

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

13/96

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المعزة الوطنية المتعددة الفعاليات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique
DEPARTEMENT
ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

L'APPLICATION DE LA LOGIQUE
FLOUE DANS LA COMMANDE DE LA
MACHINE ASYNCHRONE

Proposé par ;
C.LARBES
S.AIT-CHEIKH

Etudé par :
K.BERBRA
A.BOUDAIEB

Dirigé par :
C.LARBES
S.AIT-CHEIKH

PROMOTION

Septembre 1996

E. N. P 10, Avenue Hassen Badi - EL-HARRACH - ALGER

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

L'APPLICATION DE LA LOGIQUE
FLOUE DANS LA COMMANDE DE LA
MACHINE ASYNCHRONE

Proposé par :

C.LARBES
S.AIT-CHEIKH

Etudié par :

K.BERBRA
A.BOUDAIEB

Dirigé par :

C.LARBES
S.AIT-CHEIKH

PROMOTION

Septembre 1996

DEDICACE

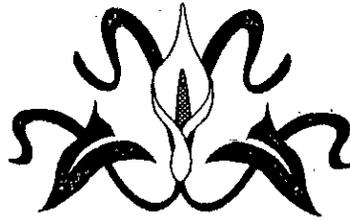
المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

*Je dédie ce modeste travail à:
Ma très chère mère;
Mon très cher père;
Mes frères et soeurs;
Ma grande famille;
Mes amis et ceux qui me sont chers.*

Kamel

*à mes chers parents;
à toute mes frères et soeurs;
à ma famille;
à mes très chers amis;
Je dédie ce modeste travail.*

Ahmed



REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué à l'Ecole Nationale Polytechnique au département d'Électronique, sous la direction scientifique de M^r S.AIT CHEIKH et C.LARBES chargés de cours à l'ENP d'ALGER, à qui on exprime notre profonde gratitude pour leurs conseils et encouragements pendant toute la durée de réalisation de ce travail.

On remercie également, messieurs le président et les membres de jury qui nous ont honorés par leur présence à la soutenance de ce mémoire.

On remercie nos parents pour leurs soutien morale et matériel, nos remerciement vont aussi à S.BARKATI, M.LOUDINI, K.LAIDI, C.BOUBAKIR et particulièrement M^r H.BOUHASSOUN pour l'aide qu'ils nous ont dispensé.

SOMMAIRE



INTRODUCTION GENERALE.....	1
NOTATIONS.....	2
CHAPITRE I: INTRODUCTION A LA LOGIQUE FLOUE.	
Introduction.....	3
I.1 L'origine de la logique floue	3
I.2 La théorie des sous ensembles flous.....	4
I.2.1 Définitions	4
I.2.2 Différentes formes pour les fonctions d'appartenances	5
I.2.3 Opérations ensemblistes flous.....	6
I.2.4 Produit cartésien.....	7
I.3 Relations floues	8
I.3.1 Définition.....	8
I.3.2 Propriétés générales.....	8
I.4 Les variables linguistiques	9
I.4.1 Définition.....	9
I.4.2 Propositions floues	10
I.5 L'inférence floue	10
I.5.1 Règle floue.....	10
I.5.2 Raisonnement et prise de décision	11
I.6 Conclusion.....	12
CHAPITRE II: MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MAS	
Introduction.....	13
II.1 Modélisation de la machine asynchrone.....	13
II.1.1 Hypothèses simplificatrices.....	13
II.1.2 Equations de la machine.....	13
II.1.3 Transformation de park.....	15
II.1.4 Modélisation dans le repère de park.....	16
II.2 Modèle de la machine asynchrone.....	18
II.3 Association onduleur-machine	21
II.3.1 Modélisation de l'onduleur.....	22
II.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsions stratégique delta.....	23
II.3.3 Modélisation de l'association onduleur-machine	24
II.4 Conclusion.....	27
CHAPITRE III: LA COMMANDE FLOUE :	
Introduction	28
III.1 Contrôleur flou	28
III.1.1 La fuzzification	29
III.1.2 Base de connaissances.....	29
III.1.3 L'inférence.....	30
III.1.4 Défuzzification	31
III.2 les avantages et les inconvénients des contrôleurs flous.....	33
III.3 Conclusion.....	33
CHAPITRE IV: COMMANDE PAR FLUX ORIENTE	

Introduction.....	34
IV-1-Principe du contrôle vectoriel.....	34
IV-2-Modèle en courant de la MAS.....	35
IV-3-modèle du flux rotorique orienté.....	38
IV-4-Orientation du flux rotorique(méthode indirecte).....	39
IV.4.1 Structure de commande	
de l'orientation du flux rotorique.....	40
IV.5 Contrôle vectoriel flux rotor-onduleur des tension	42
IV.6 Conclusion	44
CHAPITRE V :COMMANDE EN BOUCLE FERMEE REGLAGE PI CLASSIQUE ET FLOU	
Introduction	45
V.1 Réglage PI classique	45
V.1.1 structure de commande	45
V.1.2 application sur le modèle de la machine	45
V.1.3 application sur l' association onduleur-machine	49
V.2 Réglage PI flou.....	54
V.2.1 Structure de commande	54
V.2.2 Synthèse du régulateur flou	54
V.2.3 application sur le modèle de la machine	57
V.2.4 application sur l'association onduleur-machine	57
V.2.5 Comparaison des performances des réglages.....	68
V.3 Etude de la robustesse des deux réglages.....	68
V.4 Conclusion.....	68
CONCLUSION GENERALE.....	71
ANNEXES.....	72
BIBLIOGRAPHIE.....	76

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

Depuis son apparition comme une branche de mathématique, la logique floue a trouvé son application dans un nombre varié de domaines telles que: l'économie, la médecine et la commande des systèmes[3],[4],[6],[7].

Les développements de cette théorie fournissent des moyens de représenter et de manipuler des connaissances imparfaitement décrites ou imprécises et établissent une interface entre la représentation numérique et la représentation symbolique [7].

La variable dans la logique floue est un ensemble de valeurs qui sont caractérisées par des expressions linguistiques telles que: Petit, Moyen, Grand, ...etc. Chaque expression est représentée par une fonction d'appartenance qui varie entre zéro et un.

L'algorithme de la commande floue encastre l'intuition et l'expertise humaine du constructeur et/ou du chercheur. La commande floue est utile lorsque le modèle du système n'est pas disponible ou il est difficile à exprimer par conséquent, la commande floue s'arrange bien avec les systèmes complexes[3],[6].

L'application de la logique floue dans l'électronique de puissance est récente. Parmi les actionneurs utilisés on trouve la machine asynchrone qui possède des avantages très attirants simplicité de construction et de maintenance par exemple[2]. Malheureusement sa commande est difficile à cause du couplage qui existe entre le flux et le couple.

La commande vectorielle a été proposée dans le but d'améliorer le comportement dynamique et statique de la machine asynchrone. L'inconvénient majeur de ce type de contrôle est que le découplage est affecté par la variation des paramètres de la machine sous l'influence de la température et de la saturation.

Notre travail consiste à étudier par simulation la commande floue et classique d'une machine asynchrone(MAS) alimentée en tension avec orientation du flux rotorique par la méthode indirecte.

Dans le premier chapitre nous exposons les notions de base de la théorie des ensembles flous. Le deuxième chapitre porte sur la modélisation onduleur de tension(stratégie delta)-MAS. Le chapitre trois traite l'application de la logique floue dans la commande des systèmes. dans le quatrième chapitre nous essayons de présenter la méthode indirecte de l'orientation du flux. Dans le dernier chapitre nous évaluons les performances des deux réglages à savoir le réglage PI classique et PI flou, ainsi que la sensibilité de ces deux réglages vis à vis de la variation des paramètres de la machine(R_r et J).

NOTATIONS

A: Ensemble flou d'entrée.
B: Ensemble flou de sortie.
Ce, Cem: Couple électromagnétique.
Cr: couple résistant.
d,(q): Axe directe(en quadrature).
F: sous ensemble flou d'entrée.
G: sous ensemble flou de sortie.
Ge, Gde, G Δu : Les gains de normalisation.
I_{a,b,c}: courants des phases de la machine.
I_{ds}, I_{qs}: courants statoriques d'axes directe et en quadrature.
J: moment d'inertie de la partie tournante.
Kp, Ki: coefficients du régulateur PI classique.
L_m: Inductance magnétisante.
L_s, L_r: Les inductances cycliques statorique et rotorique.
L_{sr}: Mutuelle inductance stator-rotor.
P: Nombre de paires de pôles.
Pn: puissance nominale
R: Relation floue.
R_r: Résistance d'une phase rotorique.
R_s: Résistance d'une phase statorique.
u: Variable linguistique d'entrée.
U: Univers de discours d'entrée.
v: Variable linguistique de sortie.
V: Univers de discours de sortie.
V_{a,b,c}: Tensions des phases de la machine.
V_{d,q}: Tensions directe et en quadrature.
X: Vecteur d'entrée du contrôleur.
Y: Vecteur de sortie du contrôleur.
 θ_a : Position angulaire du repère de park.
 ω_r : Vitesse électrique de rotation du rotor.
 σ : Coefficient de dispersion.
 μ : Fonction d'appartenance.
Phi_r, Φ_r : Flux rotorique
Phi_{dr}, Φ_{dr} : La composante directe du flux rotorique
Phi_{qr}, Φ_{qr} : La composante en quadrature du flux rotorique.
 Ω_r, ω_m : Vitesse mécanique de rotation du rotor.

CHAPITRE I

INTRODUCTION À LA LOGIQUE FLOUE



INTRODUCTION

L'intégration de l'homme dans son environnement informatique et l'exploitation des savoirs humains pour automatiser certaines tâches, requiert ^{de} nouveaux outils mathématiques et informatiques. La LOGIQUE FLOUE, introduite par LOTFI ZADEH en 1965, s'adapte bien à ce type de problème[6]. Ce chapitre donne les notions de base de la théorie des ensembles flous. La section 1 souligne que les origines des ensembles flous est liée aux phases qui séparent les représentations mentales de la réalité et les modèles mathématiques usuels à la base de la logique booléenne. La section 2 évoque la théorie des sous-ensembles flous. En section 3, on passe à la notion des relations floues, à travers laquelle on peut généraliser les concepts d'équivalence et d'ordre notamment. Dans la section 4, on s'intéresse à la notion des variables linguistiques et les propositions floues fondées sur des caractéristiques floues, enfin la section 5 montre l'utilisation de la logique floue pour raisonner sur des connaissances imparfaitement définis en utilisant l'inférence floue.

I.1. L'ORIGINE DE LA LOGIQUE FLOUE

La notion d'ensemble floue provient du constat établi par ZADEH, que très souvent on rencontre dans le monde physique des classes d'objets dont les frontières ne sont pas clairement défini [12], Ce constat nous permet de souligner l'opposition existante entre les connaissances linguistiques et les données numériques.[7] Par exemple si on considère le mot "jeune" il est difficile de distinguer le seuil en deçà duquel un homme peut être considéré comme totalement jeune, et au-delà duquel ne sera pas du tout considéré comme jeune.

L'idée c'est qu'au lieu de chercher un seuil unique de décision pour l'appartenance à la classe des âges "jeunes" il semble logique de considérer deux seuils $S_1 < S_2$ tel que le terme jeune s'applique parfaitement aux âges plus petits que S_1 (20 ans) et ne s'applique plus du tout au dessus de S_2 (40 ans). Entre S_1 et S_2 l'appartenance est graduelle. Mathématiquement, si on associe une fonction $\mu_A(x)$ qui exprime le degré d'appartenance de l'élément x à la classe A où :

A est un sous-ensemble défini sur un référentiel U (ici, l'échelle des âges humains, $U=[0, 120]$), tel que:

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{pour } 0 \leq x < S_1 \\ 0 & \text{pour } x > S_2 \\ a & \text{pour } S_1 \leq x \leq S_2 \end{cases} \quad (I.1)$$

où : $0 < a < 1$

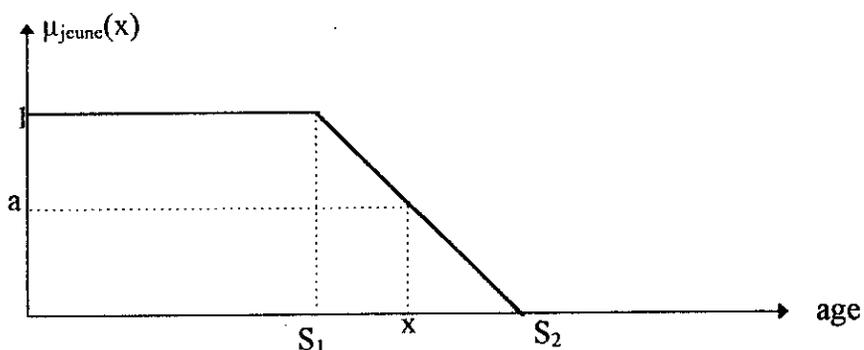


Fig I.1 : degrés d'appartenance à la classe "jeune".

Un tel sous-ensemble est appelé un sous-ensemble floue et $\mu_A(x)$ est appelé la fonction d'appartenance.

Remarque: Si $S_1 = S_2$ on tombe sur le cas classique où on considère un seuil unique de décision.

1.2. LA THEORIE DES SOUS-ENSEMBLES FLOUES

1.2.1 DEFINITIONS

A partir de ce qui a été mentionné, un sous-ensemble flou A de U est défini par la donnée d'une fonction $\mu_A(x)$ d'appartenance qui associe à chaque élément $x \in U$, le degré $\mu_A(x)$ compris entre 0 et 1:

$$\begin{aligned} \mu_A: U &\longrightarrow [0,1] \\ x &\longrightarrow \mu_A(x) \end{aligned}$$

On peut représenter A par :

- $A = \int_U \mu_A(x) / x$ Si U est infini
- $A = \sum_{x_i} \mu_A(x_i) / x_i$ Si U est fini
- $A = \{(x_i, \mu_A(x_i)) / x \in U\}$

Remarque : l'ensemble flou A est un sous-ensemble ordinaire dans le cas où $\mu_A(x)$ prend des valeurs égales à 0 ou 1.

Un ensemble floue peut être caractérisé par:

- Support de A : $\text{Supp}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) > 0\}$
- Hauteur de A : $\text{ht}(A) = \sup_{x \in U} \mu_A(x)$
- Noyau de A : $\text{Noy}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\}$
- Cardinalité de A : $|A| = \sum_{x_i \in U} \mu_A(x_i)$ où U est fini, Si A est un sous-ensemble ordinaire de U , $|A|$ est le nombre des éléments de A ($\mu_A(x_i) = 1$).

- Les α -coupes de U associés à A : $A_\alpha = \{ x \in U / \mu_A(x) \geq \alpha \} ; \alpha > 0$

Cette dernière notion est utile pour étendre certaines opérations ensembliste classiques.

I.2.2 DIFFERENTES FORMES POUR LES FONCTIONS D'APPARTENANCE

On utilise souvent des fonctions d'appartenances de formes trapézoïdales ou triangulaires [4] où l'allure est complètement définie par quatre points P_1, P_2, P_3 et P_4 ($P_2 = P_3$) dans le cas triangulaire. (Voir figures I.2 et I.3)

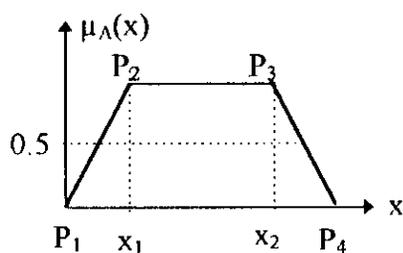


Fig I.2 : Cas trapézoïdal

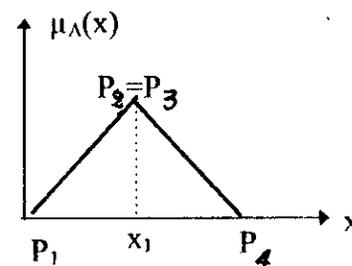


Fig I.3 : Cas triangulaire.-

Où

$$\text{tri}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x - x_1|}{2a} & x_1 - 2a \leq x \leq x_1 + 2a \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (I.2)$$

$$\text{trap}(x) = \begin{cases} 1 - \frac{|x - x_1|}{2a_1} & x_1 - 2a_1 \leq x \leq x_1 \\ 1 & x_1 \leq x \leq x_2 \\ 1 - \frac{|x - x_2|}{2a_1} & x_2 \leq x \leq x_2 + 2a_1 \end{cases} \quad (I.3)$$

Où: a_1 et a sont des paramètres

il existe d'autres formes appelées gaussiennes. A titre d'exemple :

$$\mu_A(x) = 1 / \left(1 + ((x - x_0)/a)^2 \right), -\infty \leq x \leq +\infty \quad (I.4)$$

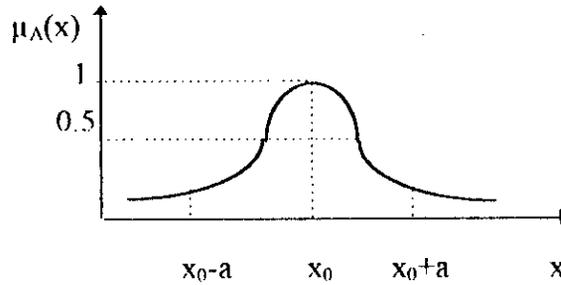


Fig 4: Fonction d'appartenance en cloche.

L'utilisateur a la possibilité de choisir lui même ses fonctions d'appartenance, celles-ci peuvent être paramétrées ce qui permet de les ajuster facilement dans un traitement donné, comme le montre la figure 4 où le paramètre a peut être varié pour modifier la forme de $\mu_A(x)$.

1.2.3 OPERATIONS ENSEMBLISTES FLOUES

Comme pour les ensembles classiques on peut définir des opérations sur les ensembles flous telle que :

l'inclusion, l'égalité, la complémentation, l'union et l'intersection.

Soit A et B deux ensembles flous d'un référentiel U avec les fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ respectivement.

- Egalité : on dit que A et B sont égaux si et seulement si :

$$\mu_A(x) = \mu_B(x)$$

- Inclusion : on dit que $A \subseteq B$ si et seulement si :

$$\mu_A(x) \leq \mu_B(x)$$

- Complémentation : la fonction d'appartenance de A' complément de A est

$$\mu_{A'}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

- L'union : on définit $C = A \cup B$ comme suit :

$$\mu_C(x) = \perp(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

- L'intersection : on définit $C = A \cap B$ comme suit :

$$\mu_C(x) = \top(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

Avec \top et \perp des opérations d'intersection et d'union t-norme et t-conorme respectivement résumée par le tableau suivant:

$\perp(\mu_A, \mu_B)$	$\top(\mu_A, \mu_B)$	Nom
$\max(\mu_A, \mu_B)$	$\min(\mu_A, \mu_B)$	Zadeh
$\mu_A + \mu_B - \mu_A \mu_B$	$\mu_A \mu_B$	Probabiliste
$\min(\mu_A + \mu_B, 1)$	$\max(\mu_A + \mu_B - 1, 0)$	Lukasiewicz
$\frac{\mu_A + \mu_B - \mu_A \mu_B - (1 - \alpha) \mu_A \mu_B}{1 - (1 - \alpha) \mu_A \mu_B}$	$\frac{\mu_A \mu_B}{\alpha + (1 - \alpha)(\mu_A + \mu_B - \mu_A \mu_B)}$	Hawacher $\alpha > 0$
$\begin{cases} \mu_A & \text{Si } \mu_B = 0 \\ \mu_B & \text{Si } \mu_A = 0 \\ 1 & \text{Sinon} \end{cases}$	$\begin{cases} \mu_A & \text{Si } \mu_B = 1 \\ \mu_B & \text{Si } \mu_A = 1 \\ 0 & \text{Sinon} \end{cases}$	weber

Tab I.1 : Tableau résumant les opérateurs d'union et d'intersection.

Il existe d'autres opérateurs pondérés tel que:

- min-max : $\mu_C(x) = \alpha \min((\mu_A(x)\mu_B(x)) + (1-\alpha)\max(\mu_A(x)\mu_B(x)))$
- α -opérateur: $\mu_C(x) = (\mu_A(x)\mu_B(x))^{(1-\alpha)} \cdot (\mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x)\mu_B(x))^\alpha$

Ceci permet d'influencer le critère d'évaluation avec certaines opérations, ce qui est identique avec le raisonnement humain où les décisions ne sont pas rigidement objectives mais sujettes à des critères subjectifs.

Remarque : les propriétés de l'algèbre classique sauf tiers-exclu tel que la commutativité, associativité, distributivité, lois de Morgan s'appliquent aussi bien aux opérations sur les ensembles flous.

I.2.4 PRODUIT CARTESIEN

Soit A_1, \dots, A_n des ensembles flous dans U_1, \dots, U_n respectivement. On définit le produit cartésien $A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n$ comme un sous-ensemble flou du produit $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$ par:

$$\mu_{A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n}(x_1, \dots, x_n) = \min(\mu_{A_1}(x_1), \dots, \mu_{A_n}(x_n)) ; \forall x_i \in U_i$$

I.3 RELATIONS FLOUES

I.3.1 DEFINITIONS

Une relation floue mesure le degré de liaison entre les éléments de deux ou plusieurs ensembles floues[6],[7]. Soit U_1, \dots, U_n n référentiels, une relation floue R est un sous-ensemble floue du produit cartésien $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$ donné par sa fonction d'appartenance

$\mu_R(x_1, \dots, x_n); x_i \in U_i$, tel que:

$$R = \{(x_1, \dots, x_n); \mu_R(x_1, \dots, x_n) / (x_1, \dots, x_n) \in U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n \}$$

I.3.2 PROPRIETES GENERALES

Composition des relations : soit R_1, R_2 deux relations floues définies sur $U \times V$ et $V \times W$ respectivement, on définit la relation composée $R = R_1 \circ R_2$ par :

$$R = \{(x, z), \mu_R(x, z) / x \in U, z \in W\}$$

$$\text{où: } \mu_R(x, z) = \sup_{y \in V} (\top(\mu_{R_1}(x, y), \mu_{R_2}(y, z)))$$

avec \top est l'opérateur d'intersection donné par le tableau I.1.

On peut schématiser cette idée avec des blocs diagrammes comme suit:

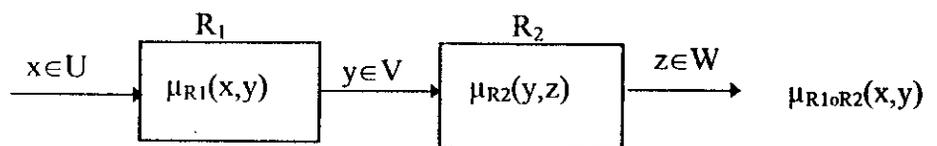


Fig I.5: Bloc diagramme de $R_1 \circ R_2$.

Dans le cas où R_1 est un ensemble floue alors $R_1(x, y)$ devient $R_1(x)$, et $V = U$ de la figure I-5 se réduit à :

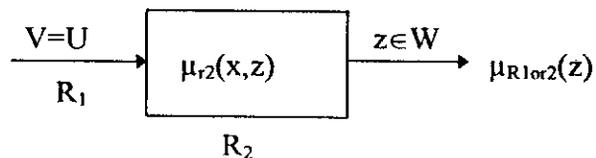


Fig I.6: Bloc diagramme de $R_1 \circ R_2 (U = V)$.

Dans ce cas $\mu_{R_1 \circ R_2}(z) = \sup_{x \in U} (\top(\mu_{R_1}(x), \mu_{R_2}(x, z)))$

Cette dernière est utilisée aux inférences floues (étudier par la suite).

Une relation R définie sur $U \times U$ est dite:

- symétrique: $\mu_R(x,y) = \mu_R(y,x) ; \forall (x,y) \in U \times U$
- réflexive : $\mu_R(x,x) = 1 ; \forall x \in U$
- transitive : $\mu_R(x,z) \geq \sup_{y \in U} (\min(\mu_R(x,y), \mu_R(y,z))) ; \forall (x,y,z) \in U \times U \times U$
- antisymétrique Si $\mu(x,y) > 0$ et $\mu(y,x) > 0$ alors $x=y ; \forall (x,y) \in U \times U$

Toute relation symétrique, réflexive et transitive est dite de similarité, par contre si elle est transitive, réflexive et antisymétrique elle est dite relation d'ordre floue.

Remarque: lorsqu'on fixe un niveau α ces deux types de relations se confondent avec les relations classiques d'équivalence et d'ordre partiel.

I.4 LES VARIABLES LINGUISTIQUES

I.4.1 DEFINITIONS

Une variable linguistique est définie par un triplet (V, U, T_V) où :

V : le nom de la variable.

U : le référentiel (R, Z, \dots) .

T_V : ensemble fini de sous-ensembles flous de U qui sont utilisés pour caractériser V .

Exemple :

si on considère la vitesse comme une variable linguistique V définie sur $U = [0, 100]$ et qui prend $T_V = \{\text{lente, normale, rapide}\}$, ces termes peuvent être représentés par des fonctions d'appartenance comme le montre la figure(I.7)

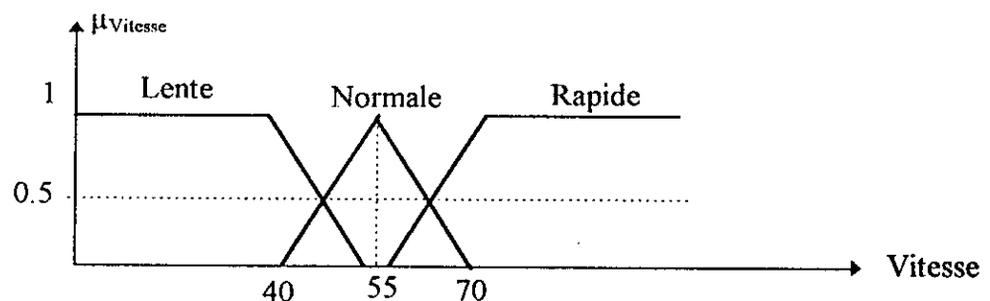


Fig I.7: Représentation de la variable linguistique "la vitesse".

Ainsi les ensembles flous peuvent être modifiés par des variables linguistiques tel que (très, un peu, ...).

Ces modificateurs flous permettent de représenter de nouveaux ensembles flous dérivés de l'ensemble initial. Les premiers modificateurs ont été introduit par ZADEH sous le nom de "très", associé à la transformation $\mu_A \rightarrow (\mu_A)^2$ et "plus ou moins" par $\mu_A \rightarrow (\mu_A)^{0.5}$ $A \in TV$.

1.4.2 PROPOSITIONS FLOUES

Une proposition floue élémentaire est définie à partir d'une variable linguistique V par la qualification " V est A " , où : $A \in T_V$

La valeur de vérité d'une proposition élémentaire est définie par la fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ de A .

On peut obtenir des propositions générales par la composition des propositions élémentaires en utilisant :

- la conjonction (V_1 est A) et (V_2 est B) possède la valeur de vérité $\mu_{A \cap B}(x)$
- la disjonction (V_1 est A) ou (V_2 est B) possède la valeur de vérité $\mu_{A \cup B}(x)$
- l'implication V_1 est A alors V_2 est B .

1.5 L'INFERENCE FLOUE

1.5.1 REGLE FLOUE

En général, une règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication [7], pour cela considérons la règle floue " si V_1 est A ALORS V_2 est B " qui est une implication entre deux propositions de variables floues (V_1, U, T_{V1}) et (V_2, U, T_{V2}).

- La proposition "si V_1 est A " est la condition de l'implication.
- La proposition " V_2 est B " est la conclusion de l'implication.
- La valeur de vérité de l'implication est définie par la fonction d'appartenance μ_R d'une relation floue R entre U et V .

$$\mu_R(x,y) = \Phi(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (1.5)$$

Φ est choisie de sorte que, dans le cas où A et B sont précises, l'implication sera identique à une implication classique.

Les implications floues les plus utilisées sont données par le tableau (Tab I.2) . [7]

μ_R	valeur de vérité	nom
μ_{RR}	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x)\mu_B(x)$	Reichenbach
μ_{RRW}	$\max(1 - \mu_A(x), \min(\mu_A(x), \mu_B(x)))$	Wilnoth
μ_{RKD}	$\max(1 - \mu_A(x), \mu_B(x))$	Dienes
μ_{RBG}	$\begin{cases} 1 & \text{Si } \mu_A \leq \mu_B \\ \mu_B & \text{Sinon} \end{cases}$	Brown Gödel
μ_{RG}	$\begin{cases} \min(\frac{\mu_A}{\mu_B}, 1) & \text{Si } \mu_B \neq 0 \\ 1 & \text{Sinon} \end{cases}$	Göguen
μ_{RL}	$\min(1 - \mu_A + \mu_B, 1)$	Lukasiewicz
μ_{RM}	$\min(\mu_A, \mu_B)$	Mamdani
μ_{RP}	$\mu_A \mu_B$	Larsen

Tab (I.2): Résumé des implications les plus utilisées.

Remarque :

Dans la commande floue on utilise souvent μ_{RR} et μ_{RR}

I.5.2 RAISONNEMENT ET PRISE DE DECISION

Cela consiste à manipuler et utiliser les propositions et les règles floues dans le but d'obtenir un résultat. Pour cela on utilise *le* modèle *suivant*:

- MPG (modélis ponens généralisée) est une image du raisonnement approché, qui nous permet de donner une décision même si les données sont floues, on distingue deux cas:

a) cas d'une seule règle : il correspond à la règle d'inférence suivante :

règle si x est A alors y est B.

Fait observé x est A'

conclusion y est B'

Le calcul de B' s'effectue en combinant $\mu_R(x,y)$ et $\mu_A(x)$ de la forme :

$$\mu_{B'}(y) = \sup_{x \in U} \top (\mu_A(x), \mu_R(x,y)) \quad (1.6)$$

b) cas de plusieurs Règles:

Règles	Si x est A _i alors y est B _i	i=1,...,m
Fait observé	x est A'	
Conclusion	y est B'	

$$\mu_{B'}(y) = \sup_{x \in U} (\top (\mu_A(x), \perp (\mu_{A_i}(x), \mu_{B_i}(y)))_{i=1, \dots, m}) \quad (1.7)$$

Où \top et \perp sont des t-norme et conorme respectivement (voir Tab I.1).

Le résultat va dépendre de la modélisation de règle (i.e.: fait observé, le choix de μ_R et la prémisse x est A).

I.6 CONCLUSION :

La théorie des ensembles flous trouve son application dans plusieurs domaines, telque l'informatique, l'automatique...etc. Comme nous l'avons vu la possibilité de réaliser les inférences floues de plusieurs manières prouve la richesse de cette théorie.

Dans ce qui suit nous allons voir une application de cette théorie dans le domaine de la commande

CHAPITRE II

MODÉLISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE



Introduction:

La machine asynchrone est un système multivariables, non linéaire, fortement couplé d'où la complexité de sa commande[3]. D'autre part, en raison de ces qualités (côté faible, simplicité de construction, robustesse, etc.), elle est en voie de devenir la plus utilisée des machines électriques lors des entraînements pour les processus industriels à vitesse variable.

L'association de la machine à un onduleur est un moyen très efficace pour la piloter.

Dans ce chapitre nous donnons une représentation mathématique de la machine asynchrone dans le plan triphasé, puis dans le plan biphasé selon le modèle de **PARK**. La deuxième partie est consacrée à la modélisation de l'onduleur.

II.1 Modélisation de la machine asynchrone:

II.1.1 Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone avec sa répartition des enroulements et sa géométrie propre est très complexe, il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes:

- 1- La machine n'est pas saturée, de là, on peut écrire que les flux sont proportionnels aux courants qui les produisent.
- 2- Le matériau magnétique est parfaitement feuilleté, d'où absence de courant de Foucault. Par conséquent, les flux s'expriment uniquement en fonction des courants d'enroulements
- 3- L'effet de peau est négligeable.

II.1.2 Equations de la machine:

Les équations électriques de la machine sont données par [1]:

Au stator:

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

où:

$$[I_s] = [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}]'$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{as} \quad \Phi_{bs} \quad \Phi_{cs}]'$$

$$[U_s] = [U_{as} \quad U_{bs} \quad U_{cs}]'$$

au rotor:

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

où:

$$\begin{aligned} [I_r] &= [I_{ar} \quad I_{br} \quad I_{cr}]^t \\ [\Phi_r] &= [\Phi_{ar} \quad \Phi_{br} \quad \Phi_{cr}]^t \\ [U_r] &= [U_{ar} \quad U_{br} \quad U_{cr}]^t \end{aligned}$$

Les équations du flux statorique et rotorique sont:

$$\begin{aligned} [\Phi_s] &= [L_s][I_s] + [L_m][I_r] \\ [\Phi_r] &= [L_r][I_r] + [L_m][I_s] \end{aligned} \tag{II.3}$$

où:

$$\begin{aligned} [L_s] &= \begin{bmatrix} l_s & l_{sm} & l_{sm} \\ l_{sm} & l_s & l_{sm} \\ l_{sm} & l_{sm} & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & l_{rm} & l_{rm} \\ l_{rm} & l_r & l_{rm} \\ l_{rm} & l_{rm} & l_r \end{bmatrix} \\ [L_m] &= l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{II.4}$$

On obtient par substitution des équations

$$\begin{aligned} [U_s] &= [R_s][I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} [L_m][I_r] \\ [U_r] &= [R_r][I_r] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} [L_m][I_s] \end{aligned} \tag{II.5}$$

Les équations ainsi obtenues sont à coefficients variables dans le temps, la transformation de park permet d'obtenir un modèle équivalent plus simple

II.1.3 Transformation de Park:

La transformation de Park consiste à représenter les enroulements statoriques et rotoriques par des enroulements orthogonaux équivalents selon la figure (II.1)

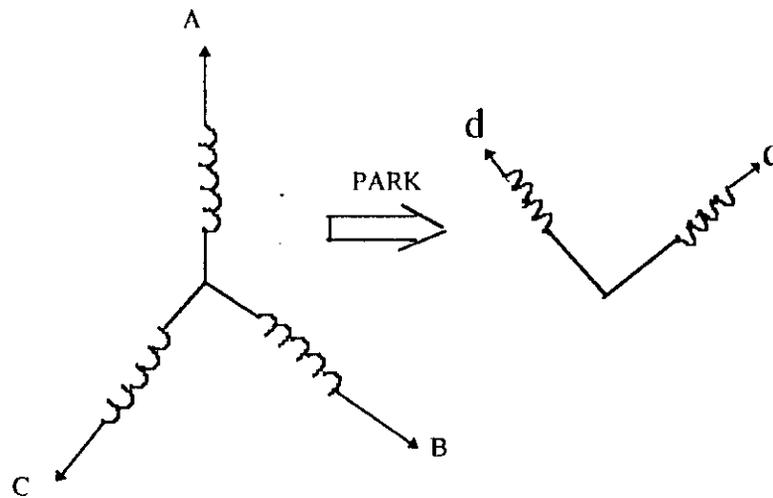


Fig II.1: Passage entre bobinage triphasé et bobinage biphasé.

LA matrice de PARK est donnée par :[1]

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$\text{L'orthogonalité nous permet d'écrire } P^{-1}(\theta) = P(\theta)^T \quad (\text{II.7})$$

Une grandeur G se transforme de la manière suivante:

$$[G_{d,q}] = P(\theta)[G_{a,b,c}] \quad (\text{II.8})$$

Où: G est une grandeur physique (U, I, Φ)

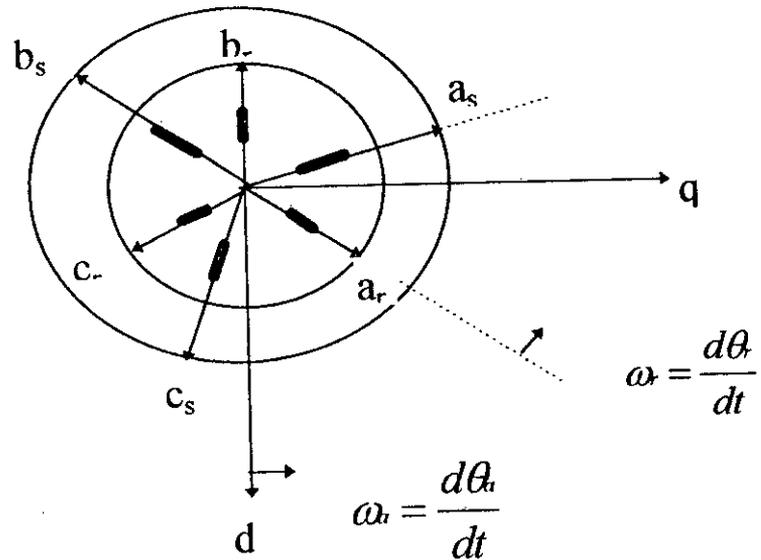


Fig II.2: Représentation schématique d'une machine asynchrone

Remarque:

La puissance dans le repère de park est conservée $P_{abc} = P_{dq}$
 (ie: $V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = V_d I_d + V_q I_q$) (II.9)

II.1.4 modélisation dans le repère de park:

a) Les équations électriques:

Dans la repère de PARK les équations électriques s'écrivent:[1]

$$U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_a \Phi_{qs}$$

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_a \Phi_{ds}$$

(II.10)

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr}$$

où : ω_a et ω_r sont respectivement la vitesse du repère de PARK et la pulsation électrique du rotor avec , $\Omega_r = P\omega_r$ est la vitesse de rotation du rotor
 P: nombre de paires de pôles

b) les équations des flux

$$\begin{aligned}\Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \\ \Phi_{ds} &= L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s I_{qs} + L_m I_{qr}\end{aligned}\tag{II.11}$$

avec : $L_s = L_{s0} - L_{sm}$; $L_m = 3/2 L_{sr}$; $L_r = L_{r0} - L_{rm}$

c) choix du référentiel:

Les équations de la machine asynchrone peuvent être exprimées dans différent référentiel selon le choix de ω_a

c-1: référentiel lié au stator dans ce cas $\theta_a=0$, $\omega_a=0$

c-2 : référentiel lié au rotor $\omega_a=\omega_r$

c-3: référentiel lié au champs tournant $\omega_a=\omega_s$; ou ω_s est la pulsation du champs tournant pour nôtre cas on va choisir le référentiel liée au champs tournant, alors le système d'équation s'écrit :

$$\begin{aligned}U_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ U_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr}\end{aligned}\tag{II.12}$$

où: $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

d) Equation mécanique:

L'équation électrique du couple électromagnétique, en fonction des flux et des courants statoriques est donnée par:

$$C_e = P(I_{qs} \Phi_{ds} - I_{ds} \Phi_{qs}) \quad (II.13)$$

En remplaçant Φ_{ds} , Φ_{qs} par ces expressions données par (II.11) on aura:

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (II.14)$$

Ainsi l'équation mécanique peut être formulé par:

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - \frac{k_f}{p} \omega_r - C_r \quad (II.15)$$

avec: C_r : couple résistant, J : moment d'inertie de l'arbre du moteur et K_f : le coefficient de frottement.

II.2 Modèle de la machine asynchrone:

On choisit le vecteur d'état $X^T = (I_{ds} \ I_{qs} \ \Phi_{ds} \ \Phi_{qs})$, on aboutit au modèle suivant:

$$\begin{aligned} \frac{dI_{ds}}{dt} &= \frac{-(R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r)}{\sigma} I_{ds} + \omega_a I_{qs} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{\sigma L_r} \Phi_{qr} \omega_r + \frac{U_{ds}}{\sigma} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} &= \frac{-(R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r)}{\sigma} I_{qs} - \omega_a I_{ds} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_r^2} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{\sigma L_r} \Phi_{dr} \omega_r + \frac{U_{qs}}{\sigma} \end{aligned} \quad (II.16)$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{dr} = R_r \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{qr}$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{qr} = R_r \frac{L_m}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P^2 L_m}{J L_r} (I_{qs} \Phi_{dr} - I_{ds} \Phi_{qr}) - \frac{k_f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r$$

avec: $\sigma = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$

simulation numérique

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle les moyens privilégiés d'étude, en ce qui concerne les système complexe. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ses premières étapes.

Nous avons simulé le modèle de la machine alimentée en tension en utilisant l'algorithme de RUNGE-KUTTA d'ordre 4. Les résultats de simulation sont représentés dans les figures (II.3,4)

Les caractéristiques de la machine utilisée pour toutes les simulations sont données en annexel

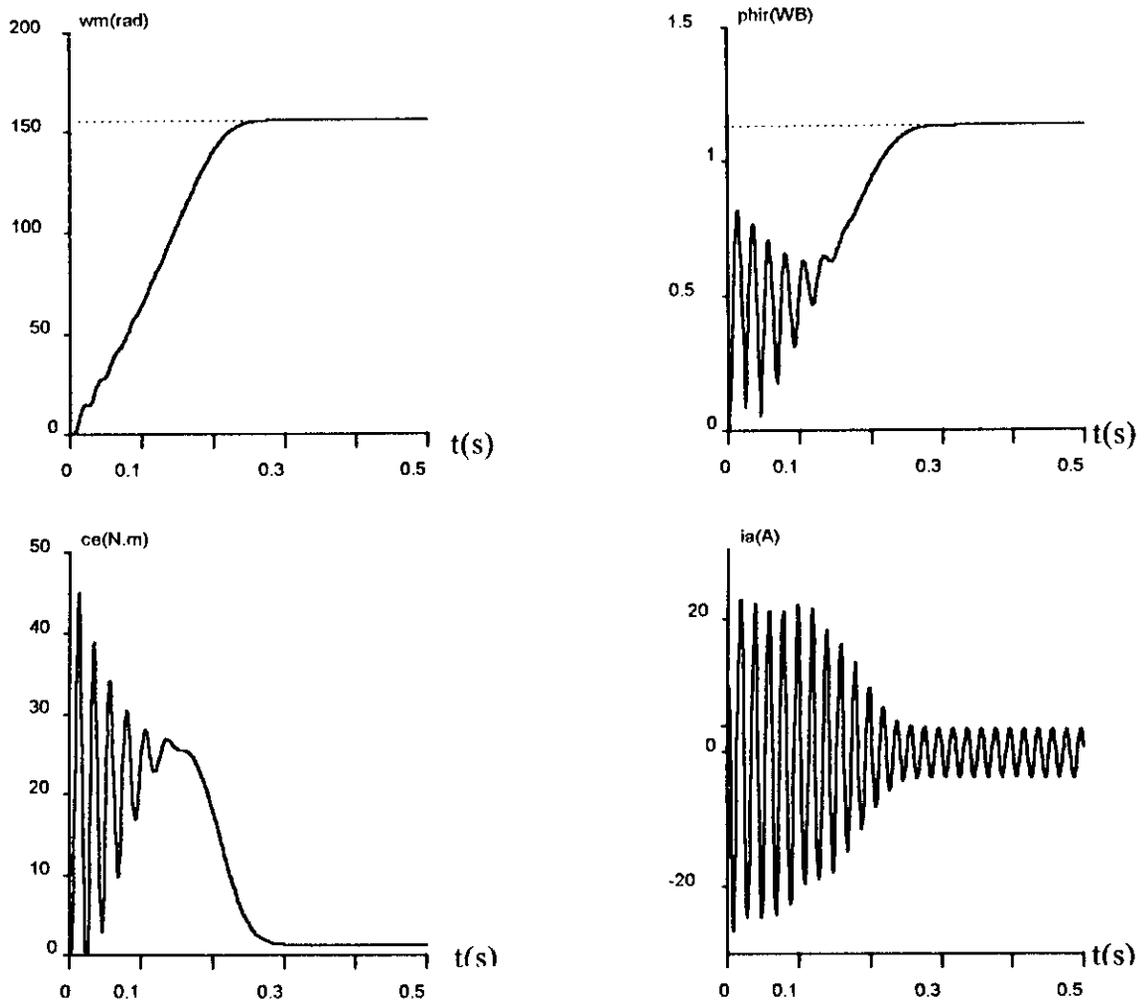
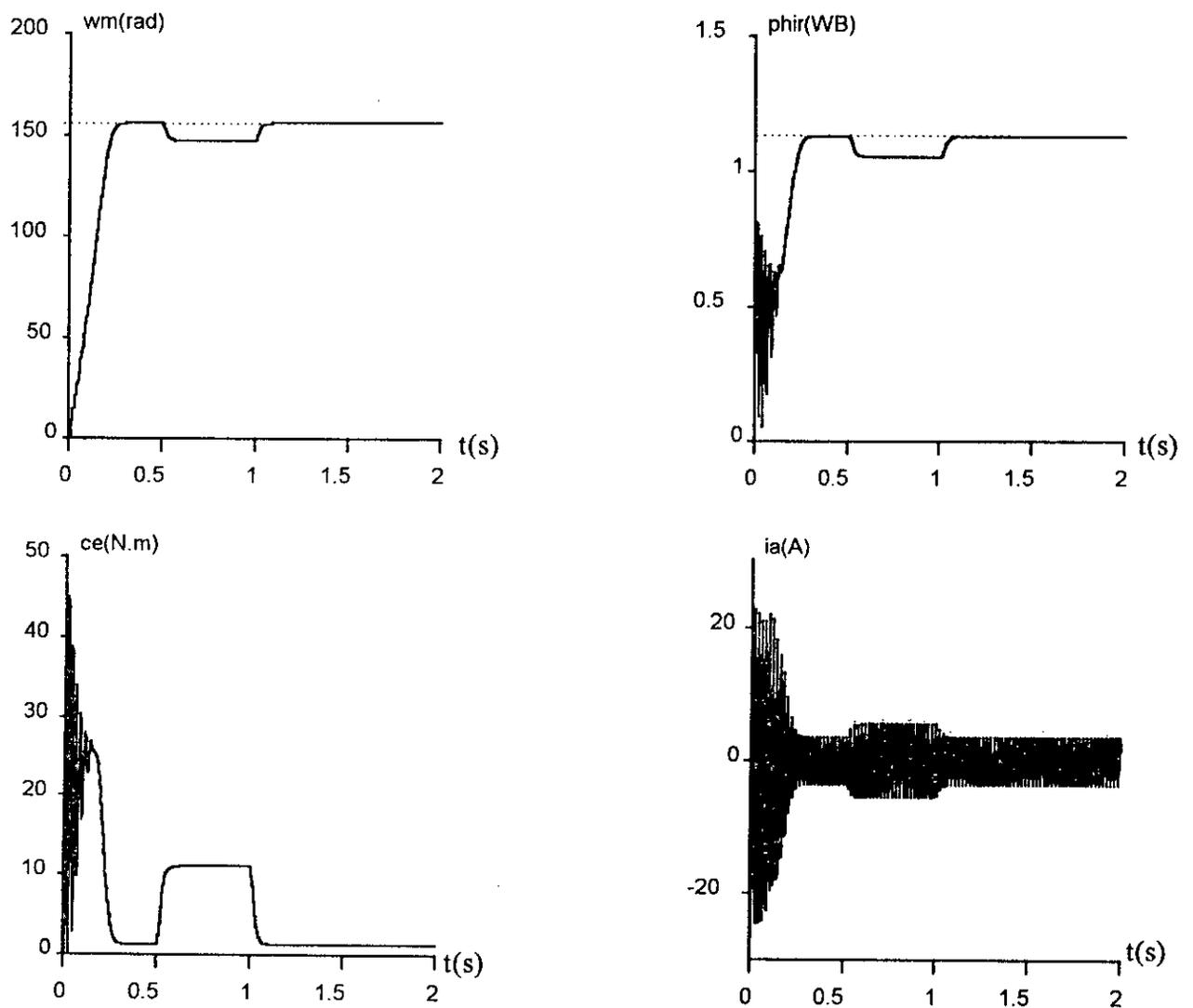


Fig II.3 Modèle en tension de la machine asynchrone (démarrage à vide)



Fig(II.4): Modèle en tension de la machine asynchrone (application d'une charge de 10 N.m).

Interprétations et commentaires:

Nous avons constatés, que dans toutes les courbes obtenues par simulation, le régime transitoire ne dure que (.25 secondes) avant que les différentes variables achèvent le régime permanent.

Au démarrage:

le couple (Fig II.3) augmente rapidement, dépasse sa valeur nominale afin de vaincre l'énergie du rotor puis se stabilise à une faible valeur correspondant au couple de frottements.

On remarque un fort appel de courant au démarrage (environ 25 A), ce régime à une durée équivalente au temps de démarrage et s'atténue par la suite jusqu'à se stabiliser en régime permanent à la valeur nominale.

Le flux rotorique se stabilise à 1.02 Wb.

La machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 1500 tr/mn (157 rad/s), puisque la charge est nulle cette vitesse est atteinte au bout de 0.25 s, donc la machine alimentée en tension est caractérisé par un démarrage rapide.

La figure(II.4) montre les caractéristiques de la machine vis à vis d'une perturbation due à la charge (couple résistant), on remarque que:

Le courant statorique augmente là où est appliquée la charge.

La vitesse chute de sa valeur nominale.

Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et le couple résistant.

Le flux chute de sa valeur nominale.

II.3 Association onduleur-machine:

La figure (II.5) représente le schéma de principe de l'onduleur de tension alimentant le stator d'un moteur asynchrone triphasé, la tension d'alimentation de l'onduleur est obtenue par une source de tension continue supposée idéale.

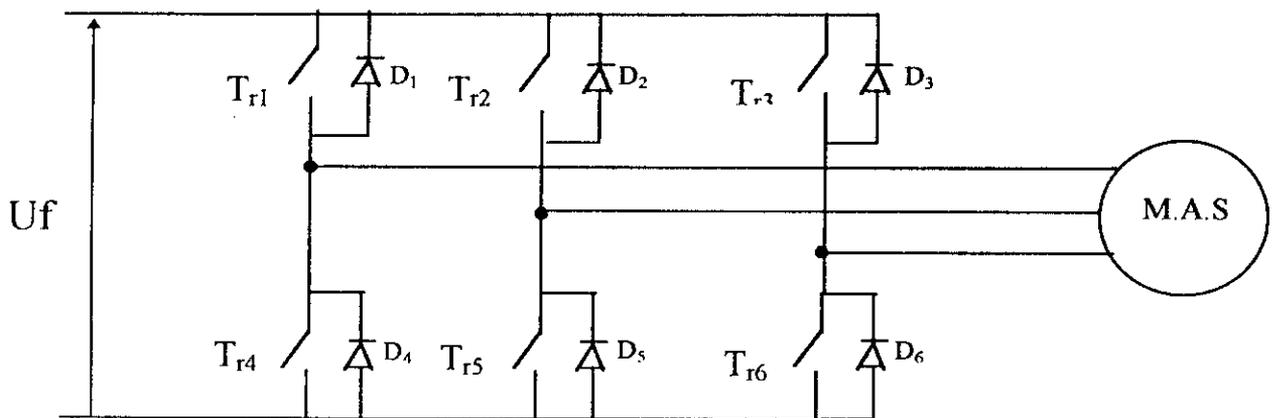
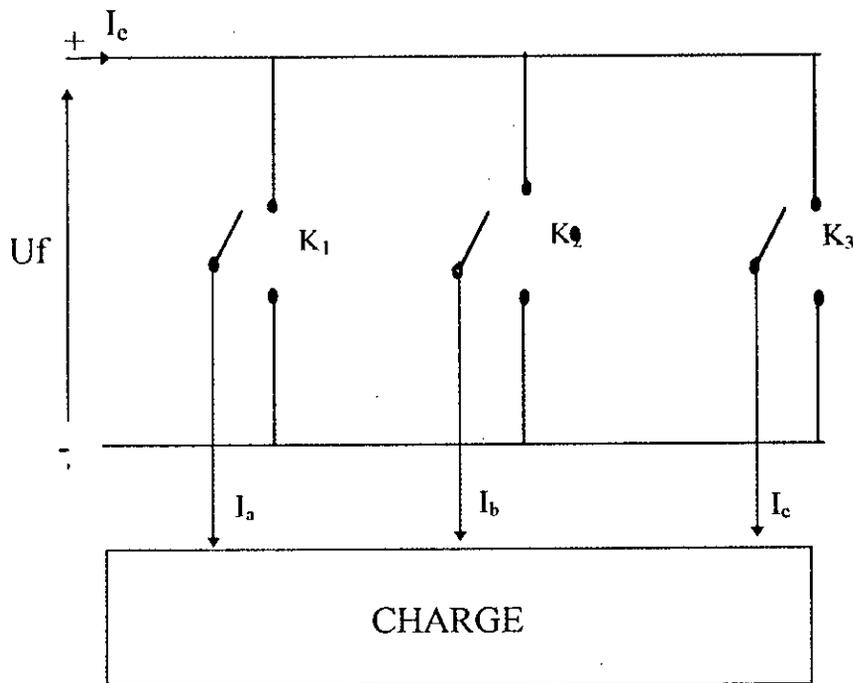


Fig II.5: Schéma de principe de l'association machine-onduleur

Les interrupteurs T_i sont des composants semi-conducteurs (thyristor, transistor, etc...) shuntés en anti-parallèle par des diodes de récupération.

II.3.1 Modélisation de l'onduleur :

La commutation des composants électroniques est supposée instantanée (composants parfaits), d'autre part la commande des transistors est complémentaire, par conséquent nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions, comme l'indique la figure (II.6):[2]



Fig(II.6) représentation des transistors par des interrupteurs

A chaque interrupteur K_i on associe une fonction logique F_i définie par:

$F_i = +1$ si K_i est connecté à la borne (+) de la source;

$i=1,2,3$

$F_i = -1$ si K_i est connecté à la borne (-) de la source.

Il en découle que :

$$U_{ab} = \frac{U_f}{2}(F_1 - F_2)$$

$$U_{bc} = \frac{U_f}{2}(F_2 - F_3)$$

$$U_{ca} = \frac{U_f}{2}(F_3 - F_1)$$

(II.17)

d'où les tensions simples V_a, V_b, V_c s'expriment comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Il reste à déterminer les fonctions F_i , celles-ci dépend de la stratégie de commandes de l'onduleur. On a utilisé la technique de contrôle à hystérésis (**Delta modulation**).

II.3.2 commande par modulation de largeur d'impulsions stratégie delta:

Le principe du contrôle des courants par hystérésis est de maintenir les courants réels à l'intérieur d'une bande de largeur donnée, centrée autour des courants de référence. Ce principe est schématisé par la figure (II.7):

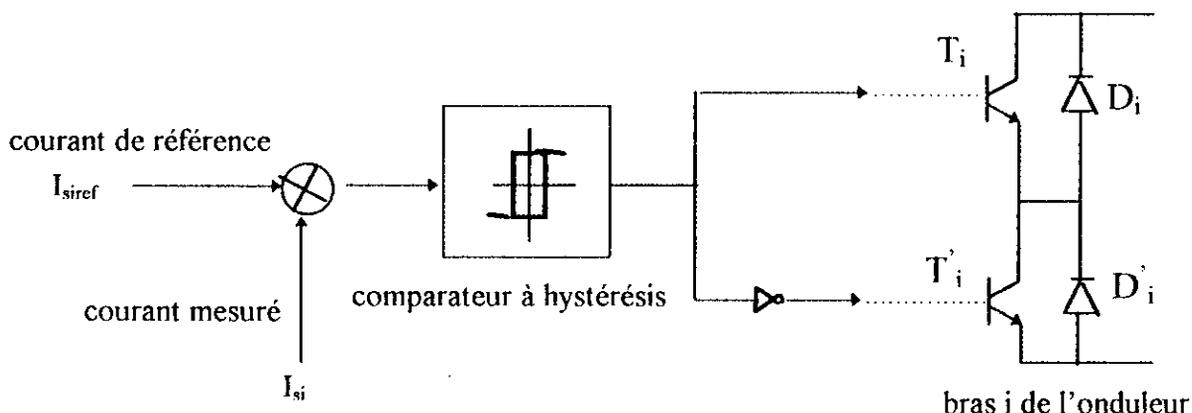


Fig (II.7): principe du contrôle par hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les transistors T_i et T'_i ($i=1,2,3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. L'entrée du comparateur est attaquée par un signal image de la différence ΔI_{si} entre le courant réel I_{si} et le courant de référence I_{siref} . Le changement de signe de cette différence entraîne le basculement du comparateur. cependant, du fait de l'effet hystérésis, le comparateur ne bascule pas instantanément au changement de signe de ΔI_{si} .

Le transistor T_i continue de conduire tant que $\Delta I_{si} < h$. Pendant ce temps le courant réel I_{si} évolue en augmentant jusqu'à ce que ΔI_{si} soit égale à h . Là le comparateur bascule et le transistor T'_i conduit à son tour et continue à conduire tant que $\Delta I_{si} < -h$. Le courant réel I_{si} décroît alors jusqu'à atteindre la valeur $I_{siref} - h$ et ainsi de suite. notons que h est la demi largeur de la bande d'hystérésis. Suite à cette description, les fonctions logiques sont données par les équations suivantes:

$$F_i^{k+1} = -1 \text{ si } I_{si} \geq I_{siref} + h$$

$$F_i^{k+1} = +1 \text{ si } I_{si} \leq I_{siref} - h$$

$$F_i^{k+1} = F_i^k \text{ si } I_{siref} - h \leq I_{si} \leq I_{siref} + h$$

F_i^k : valeur de F_i à la $k^{\text{ème}}$ itertion

F_i^{k+1} : valeur de F_i à la $(k+1)^{\text{ème}}$ itération

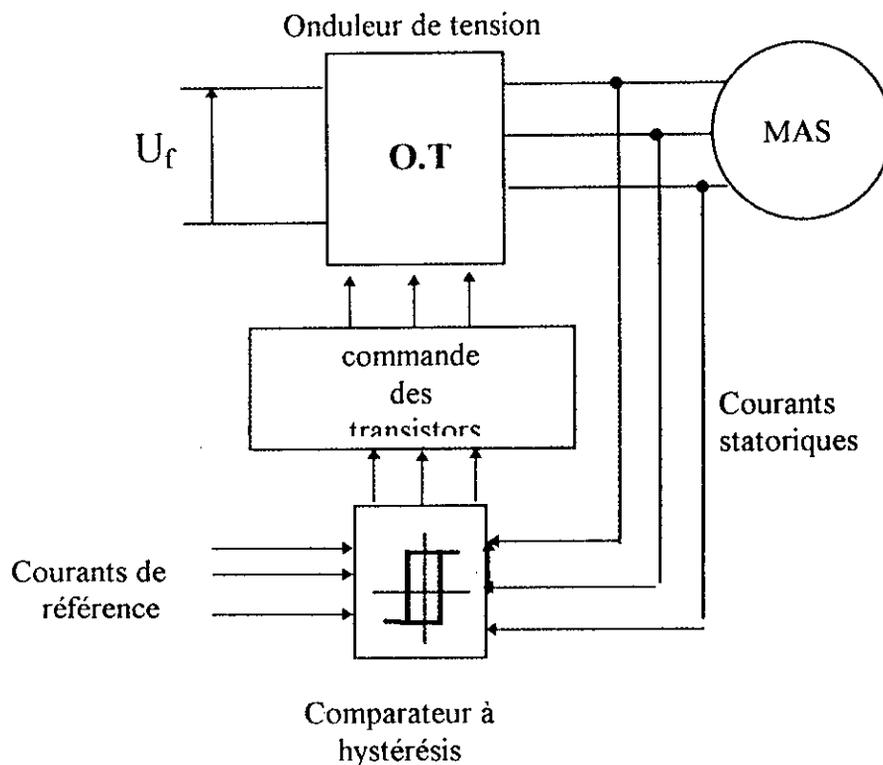
$$i=1,2,3$$

$$I_{si} = I_a, I_b, I_c$$

$$I_{siref} = I_{aref}, I_{bref}, I_{cref}$$

II.3.3 Modélisation de l'association onduleur-machine:

Cette association est schématisée par la figure (II.8). Les courants statoriques sont comparés à des courants de référence. Sur la base de cette comparaison sont commandés les transistors, La machine est donc alimentée en tension mais commandée en courant.



Fig(II.8): Association onduleur-machine

Simulation numérique :

Nous avons simulé l'association machine-onduleur. Les résultats de la simulation sont représentés à la figure (II.9 et II.10)

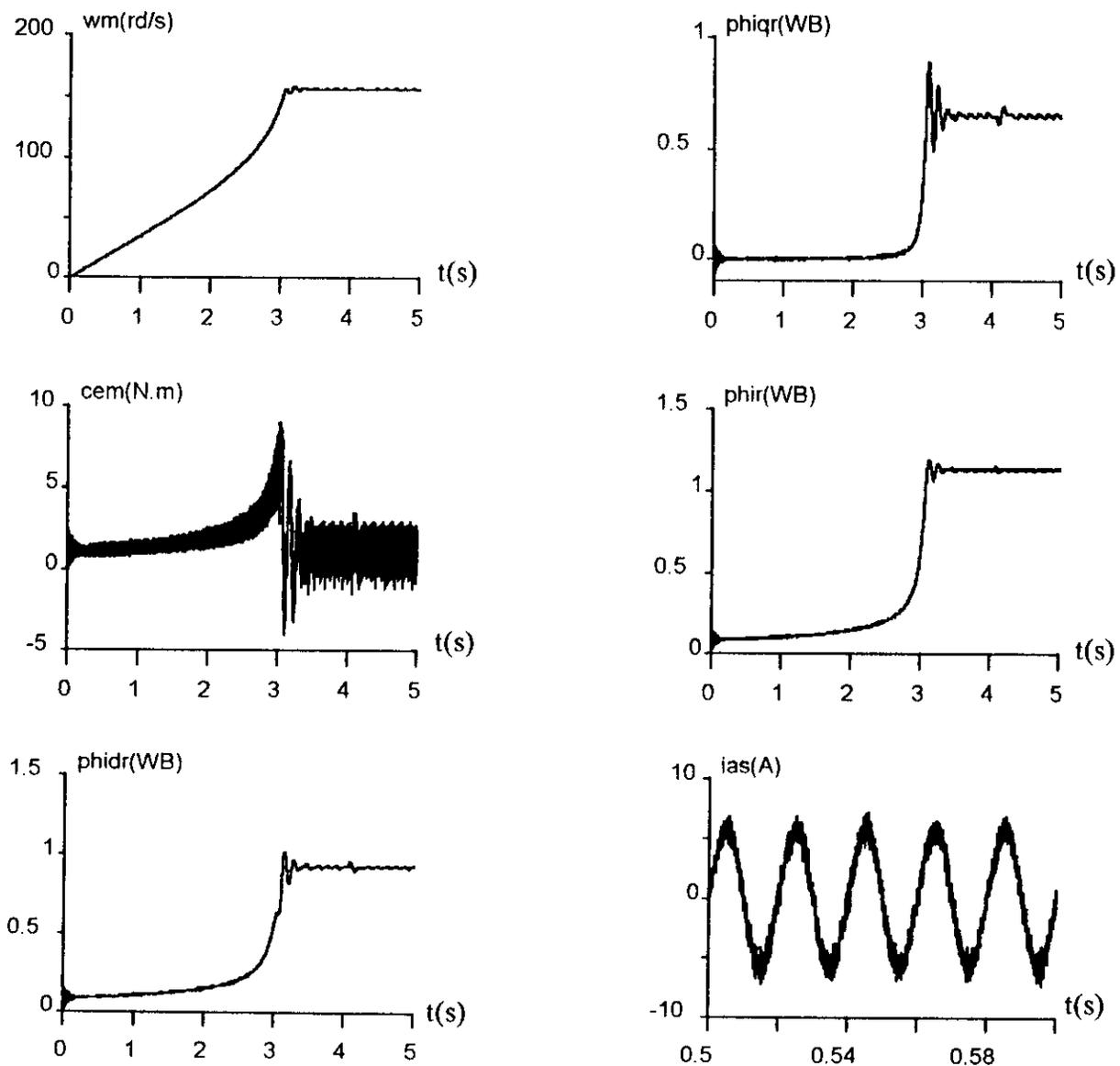


Fig II.9: les différentes réponses de l'association onduleur-machine asynchrone

Interprétation et commentaires:

La comparaison de ces figures obtenues pour l'association onduleur de tension-machine asynchrone avec les courbes obtenues pour la simulation du modèle de la machine alimentée par un système de tension sinusoïdales montre de grandes différences:

1. Le démarrage est nettement plus long (la machine atteint 1500 tr/min en ~~3~~ environ).
2. Nous constatons que le couple électromagnétique est très ondulé. Ces ondulations sont dues au pas de simulation d'une part, d'autre part à la stratégie de contrôle de l'onduleur. C'est à dire la tension de sortie de l'onduleur contient des composantes hautes fréquences comme le montre la figure (II.10).

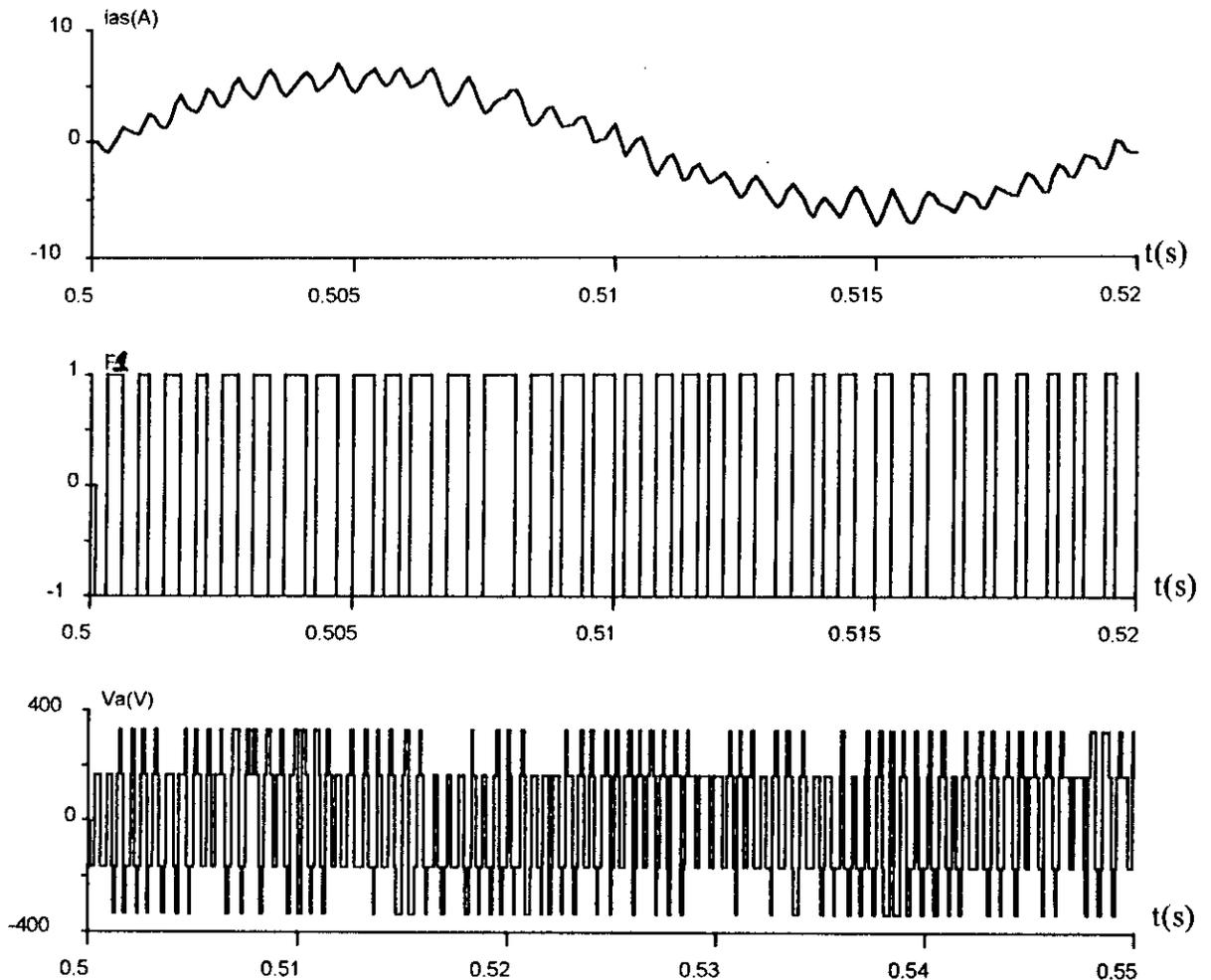


Fig II.10: Association onduleur-machine asynchrone (signal de commutation des transistors)

II.4 Conclusion:

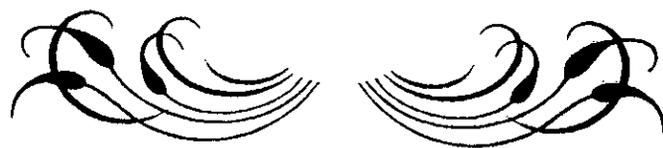
Nous avons présenté dans ce chapitre la modélisation et la simulation numérique en boucle ouverte de l'association de la machine asynchrone avec un onduleur.

Nous avons mis en évidence le comportement de la machine vis à vis de deux différentes alimentations, et nous avons constaté que le temps de réponse de la machine alimenté par le réseau est nettement meilleur que celui d'une alimentation avec onduleur.

Dans la majorité des entraînements par moteur asynchrone, les perturbations influent sur la grandeur à commander, elles ne sont plus négligeable, ce ci rend le fonctionnement en boucle ouverte ne répond pas aux exigences d'un entraînement à vitesse constante, ainsi une régulation s'impose.

Chapitre III

La commande floue



INTRODUCTION

Le problème de la commande du processus consiste à calculer les variables de commandes et à appliquer les résultats au système pour obtenir de celui-ci un comportement souhaité [5].

La loi d'évolution des entrées est appelée loi de commande. Le contrôleur est chargé d'engendrer cette loi.

L'automatique fournit une large famille de méthodes pour synthétiser les lois de commandes lorsque l'on dispose d'un modèle suffisamment précis.

Au contraire, quand le modèle est absent, mais qu'une conduite du processus est réalisée par un opérateur humain, ou déduite à partir des données numériques, la commande floue peut être considérée comme une démarche adaptée [6],[9],[10].

Dans ce cas, on code les connaissances des experts en des variables linguistiques (grand, petit, zéro,...) ainsi, on modélise le raisonnement humain, et non le processus à contrôler.

Ce chapitre commence par clarifier la structure de base du contrôleur flou. Ensuite on parle des avantages et des inconvénients de ce contrôleur.

III.1 LE CONTROLEUR FLOU:

En général un contrôleur flou est un système qui associe à tout vecteur d'entrée $X = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ un vecteur de sortie $Y = [y_1, y_2, \dots, y_n]$

Tel que:

$$Y = F(X) \quad (III.1)$$

Où: F est souvent une fonction non linéaire.

Cette dernière expression fait appel d'une manière ou d'une autre à la logique floue [6]. La figure (III.1) montre la configuration de base du contrôleur flou, il comporte essentiellement quatre parties [8]:

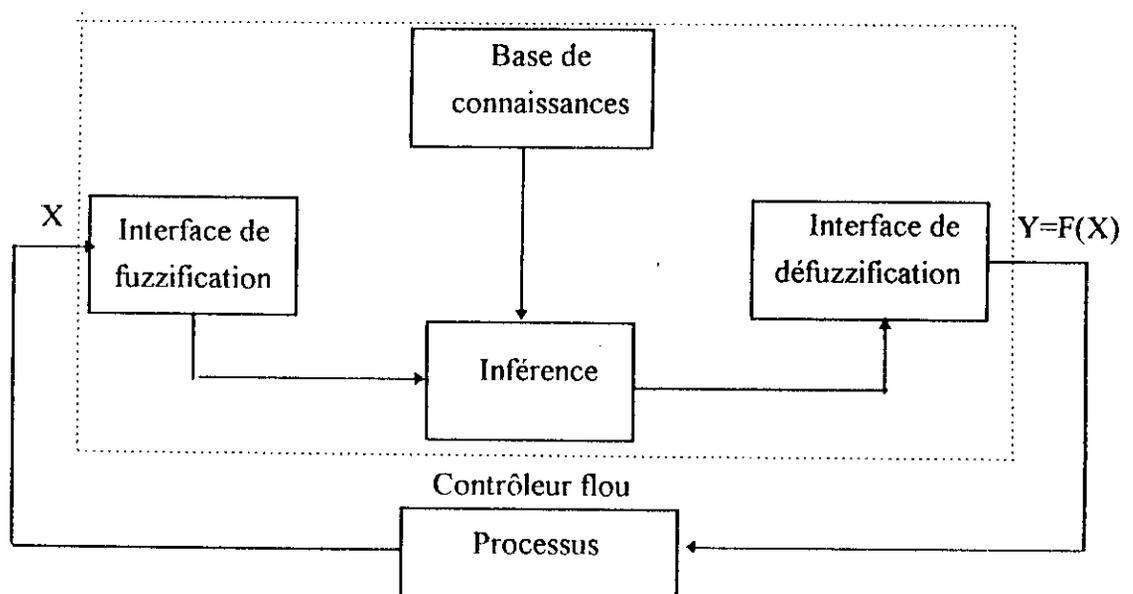


Fig III.1: Configuration de base du contrôleur flou.

Une interface de fuzzification, une base de connaissances, un bloc d'inférence et une interface de défuzzification.

III.1.1 LA FUZZIFICATION

La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenances pour les variables d'entrée et de sortie, on réalise ainsi le passage des grandeurs physiques (grandeurs déterminées) en variables linguistiques (variables floues) [4].

Dans le cas du réglage flou on utilise des fonctions d'appartenance trapézoïdales et triangulaires pour les variables linguistiques. On associe à chaque variable d'entrée x_i , un univers de discours décomposé en un nombre limité de fonctions d'appartenances.

Une subdivision plus fine de l'univers n'apporte aucune amélioration du comportement dynamique, en outre la commande par la logique floue perd de ces avantages par rapport aux autres commandes, en ce qui concerne le coût d'implémentation [4].

Dans certains cas on désire normaliser les variables d'entrée et de sortie de tel sorte qu'elles varient dans la gamme [-1, +1], en multipliant ces variables par des gains de normalisation. Notons que ces gains jouent un rôle extrêmement important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande.

Il n'y a aucune méthode systématique qui donne ces paramètres d'emblée. En fait il faut procéder par tâtonnement, en utilisant des règles empiriques et l'expérience acquise au fil du temps.

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

Il faut noter que dans la commande floue on choisit pour les ensembles flous d'entrée (les mesures) des singleton. C'est à dire:

$$\begin{aligned} \mu_{A_x}(X) &= 1 \text{ si } X = X' \\ \mu_{A_x}(X) &= 0 \text{ si } X \neq X' \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

avec $X' = [x'_1, x'_2, \dots, x'_p]$ est le vecteur à mesurer et A_x est l'ensemble flou correspondant à ce vecteur.

III.1.2 BASE DE CONNAISSANCE:

Elle est constituée par une collection des règles données par:

Si conditions alors_opération

D'une manière formelle une règle peut être exprimée par:

$$R^{(i)}: \text{si } u_1 \text{ est } F_1^{(i)} \text{ et } u_2 \text{ est } F_2^{(i)}, \dots, u_p \text{ est } F_p^{(i)} \text{ Alors } v \text{ est } G^{(i)} \quad (\text{III.3)I}$$

où: $l=1, \dots, m$, $F_i^{(l)}$ et $G^{(l)}$ sont les ensembles flous dans les univers de discours U_i et V , u_i et v sont des variables linguistiques. Leurs valeurs numériques sont $X \in U_1 \times U_2 \times \dots \times U_p$ et $Y \in V$.

On peut représenter ces règles par une table appelée "table d'inférence". Dans le cas où le contrôleur possède deux entrées et une sortie cette table est comme suit:

u_1	F^1_1	F^2_1	F^3_1
u_2	F^1_2	F^2_2	F^3_2
	G^1	G^4	G^7
	G^2	G^5	G^8
	G^3	G^6	G^9

Fig III.2: Table d'inférence.

En général cette table est antisymétrique, chacune de ces cases représente la conclusion d'une règle dont la prémisse est la conjonction des symboles de colonne associés à u_1 et des symboles de ligne associés à u_2 .

III.1.3 L'INFERENCE

L'inférence est une opération qui utilise le modus ponens généralisé vu au premier chapitre, en vue d'obtention à partir d'un ensemble flou d'entrée un nouveau ensemble flou qui caractérise la sortie du contrôleur, à partir d'une règle de la forme (III.3).

En effet : soit l'ensemble flou d'entrée $A_x \subseteq U_1 \times U_2 \times \dots \times U_p$ et soit $R^{(l)}$ la règle floue activée donnée par l'équation (III.3). On a :

$$\mu_R^l(X,y) = T_2[T_1(\mu_{F^i_1}(x_i), \mu_{G^j_1}(y))] \quad i=1, \dots, p \quad (III.3)$$

où: T_1 et T_2 sont des t-normes donnés par la table (I.1).

Alors l'ensemble flou de sortie $B^{(l)}$ est donnée par :

$$\mu_B^l(y) = \sup_{X \in A_x} [T_3(\mu_{A_x}(X), \mu_R^l(X,y))] \quad (III.4)$$

Dans le cas où A_x est un singleton (III.4) devient

$$\mu_B^l(y) = \mu_R^l(X', y) \quad (\text{III.5})$$

A cause de l'empiétement des fonctions d'appartenance, en général deux ou plusieurs règles sont activées. Pour cette raison l'ensemble flou final est :

$$B = \bigcup_{l=1}^m B^{(l)} \quad (\text{III.6})$$

avec \cup : est l'opérateur d'union.

Sa fonction d'appartenance est donc :

$$\mu_B(y) = \perp [\mu_B^l(y)], l=1, \dots, m \quad (\text{III.7})$$

avec \perp est une conorme donnée par Tab I.1.

Du fait qu'il existe plusieurs possibilités pour réaliser la t-norme et la conorme on introduit alors les méthodes d'inférences:

- méthode d'inférence MAX-MIN : dans ce cas on choisi pour \perp le Max et T_2 le Min.
- méthode d'inférence MAX-Prod : la désignation de cette méthode se rapporte à la réalisation de \perp par Max et T_2 par le produit.
- méthode d'inférence Somme-Prod : dans cette méthode la réalisation de \perp se fait par la Somme et la réalisation de T_2 par le produit.

III.1.4 LA DEFUZZIFICATION

Le résultat de l'inférence est la fonction d'appartenance $\mu_B(y)$ d'un ensemble flou qui caractérise la décision de commande. Les actionneurs actuels, utilisés dans les boucles de commande ne s'accommodent pas de ce genre de décision, il convient de la transformer en une grandeur de commande précise : c'est le but de la défuzzification.

Plusieurs méthodes de défuzzification sont proposées dans la littérature, mais il n'existe pas une base scientifique pour aucune d'elles. Parmi ces méthodes on a:

a) Méthode du maximum :

$$y' = \text{Max}_{y \in S} (\mu_B(y)) \quad (\text{III.8})$$

où: S est le support de B.

Cette méthode en général nécessite une envergure de calcul assez importante. Parfois y conduit à une indétermination, lorsque il existe plusieurs points qui maximisent $\mu_B(y)$, pour cette raison on fait appel à la méthode suivante.

b) méthode des moyennes des maximums:

$$y' = \frac{\sum_{i=1}^J \hat{y}_i}{J} \quad (\text{III.9})$$

où \hat{y}_i sont des valeurs telles que μ_B est maximum et J le nombre des maximums.

Par cette méthode on peut nous amener à un point singulier, qui possède un degré d'appartenance nul. Ce qui n'a pas une signification physique.

c) Méthode de centre de gravité :

Cette méthode considère la partie floue, issue de l'inférence, comme une surface dont on calcule la projection sur l'axe horizontal de son centre de gravité.

On obtient donc dans le cas continu :

$$y' = \frac{\int_S y \mu_B(y) dy}{\int_S \mu_B(y) dy} \quad (\text{III.10})$$

Dans le cas discret, on utilise la sommation au lieu de l'intégration et on aura :

$$y' = \frac{\sum_{i=1}^I y_i \mu_B(y_i)}{\sum_{i=1}^I \mu_B(y_i)} \quad (\text{III.11})$$

où I est le nombre des éléments constituant S.

Par cette méthode on arrive à une solution unique. Mais elle nécessite un calcul rigoureux surtout pour l'exécution en temps réel. Ce calcul est notablement simplifié lorsque $\mu_B(y)$ est déterminé par la méthode d'inférence somme-prod. [4].

Cette méthode nous permet de calculer y' à partir des centres de gravités y_i . Bien que ce résultat ne peut pas être appliqué pour les autres méthodes. C'est pour cette raison que la méthode suivante est la plus fréquente.

d) Méthode des hauteurs pondérés :

En anglais "Height Method", elle consiste à calculer le centre de gravité de chacun des ensembles $B^{(i)}$ noté y_i puis appliquer la relation suivante pour calculer la sortie du contrôleur:

$$y' = \frac{\sum_{l=1}^m y_l \mu_{B^l}(y_l)}{\sum_{l=1}^m \mu_{B^l}(y_l)} \quad (\text{III.12})$$

Il est très simple d'utiliser (III.12).

y_i et $\mu_B^1(y_i)$ peuvent être calculés à priori à l'aide de relations géométriques assez simples lorsque les fonctions d'appartenances ont des formes trapézoïdale, ou triangulaire ou gaussienne.

Il faut noter qu'il existe d'autres méthodes, leur utilité dépend du temps d'exécution et le coût d'implémentation lors de la conception. [10]

III.2 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DES CONTROLEURS FLOUS

- La non nécessité d'une modélisation mathématique complète du processus à contrôler.
- La possibilité d'implémentation des connaissances d'expertise humaine.
- La robustesse des contrôleurs flous dû à l'aspect linéaire décrit par l'équation (III.1).
- La simplicité de l'implémentation de l'algorithme de commande.
- La commande en temps réel.
- L'existence de plusieurs possibilités pour réaliser la commande floue.

Par contre parmi les inconvénients on a :

- L'acquisition de connaissances.
- L'absence de base mathématique pour déterminer les gains de normalisation et pour de défuzzification.

III.3 :CONCLUSION:

La commande floue n'est pas une alternative à l'automatique algorithmique, elle est son complément dans des situations où un modèle mathématique n'existe pas ou est difficile à utiliser, mais où une expertise humaine est accessible.

La démarche floue est également à envisager lorsque des contraintes de temps ainsi que de coût de développement et d'implantation sont un élément important du problème à résoudre.

Même s'il peut apparaître, à première vue, comme une démarche heuristique, la commande floue repose sur une théorie et une méthodologie, et elle est aussi décrite par des formules mathématiques que nous avons déjà développées.

La construction d'un contrôleur floue devient simple, par une compréhension attentive de la théorie de la logique floue. Comme utilisateurs de la commande floue, nous devons décider à priori sur le type de la fuzzification, la forme des fonctions d'appartenance, la méthode d'inférences et la méthode de défuzzification.

CHAPITRE IV

COMMANDE PAR FLUX ORIENTÉ



Introduction:

Dans la commande floue de la MAS deux méthodes ont été proposées, l'une consiste à appliquer la commande directement sur le modèle non linéaire et l'autre est d'appliquer le contrôle vectoriel puis la commande floue.

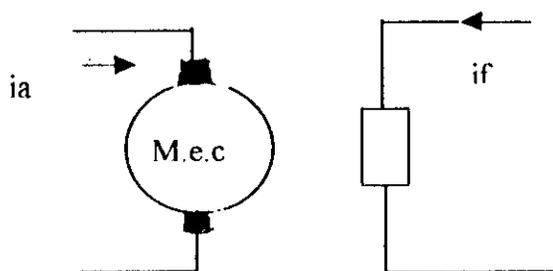
Dans notre travail on va appliquer la deuxième méthode pour cela, on va donner d'abord l'idée de la commande vectorielle, puis dans le chapitre V on va traiter la commande floue de la MAS

En premier lieu nous présenterons le modèle de la machine commandée en courant (modèle du flux rotorique). A partir de ce modèle, nous déduisons le modèle réduit obtenu par orientation du flux.

Rappelons que cette partie est consacrée à l'orientation du flux rotorique, pour cela, seules les équations relatives aux flux rotorique seront utilisées.

IV-1 Principe du contrôle vectoriel.

La commande par orientation du flux permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu (figure IV-1).[1]

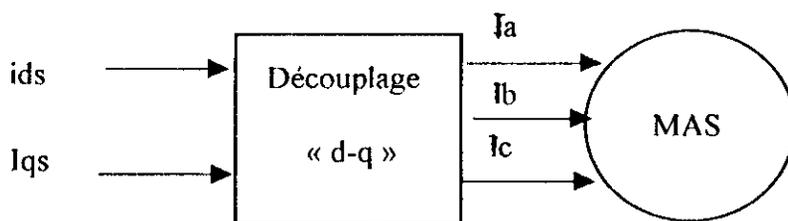


$$C_e = K_f i_a i_f$$

où

i_a : composante du couple

i_f : composante du flux



$$C_e = K \cdot I_{qs} \cdot I_{ds}$$

où

I_{qs} : composante du couple

I_{ds} : composante du flux

Figure IV-1 : Principe de la commande par orientation du flux

IV-2 Modèle en courant de la MAS

Lorsque les courants statoriques sont imposés (machine contrôlée en courant) le modèle de la machine asynchrone se réduit aux équations rotorique:-

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (w_s - w_r) \Phi_{qr} \quad (IV-1)$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (w_s - w_r) \Phi_{dr}$$

Par ailleurs, pour réaliser le contrôle vectoriel du flux, il faut que le repère (d, q) et le flux aient la même vitesse de rotation, il apparaît donc nécessaire de choisir un référentiel lié au champs tournant.

En utilisant les équations (II-10), on abouti au modèle du flux rotorique suivant:

$$\frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + w_{gl} \Phi_{qr} + \frac{L_m}{T_r} I_{ds}$$

$$\frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - w_{gl} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{T_r} I_{qs}$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega_r$$

(IV-2)

$$\text{avec:} \quad C_e = P \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \Phi_{dr} - I_{ds} \Phi_{qr})$$

$$w_r = P \Omega_r$$

$$w_{gl} = w_s - w_r$$

Schéma bloc:

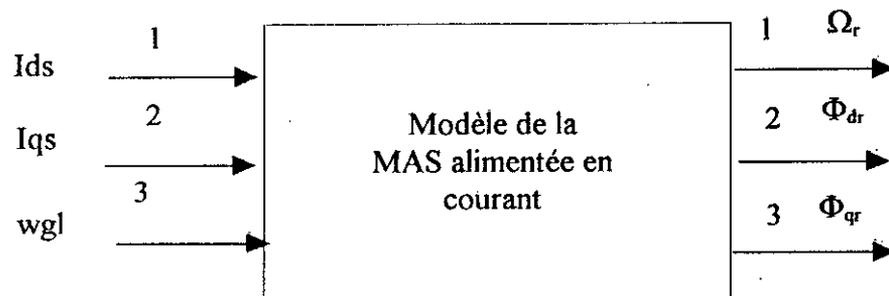


Fig IV.2 modèle du flux rotorique de la machine commandée en courant.

Simulation numérique

La simulation numérique d'une MAS commandée en courant a donné les résultats suivants:

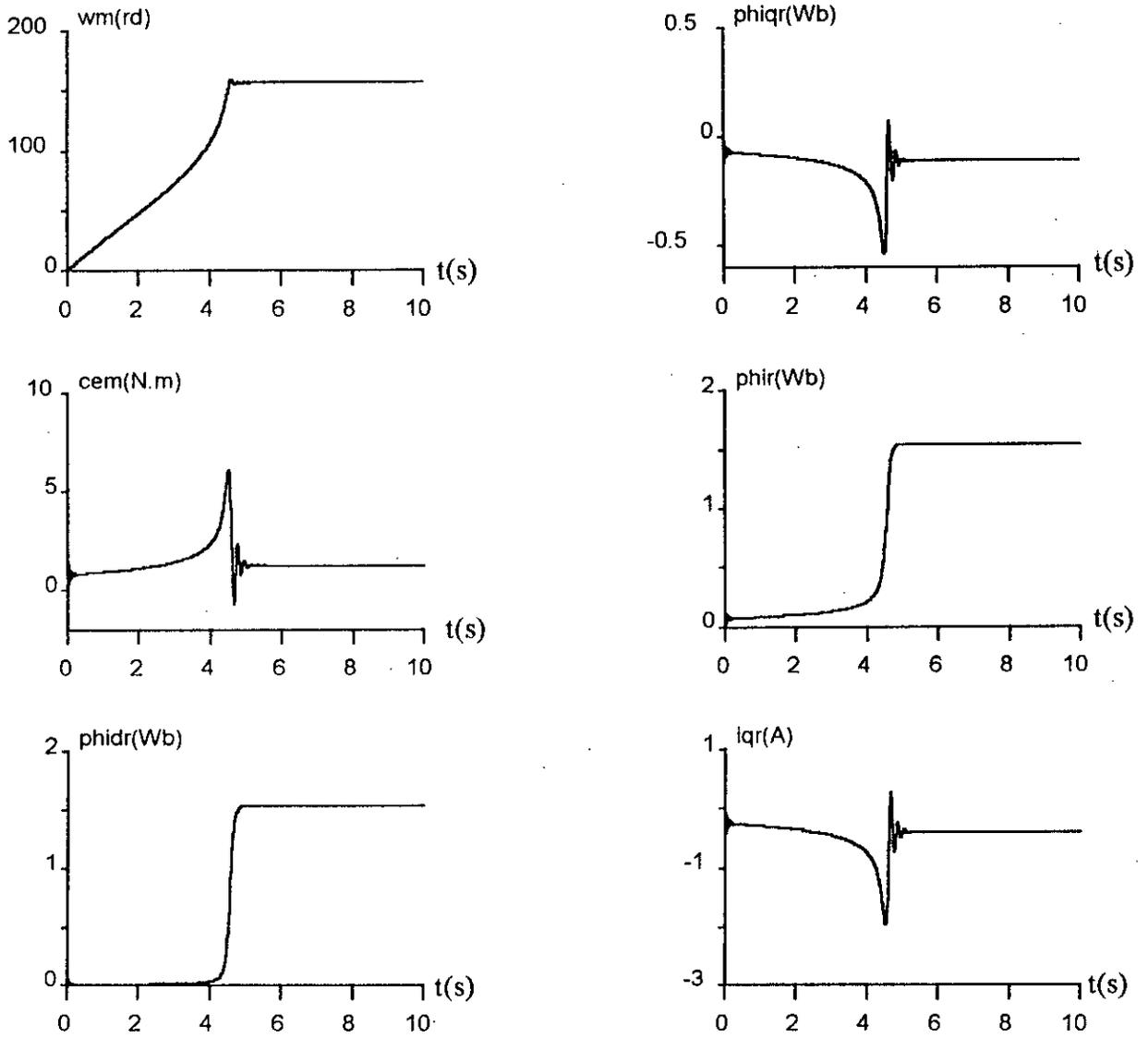


Fig IV.3 : Caractéristiques dynamique d'une MAS commandé en courant (démarrage à vide).

Interprétations et commentaires:

Pour des courants statoriques de 50Hz de fréquence ($I_{ds}=6A$; $I_{qs}=0A$), et pour un démarrage à vide, le rotor atteint sa vitesse nominale de 1500 trs/min au bout de 4.2 secondes. La machine alimentée en courant démarre donc plus lentement en comparaison avec la machine alimentée en tension.

Le couple électromagnétique se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements. Après le régime transitoire où il atteint une valeur maximale de (7) N.m.

Dans la figure(IV.4), la machine démarre à vide, puis on applique une charge de 10 N.m qui dure 2 seconde entre (6 sec et 8 sec).

Les principales remarques sont :

Le couple répond instantanément à la perturbation avec un amortissement suffisamment rapide.

La vitesse ne varie pratiquement pas lorsque le moteur est chargé.

les flux ont subis une légère diminution durant le temps où la charge a été appliquée, ceci étant dû au couplage qui existe entre le flux et le couple électromagnétique.

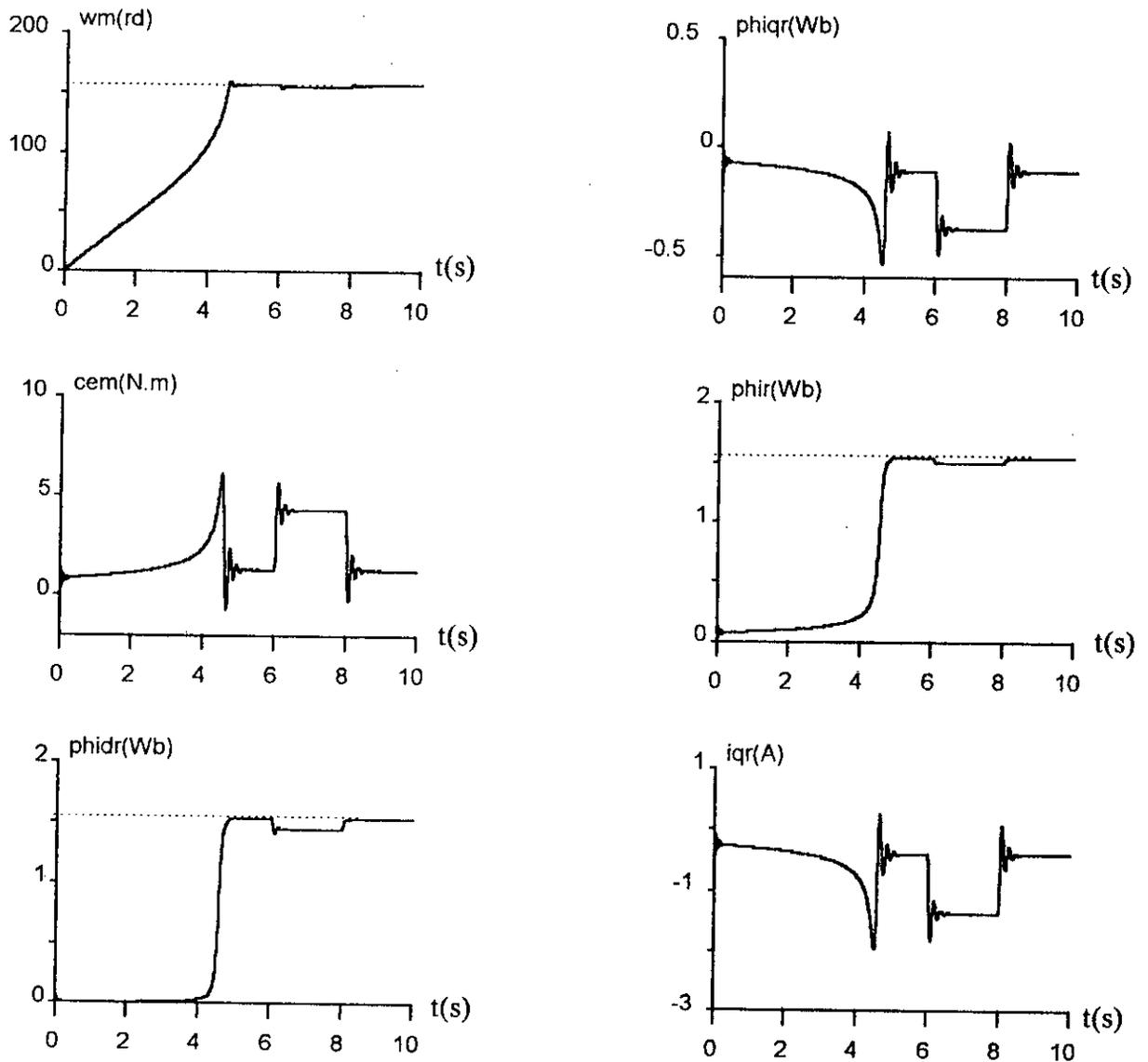


Fig IV-4 Caractéristique dynamique de la MAS commande en courant (application d'une charge de 10 N.m entre 6 et 8 secondes).

IV-3 Modèle du flux rotorique orienté:

On oriente le flux rotorique de telle sorte que le flux Φ_r soit aligné avec l'axe od ainsi:-

$$\Phi_{dr} = \Phi_r$$

$$\Phi_{qr} = 0$$

Les équations (II.10) s'écrivent :

$$\frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{Tr} \Phi_r + \frac{L_m}{Tr} I_{ds}$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = Ce - Cr - Kf\Omega_r \tag{IV-3}$$

$$Ce = P \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \Phi_r)$$

$$w_{gl} = \frac{L_m I_{qs}}{Tr \Phi_r}$$

Nous pouvons remarquer dans les équations(IV-3) que seule la composante directe du courant statorique (I_{ds}) détermine l'amplitude du flux rotorique (Φ_r) alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (I_{qs}) du courant statorique si le flux rotorique est maintenu constant, ainsi on a réalisé une décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

Schéma bloc :

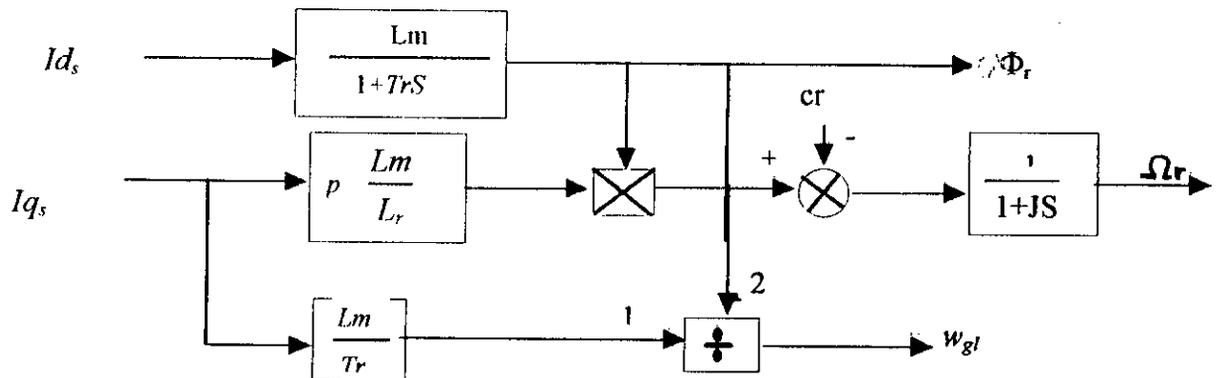


Fig IV-5 modèle en courant avec orientation du flux rotorique.

IV-4 Orientation du flux rotorique (méthode indirecte):

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position.

Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux mais nécessite un capteur de position ou de la vitesse du rotor.

IV-4-1 Structure de commande de l'orientation du flux rotorique :

Considérons le flux rotorique (Φ_r^*) et le couple (C_e^*) comme référence de commande, nous inversons le modèle par orientation du flux rotor (IV-3) et nous obtenons les équations suivantes[1]:

$$I d_s^* = \frac{1}{L_m} (\Phi_r^* + T_r \frac{d\Phi_r^*}{dt})$$

$$I q_s^* = \frac{L_r}{P L_m} \frac{C_e^*}{\Phi_r^*}$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{L_m}{T_r} \frac{I q_s^*}{\Phi_r^*}$$

Schéma bloc:

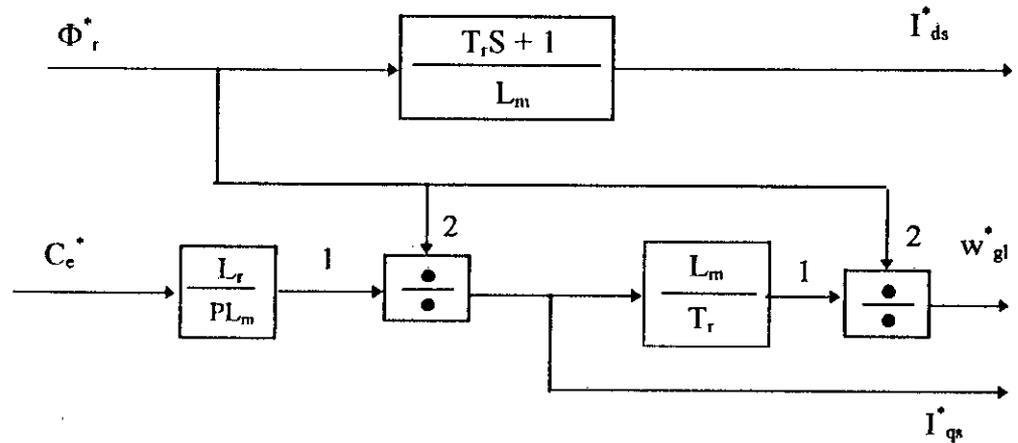


Fig VI-6 : Structure de commande de l'orientation du flux rotor.

Simulation numérique :

Pour valider la structure de commande de l'orientation du flux rotorique, nous l'avons appliquée au modèle de la machine alimentée en courant, les résultats de simulation sont: (Fig IV.7)

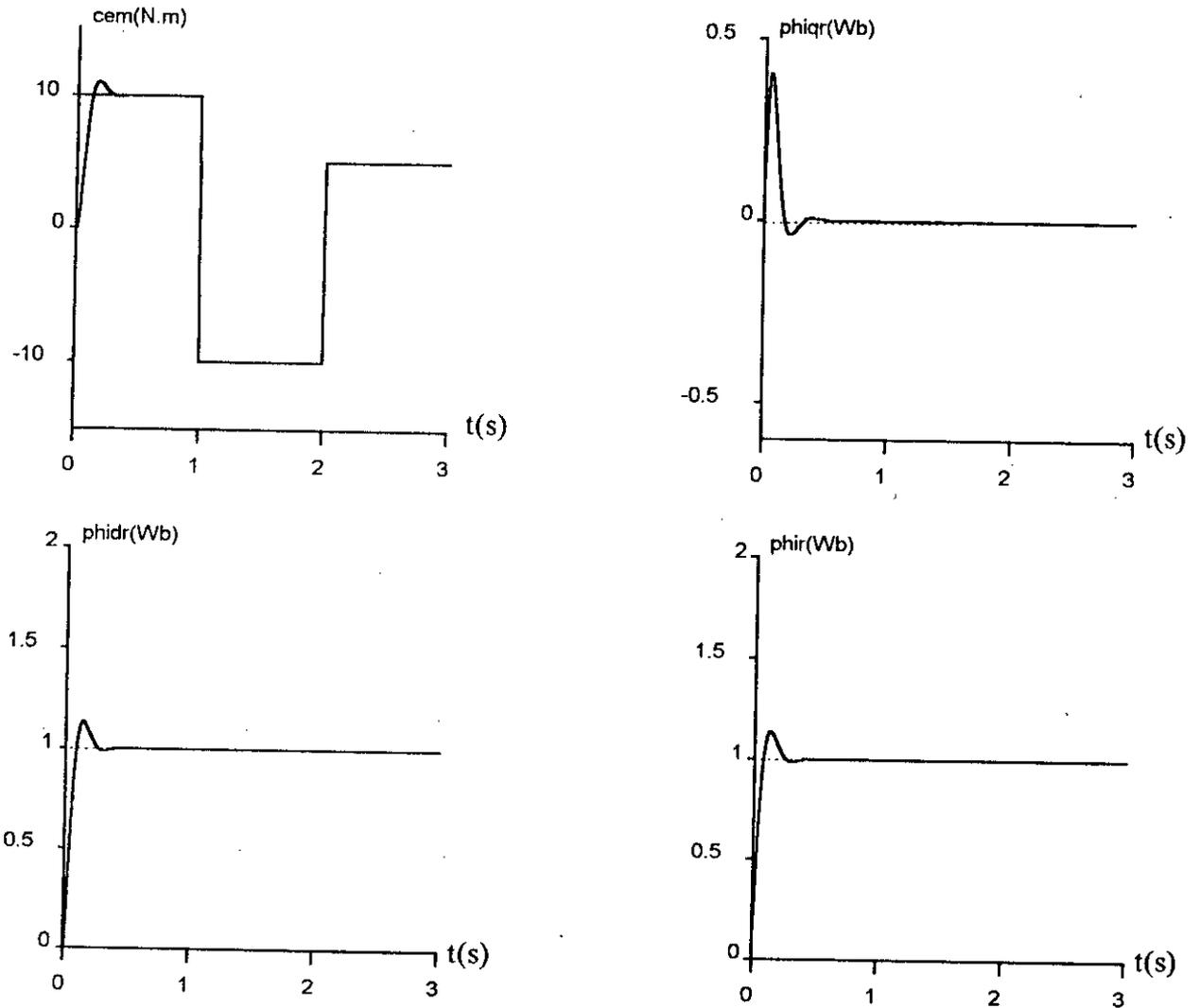


Fig IV-7 Résultats de simulation pour le découplage du couple (C_e) et du flux rotorique (Φ_r)

Interprétations et commentaires:

Les courbes obtenues montrent clairement l'orientation du flux rotorique et le découplage entre celui-ci et le couple électromagnétique:

En effet, le module du flux Φ_r se stabilise en régime permanent à la valeur de consigne $\Phi_r = 1 \text{ Wb}$. La composante directe Φ_{dr} du flux est parfaitement identique à son module Φ_r , alors que la composante inverse Φ_{qr} s'annule en régime permanent.

Le flux rotor est donc bien orienté suivant l'axe od .

Pour le couple électromagnétique, nous avons appliqué une consigne de 10 N.m pendant la première seconde, puis 5 N.m pendant la deuxième seconde, puis pendant la troisième seconde; Nous remarquons que la réponse du couple est instantanée.

Remarquons que le flux ne réagit pas aux variations du couple électromagnétique, ce qui prouve le découplage parfait de ces deux grandeurs.

IV.5 Contrôle vectoriel flux rotor -onduleur de tension :

Le principe de ce contrôle est schématisé par la figure (IV-8). Ayant choisi les références de couple et de flux, les commandes i_{ds}^* , i_{qs}^* et w_{gl}^* seront calculées par la structure de commande représentée sur la figure par un bloc avec lettres FOC (field oriented controller).

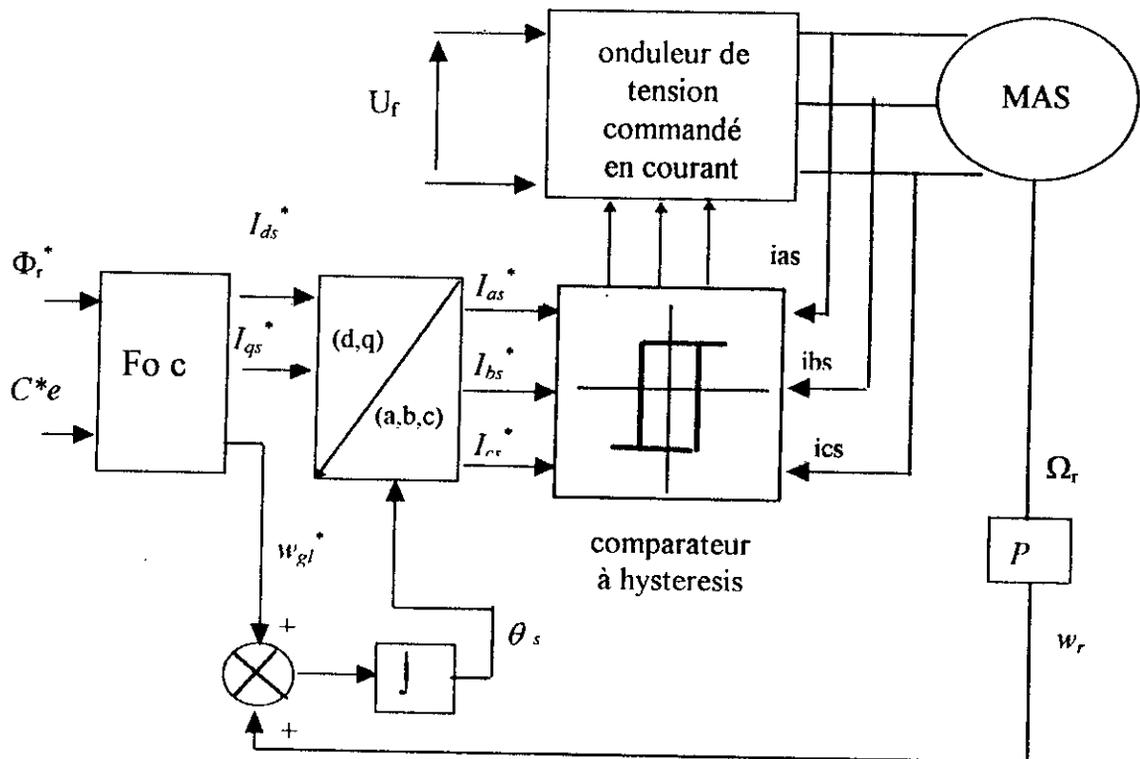


Fig IV.8 Contrôle vectoriel de l'association onduleur machine(méthode indirecte).

Simulation numérique :

Nous avons simulé la commande vectorielle en boucle ouverte de l'association onduleur de tension -machine asynchrone, en appliquant un flux de 1Wb et un couple de 10N.m .

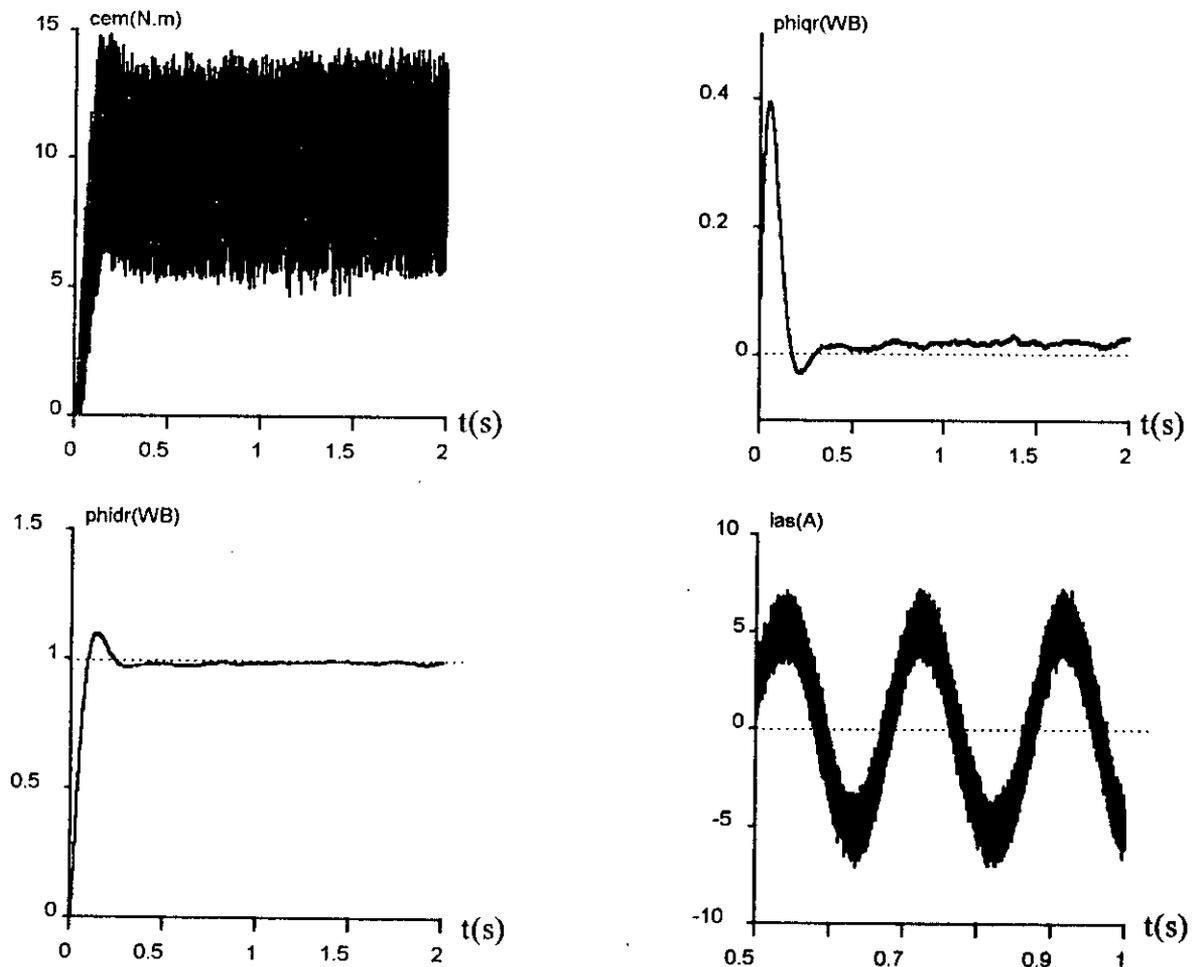


Fig.IV.9 : Contrôle vectoriel en boucle ouverte de l'association onduleur de tension machine asynchrone.

Interprétations et commentaire :

Nous constatons principalement une réponse rapide du couple électromagnétique dont la valeur moyenne atteint la consigne au bout de (0.2) secondes

Le flux rotorique se stabilise à la valeur de consigne. Nous constatons la parfaite superposabilité entre le flux et sa composante directe Φ_{dr} alors que la composante inverse Φ_{qr} s'annule pratiquement.

IV.6 Conclusion :

La commande par orientation du flux est une technique de découplage qui intervient sur une grandeur physique interne de la machine qui est le flux en l'orientant suivant l'axe directe du repère (d-q).

La méthode indirecte utilise seulement la position du flux qui est déterminée par un modèle mathématique, si nous avons une bonne connaissance de ces paramètres et un calculateur numérique assez rapide nous pouvons découpler la machine, mais le problème majeur pour la commande à flux orienté réside dans sa forte dépendance de la constante de temps rotorique (T_r) qui varie en général suivant le régime de fonctionnement de la machine.

CHAPITRE V

COMMANDE EN BOUCLE FERMÉE
RÉGLAGE PI CLASSIQUE ET FLOU



Introduction:

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié la commande vectorielle. Nous nous sommes intéressés à l'orientation du flux rotorique par la méthode indirecte et en boucle ouverte.

Dans ce chapitre, nous abordons l'étude en boucle fermée. Deux types de réglages ont été utilisés à savoir le réglage PI classique et le réglage PI flou. Nous commencerons par présenter le réglage de vitesse par un régulateur PI classique pour le calcul des paramètres une approche analytique est donnée à l'annexe B par la suite le réglage PI flou sera présenter.

Afin de comparer les performances des deux types de réglages, le modèle de la machine est soumis à une série de testes de robustesses vis à vis aux variations des paramètres de la machine.

V.1 Réglage PI classique :**V.1.1 Structure de commande :**

Le schéma bloc est constitué du modèle du système à régler et de la boucle de régulation comme le montre la figure (V.1)

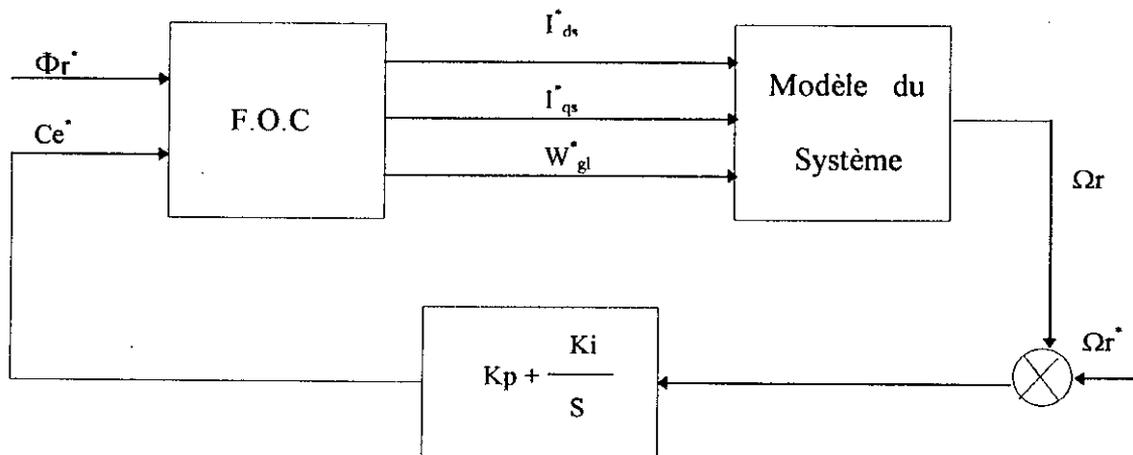


Figure V.1 : Schéma bloc de la commande de vitesse par orientation du flux rotorique

V.1.2 Application sur le modèle de la machine :

On a appliqué la régulation au modèle de la machine comme l'indique la figure (V.1) et on a obtenus les résultats suivants:

Interprétations et Commentaires :

On voit que le flux rotorique est orienté suivant l'axe direct du repère d'observation lié aux champs tournant la composante directe (Φ_{dr}) est parfaitement superposable avec le module du flux (Φ_r) et la composante inverse (Φ_{qr}) est nulle.

La vitesse du rotor atteint rapidement la valeur de consigne en quelques dixièmes de secondes.

Nous avons appliqué un changement du sens de rotation. Ce changement n'influe pas sur le flux mais occasionne un dépassement du couples électromagnétique Figure (V.3)

Nous avons appliqué un couple résistant comme l'indique la figure (V.4), les mêmes constatations peuvent être faites concernant le flux rotorique et ses composantes d et q : L'application de la charge n'influe pas sur ces trois grandeurs.

Le couple électromagnétique répond rapidement à la charge appliquée et on remarque une légère diminution de la vitesse qui est vite compensée par le régulateur.

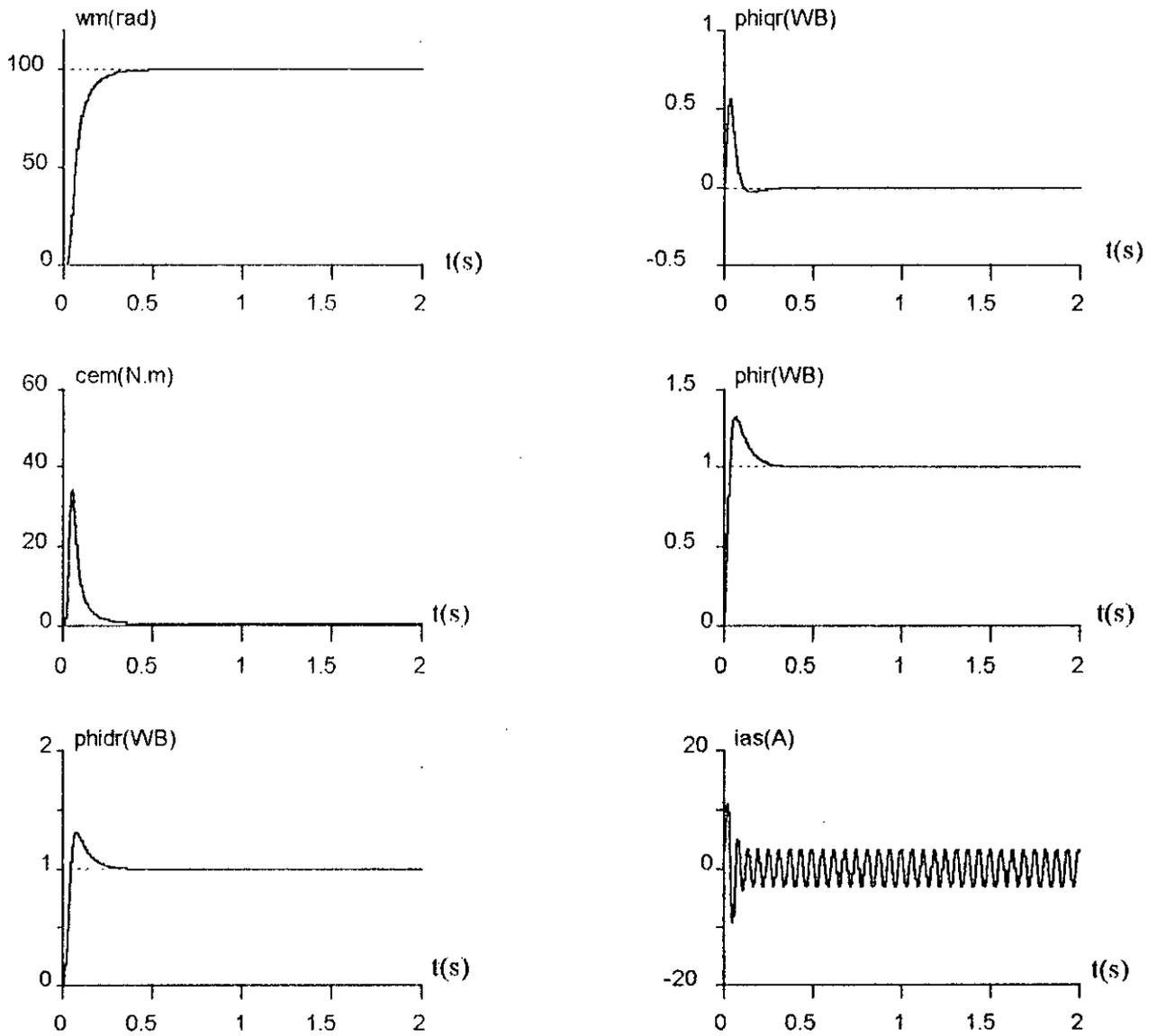


Fig V.2: caractéristiques dynamiqués de la machine asynchrone muni du contrôle vécortiel avec réglage PI standard.

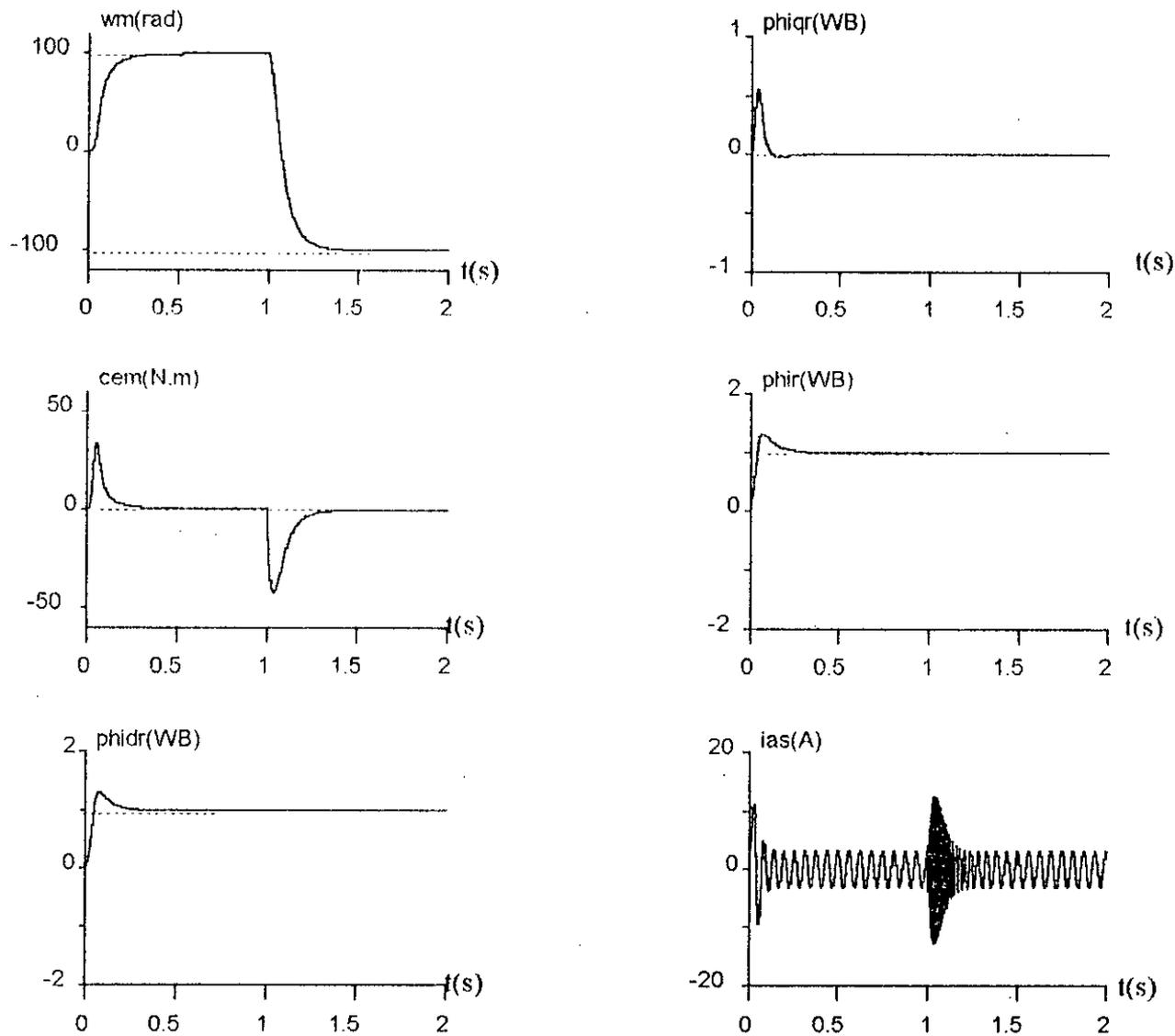


Fig V.3: caractéristiques dynamiqués de la machine asynchrone muni du contrôle véc toriel avec réglage PI standard lors de l'inversion de vitesse

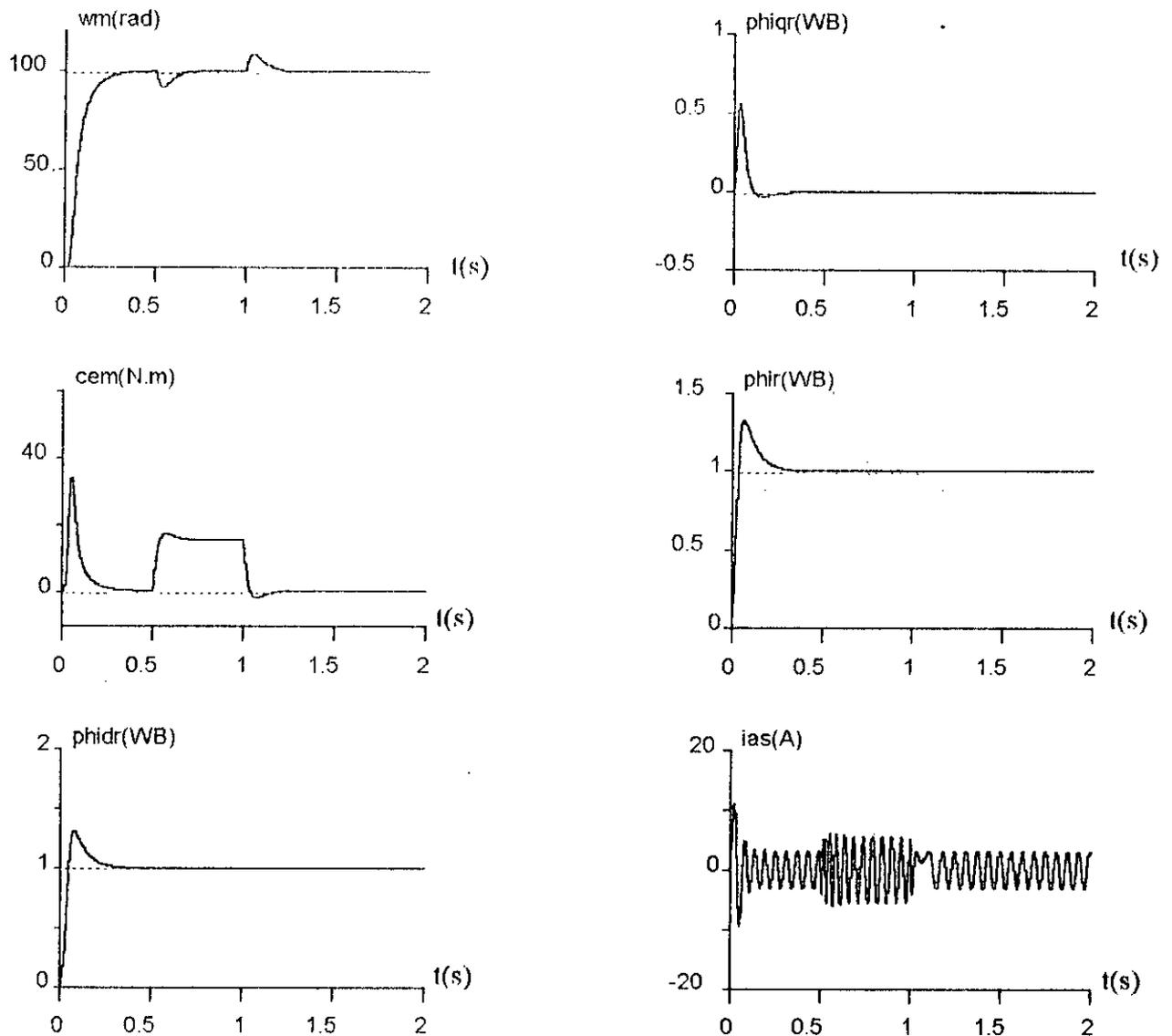


Fig V.4: caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone muni du contrôle vectoriel avec réglage PI standard lors de la variation de la charge

V.1.3 Application sur l'association onduleur-machine:

Le schéma global de l'association onduleur-machine d'après la figure(V.1) est représentée comme suit figure (V.5):

Les résultats de la simulation sont présentés aux figures (V.5), (V.6), (V.7), (V.8) et (V.9)

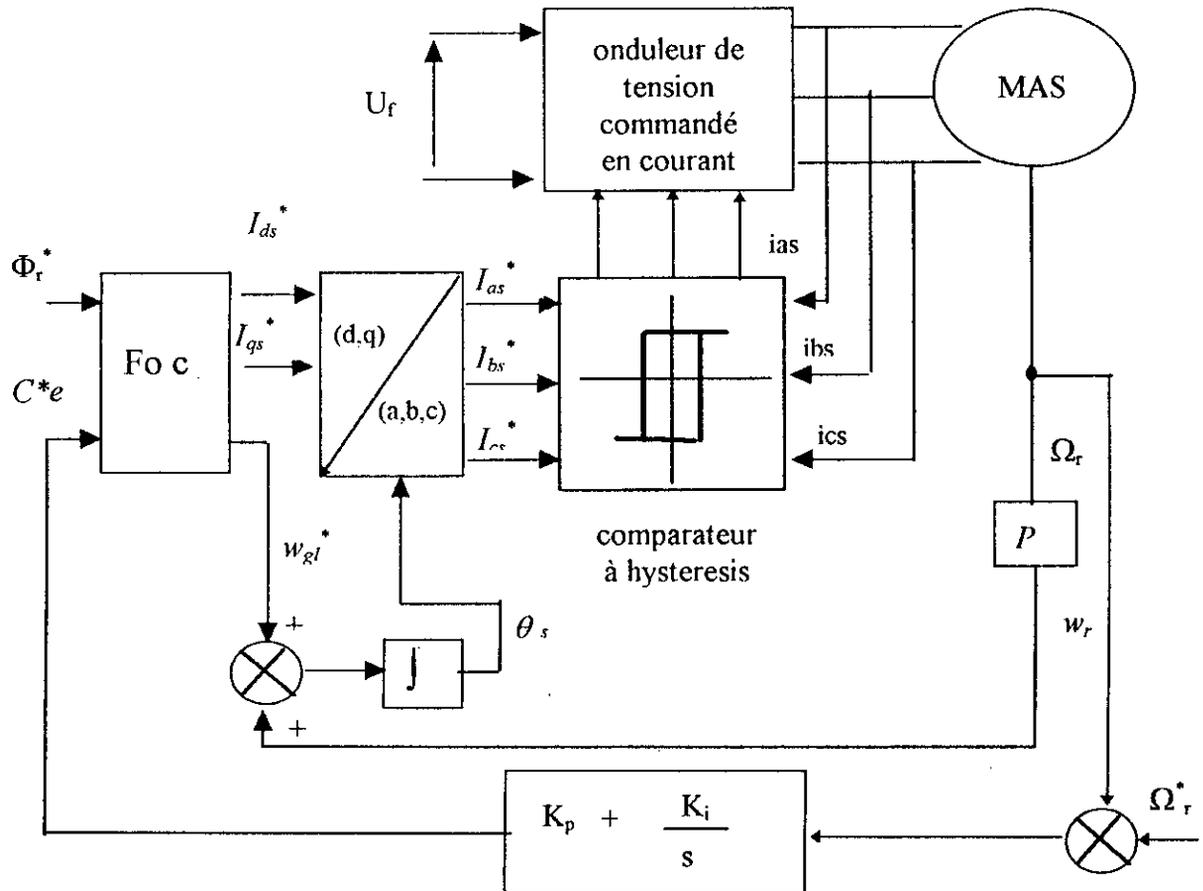


Fig V.5: structure de commande de l'association onduleur-machine

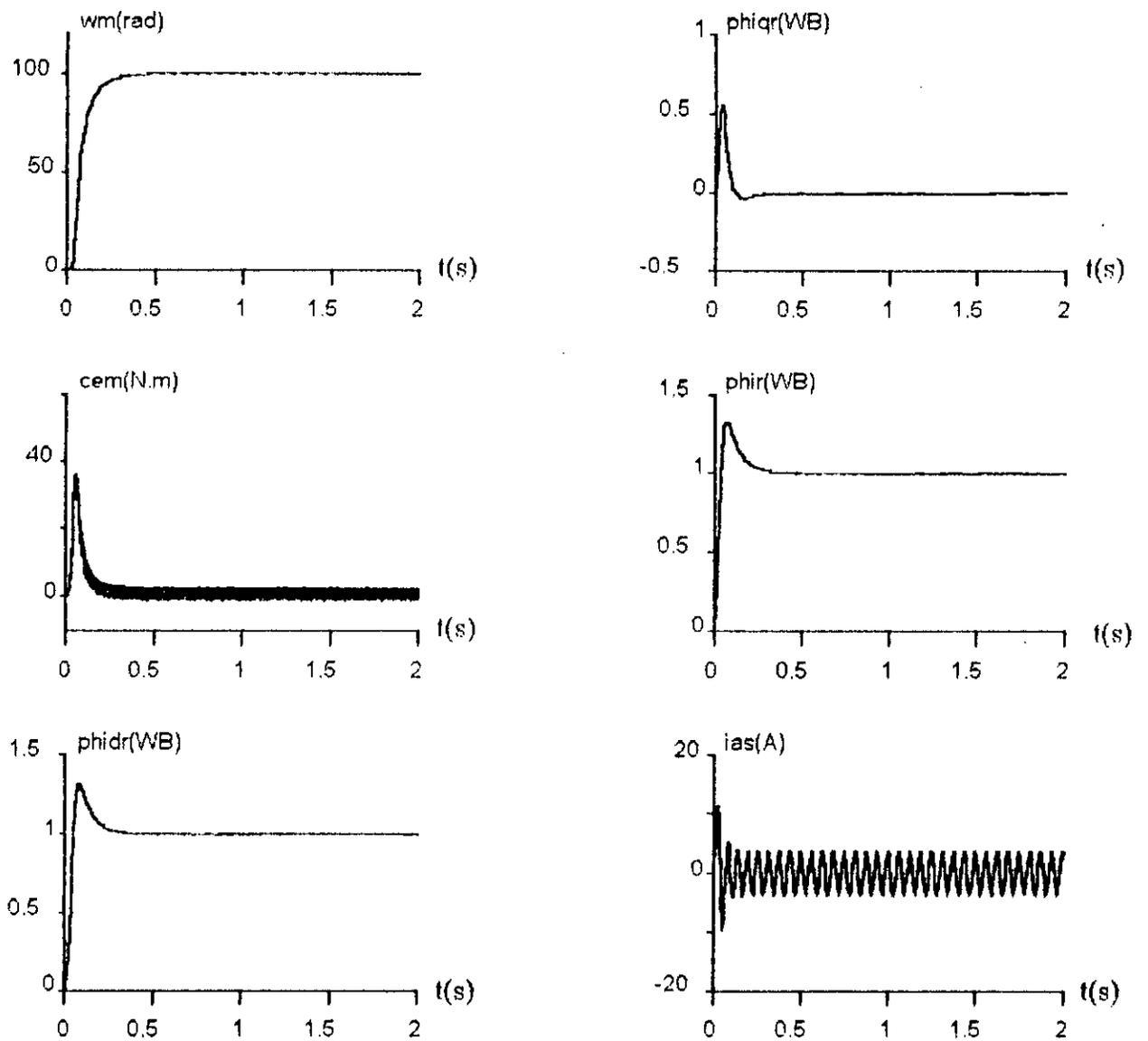


Fig V.6: caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur à hystérésis - machine asynchrone muni du contrôle vectoriel avec réglage PI standard.

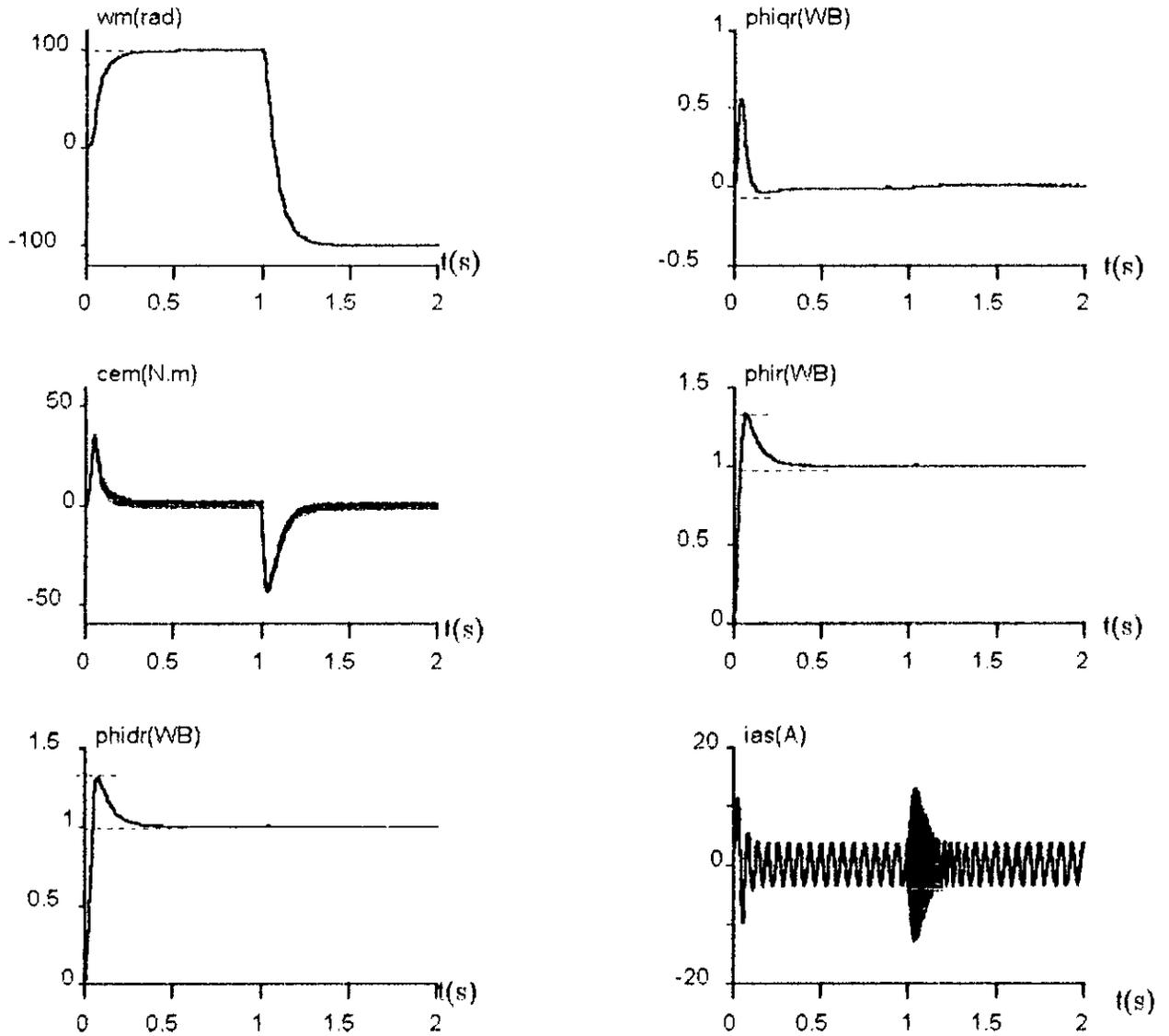


Fig V.7: caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur à hystérésis - machine asynchrone lors de la l'inversion de la vitesse.

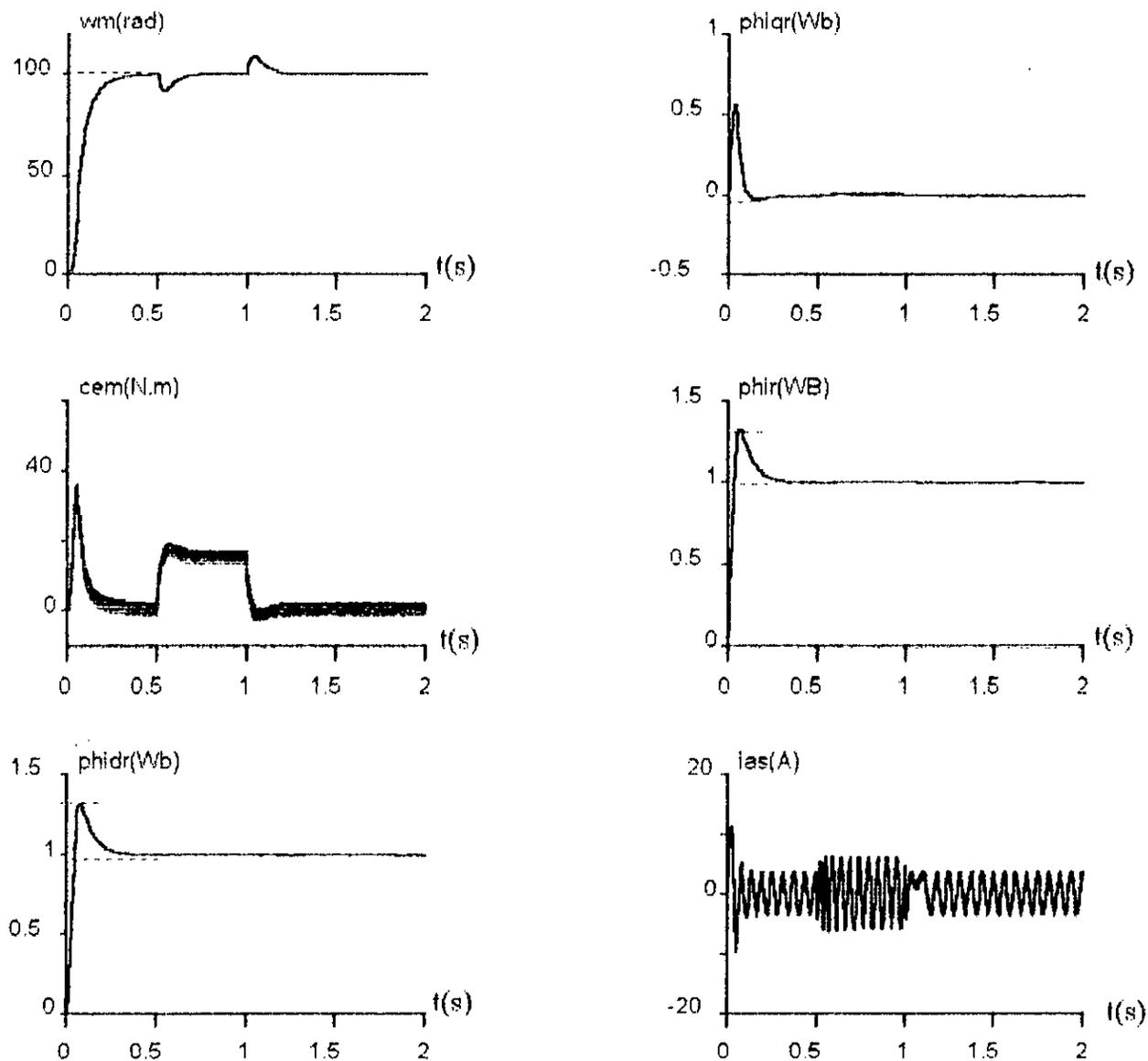


Fig V.4: caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur à hystérésis - machine asynchrone lors de la variation de la charge.

Interprétations et Commentaires :

Les Courbes obtenues montrent bien que le flux rotorique est orienté suivant l'axe directe .

Dans la figure (V.6) nous avons appliqué sur la machine à vide un réglage PI classique dont les paramètres sont calculer d'après [1].

Dans la figure (V.7) nous avons appliqué un changement de sens du rotation et nous constatons que, pour les même paramètres, la machine passe de 100 (rd/s) à -100 (rd/s) en (0.4) s environ.

Dans la figure (V.8) nous avons appliqué une charge entre (0.5) s et (1) s, nous constatons une diminution de la vitesse du rotor qui est compensée par le régulateur.

La figure (V.9) montre bien que les courants oscillent dans une bande, elle montre aussi les signaux de commutation des transistors et la tension de commande.

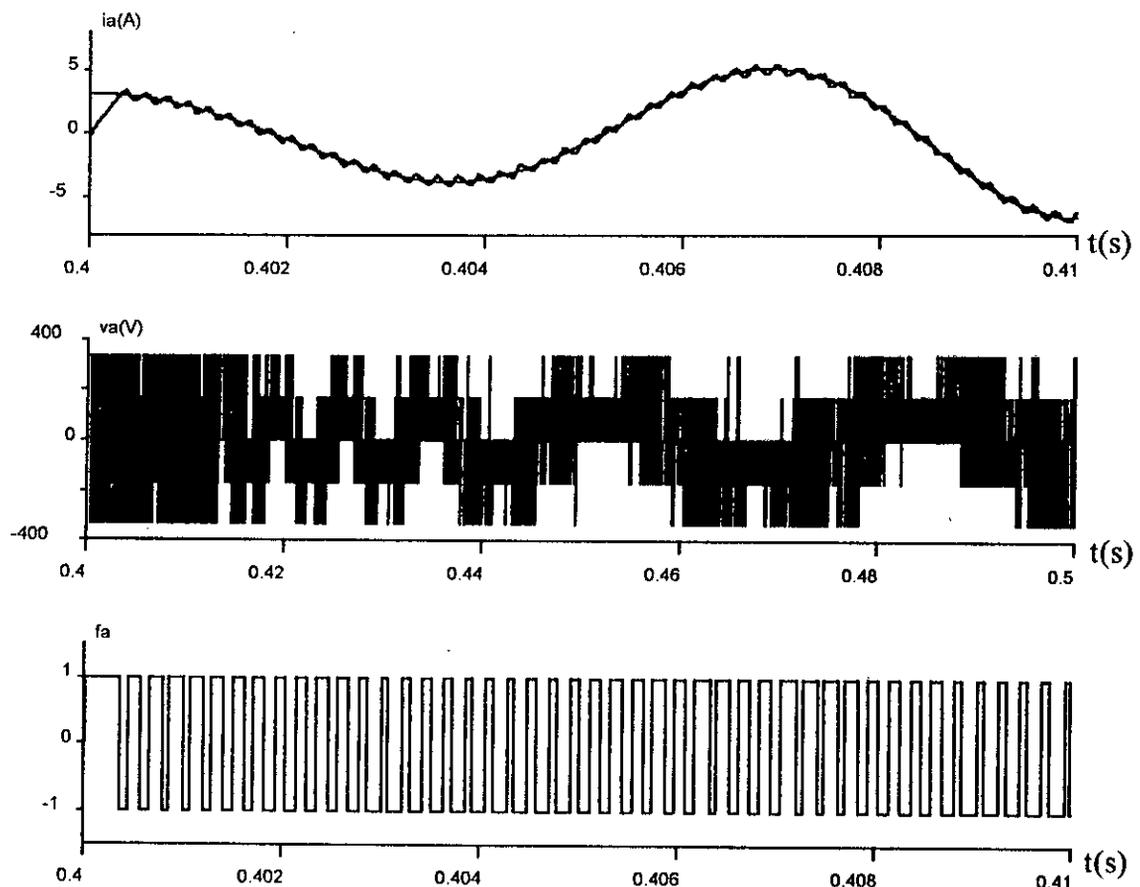


Fig V.9: Association onduleur-machine (les signaux de commutation des transistors et le signal de commande).

V.2 Réglage PI flou :

V.2.1 Structure de commande :

Comme pour le cas classique la figure (V.10) présente le schéma bloc de la régulation de vitesse

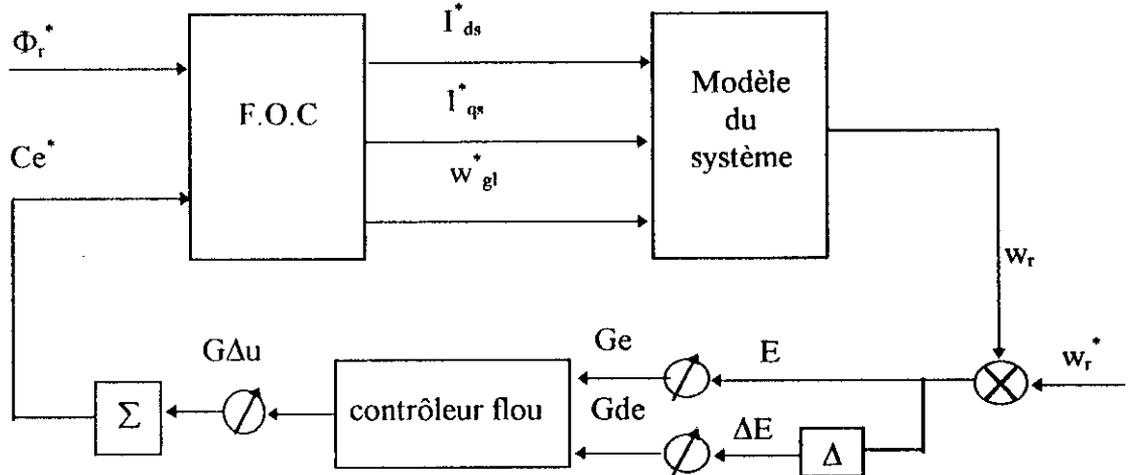


Figure (V.10) : Structure de Réglage de la vitesse

V.2.2 Synthèse du régulateur flou :

Comme le montre la figure (V.10) la structure comprend une boucle pour le réglage de la vitesse, celle-ci contient un contrôleur flou dont les variables linguistiques sont :

- L'erreur et la variation de l'erreur notées respectivement par «E» et «ΔE».
- En sortie la variation de la commande notée «ΔU».

Ces grandeurs peuvent être normalisées comme suit :

$$e = \frac{E}{G_e}$$

$$\Delta e = \frac{\Delta E}{G_{de}}$$

$$\Delta u = \frac{\Delta U}{G_{\Delta u}}$$

Où : G_e , G_{de} , et $G_{\Delta u}$ représentent les gains d'adaptation et de normalisation, ils jouent un rôle extrêmement important. En effet se sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisée en sept (7) classes, par contre celle de la sortie est subdivisée en onze (11) classe Comme la montre la figure (V.11) :[3].

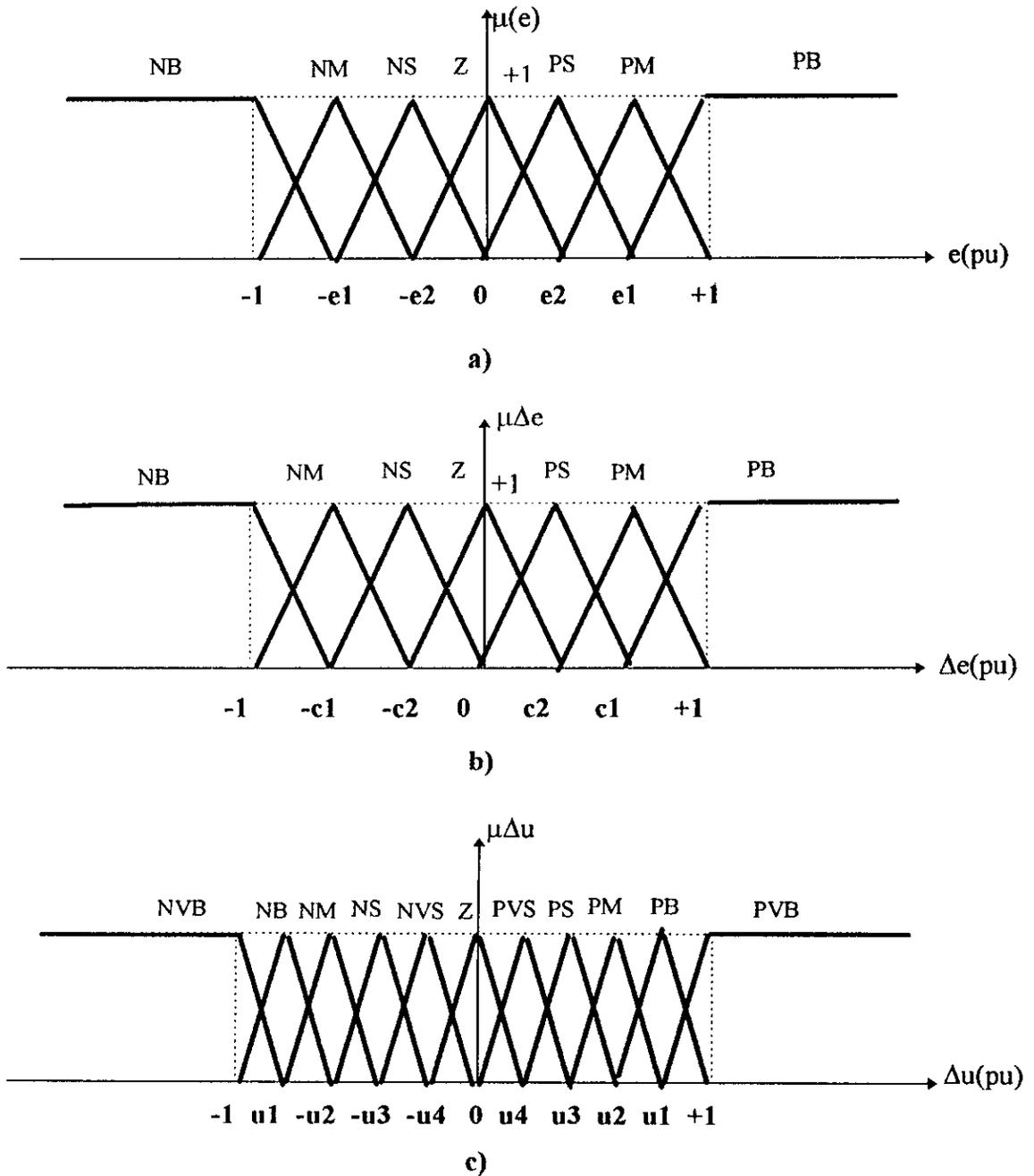


Fig V.11: les fonctions d'appartenance des différentes variables :
 a) pour l'erreur
 b) pour la variation de l'erreur

c) pour la variation de l commande

Les classes sont notées comme suit :

- (NVB) : Negative very big
- (NB) : Negative big
- (NM) : Negative médium
- (NS) : Negative small

- (PVB) : Positive very big
- (PB) : Positive big
- (PM) : Positive médium
- (PS) : Positive small

(Z) : Zéro

On donne la matrice d'inférence comme suit :

Δe \ e	NVB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NB	NM	NS	NVS	Z
NM	NVB	NB	NM	NS	NVS	Z	PVS
NS	NB	NM	NS	NVS	Z	PVS	PS
Z	NU	NS	NVS	Z	PVS	PS	PM
PS	NS	NVS	Z	PVS	PS	PM	PB
PM	NVS	Z	PVS	PS	PM	PB	PVB
PB	Z	PVS	PS	PM	PB	PVB	PVB

Fig V.12: Table des règles de commande

On voit que cette matrice est antidiagonale c'est à dire que la commande dépend de la distance par rapport à l'antidiagonale.

Les règle de commande s'écrivent comme suit :

Par exemple: Si (e est NB) et (Δe est PS) alors ΔU est NS

;

- Pour l'implication on a utilisé la méthode de **(MAMDANI)**

- La defuzzification se fait par la relation dite «des hauteurs pondérées» Donnée comme suit (Voir chapitre III):

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^n U_i \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^n \mu_i}$$

Où: μ_i est le degré d'appartenance de ΔU à la $i^{\text{ème}}$ classe.

U_i est le centre de gravité de la $i^{\text{ème}}$ classe.

n est le nombre de classes

V.2.3 Application sur le modèle de la machine:

Nous avons appliqué la régulation au modèle de la machine comme l'indique la figure (V.10), les résultats de simulation sont présentes aux figures (V.13),(V.14)et(V.15).

Interprétations et commentaires :

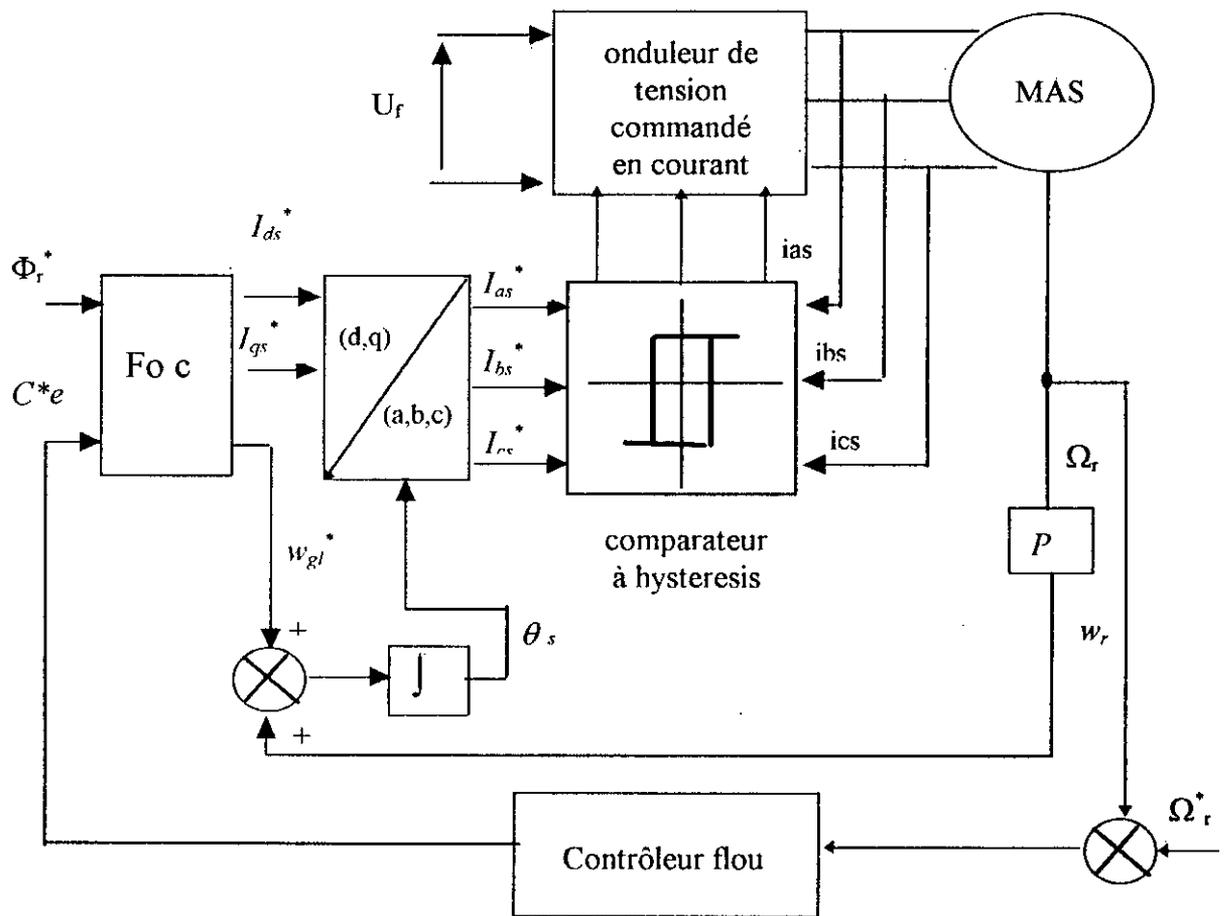
On voit que le flux rotorique est orienté suivant l'axe directe, la composante directe (Φ_{dr}) est superposable avec le module du flux (Φ_r) et la composante inverse (Φ_{qr}) est nulle, La vitesse du rotor atteint la consigne en quelque dixièmes de secondes (figure V.13).

nous avons appliqué un changement du sens de rotation, ce changement n'influe pas sur le découplage de la machine, la machine dans ce cas là répond après un temps de (0.4) s (figure V.14).

l'introduction d'un couple résistant nominal est rapidement compensé par le régulateur, cela se voit sur la réponse de la vitesse qui chute de sa valeur de consigne pour retrouver au bout de (0.25 s) sa valeur initiale (figure V.15), le flux rotorique n'est pas influencé par ce changement.

V.2.4 Application sur l'association onduleur-machine :

D'après la figure (V.10) le schéma global de l'association onduleur-machine est comme suit: (figure V.16)



FigV.16: Structure de commande de l'association onduleur-machine

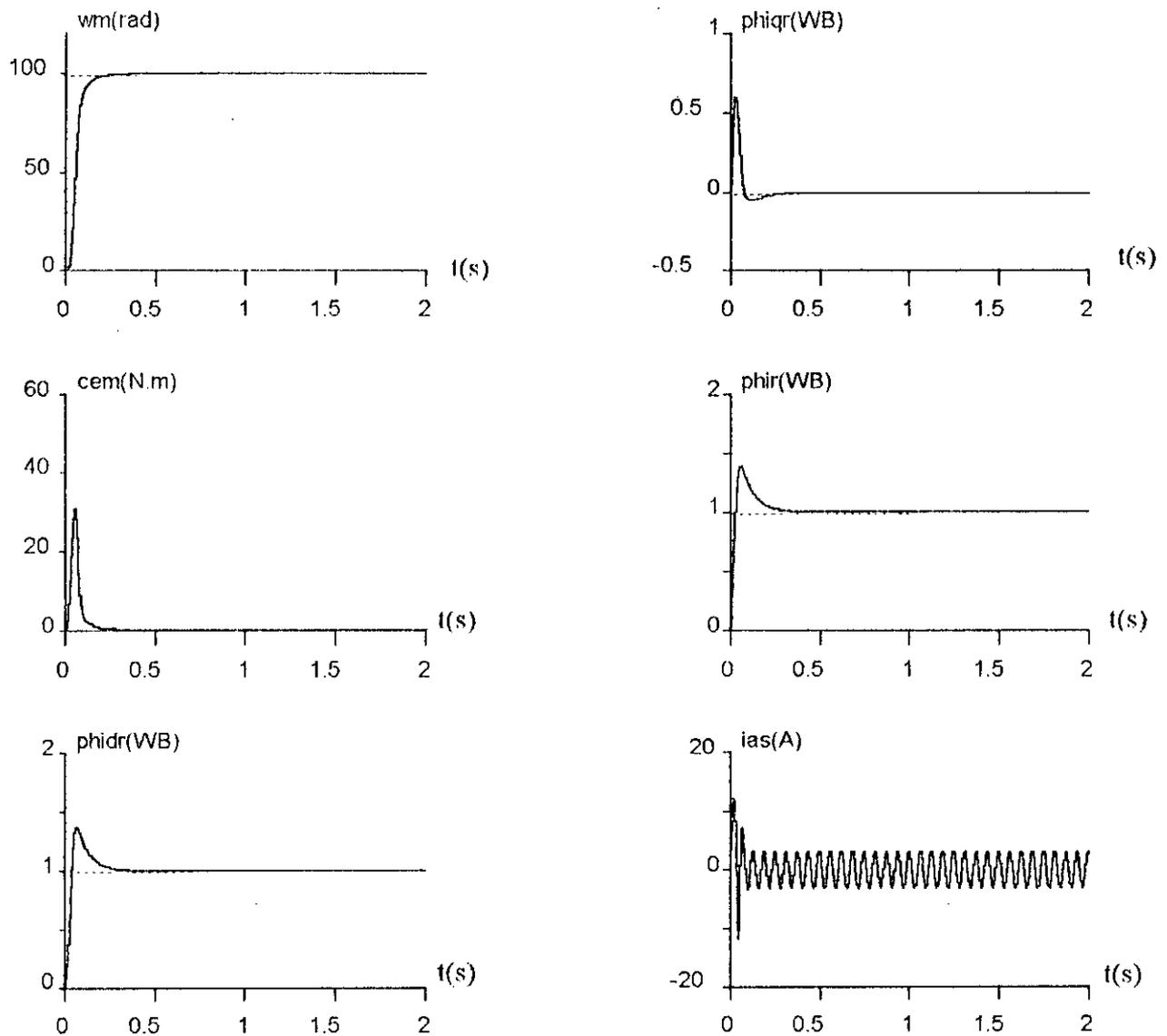


Fig V.13: caractéristiques dynamiqués de la machine asynchrone muni du contrôle vécortiel avec réglage PI flou

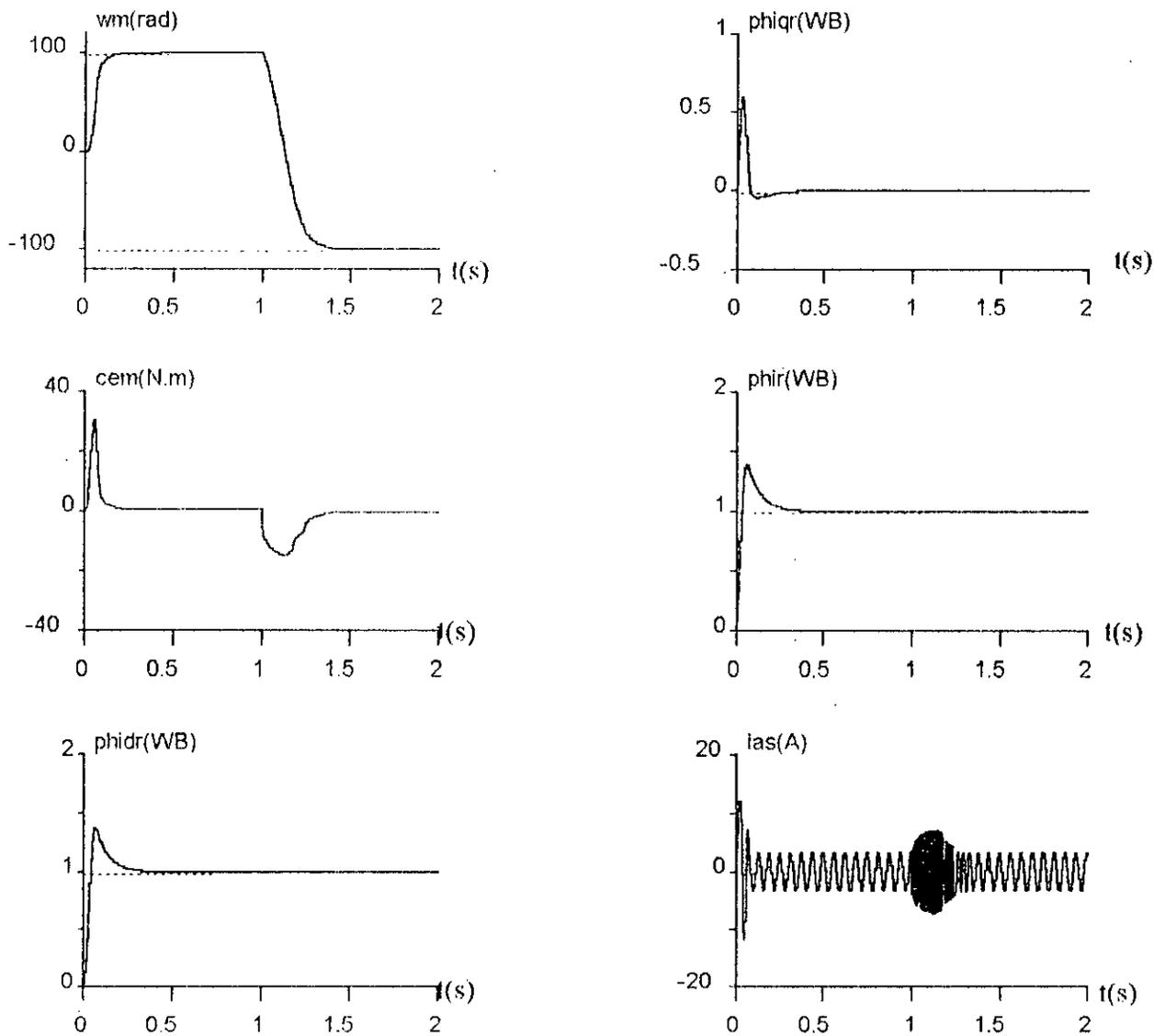


Fig V.14: caractéristiques dynamques de la machine asynchrone muni du contrôle vécctoriel avec réglage PI flou lors de l'inverrtion de la vitesse

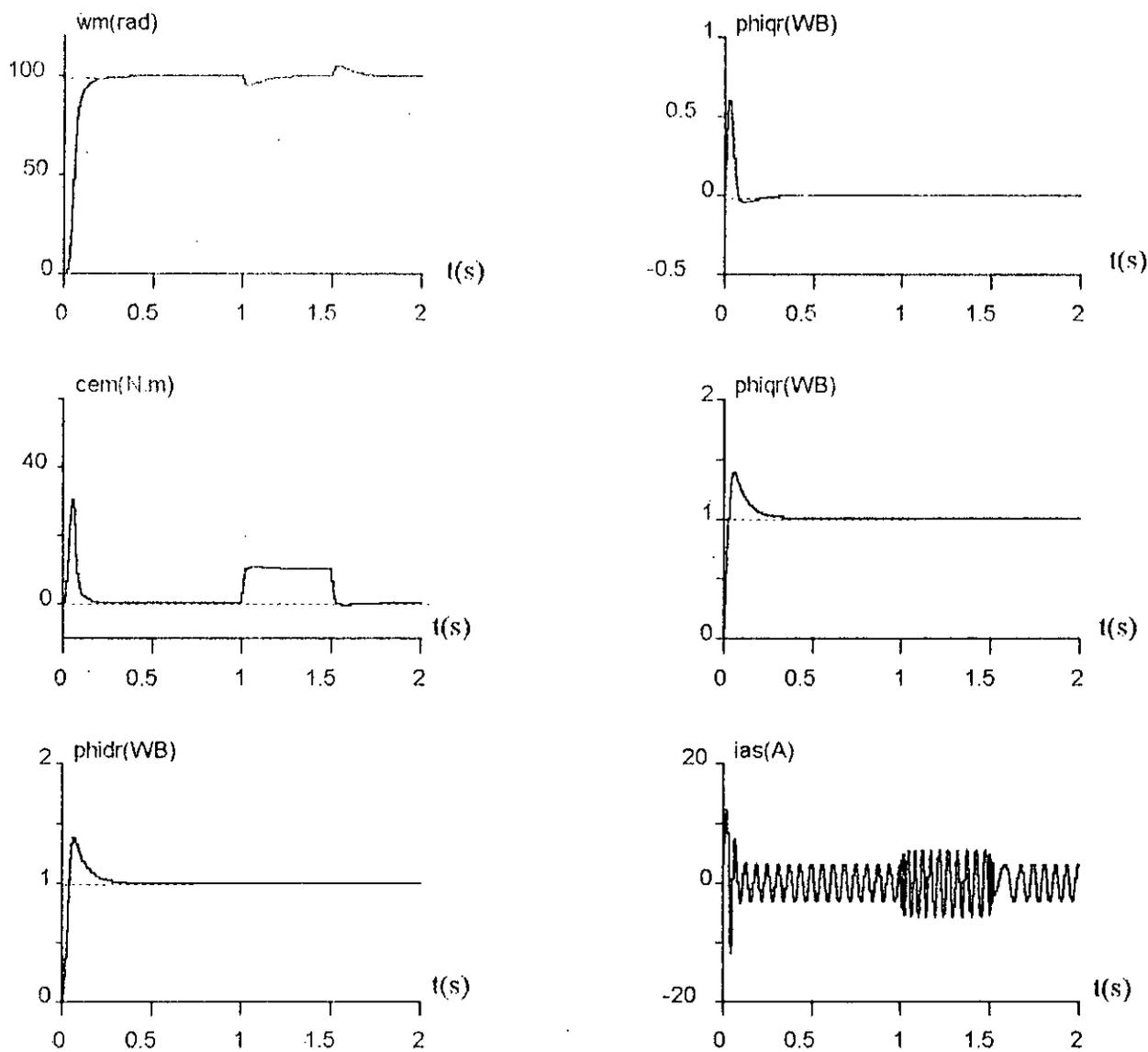


Fig V.15: caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone muni du contrôle vectoriel avec réglage PI flou lors de la variation de la charge

Les résultats de la simulation sont présentés aux figures (V.17), (V.18) et (V.19).

Interprétations et commentaires :

Dans la figure (V.17) nous avons appliqué le réglage PI flou, dont les paramètres sont obtenues par des essais au cours de la simulation sur la machine.

Dans la figure (V.18) nous avons appliqué un changement du sens de rotation et nous constatons que la machine passe de 100 (rd/s) en -100 (rd/s) en (0.4) s environ.

Dans la figure (V.19) nous avons appliqué une charge entre 0.5 (sec) et 1 (sec), la chute de la vitesse est rapidement composée par le régulateur.

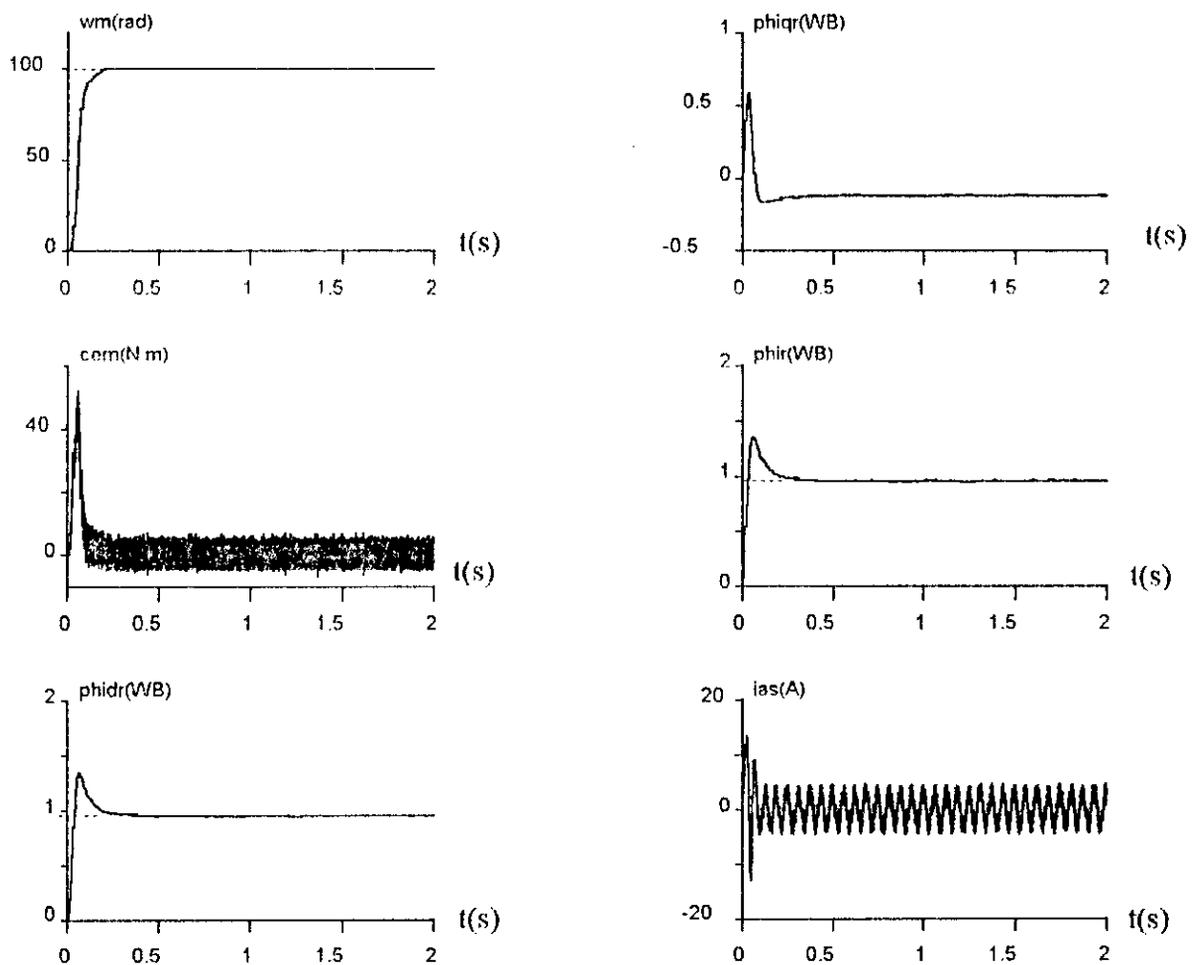


Fig V.17: caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur à hystérésis-machine asynchrone muni du contrôle vectoriel avec réglage PI flou

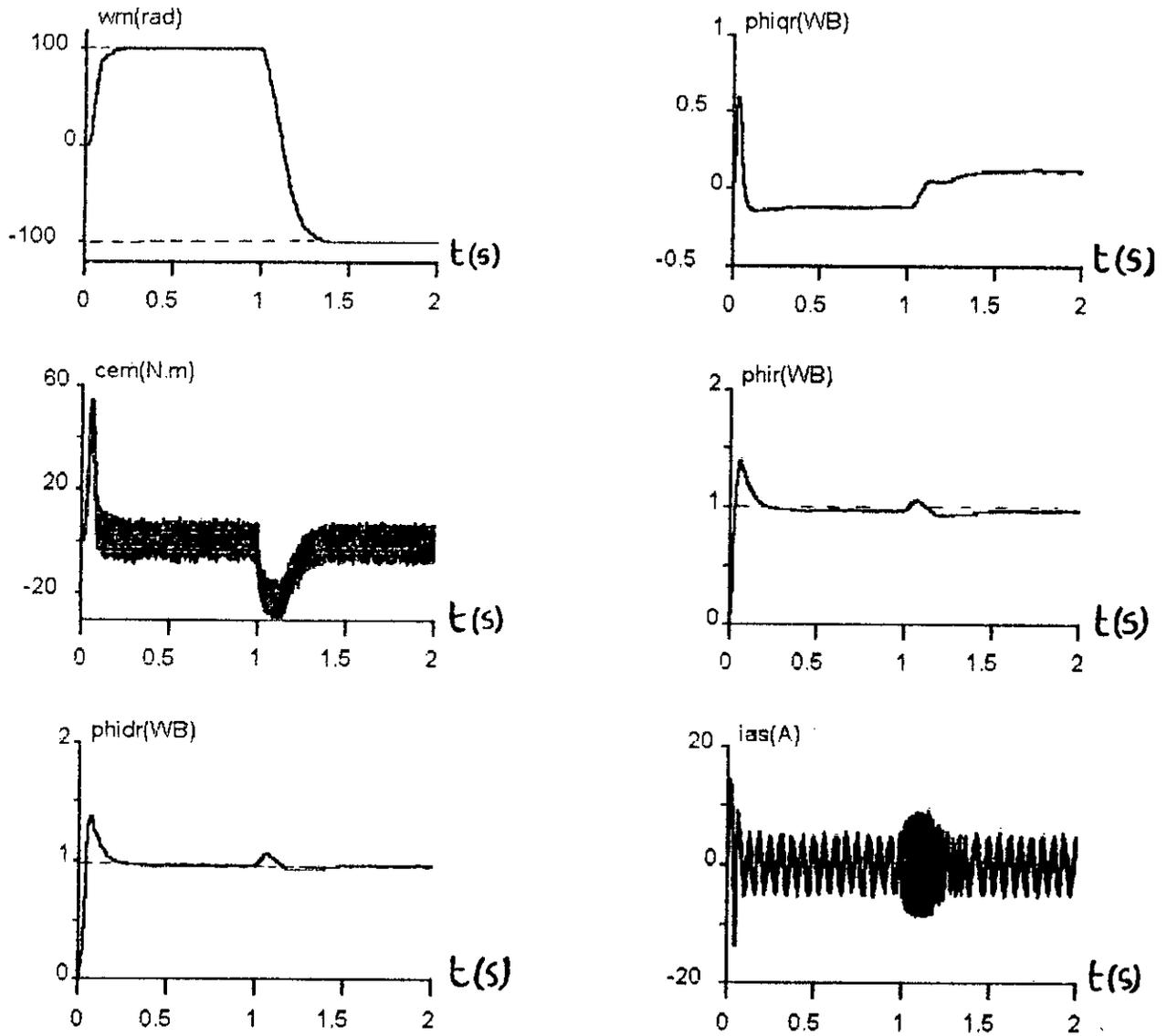


Fig V.18: caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur à hystérésis - machine asynchrone muni du contrôle vectoriel avec réglage PI flou lors de l'inversion de vitesse

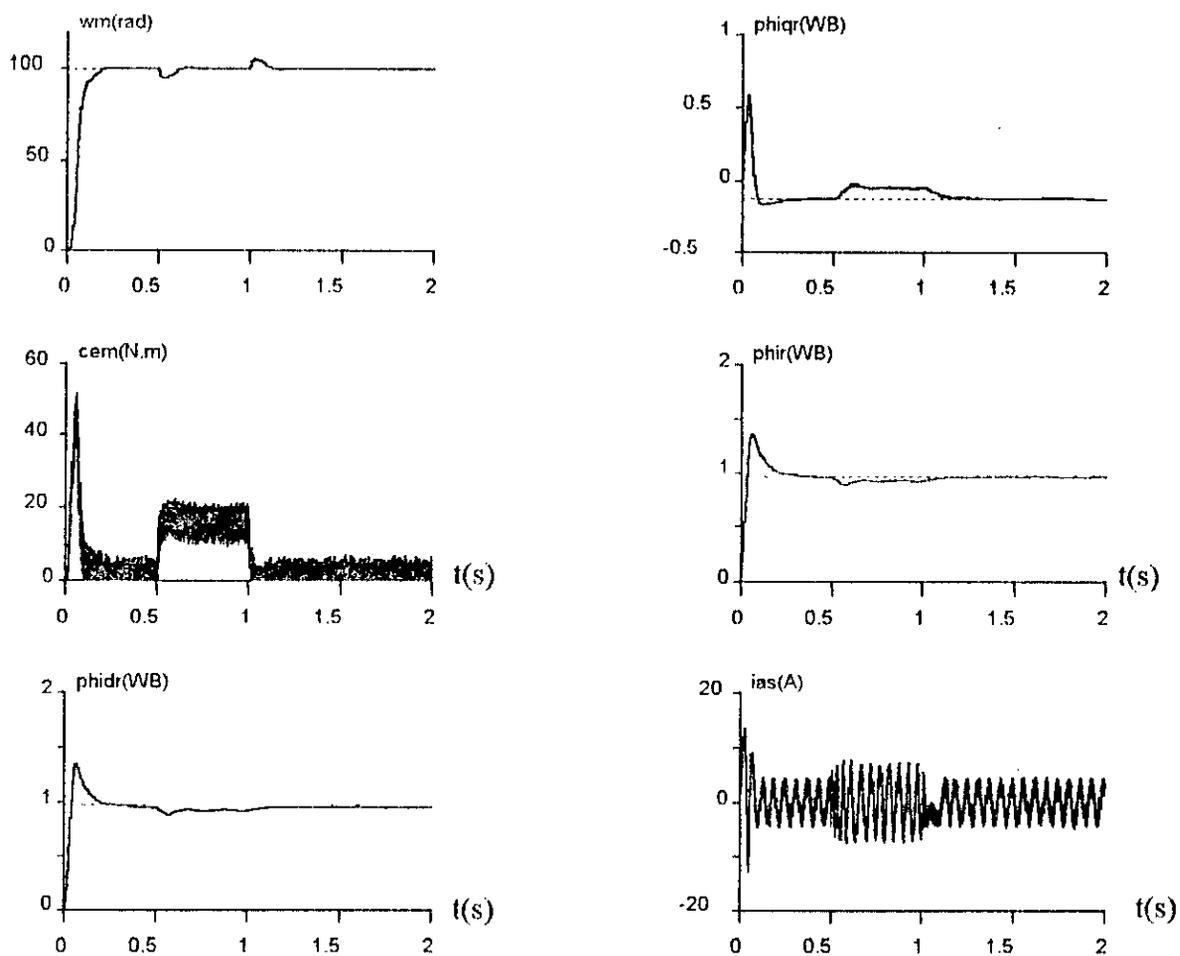


Fig V.19: caractéristiques dynamiques de l'ensemble onduleur à hystérésis-machine asynchrone muni du contrôle vectoriel avec réglage PI flou lors de la variation de la charge

V.2.5 Comparaison des performances des réglages:

Le réglage PI classique est plus sensible aux variations de la charge que le réglage PI flou, on remarque pour ce dernier un bon rejet de la perturbation.

Pour ce qui est de la dynamique de poursuite, les deux réglages ont sensiblement la même dynamique, néanmoins l'inversion de la marche dans le cas du réglage classique occasionne un dépassement plus brutal que dans le cas du réglage PI flou.

En ce qui concerne le découplage on remarque qu'il est un petit peu affecté dans le cas du réglage PI flou, ceci peut être dû à un mauvais choix des gains d'une part, d'autre part au pas de simulation choisi.

V.3 Etude de la robustesse des deux réglages:

Comme nous l'avons vu dans ce chapitre, le découplage et la régulation de vitesse dépendent des paramètres électriques et mécaniques de la machine, dans cette section nous étudions la sensibilité des deux réglages par rapport à la variation de ces paramètres, nous proposons de simuler le démarrage à vide de la MAS pour une augmentation de la résistance rotorique de 50% et du moment d'inertie de 50% et 100%.

La figure V.20 représente l'évolution de la vitesse et du flux rotorique lors du démarrage de la MAS à vide pour une augmentation de 50% de la résistance rotorique, nous notons une affectation du découplage pour les deux réglages ceci est dû au fait que le F.O.C est fonction de ce paramètre.

La figure V.21 représente l'évolution de la vitesse et du flux rotorique pour une augmentation de 50% et 100% du moment d'inertie, nous notons un temps de réponse légèrement supérieur au cas normal pour l'augmentation de 100%. Pour le cas de 50% cette augmentation n'a aucune influence sur la dynamique de la vitesse. Il est à noter que durant cette variation du moment d'inertie le découplage entre flux et couple est maintenu sans changement.

V.4 Conclusion:

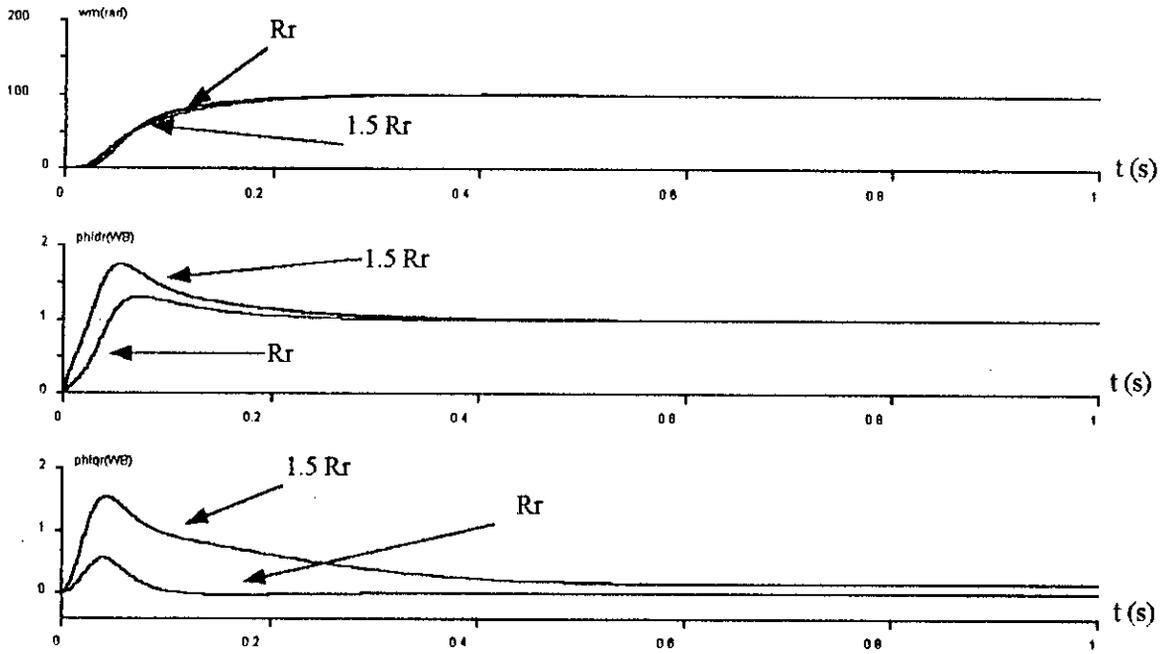
dans ce chapitre on vient d'appliquer deux types de réglage pour réaliser le découplage de la machine asynchrone à savoir le réglage PI classique et flou.

On note les performances appréciables pour les deux types de réglage

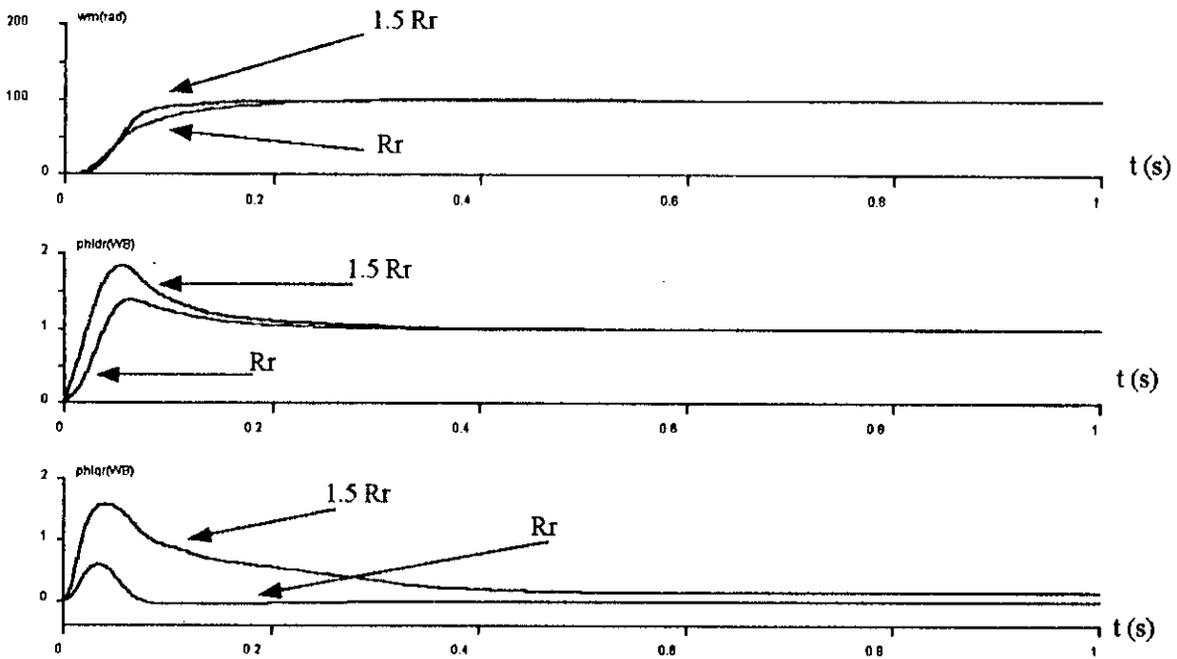
- Rapidité de réponse de la vitesse et des flux.
- prise en compte efficace de la perturbation.

les simulations faites lors de l'étude de la robustesse par rapport à la variation des paramètres montrent que:

La résistance rotorique est un paramètre fondamentale dans la méthode du contrôle de flux, car elle est utilisée pour le calcul des courants de références ainsi que la position du flux, une identification de ce paramètre peut conduire à des résultats erronés.

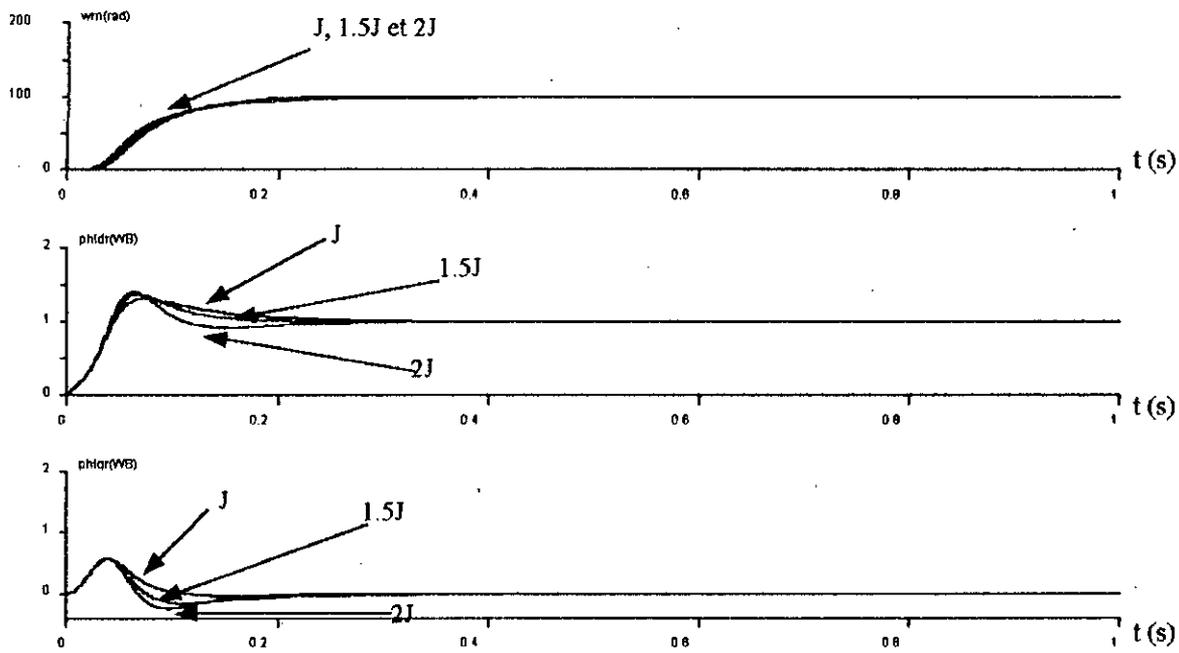


(a)

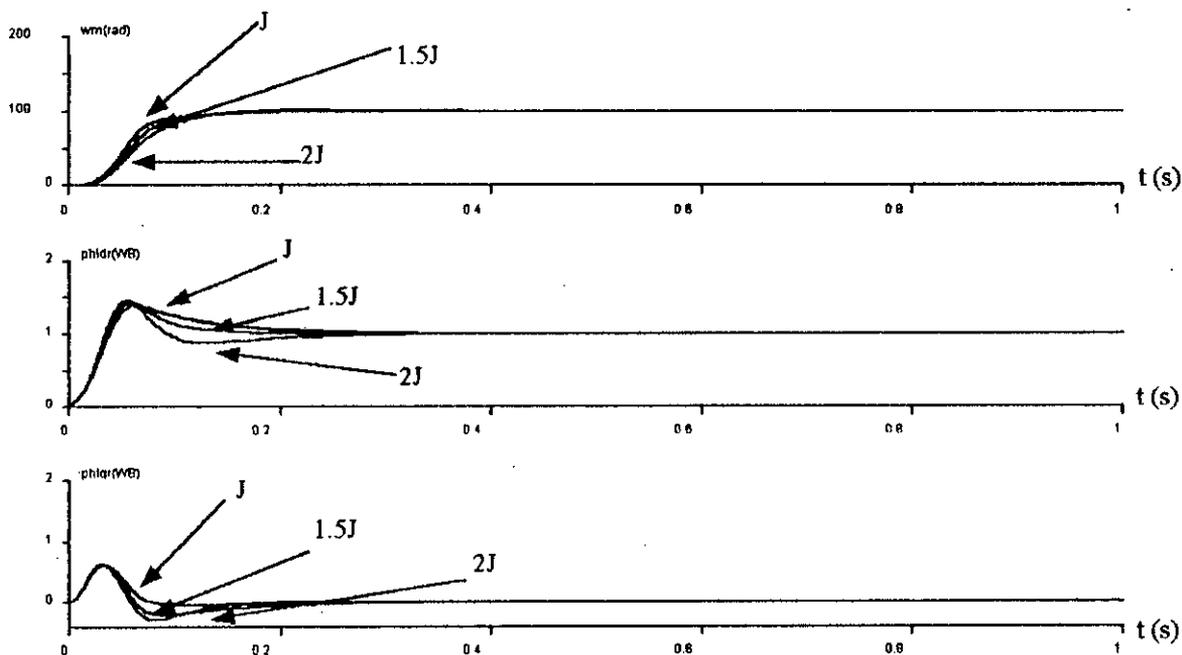


(b)

Fig. V.20: Caractéristiques dynamiqués de la machine lors de la variation de la résistance rotorique.
 (a): réglage PI classique
 (b): réglage PI flou



(a)



(b)

Fig. V.21: Caractéristiques dynamiques de la machine lors de la variation du moment d'inertie.
 (a): réglage PI classique
 (b): réglage PI flou

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce projet, nous a permis de tester l'algorithme du réglage flou et classique appliqué sur la machine asynchrone associée à un onduleur de tension.

Dans notre travail apparaît les points suivants:
Nous avons introduit notre sujet par l'exposition des bases générales de la logique floue suivie de la modélisation de l'ensemble machine asynchrone-onduleur de tension, puis nous nous sommes penché sur la description des différents algorithmes de la commande floue. Ensuite nous avons présenté la commande par flux orienté avec la méthode indirecte. Enfin nous avons évalué les performances et la robustesse des deux réglages.

A l'issue de ce travail nous pouvons tirer les conclusions suivantes :
La commande vectorielle a rendu possible l'entraînement polyphasé à vitesse variable avec des performances comparables à celles des variateurs de vitesse à courant continu (réponse dynamique rapide et découplage entre flux et couple).

Le réglage PI classique a permis de régler de façon satisfaisante la dynamique de poursuite, mais présente des faiblesses pour la prise en compte des perturbations et aussi pour l'inversion de sens de marche, par contre il permet de réaliser un découplage parfait de la machine.

Le réglage PI flou a permis une amélioration des performances lors de l'inversion de la vitesse, mais le découplage dans le cas de l'association onduleur-machine est un petit peu affecté.

Il apparaît important de noter que les testes de robustesses vis à vis de la variation de la résistance rotorique ont montrés une grande influence de ce paramètre sur la machine. De ce fait une bonne identification de ce paramètre s'impose.

Notre travail est loin d'être achevé, il pourrait être prolongé dans plusieurs directions en particulier il sera intéressant de continuer cette étude par:

- Étendre l'application de cette commande à d'autres systèmes tels que les robots et d'autres machines (synchrone et à courant continu),... etc, pour tirer des conclusions plus générales.
- L'intégration de la stratégie de commande de l'onduleur ainsi que l'algorithme de découplage dans un seul contrôleur flou et ceci en déterminant les règles générales pour cette commande.
- Amélioration de la robustesse du réglage vis à vis de la variation de la résistance rotorique en insérant dans la boucle de retour un estimateur flou de résistance.

Annexes

Annexe A

les paramètres de la machine utilisée: [1]

- $p_n=1.5 \text{ K.w}$
- $N=1500 \text{ tr/min}$
- $F_n=50 \text{ Hz}$
- $P=2$
- $R_r=3.805 \Omega$
- $R_s=4.85 \Omega$
- $L_s=L_r=0.274 \text{ H}$
- $L_m=0.258 \text{ H}$
- $K_f=0.008 \text{ Nm.s/rad}$
- $J=0.031 \text{ Kg.m}^2$

Annexe B

Calcul des paramètres du régulateur PI classique:

Les paramètres du régulateur sont calculés sur la base du modèle en courant[1]. Dans le modèle (IV-2) les courants I_{ds} , I_{qs} et la vitesse de glissement sont considérés comme variables de commande pour cela:

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{L_m} \quad (\text{constant})$$

$$I_{qs}^* = \varepsilon(t) \quad (\text{échelon})$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{L_m I_{qs}^*}{T_r \Phi_r^*} = \frac{L_m}{T_r \Phi_r^*} \varepsilon(t) \quad (\text{échelon})$$

Après arrangement des formules les équations (IV-2) s'écrivent:

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = \Phi_r^* + \frac{L_m}{\Phi_r^*} \Phi_{qr} \varepsilon(t)$$

$$T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{qr} = L_m \varepsilon(t) - \frac{L_m}{\Phi_r^*} \Phi_{dr} \varepsilon(t)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + K_f \Omega_r = Ce - Cr$$

$$Ce = P \frac{L_m}{L_r} (\varepsilon(t) \Phi_{dr} - \frac{\Phi_r^*}{L_m} \Phi_{qr})$$

Comme I_{qs} est un échelon, alors $(\frac{dI_{qs}}{dt} = 0)$ en régime permanent.

Après développement on aura :

$$\Omega_r(s) = P \frac{L_m}{L_r} \frac{[1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2] \Phi_r^*}{T_r^2 s^2 + 2 T_r s + [1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2]} \varepsilon(s) - Cr(s)$$

Le schéma bloc :

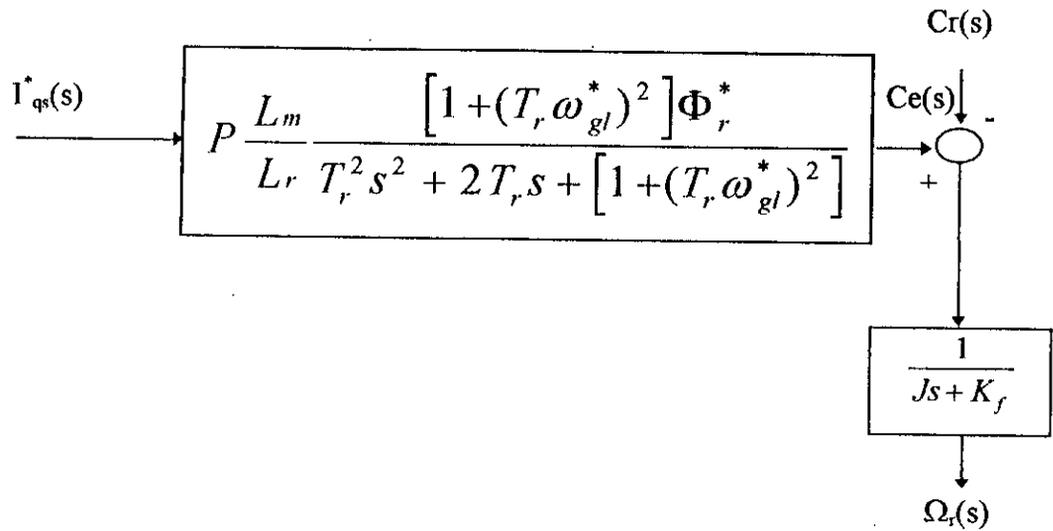


Fig. A-1: Schéma bloc du système à réguler

Si on ajoute un régulateur PI de vitesse et comme $I^*_{qs} = \left(\frac{L_r}{PL_m \Phi_r}\right) Ce^*$ nous obtenons le schéma bloc suivant:

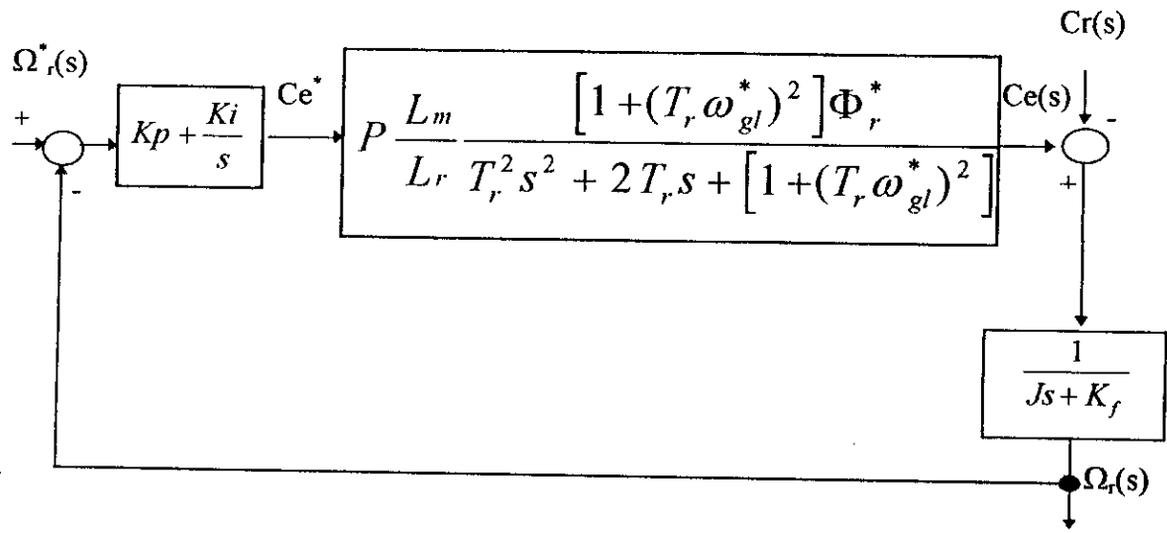


Fig B.2: Schéma bloc de régulation de vitesse

L'équation caractéristique du système est la suivante:

$$\Phi(s) = JT_r^2 \left(s^4 + \left(\frac{K_f}{J} + \frac{2}{T_r} \right) s^3 + \left(\frac{2K_f}{JT_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{gl}^{*2} \right) s^2 + \frac{K_p + K_f(1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2)}{JT_r^2} s + K_i \frac{(1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2)}{JT_r^2} \right)$$

après calcul on trouve que les coefficients de s^4 et de s^3 sont négligeable. $\Phi(s)$ prend la forme suivante:

$$\Phi(s) = JT_r^2 \left(\left(\frac{2K_f}{JT_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{gl}^{*2} \right) s^2 + \frac{K_p + K_f(1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2)}{JT_r^2} s + K_i \frac{(1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2)}{JT_r^2} \right)$$

on utilise la méthode d'emplacement des pôles on est conduit aux résultats suivants:
($K_p=12.26, K_i=869$)

Bibliographie

- [1] **Y.FU**, 'Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasés,'Thèse de doctora, Montpellier II, Mars 1991.
- [2] **A.BENBELLIL,L.IGHMOURACENE**,Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en tension,'PFE,ENP, Septembre 1994.
- [3] **B.K.BOSE,G.C.D.SOUSA**, 'Fuzzy set theory based control of a phase-controlled converter DC machine drive,'IEEE, Transaction on ind app., Jun/Feb, Vol.30,pp 34-44, 1994.
- [4] **H.BUHLER**, *réglage par logique floue* , Presses polytechniques romandes, Lausanne,1994.
- [5] **H.BUHLER**, *Conception des systèmes automatiques* , Presses polytechniques romandes, Lausanne,1988.
- [6] **OBSERVATOIRS FRANÇAIS DES TECHNIQUES AVANCÉES**, *Logique floue* , Masson , Paris, 1994.
- [7] **B.BOUCHON-MEUNIER**,*La logique floue* ,Que sais-je,N 2702, P.U.F, 1993.
- [8] **C.C.LEE**, 'Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller-part I,'IEEE, Transactions on systems, Man and cybernetics., Mar/Apr, Vol.20,pp 404-418, 1990.
- [9] **C.C.LEE**, 'Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller-part II,'IEEE, Transactions on systems, Man and cybernetics., Mar/Apr, Vol.20,pp 419-435, 1990.
- [10] **J.M.MENDEL**, 'Fuzzy logic systems for engineering: A tutorial,'Proceedings of the IEEE, March, Vol.83,pp 345-377, 1995.
- [11] **S.A.MIR,D.S.ZINGER,M.G.ELBULK**, 'Fuzzy controller for inverter fed induction machines,'IEEE, Transactions on ind app, Jun/Feb, Vol.30,pp 78-84, 1994.
- [12] **L.A.ZADEH**, 'Fuzzy sets,'Information and control, Vol.8,pp 338-353, 1965.