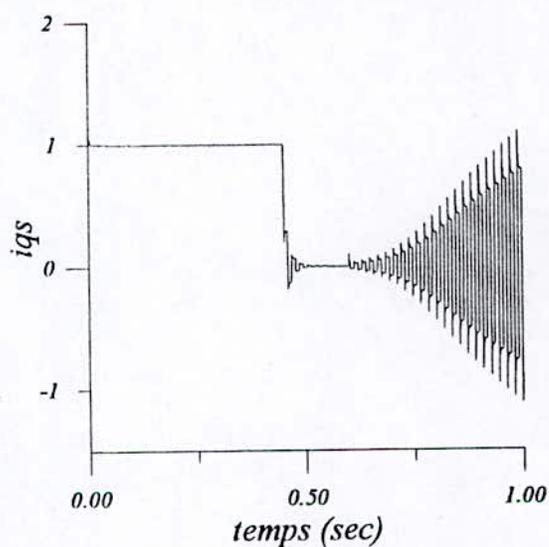
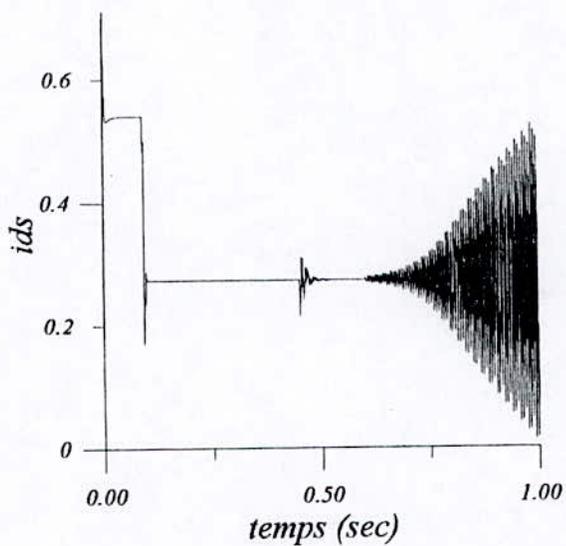
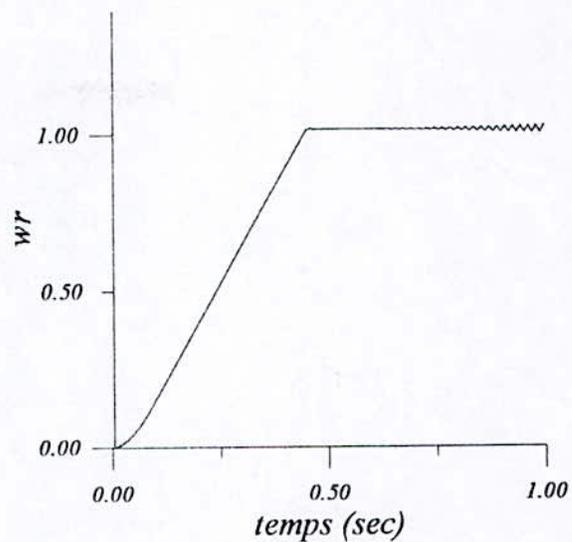
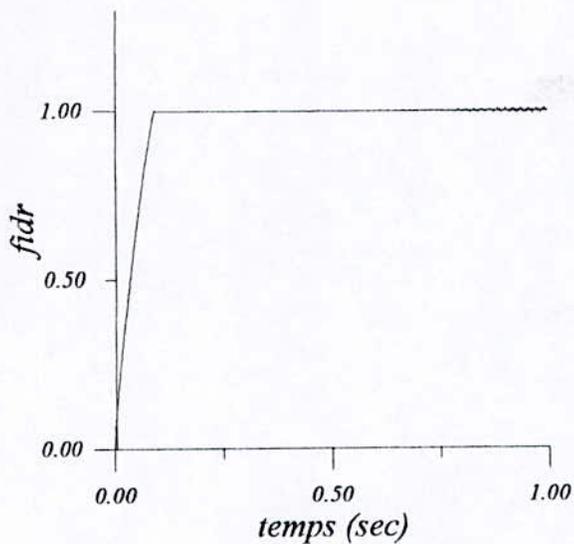
Planche (IV. 12) Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les inductances de 30%



**Planche IV. 13** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les résistances de 150%



Planché IV. 14 Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les résistances de 185%



**Planche(IV. 15)** Réponse de la simulation du modèle de la machine asynchrone en introduisant une variation paramétrique dans les résistances de 150% et une variation des inductance de 20%

## IV. 6 ETUDE COMPARATIVE

D'après les simulations, nous allons maintenant tirer quelques conclusions et remarques sur la réponse et sur les performances des régulateurs.

Les deux régulateurs flous de types Sugeno, régulateur de 5 classes (25 règles), et l'autre de 3 classes (9 règles) nous avons constaté que :

Les deux régulateurs flous donnent de bons résultats aux niveaux de rejette de perturbation et même au variation paramétrique (au niveau des inductances ou des résistances), mais la précision du système avec un régulateur (5x5) est meilleure que celle de régulateur (3x3).

Quand on applique une variation paramétrique (soit au niveau des inductances ou niveau des résistances), on remarque au niveau de la commande des faibles oscillations, ils sont plus grand dans un régulateur flou (3x3) que dans un régulateur flou (5x5).

En diminuant le nombre de règle, le régulateur par logique floue perd de l'information sur le système, ce qui se traduit par une dégradation de maîtrise du comportement du système.

Tout cela est dû en raison que le régulateur de Sugeno est une version approchée du régulateur du Mamdani étudiée précédemment.

### **Conclusion :**

Nous avons réalisé des contrôleurs de type Sugeno en utilisant la méthode d'approximation.

Les résultats de simulation montrent que :

- le régulateur de cinq classes est à la fois robuste et rejette les perturbations,
- le régulateur de trois classes donne moins de performances (robustesse, rejet de perturbations) que celui de cinq classes, en plus de l'existence des risques d'instabilité du système ; cela s'explique par le fait qu'en diminuant le nombre de règles le régulateur par logique floue perd de l'information.

# **CONCLUSION GENERALE**

---

## **CONCLUSION GÉNÉRALE**

L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de fournir une décision même en présence des informations imprécises et incertaines. Elle est inspirée de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles. Ainsi, elle a été introduite pour approcher ce raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances imprécises, vagues et / ou incertaines. Elles conduisent à raisonner plus soupagement qu'avec la logique classique et en particulier à manipuler des valeurs entre le vraie et le faux absolue.

Ainsi, le souci d'une vaste utilisation de l'intelligence humaine à pousser les chercheurs à développer des algorithmes floues. Ces derniers sont plus en plus appliquer dans différents domaine en raison de leurs simplicité d'implémentation et la mise au point, et surtout la non nécessité d'une modélisation précise

Ainsi dans ce mémoire, nous avons appliqués la logique floue pour la commande de la machine asynchrone.

En premier lieu, nous avons donné quelque fondements théoriques ainsi qu'un ensemble de méthodes concernant la commande à base de la logique floue. Une étude détaillée à permis de décrire les principales caractéristiques de chacune des composantes constituant la structure générale d'un contrôleur floue .

Pour cela, nous avons donné un modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension .

Dans la partie application, nous avons traite les détails de l'application de contrôleurs floues de Mamdani et Larsen, pour les commandes de la machine asynchrone. Nous avons remarqué que ces méthodes ont données de bons résultats, néanmoins elle nécessite un grand nombre d'essais pour obtenir les gains des contrôleurs

Enfin, nous avons donné une méthode pour recopier le régulateur de type Mamdani dans le but d'avoir ceux de types Sugeno, cela pour limiter le temps et le nombre de règle.

Bien que le moteur asynchrone présente des fortes nonliniarités quand il est soumis à des variations paramétriques en particulier lors de teste de changement de charge, ces méthodes sont très adéquate dans les cas ou il existe une grande expérience dans le pilotage de processus.

---

Les résultats ainsi obtenu montre :

- D'une part, les intérêts de tels algorithmes surtout lorsque il s'agit de la régulation de système complexe ou difficile modélise .
- D'autre part, les robustesse des contrôleurs floues aux niveau des variations paramétriques et rejet des perturbations.
- Ces algorithmes ont l'avantage d'être simple et facile à implémentée.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] D.H. Hellendorn et M. Reinfrank, An introduction to Fuzzy control. Springer verlag 1993.
- [2] Bouchon. Meunier, Logique floue PUF 1993.
- [3] A. Kauffman, Nouvelle logique pour l'intelligence artificielle. Hermès, 1987.
- [4] R. Ketata. Méthodologie de régulation numérique incluant la logique floue. Thèse de doctorat, N° 199, INSA, Toulouse, 1992
- [5] H. Bühler, réglage par logique floue. PPR, 1994
- [6] L.A. ZADEH. " Fuzzy logic", IEEE Computer, PP. 83-93, April 1988.
- [7] C.C. Lee, "Fuzzy logic in control system : Fuzzy logic controller-part I " IEEE Trans. Syst., Man. And cybern., vol. 20, pp. 404-418, Feb. 1990.
- [8] C.C. Lee, "Fuzzy logic in control system : Fuzzy logic controller-part II " IEEE Trans. Syst., Man. And cybern., vol. 20, pp. 419-435, Feb. 1990.
- [9] L.A ZADEH. " Fuzzy logic", IEEE Computer, pp. 83-93, April 1988.
- [10] S.Tzafestas, "Incremental Fuzzy PID Control, » IEEE Trans. Industrial Electronics.
- [11] P.J. King, E.H.MAMDANI, " The Application of fuzzy control systems to industrial process, "Automatica, Vol13, n°. 3, pp. 235-242, 1975.
- [12] J.-S.R. Jang et C.T. Sun, "Neuro-fuzzy modeling and control," in Proc. IEEE, Vol. 83, n°3, mars, 1995, pp. 378-405.
- [13] E.H MAMDANI, " Application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthesis", IEEE transactions on computers, vol. C.26, n° 12, pp. 1182-1191. 1977.
- [14] S. BOURSAS, " Modélisation et commande floue d'un bras de robot à une liaison flexible, » » Mémoire de projet de fin d'études, institut d'électronique, U.S.T.H.B., Déc. 1995.
- [15] R. HERRERO et al., "A Highly nonlinear fuzzy control algorithm for servo systems positioning," in Proc. IFAC intelligent components and instruments for control Application, vol. 32, n° 1, pp. 57-65, Jan/Feb. 1996.
- [16] T TAKAGI, M. SUGENO, " Fuzzy identification of systems and its Applications to modeling and control, " IEEE Trans. Syst. Man and Cybernetics, vol. SMC-15, n°. 1 pp. 116-132, 1985.

[17] T.TAKAGI et M.Sugeno, "Derivation of fuzzy control rules from human operators control actions," in IFAC Fuzzy Information, Marseille, France, 1983.

[18] J-P CARON , J-P HAUTIER. Modélisation et commande de la machine asynchrone 1995.

[19] PH. BARRET , Régime transitoire des machines électriques tournantes, édition Eyrolles 1982.

# ANNEXES

## PARAMÈTRE DE LA MACHINE

Tension maximale : 400v

Vitesse nominale : 1500 tr/m

Fréquence nominale : 50Hz

Résistance statorique : 0. 01 $\Omega$

Résistance rotorique : 0. 01 $\Omega$

Inductance cyclique du stator : 0. 17 H

Inductance cyclique du rotor : 0. 015 H

Inductance mutuelle cyclique : 0. 048 H

Nombre de paires de pôles : 2

Moment d'inertie : 0. 0135Kg

Coefficient de frottement : 0. 00185Nms/rad

Flux nominal : 0. 032H

## TERMINOLOGIE

1- **NORME TRIANGULAIRE** : Pour  $x$  et  $y$  appartenant à  $[0,1]$

Intersection :  $x \wedge y = \min(x,y)$

Produit algorithmique  $x \cdot y = xy$

Produit borne :  $x \oplus y = \max(0,x+y-1)$

Produit drastique :  $x \cap y =$

- $x$  Si  $y=1$
- $y$  Si  $x=1$
- $0$  Si  $x<1$  et  $y<1$

2- **CO-NORME TRIANGULAIRE** : pour tout  $x$  et  $y$  appartenant à  $[0,1]$ .

Union :  $x \cup y = \max(x,y)$

Somme algébrique :  $x+y = x+y-xy$

Somme bornée :  $x \oplus y = \min(1,x+y)$

Somme drastique :  $x \cup y =$

- $x$  Si  $y = 0$
- $y$  Si  $x = 0$
- $1$  Si  $x > 0$  et  $y > 0$

Somme disjointe :  $x \Delta y = \max(\min(x,1-y), \min(1-x,y))$

## IMPLICATION FLOU

$\mu_R$	VALEUR DE VERITE	NOM
$\mu_{RR}$	$1 - \mu_A(x)\mu + \mu_A(x)\mu_B(x)$	Reichenbach
$\mu_{RRW}$	$\text{Max}(1 - \mu_A(x), \min(\mu_A(x), \mu_B(x)))$	Wilnoth
$\mu_{RKD}$	$\max(1 - \mu_A(x), \mu_B(x))$	dienes
$\mu_{RBG}$	$1 \quad \text{Si } \mu_A \leq \mu_B$ $\mu_B \quad \text{Sinon}$	brown Gödel
$\mu_{RG}$	$\min(1 - \mu_A + \mu_B, 1)$	Gögen
$\mu_{RL}$	$\min(1 - \mu_A + \mu_B, 1)$	Lukasiewicz
$\mu_{RM}$	$\text{Min}(\mu_A, \mu_B)$	Mamdani
$\mu_{RP}$	$\mu_A \cdot \mu_B$	Larsen