

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ M'HAMED BOUGUERRA
DE BOUMERDÈS



FACULTÉ DES HYDROCARBURES ET DE LA CHIMIE

Département Automatisation des Procédés Industriels et Électrification

Laboratoire d'automatique appliquée.

**ETUDE D'UNE COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE COMMANDEE EN COURANT ET UTILISANT
DES CORRECTEURS FLOUS**

Mémoire présenté pour l'obtention du diplôme de MAGISTER

Spécialité : *Génie électrique.* **Option :** *Automatique appliquée et traitement du signal.*

Présenté par : Mlle Taous LECHANI

Sous la direction de Mr F. LAAOUAD

Devant le jury composé de :

MM M.S. BOUCHERIT	Maître de conférences (ENP El-Harach)	Président
F. LAAOUAD	Maître de conférences (FHC/UB)	Rapporteur
H. FEKHAR	Chargé de cours (FHC/UB)	Co-rapporteur
D. OUAHDI	Maître de conférences (FHC/UB)	Examineur
A. BENHALLA	Chargé de cours (FHC/UB)	Examineur

Soutenu le:

Boumerdès 2001

SOMMAIRE

Résumés	I
Remerciements	II

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I: MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE

I.1 Introduction	3
I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée	3
I.2.1 Hypothèses simplificatrices	3
I.2.2 Equations du moteur en régime dynamique	3
I.2.3 Choix du référentiel.....	9
I.3 Modélisation de la machine asynchrone alimentée en courant :	11
I.3.1 description et équations d'état :	11
I.3.2 Simulation et évaluation des performances du modèle alimenté en courant.....	12
I.4 Modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension	14
I.4.1 Simulation de la machine alimentée en tension	15
I.4.2 Interprétation des résultats	16
I.5 Modélisation du système onduleur-machine commandé en courant	18
I.5.1 présentation de l'onduleur	18
I.5.2 Modèle moteur-onduleur avec boucle de réglage de courant	19
I.5.3 Résultats de simulation et évaluation des performances :	22
I.5 Conclusion	24

CHAPITRE II: COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR FLUX ORIENTE

II.1 Introduction	25
II.2 Principe de la commande vectorielle	25
II.2.1 Modèle en courant par orientation du flux rotorique.....	27
II.2.2 Méthodes de contrôle par flux orienté de la machine asynchrone.....	28
II.2.3 Bloc de contrôle de flux orienté (F.O.C).....	28
II.2.4 caractéristique du bloc de défluxage.....	29
II.2.5 Commande indirecte par flux orienté.....	29

II.3 Modélisation de la structure avec découplage en tenant compte de la dynamique MLI et des boucles de courant	32
II.3.1 Simulation numérique.....	33
II.4 commande vectorielle indirecte avec correcteurs discrets linéaires	36
II.4.1 Synthèse du régulateur de vitesse.....	36
II.4.1.1 Etude du réglage de vitesse avec un régulateur PI	37
II.4.1.2 Calcul des paramètres du régulateur PI de vitesse et simulation.....	38
II.5 Influence des paramètres de la machine sur les performances de la commande	51
Résultats de simulation.....	53
Conclusion	58

CHAPITRE III: METHODOLOGIE DE LA LOGIQUE FLOUE ET CONCEPTION DE REGULATEURS

III.1 Introduction	59
III.2 Principes fondamentaux de la logique floue	59
III.2.1 Bases théoriques de la logique floue.....	59
III.2.1a Variables linguistiques	59
III.2.1b Fonctions d'appartenance.....	60
III.2.1c Dédutions floues (inférences)	62
III.2.2 Opérations de la logique floue.....	62
III.2.3 Contrôleur flou	64
III.2.3.1 Principe du contrôleur flou.....	64
III.2.3.2 Inférences	65
III.2.3.3 Traitement numérique des inférences	67
III.2.3.4 Stratégies de défuzzification	70
III.3 Conception du régulateur flou de vitesse	72
III.3.1 1 ^{ère} étape : Choix des entrées et sorties	72
III.3.2 2 ^{ème} étape : Définition des fonctions d'appartenances.....	73
III.3.3 3 ^{ème} étape : définition du comportement du régulateur flou	73
III.3.4 4 ^{ème} étape : Sélection d'une méthode de défuzzification	73
III.3.5 Résultats de simulation avec des régulateurs flous.....	80
III.3.5.1 Simulation de la commande avec correcteur à trois fonctions d'appartenance triangulo-trapézoïdales (RF3)	80
III.3.5.2 Simulation de la commande avec correcteur à cinq fonctions d'appartenance triangulo-trapézoïdales (RF5)	83
III.3.5.3 Simulation de la commande avec correcteur à sept fonctions d'appartenance triangulo-trapézoïdales (RF7)	85
III.3.5.3 Simulation de la commande avec correcteur à sept fonctions d'appartenance gaussienne (RFG).....	89

III.4 Commande vectorielle indirecte avec adaptation floue de la résistance rotorique	95
III.4.1 Résultats de simulation	97
III.5 conclusion	101
CONCLUSION GENERALE	102
BIBLIOGRAPHIE	104
ANNEXES	
NOMENCLATURE	107
PARAMETRES DE LA MACHINE	109

ملخص

ترتكز الأعمال المقدمة في هذه المذكرة على دراسة التحكم الشعاعي على المحرك الاتزامنى. بفضل الجهود الحديثة في ميدان الالكترونىك و التقنيات الرقمية، المحرك الكهربيائى ذو التيار المستمر ذو الحث المستقل يستعمل في المحركات الاتزامنية بواسطة تقنية التدفق الموجه. مبدأ هذه الطريقة يرتكز على التحكم بصفة مستقلة بين الحقل المغناطيسى و العزم المولد من طرف المحرك. لكن هذه الطريقة جد حساسة للاضطرابات الخارجية مثل تغير درجة الحرارة التي تؤدي إلى تغير مقاومة الدوار و بالتالي فقدان التحكم المستقل.

قمنا بدراسة المحرك في حالة تغذية بتوتر عبر موج محكم بالتيار بطريقة تعديل عرض النبضات بتقنية الاستريزيس. تمثيل المحرك متبوع بنتائج تظاهرةية. هذه النتائج أظهرت أن المعدل التكاملي و المناسب طرديا يعطي نتائج أفضل من المعدل المناسب طرديا و التكاملي خاصة في إرجاع الاضطرابات.

تطبيق تقنية التعديل المرتكزة على المنطق الغامض تسمح بتحسين بطريقة فعالة هذه النتائج. هذا التحسن الى الخاصية الاخطية للمعدل الغامض. لهدف إبقاء التحكم المستقل رغم تغير عوامل المحرك، اظفنا حلقة تكيف مقاومة الدوار. اخترنا هذه الطريقة لسهولة تطبيقها و عدم تطلبها لعتاد اظافي. هدف هذا العمل هو دراسة تطبيق المنطق الغامض في تحكم المحرك الاتزامنى.

كلمات مفتاحية

المحرك الاتزامنى، التحكم الشعاعي، المنطق الغامض، موج.

Résumé

Grâce aux récents progrès de l'électronique de puissance et des techniques numériques, le principe de la machine à courant continu est exploité au niveau des machines asynchrone par la technique du flux orienté. Cependant cette méthode ne donne de bons résultats que si la position du flux est connue avec précision. La variation des paramètres de la machine, principalement la résistance rotorique, engendre une erreur sur cette position. En conséquence les performances de la machine sont fortement affectées. Notre étude est faite dans le cas d'une machine asynchrone alimentée en tension à travers un onduleur commandé en courant par la technique d'hystérésis. La modélisation de la machine est suivie de plusieurs simulations. Les résultats de ces simulations ont montré que le régulateur IP donne de meilleurs résultats que le PI au niveau du rejet de la perturbation. L'application de la régulation floue permet d'améliorer davantage ces résultats. En effet cela s'explique par le caractère non-linéaire du régulateur flou. Afin de maintenir le découplage même quand les paramètres de la machine varient, une boucle d'adaptation de la résistance rotorique est ajoutée. Cette méthode présente l'avantage d'être simple et de ne pas nécessiter un matériel supplémentaire. L'objectif de ce travail est l'étude de l'apport de la logique floue à la commande des machines asynchrones.

Mots clés:

Machine asynchrone, commande vectorielle, régulateur flou, résistance rotorique, onduleur MLI, hystérésis.

abstract

With the progress of power electronics and numeral modeling techniques the DC machine principle is introduced in the analysis of asynchronous machine by the field orientation control. However this method provides satisfactory results only if the flux position is accurately known. Machine parameter's variation such as rotor resistance usually induces position errors affecting strongly the machine performances.

The present analysis assumes an asynchronous machine supplied by a current controlled voltage source using the hysteresis technique.

The simulation result's shows that the IP regulator gives better disturbance rejection than the PI one. The results are still improved by the fuzzy regulation because of the non-linear scheme of the fuzzy controller. Also In order to maintain the independent control of flux and torque when parameters of the machine vary, an on-line fuzzy tuning is designed to handle this variation. Finally this technique which introduces fuzzy logic for asynchronous machine control is simple in concept and does not require additionally special materials.

Key words:

Asynchronous machine, field oriented control, fuzzy controller, Rotor resistance, PWM inverter, Hysterisis.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Pendant de longues décennies, le moteur à courant continu était la meilleure source de variation de vitesse. Cela s'explique par la simplicité de sa commande due au découplage naturel entre le flux et le couple. Toutefois, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes tels que les limitations de vitesses, l'interdiction de son utilisation dans des milieux hostiles (corrosifs ou explosifs) et la nécessité d'entretiens réguliers.

L'absence de collecteur dans la machine asynchrone la rend attrayante pour une utilisation en milieux hostiles. La machine asynchrone à cage, de construction simple, robuste, peu coûteuse à l'achat et en entretien présente une alternative intéressante. Cependant son modèle non-linéaire, le couplage entre ses variables internes et les variations de ses paramètres rendent sa commande complexe. Plusieurs tentatives de réalisation de la commande de la machine asynchrone ont été proposées. De nos jours la meilleure solution est celle offerte par Blaschke. Son principe consiste à orienter le flux suivant une direction bien déterminée dans le repère de Park. La commande vectorielle est une technique qui permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Plusieurs possibilités sont offertes selon le type du flux à orienter. La commande de la machine asynchrone deviendra alors similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Afin de réaliser un variateur de vitesse, la machine asynchrone est associée à un convertisseur statique. Grâce au développement des composants de puissance et des organes de commande numérique, des commandes performantes et sophistiquées ont pu être réalisées, durant ces dernières années, et cela à des prix compétitifs.

De nombreuses méthodes ont été mises au point dans le but de faciliter le réglage de ces systèmes de commande.

Malgré la diversité des méthodes de calcul des régulateurs classiques, leurs performances restent limitées. Les régulateurs classiques ne permettent pas toujours d'atteindre les objectifs de commande fixés.

Les outils d'intelligence artificielle connaissent de nos jours un grand essor dans différents domaines. Leurs applications dans le domaine de l'électrotechnique restent souvent limitées. Parmi ses disciplines, on cite la logique floue qui est une technique qui s'apprête bien à des systèmes non-linéaires. En effet, elle permet d'intégrer les connaissances d'un expert et l'expérience d'un opérateur dans la définition du régulateur à logique floue. Le régulateur flou est caractérisé par sa loi de commande qui est une fonction non-linéaire qui s'adapte à la variation de son entrée.

Notre travail consiste en l'étude d'une commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée à travers un onduleur en tension commandé par la technique d'hystérésis. Dans le cadre de ce travail la vitesse est régulée par des correcteurs classiques et flous. La comparaison des performances obtenues par ces différents régulateurs sera présentée.

L'influence des variations des paramètres de la machine notamment celle de la résistance rotorique, sur les performances de la commande sera étudiée.

Le mémoire sera réparti en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous effectuons la modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park. Nous modélisons également l'ensemble onduleur-machine où l'onduleur est commandé en courant par la technique d'hystérésis permettant de garder la variation du courant à l'intérieur d'une bande de largeur prédéfinie. Ces modélisations seront suivies de simulations et analyse de résultats.

Le deuxième chapitre est divisée en deux volets. Le premier volet sera consacré à l'étude de la commande de la machine asynchrone où nous adoptons principalement le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Le deuxième volet de ce chapitre sera consacré à l'évaluation des performances des correcteurs de vitesse de type PI et IP et cela pour différents modes de fonctionnement, tout en présentant les effets des variations paramétriques sur la commande.

L'application de la logique floue à la commande vectorielle des machines asynchrone fera l'objet du troisième chapitre. Dans ce dernier nous exposerons les bases théoriques de la logique floue ainsi que les méthodologies de conception de régulateurs flous. Nous présenterons le régulateur flou de vitesse, ainsi que les méthodes de synthèse de l'inférence floue et l'ensemble des directives pour la synthèse des correcteurs flous. Cette étape sera suivie par une simulation de la commande avec les correcteurs à trois, cinq et sept fonctions d'appartenance. L'influence de la variation de la résistance rotorique sur les performances du système en utilisant un régulateur flou sera également étudiée. Plusieurs chercheurs se sont penchés sur le problème de variation de la résistance rotorique [8, 18, 51] et ont proposé plusieurs schéma d'identification et d'adaptation de cette dernière. Cependant ces méthodes ne sont valables que dans le cas d'une alimentation sinusoïdale ou nécessitent un matériel compliqué pour l'implémentation. Dans cette partie on se propose de faire l'adaptation floue de la résistance rotorique en se basant sur l'erreur de courant.

Enfin, nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de notre étude.

CHAPITRE I

MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans les applications industrielles, grâce aux avantages qu'il présente par rapport à la machine à courant continu.

En effet, la machine à courant continu utilisée pour la simplicité de sa commande (découplage naturel) présente des inconvénients majeurs comme son coût élevé dû à sa construction complexe (balais, collecteur), et la nécessité d'entretiens réguliers. Par opposition, la machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, simple de construction et peu coûteuse. La modélisation de la machine asynchrone qui est de nature triphasée sera présentée dans ce chapitre. La première partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation du moteur à induction alimenté en tension. Ce modèle est exprimé dans le référentiel de Park. Dans la deuxième partie, nous développons les modèles de cette machine mais alimentée en courant. Dans ce modèle, nous tenons compte de la dynamique MLI ainsi que des boucles de réglage des courants. Après modélisation, nous effectuons une simulation avec évaluation des performances, dans le but d'une modélisation ultérieure avec la commande vectorielle à flux orienté.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.2.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine asynchrone, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes: [2,10,29]

- Le circuit magnétique n'est pas saturé et parfaitement feuilleté donc seuls les enroulements sont parcourus par des courants.
- La machine est de construction symétrique
- La répartition du flux dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'effet de peau est négligé.

Parmi les principales conséquences de ces hypothèses on cite :

- Le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault ne sont pas pris en compte.
- La variation sinusoïdale des inductances mutuelles en fonction de l'angle électrique de leur axe magnétique.

I.2.2 Equations du moteur en régime dynamique

La figure I.1 représente la machine asynchrone triphasée composée de trois enroulements statoriques a_s , b_s , c_s et trois enroulements rotoriques. Les axes (a_s, b_s, c_s) et (a_r, b_r, c_r) sont les coordonnées naturelles de la machine. Ce système de coordonnées triphasé est défini par l'angle θ_r entre l'axe de la phase rotorique de référence (a_r) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (a_s) .

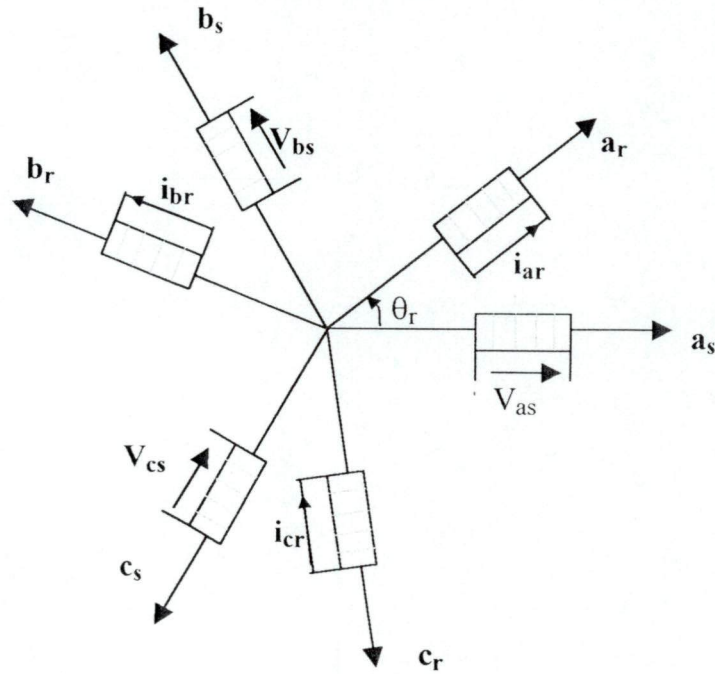


Figure I-1 :Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée.

La dynamique du moteur exprimée dans le référentiel ci-dessus est donnée par les expressions suivantes :

a) Equations statoriques

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix}. \quad (I-1)$$

b) Equations rotoriques

Avec un rotor en court-circuit, nous obtenons les équations rotoriques suivantes :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I-2)$$

c) Equations des flux

Dans ce cas, les flux statoriques ψ_{abcs} et rotoriques peuvent être exprimés par les matrices suivantes :

$$\begin{bmatrix} \psi_{abcs} \\ \psi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{abcs}] \\ [i_{abcr}] \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

$$\text{Avec } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} .$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\alpha - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\alpha - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} .$$

En introduisant les relations (I-3) dans (I-1) et (I-2) nous obtenons:

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \} \quad (I-4)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][i_{abcs}] + [L_r][i_{abcr}] \} \quad (I-5)$$

Après analyse des équations ci-dessus, nous constatons que cette dynamique, exprimée dans les référentiels naturels de la machine, nous donne un ensemble de six équations différentielles non-linéaires à coefficients variables. Afin de simplifier le modèle, nous utilisons la transformation de Park.

La théorie de Park consiste à appliquer aux courants, tensions, flux statoriques et rotoriques un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe de référence des enroulements et l'axe d (figure1-2). Cette transformation permet de réduire le nombre d'équations différentielles, mais également d'obtenir des inductances constantes et indépendantes de l'angle de transformation.

Dans la figure (I-2) nous définissons les différents référentiels utilisés pour l'étude de la machine ainsi que les relations spatiales qui les lient.

La configuration de la figure I-2 montre la position des axes de Park (d,q) par rapport aux axes naturels de la machine définis précédemment.

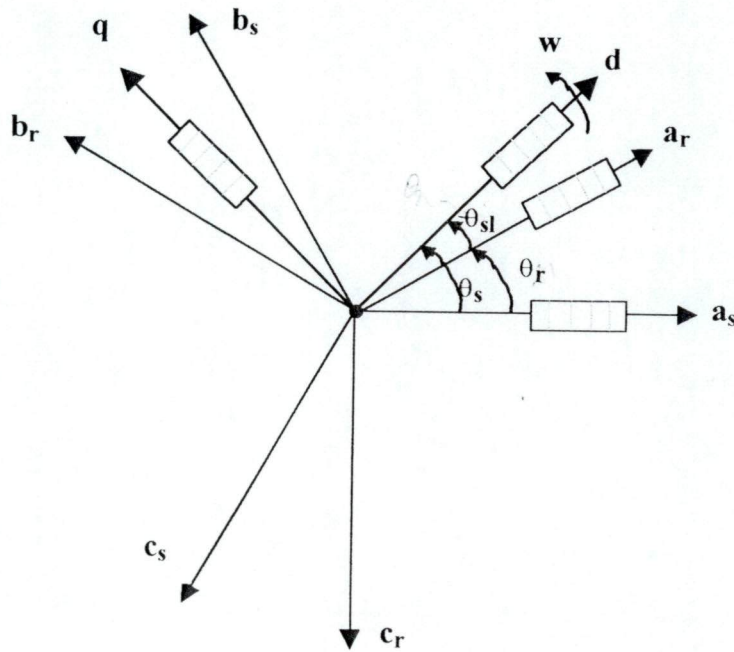


Figure I-2 : Représentation des enroulements triphasés et enroulements biphasés équivalents d'une machine asynchrone.

Les angles sont liés par les équations trigonométriques suivantes :

$$\theta_s = \theta_r + \theta_{sl} \quad (I-6)$$

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{sl} \quad (I-7)$$

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s \quad (I-8)$$

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r \quad (I-9)$$

$$\omega_{sl} = \frac{d}{dt} \theta_{sl} \quad (I-10)$$

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{P} \quad (I-11)$$

D'une manière générale, cette transformation est donnée par les relations suivantes :

$$P(\theta_s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta_s - 4\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - 4\frac{\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

La transformation des grandeurs statoriques du repère (abc) au repère (dq) est définie par :

$$[i_{dqos}] = P(\theta_s) [i_{abcs}] \quad (I-13)$$

$$[V_{dqos}] = P(\theta_s) [V_{abcs}] \quad (I-14)$$

$$[\psi_{dqos}] = P(\theta_s) [\psi_{abcs}] \quad (I-15)$$

La transformation inverse des grandeurs statoriques du repère (dq) au repère (abc) est définie par :

$$[i_{abcs}] = P(\theta_s)^{-1} [i_{dqos}] \quad (I-16)$$

$$[V_{abcs}] = P(\theta_s)^{-1} [V_{dqos}] \quad (I-17)$$

$$[\psi_{abcs}] = P(\theta_s)^{-1} [\psi_{dqos}] \quad (I-18)$$

Avec $P(\theta_s)^{-1}$ est la transformation de Park inverse.

$$P(\theta_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & 1 \\ \cos(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_s - 4\frac{\pi}{3}) & \sin(\theta_s - 4\frac{\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

La transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant l'indice (s) par (r) dans les équations (I-13) à (I-18).

Le changement de variables, introduit par la transformation de Park peut être interprété comme la substitution aux enroulements réels, d'enroulements fictifs (d_s, q_s, d_r, q_r) dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q tournant comme le montre la figure I-3

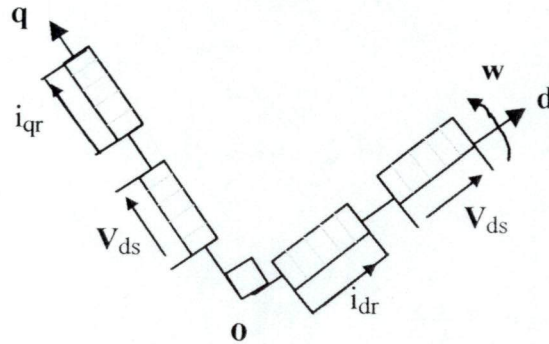


Figure I-3 : Représentation de la machine asynchrone sur les axes de Park.

Après application de la transformation de PARK aux équations (I-4) et (I-5) nous aurons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \psi_{ds} \end{cases} \quad (I-20)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \psi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \psi_{dr} \end{cases} \quad (I-21)$$

Nous obtenons alors les équations de la machine exprimées dans le repère de Park tournant à une vitesse ω quelconque, soit sous forme d'état :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (I-22)$$

Avec :

$$X = [i_{ds}, i_{qs}, \psi_{dr}, \psi_{qr}]^t \text{ vecteur d'état}$$

$$U = [V_{ds}, V_{qs}]^t \text{ vecteur de commande}$$

Les matrices A et B sont définies par :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m} \omega_r \\ \omega & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.2.3 Choix du référentiel

Le référentiel est le repère (od,oq) associé à la vitesse de rotation ω . Le choix de ce dernier se fait en fonction du problème étudié. Trois types de référentiels sont utilisés. Dans notre cas, nous utilisons le référentiel fixe par rapport au stator et le référentiel lié au champ tournant. [2,17,23,29,31]

- ◆ ω_s est la pulsation des courants (tensions) triphasés appliqués au stator , ω_s est donc la vitesse angulaire du champ tournant (pour une machine bipolaire).
- ◆ ω_r la vitesse de rotation du rotor.
- ◆ Le glissement g est défini par la relation suivante :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} \Rightarrow \omega_{sl} = g\omega_s$$

A noter qu'en régime sinusoïdal établi la pulsation des courants rotoriques est $g\omega_s$, et que seules les équations (I-20) et (I-21) sont affectées par le choix du référentiel.

a) référentiel lié au stator

Pour ce type de choix les axes a_s et d coïncident et la vitesse ω du repère dq est nulle.

Il se traduit par les conditions suivantes :

$$\frac{d}{dt} \theta_s = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt} \theta_r = -\omega_r$$

Les équations (I-20) et (I-21) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-23})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \omega_r \psi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \omega_r \psi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-24})$$

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation.

b) référentiel lié au champ tournant

Il se traduit par les conditions suivantes :

$$\frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d}{dt} \theta_r = \frac{d}{dt} \theta_s - \frac{d}{dt} \theta_{sl} = \omega_s - \omega_{sl} = g\omega_s = \omega_{sl} \quad .$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \omega_s \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega_s \psi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \omega_{sl} \psi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \omega_{sl} \psi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-26})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas des simplifications aux équations (I-21) et (I-22) ;

cependant il est retenu pour réaliser le pilotage vectoriel car il présente l'avantage de transformer les grandeurs sinusoïdales en grandeurs continues. [7,19,20,23]

Pour compléter le modèle de la machine, nous ajoutons l'équation mécanique liant le couple à la vitesse par la relation suivante :

$$C_e - C_r - K_f \Omega_r = J \frac{d}{dt} \Omega_r. \quad (I-27)$$

Avec

$$C_e = \frac{3}{2} P (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad (I-28)$$

$$= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}) \quad (I-29)$$

I.3 Modélisation de la machine asynchrone alimentée en courant :

I.3.1 description et équations d'état :

Dans le cas d'une alimentation en courant, les variables de commande sont i_{ds} , i_{qs} et ω_{sl} . La grandeur perturbatrice correspond au couple de charge C_r .

Plusieurs modèles se présentent, selon le choix des variables d'état. Les variables d'état peuvent être choisies parmi $(\Psi_{ds}, \Psi_{qs}, \Omega_r)$, $(\Psi_{dr}, \Psi_{qr}, \Omega_r)$ ou $(\Psi_{dg}, \Psi_{qg}, \Omega_r)$.

En choisissant le référentiel tournant à la vitesse ω_s , et en considérant $(\Psi_{dr}, \Psi_{qr}, \Omega_r)$ comme variables d'état $V_{dr} = 0$ et $V_{qr} = 0$ (rotor en court circuit) et après arrangement des équations (I-25) et (I-26) et en remplaçant les flux par leurs valeurs nous obtenons le modèle suivant : [7,17,29]

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \\ J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r. \end{cases} \quad (I-30)$$

$$\text{avec } T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et } \omega_{sl} = \omega_s - p \Omega_r$$

Le module du flux rotorique est donné par $\Psi_r = \sqrt{\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2}$.

Après modélisation, nous simulons le fonctionnement du moteur sur la base des équations données par (I-30).

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation d'une machine asynchrone, dont les paramètres sont ceux utilisés par [17] et sont donnés en annexe, pour un démarrage à vide avec application d'une charge de 10 Nm entre 5s et 7s.

Pour le démarrage à vide, la machine atteint sa vitesse nominale, qui est de 1420 (tr/mn), au bout de 2 s avec un dépassement de 3% (figure I-5a) alors que le couple électromagnétique atteint une valeur maximale de 9 Nm et se stabilise après plusieurs oscillations à la valeur de 0.2 Nm correspondant au couple de frottement en régime permanent (figure I-5b).

Le flux rotorique est pratiquement égale à sa composante directe. La machine prend le temps de se magnétiser avant de se stabiliser à 1.6 Wb.

Après un démarrage à vide, la machine est sollicitée par une charge de 10Nm appliquée entre 5s et 7s . Après cette charge, la machine répond avec un dépassement d'environ 50% de la valeur du couple et cela avec un temps de réponse de 0.5s.

Sous l'effet de la charge, la vitesse diminue avec une erreur statique de 3 Rad/s tandis que le flux enregistre une petite diminution et varie de 1.6Wb à 1.5 Wb (figure I-5c). Nous constatons également que la composante Ψ_{qr} n'est pas nulle durant cette phase, ceci est dû au couplage existant entre le couple et le flux.

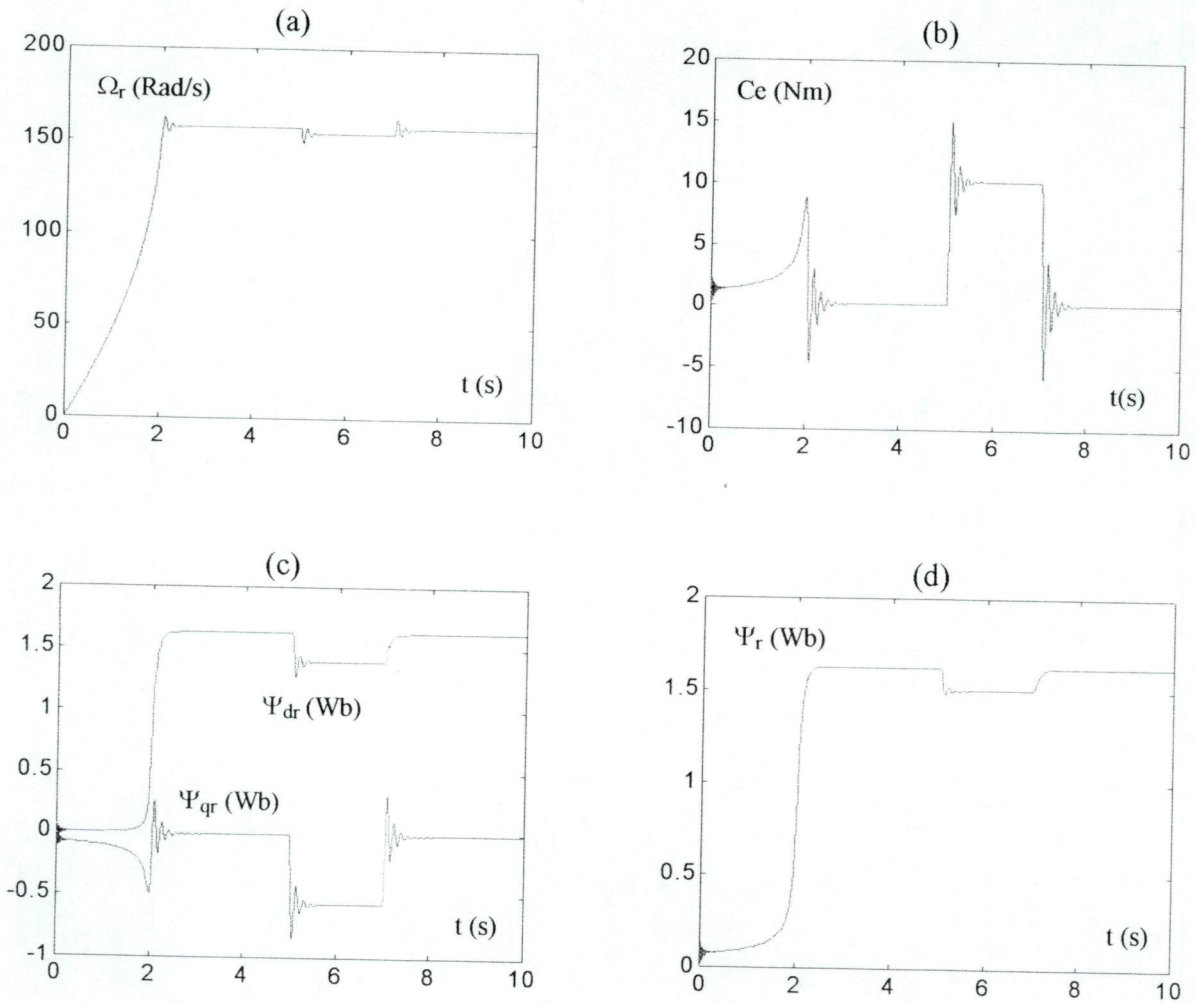


Figure I-5: Résultats de simulation de la machine asynchrone commandée en courant

I.4 Modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension

Dans le cas d'une machine alimentée en tension les variables de commande sont v_{ds} et v_{qs} . Plusieurs modèles se présentent selon le choix des variables d'état [19,29,37].

Dans notre étude, nous optons pour i_{ds} , i_{qs} , Ψ_{dr} , Ψ_{qr} et Ω comme variables d'état car c'est le modèle le mieux adapté pour l'orientation du flux rotorique.

Dans ce cas en reprenant les équations d'état de la machine (I-22) et en considérant les axes (dq) tournant à une vitesse $\omega = 0$ (lié au stator), nous obtenons alors:

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (I-31)$$

Avec :

$$X = [i_{ds}, i_{qs}, \Psi_{dr}, \Psi_{qr}]^t \text{ vecteur d'état}$$

$$U = [V_{ds}, V_{qs}]^t \text{ vecteur de commande}$$

et les matrices A et B sont définies par :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}.$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

I.4.1 Simulation de la machine alimentée en tension

De manière analogue, pour évaluer les performances du modèle en boucle ouverte, mais avec moteur alimenté en tension, nous simulons le modèle de la machine exprimé dans le repère de Park lié au stator.

$$V_a = V \cos(\omega_{st}).$$

$$V_b = V \cos\left(\omega_{st} - \frac{2\pi}{3}\right).$$

$$V_c = V \cos\left(\omega_{st} - \frac{4\pi}{3}\right).$$

Avec ces tensions triphasées l'application de la transformation de Park nous donne:

$$V_{ds} = V \cos (\omega_s t).$$

$$V_{qs} = V \sin (\omega_s t).$$

1.4.2 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats obtenus par simulation sont présentés en figure I-6. Les courbes de cette figure montrent l'évolution de la vitesse mécanique (Ω_r), du couple électromagnétique (C_e), du courant statorique de la phase A (i_{as}) ainsi que le module du flux rotorique (ψ_r).

Pour la phase de démarrage à vide, le moteur atteint sa vitesse nominale après 0.2s sans dépassement (Figure I-6 a). La courbe du couple électromagnétique nous permet de relever un pic de 65 Nm en régime transitoire et se stabilise après plusieurs oscillations à 0.2 Nm qui compense les pertes par frottements en régime permanent (Figure I-6 b). A remarquer qu'au démarrage un fort appel de courant est enregistré (30 A soit 5 fois le courant nominal) ce qui peut être à l'origine de la destruction de la machine par suréchauffement en cas de répétitions successives. En régime établi, ce courant est sinusoïdal de valeur maximale de 4.4 A (Figure I-6d).

La deuxième phase consiste à évaluer les performances sous l'effet de la charge. A $t = 1s$, un couple résistant de 10Nm est appliqué à la machine pour une durée de 0.5s (t compris entre 1s à 1.5s), la machine répond à cette perturbation en développant un couple électromagnétique de 10 Nm (Figure I-6 b) avec une chute de vitesse de 5(rad/s)(Figure I-6a). Nous remarquons aussi une augmentation sensible du courant de phase (5.4 A)(Figure I-6 d). L'application de la charge engendre une diminution du flux (Figure I-6 c), ce qui met en évidence le couplage entre le couple et le flux rotorique.

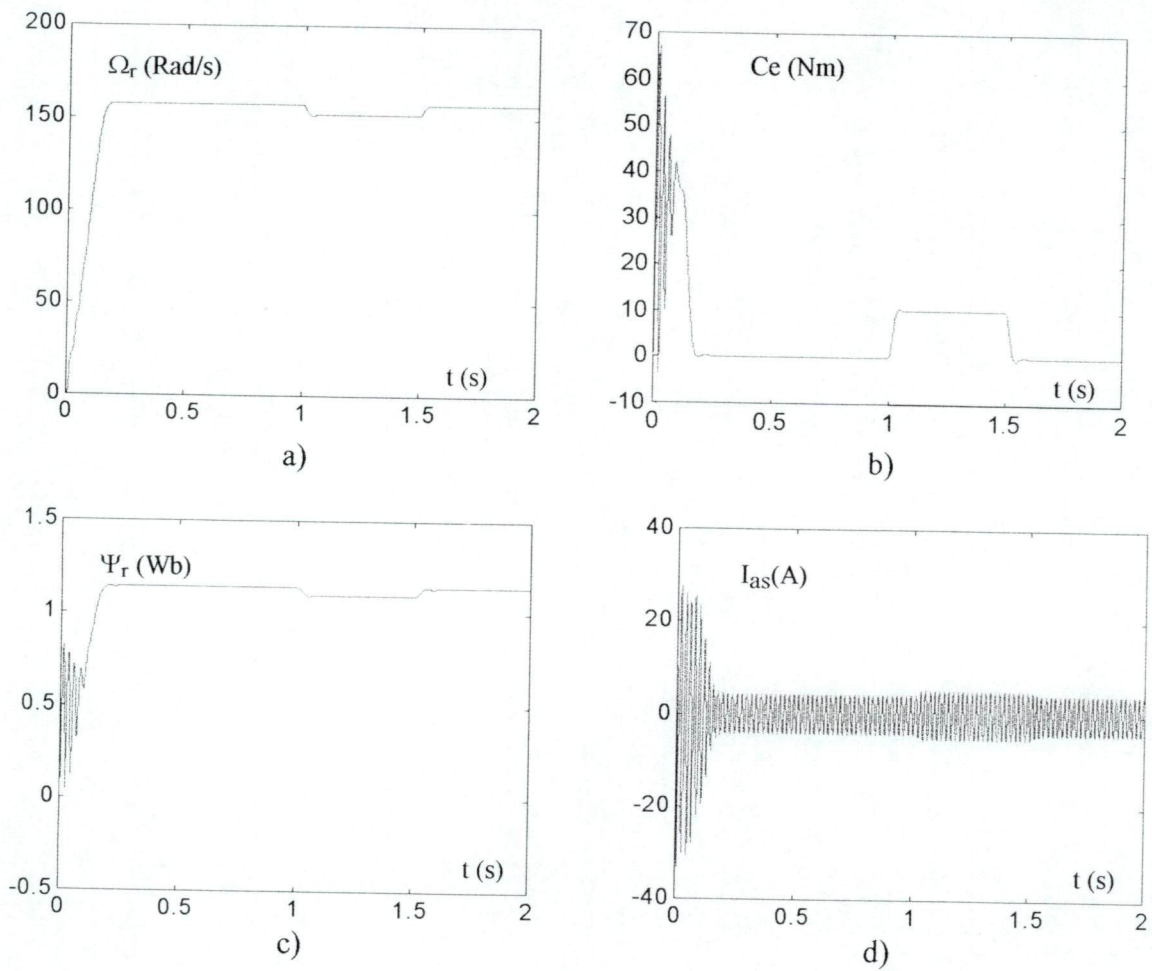


Figure I-6 :Simulation de la machine asynchrone alimentée par le réseau démarrage à vide avec application d'une charge de 10Nm entre 1 et 1.5s .

I.5 Modélisation du système onduleur-machine commandé en courant

Afin d'évaluer les performances du moteur alimenté par un onduleur MLI, nous devons construire son modèle et effectuer une simulation.

I.5.1 présentation de l'onduleur

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise par action sur la fréquence et le module tension (ou courant) statorique [20] Pour ce faire, il faut disposer d'une alimentation réglable en fréquence et en tension. Le bloc d'alimentation comporte trois étages.

Un redresseur à diode connecté au réseau suivi d'un filtre (LC) pour réduire les ondulations du courant d'entrée et de la tension (V_{dc}) de l'onduleur [44]

L'onduleur MLI est constitué de six transistors avec six diodes assemblés en parallèle. Chaque bras du convertisseur comporte deux transistors dont le fonctionnement est complémentaire. L'association transistors-diode forme un interrupteur parfaitement commandable. En général, on utilise des composants semi-conducteurs bipolaires, Mosfet ou des IGBT. Actuellement les IGBT sont les plus utilisés, car ils permettent de travailler avec des fréquences de commutation élevées.

La distribution spatiale des vecteurs de tension en fonction des états logiques des interrupteurs est donnée par le polygone de la figure I-7.

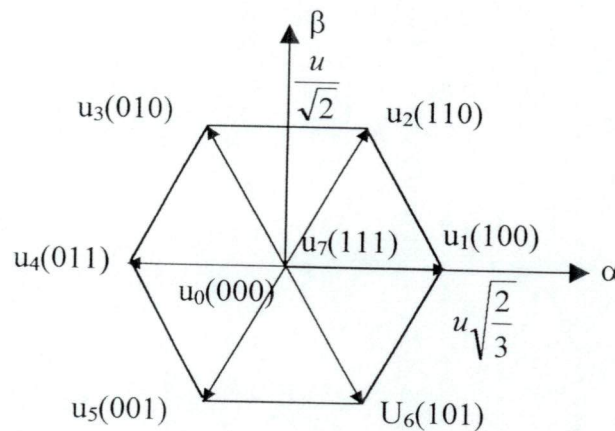


Figure I-7: Représentation des tensions de sortie de l'onduleur dans l'espace vectoriel.

Le schéma bloc simplifié de l'onduleur peut être représenté par des interrupteurs à deux positions comme l'indique la figure I-8.

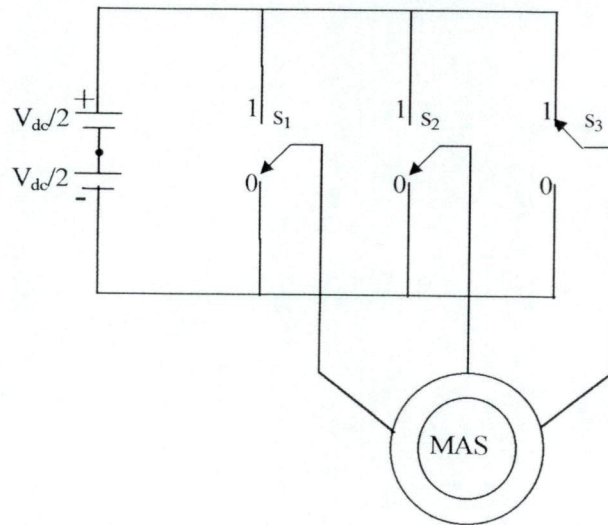


Figure I-8:Scéma simplifié de l'onduleur.

Les expressions vectorielles de la figure I-6 sont données par :

$$V_v = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(v-1)\frac{\pi}{3}} & \text{pour } v = 1, \dots, 6. \\ 0 & \text{pour } v = 0, 7. \end{cases}$$

Cependant pour des entraînements à vitesse variable, cette commande électrique est constituée de boucles internes de régulation afin de contrôler le courant de la machine. En général, on utilise des correcteurs à hystérésis afin d'obtenir un spectre de courant moins riche en harmonique.

Nous élaborons ci-dessous le modèle du moteur avec onduleur contrôlé en courant.

1.5.2 Modèle moteur-onduleur avec boucle de réglage de courant

La structure du réglage est basée sur la minimisation des oscillations contenues dans le courant de la machine.

Dans cette section, nous présentons dans un premier lieu la description et la modélisation du réglage où nous utilisons des correcteurs non linéaires de type à hystérésis

La structure de cette commande est présentée en figure I-9. Elle est constituée du moteur, du convertisseur ainsi que trois boucles de réglage avec leurs correcteurs à hystérésis.

Cette structure est utilisée pour les machines dont la puissance est inférieure à 50Kw[25].

Cette configuration permet de contrôler les fluctuations dans une bande de dépassement de $\pm h$. En ajoutant un signal modulant en dents de scie, nous réduisons les bruits nuisibles engendrés par les correcteurs.

En supposant les commutations des composants de puissance instantanées et en négligeant les chutes de tensions à leurs bornes, on peut considérer chaque bras de l'onduleur comme un interrupteur à deux positions modélisé par la fonction logique suivante :[25,27]

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si K est fermé et K' est ouvert.} \\ -1 & \text{si K est ouvert et K' est fermé.} \end{cases} \quad \text{Pour } i= 1,2,3.$$

En supposant la charge triphasée équilibrée et couplée en étoile avec un neutre isolé, les tensions simples de la machine s'expriment en fonction des signaux de commande par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I-32)$$

Où V_{dc} représente est la tension continue à l'entrée de l'onduleur.

Le courant I_e à l'entrée de l'onduleur est donné par :

$$I_e = F_1 I_a + F_2 I_b + F_3 I_c. \quad (I-33)$$

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs modes. Ces derniers correspondent aux différentes manières de détermination des signaux de commande, donc des instants de commutations. Avec la modulation largeur d'impulsion (M.L.I), le signal de sortie est formé de plusieurs créneaux de largeurs convenables. Cette technique permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence. Elle facilite, également le filtrage en repoussant vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie. Dans notre cas nous utilisons la commande par hystérésis.[25,27,44]

a) Commande des courants par hystérésis

Le principe de cette méthode consiste à garder la variation des courants réels des enroulements à l'intérieur d'une bande hystérésis encadrant les courant de références. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de références. Les sorties des comparateurs imposent les commutations des interrupteurs lorsque le courant réel s'écarte, de la valeur hystérésis (h), de sa référence.

Les relations entrée/sortie du correcteur à hystérésis s'obtiennent à l'aide de l'expression suivante:

$$F_i(k+1) = \begin{cases} -1 & \text{si } i_{\text{reel}} \geq I_{\text{ref}} + h \\ F_i(k) & \text{si } I_{\text{ref}} - h < I_{\text{ref}} < I_{\text{ref}} + h \\ 1 & \text{si } i_{\text{reel}} \leq I_{\text{ref}} - h \end{cases} \quad i=1,2,3.$$

Cette technique est très utilisée pour sa simplicité et sa robustesse (indépendante des variations des paramètres de la machine) et permet d'imposer les courants des phases mais présente l'inconvénient d'une variation aléatoire de la fréquence de commutation donc des courants très pulsatoires. L'introduction d'un signal modulant de fréquence f_m permet de fixer la fréquence de commutation et donc de réduire les bruits engendrés. [25]

Après modélisation de cette configuration, nous devons simuler cette structure.

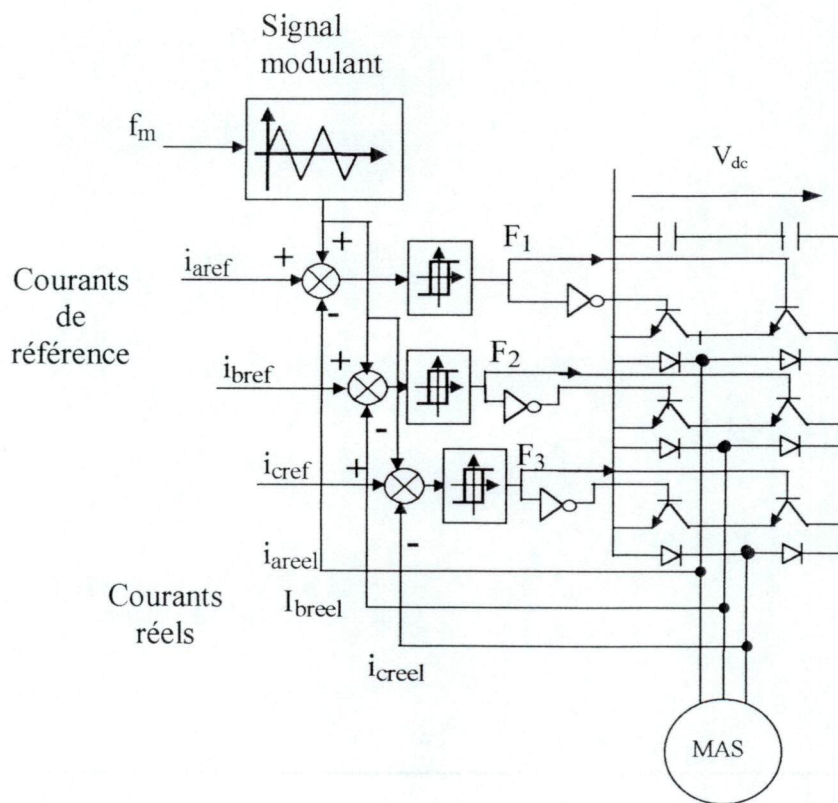


Figure I-9: Association onduleur – machine asynchrone

I.5.3 Résultats de simulation et évaluation des performances :

Les figures I-10a à I-10f présentent les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée à travers un onduleur de tension commandé en courant par la technique hystérésis. La comparaison de ces derniers avec ceux obtenus avec une alimentation sinusoïdale, nous montre que le démarrage est plus lent et que le couple est ondulé. Les ondulations du couple sont dues aux courants de phases qui contiennent des harmoniques engendrées par la technique de modulation. On note également que le couplage entre les variables internes de la machine est toujours présent.

La figure I-10g montre l'évolution du courant de phase à l'intérieur de la bande d'hystérésis. Nous constatons, également que ce type de correcteur ne permet pas un contrôle absolu des oscillations des courants comme l'indique la figure I-10g. Pour améliorer le spectre de courant, il est préférable d'utiliser un correcteur à hystérésis de type adaptatif [27].

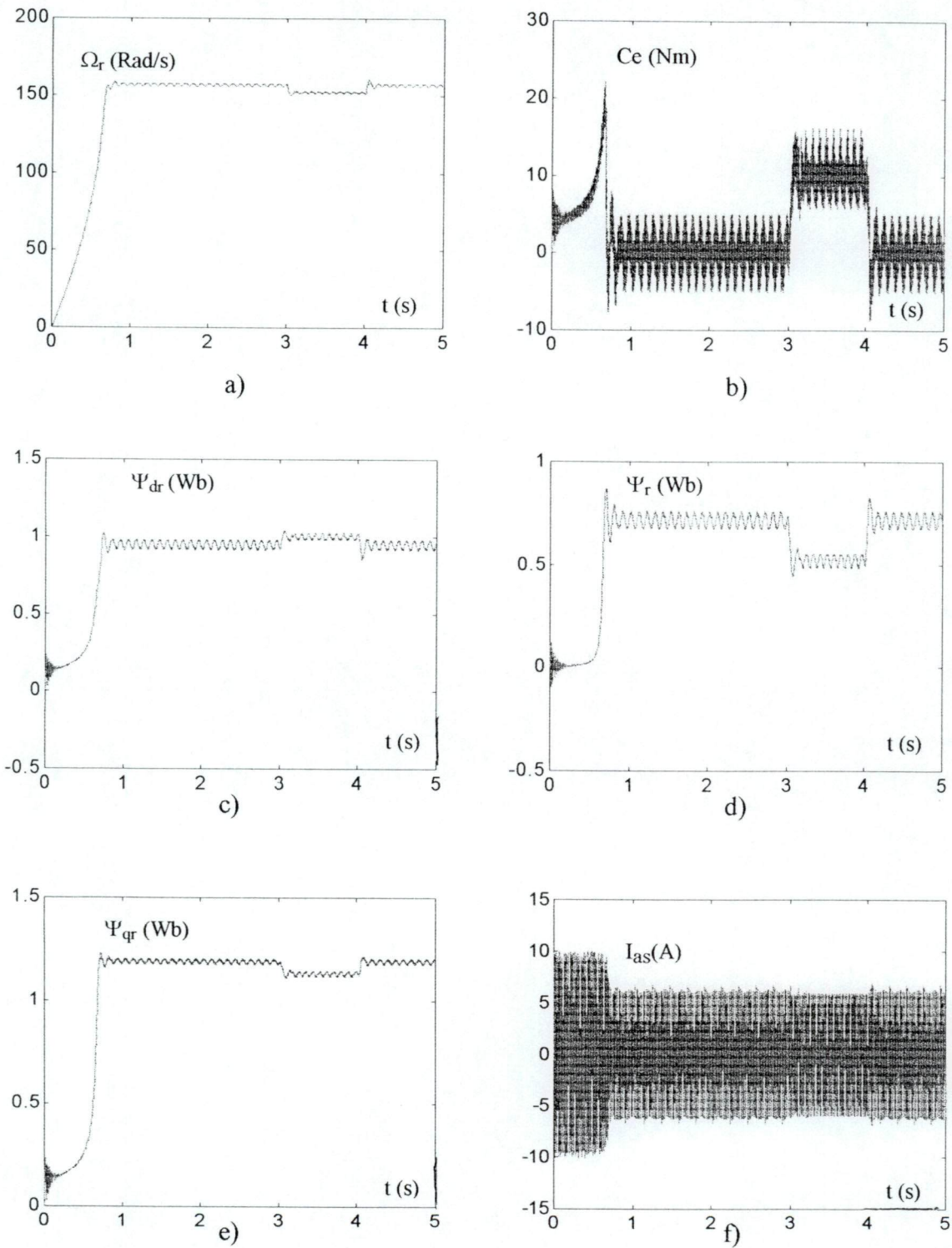


Figure I-10a :Simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur MLI démarrage à vide avec application d'une charge de 10Nm entre 3 et 4s .

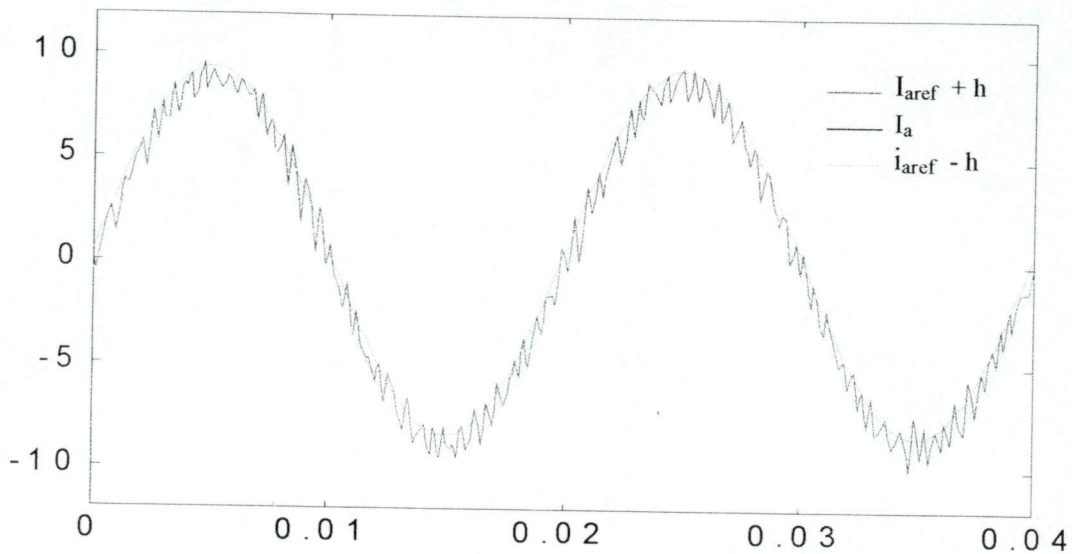


Figure I-10g : Evolution du courant de phase à l'intérieur de la bande d'hystérésis.

I.5 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation et la modélisation de la machine asynchrone. La complexité de la modélisation a été réduite grâce à certaines hypothèses simplificatrices d'une part, et l'utilisation de la transformation de Park d'autre part.

Nous avons présenté deux modèles de la machine. Dans le premier, la machine est alimentée en courant, dans le deuxième, elle est alimentée en tension. Le modèle en tension est plus compliqué (l'ordre de la matrice d'état a doublé par rapport au modèle en courant) tandis que son temps de réponse est plus faible. Nous avons également étudié le cas où la machine est alimentée via un onduleur de tension commandé en courant par la technique hystérésis. Les deux modèles mettent en évidence le couplage entre le couple et le flux. Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre leurs contrôles indépendants et d'améliorer leurs performances dynamiques. Cela est possible grâce à la commande vectorielle.

CHAPITRE II

COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR FLUX ORIENTE

II.1 Introduction

A l'inverse de la machine à courant continu à excitation séparée, dans la machine asynchrone le flux et le couple sont fortement couplés. Le but de ce chapitre est de présenter la technique d'orientation du flux rotorique dans une machine asynchrone alimentée en courant. En effet, il est possible d'orienter le flux au niveau du stator, du rotor ou de l'entrefer [17, 20, 23, 47]. Dans la première partie, nous ne supposons pas a priori le découplage entre le flux et le couple, et nous vérifierons à l'aide de simulations la réalisation de cette fonction.

La deuxième partie sera consacrée à l'étude de la régulation classique avec des correcteurs PI et IP discrets. L'influence d'une perturbation de la charge et d'une variation de la résistance rotorique sera présentée.

II.2 Principe de la commande vectorielle

La complexité de la commande d'une machine asynchrone est due au couplage complexe existant entre ses variables internes. Plusieurs commandes scalaires ont été réalisées, mais leur apport s'est avéré insuffisant notamment dans les applications où des performances élevées sont exigées. Le but de cette méthode est d'éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit. Son principe vient du désir d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le flux et le couple électromagnétique sont naturellement découplés [17, 20, 23, 47]. En effet dans la machine à courant continu le courant d'excitation I_f contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple (fig II.1) donc à flux constant le couple peut être régulé par I_a .

Le couple est donné par la relation suivante :

$$C_e = K\psi I_a = K' I_a I_f \quad (\text{II-1})$$

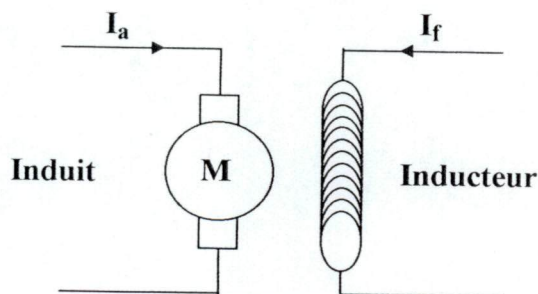


Figure II -1: Représentation schématique de la M.C.C. à excitation séparée.

Pour la machine asynchrone, la commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela on fait coïncider le flux (rotorique, statorique ou d'entrefer) avec l'axe «d» du référentiel lié au champ tournant (FigureII-2).

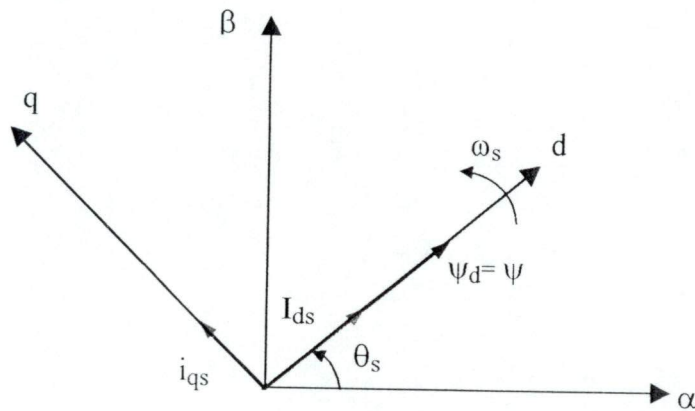


Figure II -2 :orientation du flux sur l'axe «d».

Dans la figure II-2, ψ_d peut représenter le flux rotorique (ψ_r), le flux statorique (ψ_s) ou le flux d'entrefer (ψ_g).

Nous pouvons donc orienter les trois différents flux selon l'axe «d».

- Soit le flux rotorique avec les conditions :

$$\psi_{dr} = \psi_r \text{ et } \psi_{qr} = 0 \quad (\text{II-2})$$

- Soit le flux statorique avec les conditions :

$$\psi_{ds} = \psi_s \text{ et } \psi_{qs} = 0 \quad (\text{II-3})$$

- Soit le flux d'entrefer avec les conditions :

$$\psi_{dg} = \psi_g \text{ et } \psi_{qg} = 0 \quad (\text{II-4})$$

nous avons opté pour une commande à flux rotorique orienté. Cette structure est la plus utilisée car elle est simple à implementer. Cependant, elle est sensible aux variations des paramètres rotoriques.

II.2.1 Modèle en courant par orientation du flux rotorique

Considérons les deux courants (i_{ds}, i_{qs}) comme variables de commande, le flux rotorique (Ψ_r) et la vitesse mécanique comme variables d'état. En introduisant les conditions d'orientation du flux rotorique (II-2) dans le modèle en courant dans le repère lié au champ tournant donné par (I.32) et après arrangement nous obtenons :

$$\begin{cases} T_r \frac{d\Psi_r}{dt} + \Psi_r = L_m i_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \Psi_r} \\ C_e = \frac{3}{2} \frac{PL_m}{L_r} \Psi_r i_{qs} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega_r \end{cases} \quad (II-5)$$

Dans l'équation (II -5) nous remarquons que seule la composante directe (i_{ds}) contrôle le flux rotorique et que si on maintient le flux rotorique constant, le couple électromagnétique sera contrôlé par l'autre composante (i_{qs}) du courant. Ainsi est réalisé le découplage entre le couple et le flux.

Le schéma bloc correspondant est le suivant :

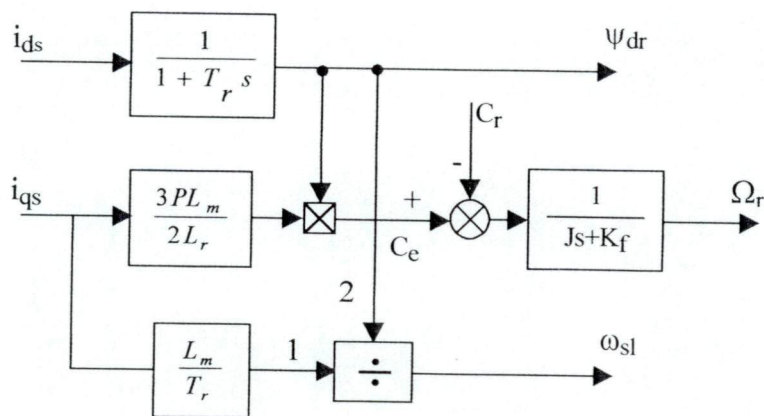


Figure II-3: Modèle en courant par orientation du flux rotorique .

II.2.2 Méthodes de contrôle par flux orienté de la machine asynchrone

Le principe de la commande vectorielle par orientation du flux nécessite, à tout instant, la connaissance exacte de la position du flux à orienter afin de le faire coïncider avec l'axe direct «d» tournant à la vitesse de synchronisme (champ tournant).

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux (θ_s) ainsi que son module $|\psi_r|$ [7, 23, 47].

Méthode directe

Cette méthode proposée par Blaschke nécessite la détermination de la position et le module du flux. La détermination de ces derniers se fait soit en les mesurant par des capteurs appropriés, soit par estimation à partir de variables mesurables. L'inconvénient de cette méthode provient de la fragilité des capteurs de flux ainsi que le surcoût à la production du moteur qui s'ajoutent à la perte de robustesse (vis-à-vis des variations des paramètres).

Méthode Indirecte

Dans la méthode indirecte, la position du flux est déterminée par les grandeurs de commande. Cette dernière se détermine à partir de la vitesse mesurée et la pulsation de glissement. Cette méthode présente l'avantage d'éliminer l'estimateur du flux. La variation des paramètres de la machine, notamment la constante de temps rotorique, influe sur les performances de cette méthode .

II.2.3 Bloc de contrôle de flux orienté (F.O.C):

Le F.O.C (field oriented contrôle) est défini en considérant le couple (C_{ref}) et le flux rotorique (ψ_r) comme références de commande .

En inversant le modèle donné par les équations (II-5) nous obtenons les équations de commande suivantes :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{M} \left(T_r \frac{d\Psi_{ref}}{dt} + \Psi_{ref} \right) \\ i_{qs} = \frac{2 L_r}{3 PM} \frac{C_{ref}}{\Psi_{ref}} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\Psi_{ref}} \end{cases} \quad (II-6)$$

Le F.O.C. est représenté par le schéma suivant:

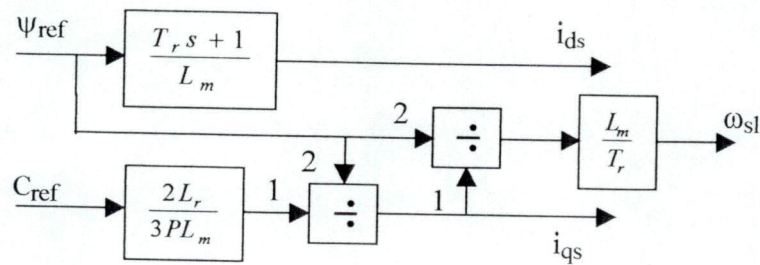


Figure II-4: Structure de commande par orientation du flux rotorique .

II.2.4 caractéristique du bloc de défluxage

Afin de permettre un bon fonctionnement de la machine pour des valeurs de référence supérieures à la vitesse nominale un bloc de défluxage est ajouté. Il est caractérisé par la non-linéarité suivante :

$$\Psi_r = \begin{cases} \Psi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \frac{\Psi_n * \Omega_n}{\Omega_r} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases}$$

Le bloc de défluxage assure le fonctionnement à flux constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale (Ω_n) et à puissance constante au-delà de cette valeur, en effet il permet de réduire le couple dans ce dernier cas.

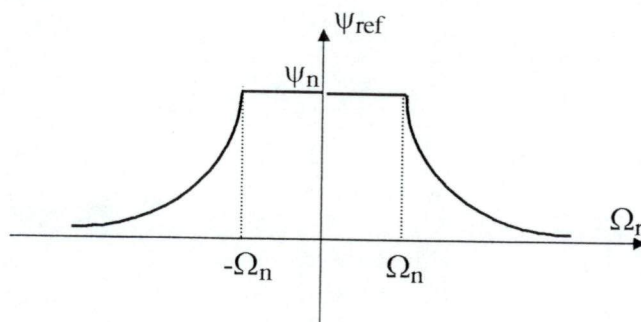


Figure II-5: Caractéristique du bloc de défluxage.

II.2.5 Commande indirecte par flux orienté

Le bloc d'orientation du flux rotorique est utilisé pour calculer les variables de commande de la machine asynchrone alimentée en courant. Afin de vérifier la validité du découplage, nous avons simulé cette structure idéalisée avec des références de couple C_{ref} et de flux Ψ_{ref} . Pour

cette simulation, nous adoptons un flux $\psi_{ref}=1$ Wb et un couple de référence ayant la forme de la figure II-6,

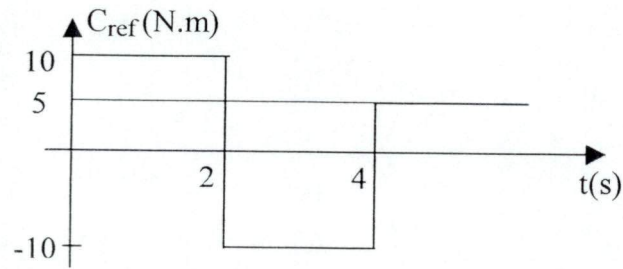


Figure II-6: Allure du couple de référence.

II.2.5.1 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous avons simulé la machine dotée de la structure d'orientation de flux. D'après les résultats de simulation présentés dans la figure II-7, on remarque qu'en régime établi, le couple électromagnétique C_e et le flux rotorique ψ_r suivent leurs références et sont parfaitement découplés (variation du couple n'influe pas sur le flux). On vérifie aussi qu'effectivement le flux rotorique est orienté suivant l'axe directe d , tandis que la composante en quadrature est pratiquement nulle.

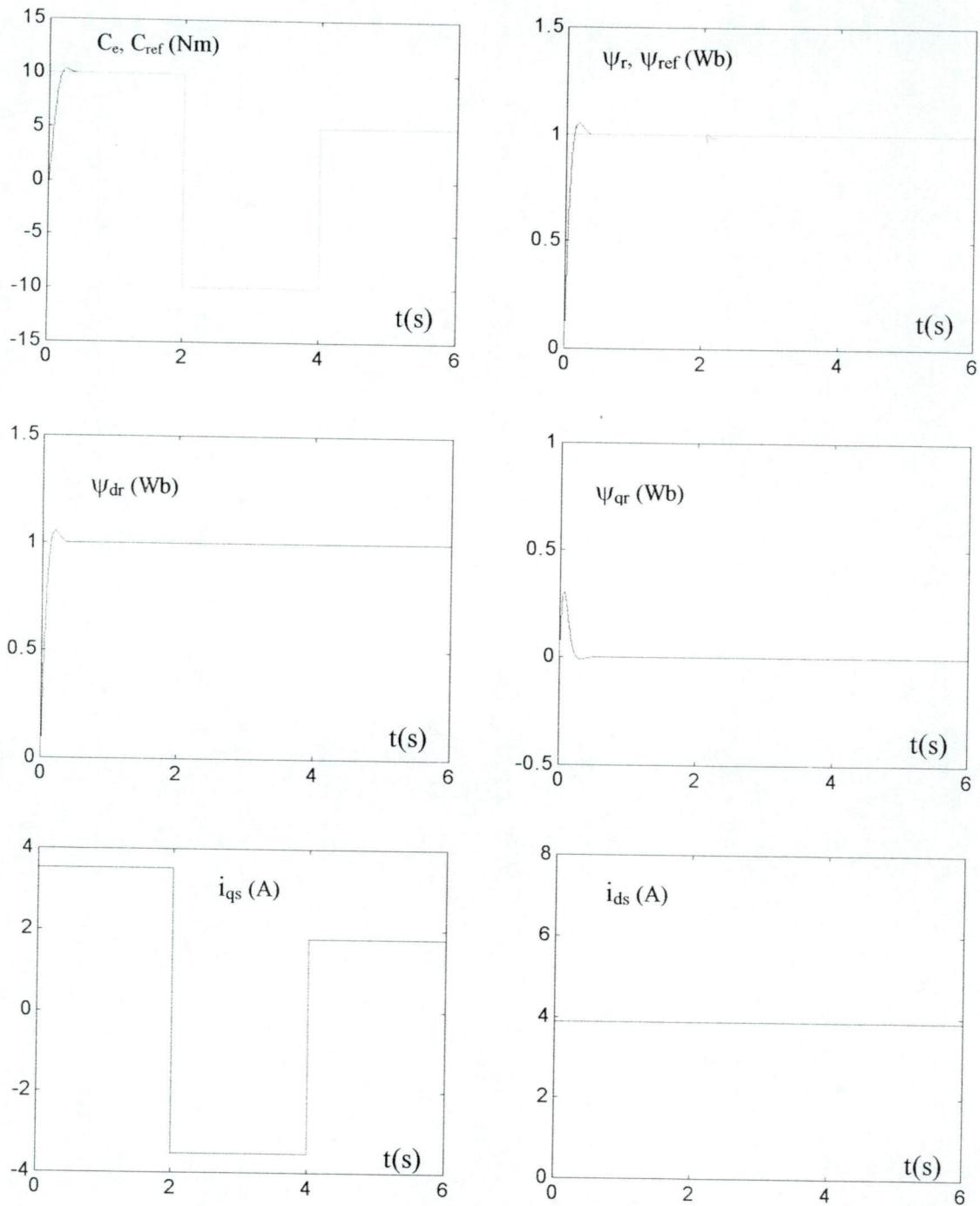


Figure II-7: Simulation de la commande indirecte par flux orienté.

II.3 Modélisation de la structure avec découplage en tenant compte de la dynamique

MLI et des boucles de courant:

De manière analogue, dans cette section, nous élaborons le modèle de la commande découplée, mais en tenant compte de la dynamique de l'onduleur avec les trois boucles de réglage de courant. Dans cette configuration, nous vérifions le couplage en adoptant les grandeurs de références couple C_{ref} et flux Ψ_{ref} . A partir des grandeurs de références appliquées à cette commande à champ orienté, on génère les courants de références dans le repère dq lié au champ tournant. L'application de la transformation de Park inverse nous permet de déterminer les références triphasées $i_{abc}(ref)$. Ces dernières sont comparées aux courants réels en utilisant des correcteurs à hystérésis afin de générer les signaux de commande de l'onduleur. Les tensions de sortie de l'onduleur sont appliquées à la machine après passage au repère dq par application de la transformation de Park.

Pour déterminer la position du flux Ψ_r , il est nécessaire d'effectuer une intégration discrète de la pulsation de référence $\omega_r(k)$.

L'ensemble du modèle est présenté en figure II-8.

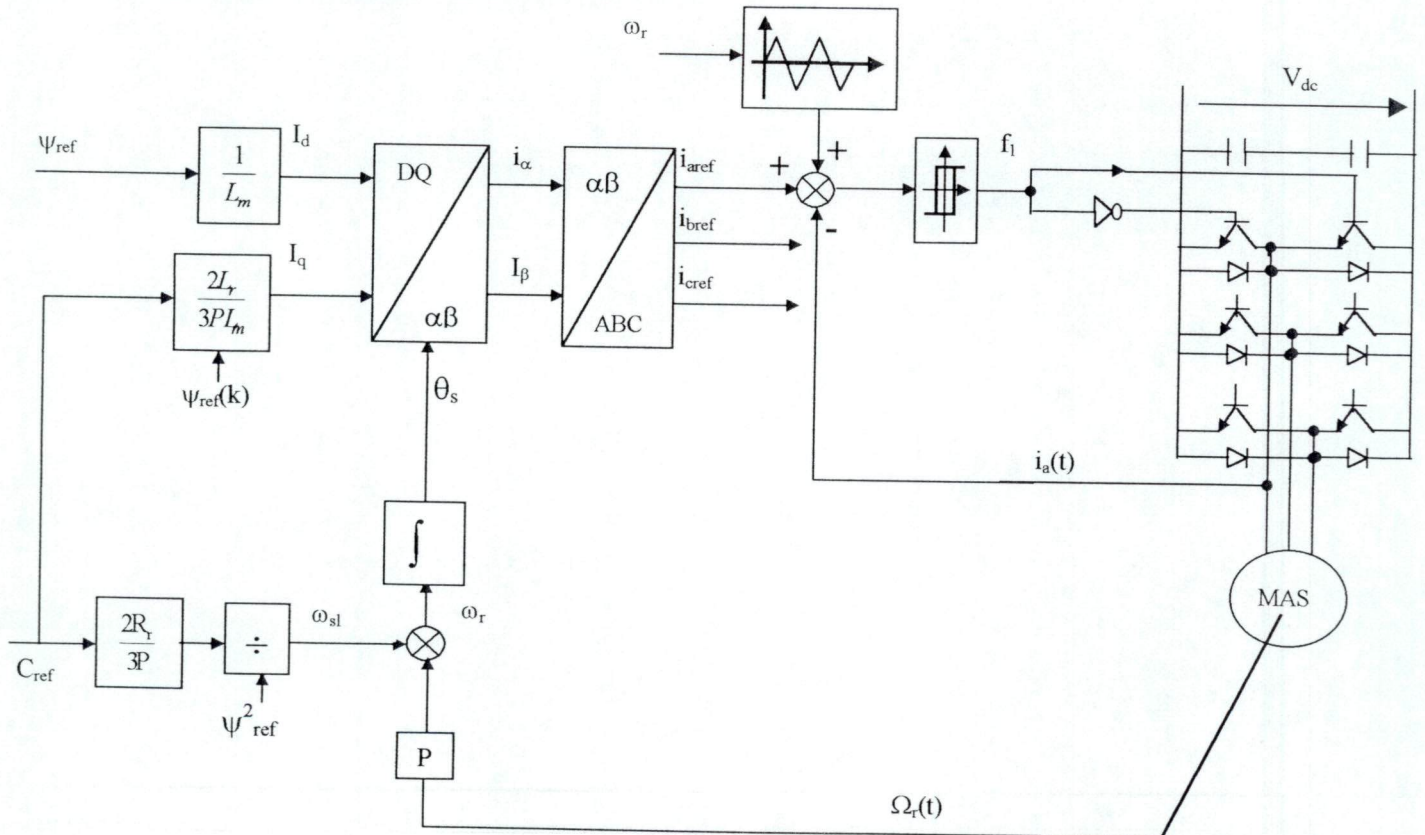


Figure II-8: Contrôle vectoriel de l'association onduleur-machine .

II.3.1 Simulation numérique

Afin de simuler le découplage de la commande vectorielle de la machine asynchrone avec une alimentation en tension commandée en courant par la technique d'hystérésis, nous avons imposé un flux de référence de 1 Wb et appliqué un couple de référence tel que représenté à la figure II-9.

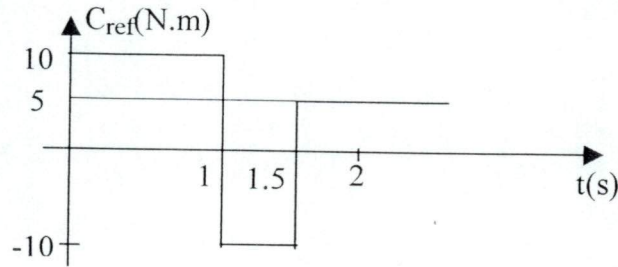


Figure II-9: couple de référence.

Les résultats de la simulation correspondant au schéma de la figure (II-8), en adoptant $h=0.4$, sont présentés à la figure (II-10). La machine asynchrone développe un couple électromagnétique qui oscille autour de sa valeur de référence. Les oscillations contenues dans les différentes courbes sont dues à la commutation des interrupteurs électroniques.

Après 0.22s du démarrage, le flux rotorique atteint sa valeur de référence qui est de 1 Wb. La composante directe du flux est identique au flux rotorique alors que la composante en quadrature est nulle. L'orientation du flux suivant l'axe direct est donc ainsi réalisée. L'allure du courant i_{qs} est similaire à celle du couple électromagnétique. On note également que la variation du couple n'influe pas sur les composantes du flux, ce qui met en évidence le découplage du flux et du couple. La tension simple V_{as} , obtenue à la sortie de l'onduleur et tracée sur une période est donnée par la figure II-10 e.

Nous constatons également que les oscillations des courbes de courants sont réduites et varient dans un intervalle de $\pm h$ (voir figure II-10i) correspondant à la bande d'hystérésis que nous avons adoptée.

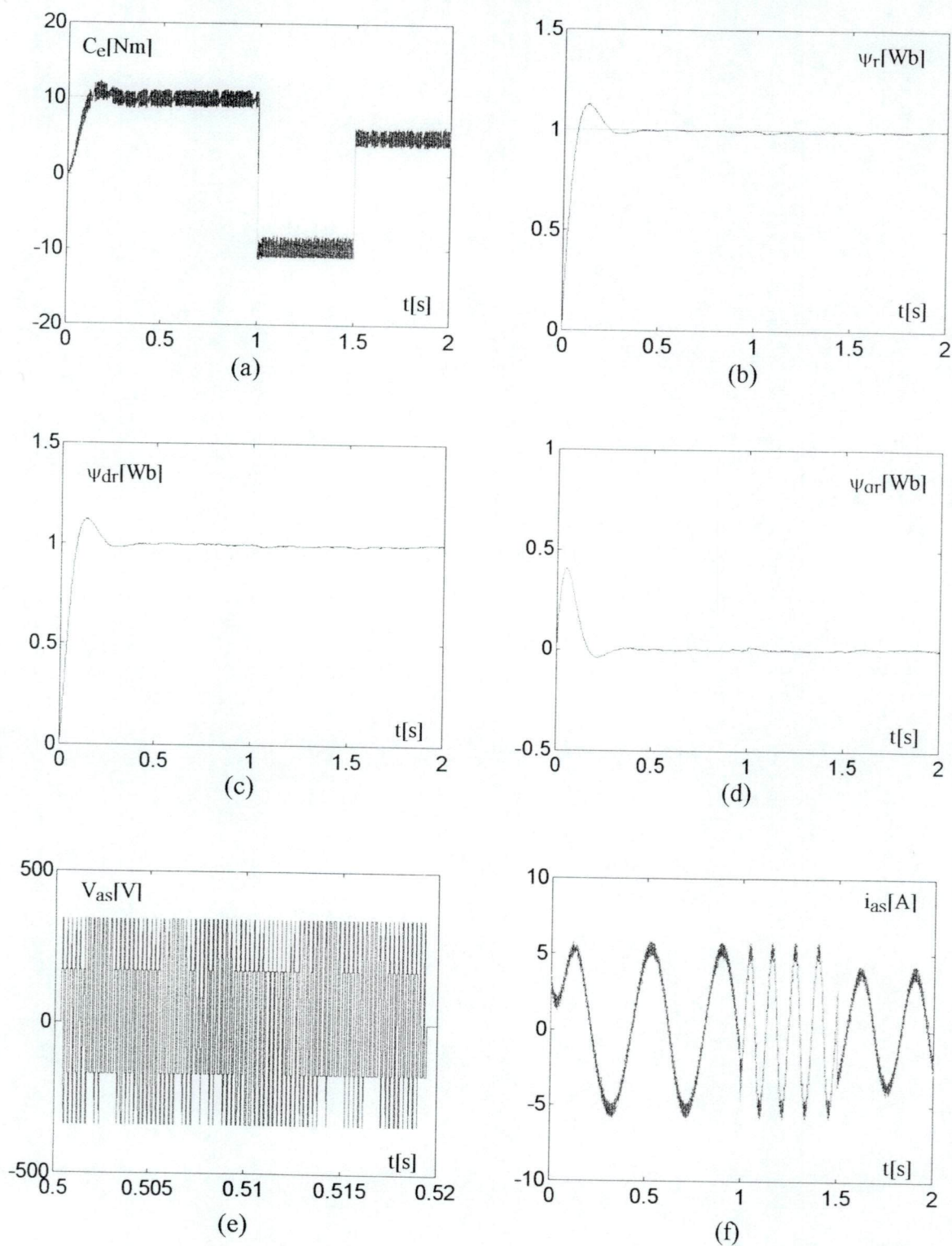


Figure II-10: Découplage avec orientation du flux rotorique appliqué à l'association onduleur-machine.

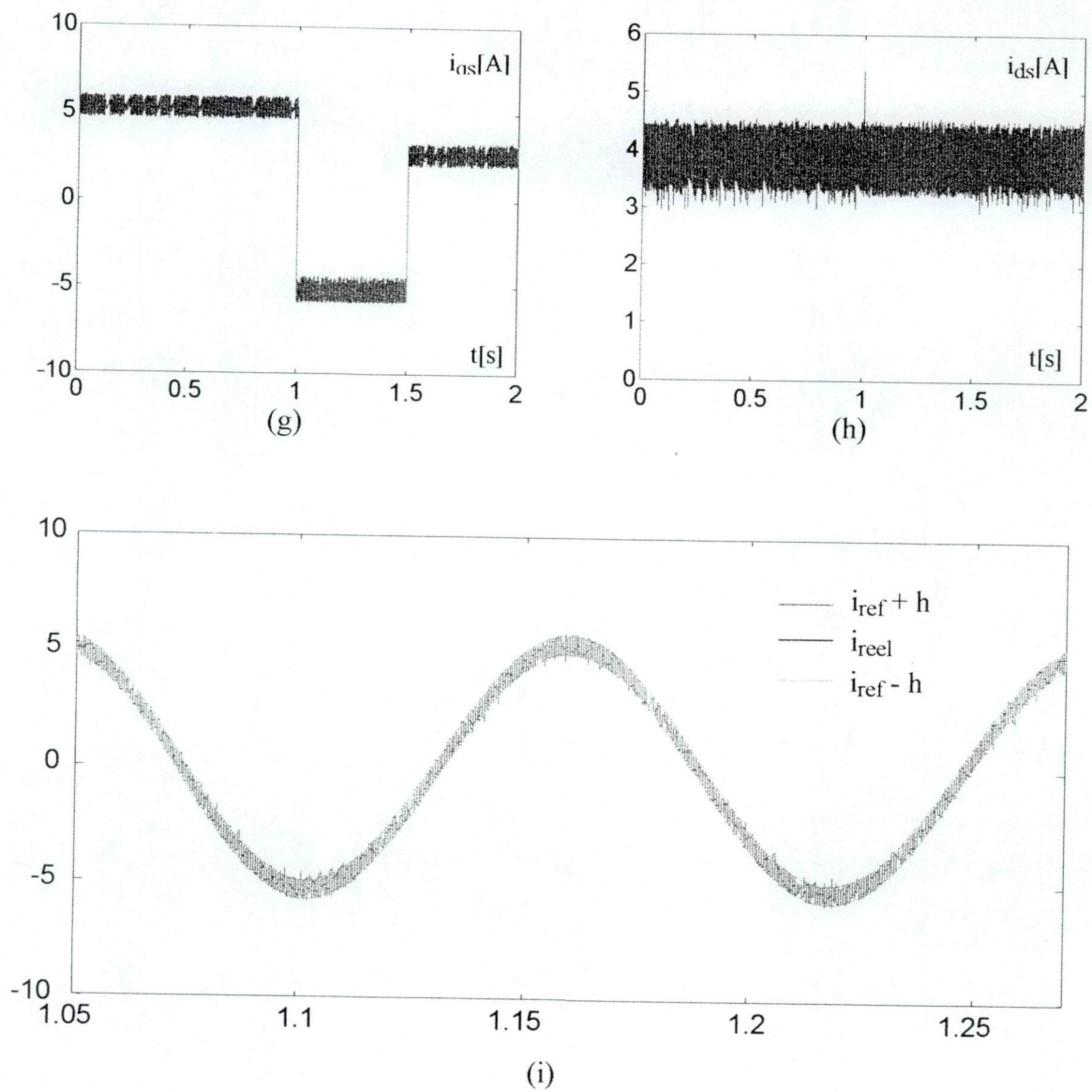


Figure II-10: Découplage avec orientation du flux rotorique appliqué à l'association onduleur-machine.

II.4 commande vectorielle indirecte avec correcteurs discrets linéaires

Plusieurs méthodes existent pour la détermination des paramètres du régulateur. Toutefois, les performances des régulateurs linéaires restent souvent limitées en raison de la complexité réelle des systèmes à commander (non-linéarité, variation des paramètres...). Pour la synthèse du correcteur linéaire, il est nécessaire de linéariser le modèle de la machine. Cependant, pendant la phase de simulation, nous utilisons les équations non-linéaires du moteur en tenant compte de la dynamique de l'onduleur.

Pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone, le régulateur PI est le plus utilisé, afin d'éliminer l'erreur statique sous l'effet de la charge.

Après calcul des paramètres des régulateurs, et en vue de l'implémentation de la commande sur des calculateurs numériques, ces derniers seront discrétisés. Pour cela nous utilisons l'approximation dite de TUSTIN [5, 34]. L'approximation entre l'opérateur "s" et "z" est donnée par l'expression ci-dessous :

$$s = \frac{T_e}{2} \frac{z-1}{z+1}$$

pour un correcteur PI continu avec une fonction de transfert égale à :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

sa transmittance équivalente en discret sera alors:

$$W(z) = K_{pz} + K_{iz} \frac{z}{z-1}$$

Avec :

$$K_{pz} = (T_t - \frac{T_e}{2}) / T_2$$

$$K_{iz} = T_e / T_2$$

L'approximation de TUSTIN est valable pour des périodes d'échantillonnage relativement faibles, ce qui est le cas de l'ensemble convertisseur-machine.

II.4.1 Synthèse du régulateur de vitesse

Après application du principe du flux orienté, la commande de la machine à induction devient similaire à celle d'un moteur à courant continu à excitation séparée. La régulation linéaire est la technique de régulation la plus répandue dans l'industrie. Un capteur de vitesse est introduit pour convertir la mesure physique en signal électrique permettant la comparaison continue entre cette mesure et la consigne affichée. La réponse lente de la vitesse en boucle ouverte

justifie l'introduction d'un régulateur à action proportionnelle intégrale afin d'annuler l'erreur statique. Pour le calcul des paramètres du régulateur de vitesse, nous examinons deux types de régulateurs, un régulateur proportionnelle intégrale et un régulateur intégrale proportionnelle [33].

II.4.1.1 Etude du réglage de vitesse avec un régulateur PI

Rappelons que le régulateur PI est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale.

En supposant l'orientation du flux établie, c'est à dire que le couple est commandé par la Composante en quadrature du courant statorique et que le flux rotorique (ψ_r) est constant.

$$C_e = \frac{2}{3} \frac{PM}{L_r} \Psi_{ref} i_{qs} = K_e i_{qs} \quad (II-7)$$

Avec $K_e = \frac{2}{3} \frac{PM}{L_r} \Psi_{ref}$

Après linéarisation des équations du moteur, nous obtenons le schéma fonctionnel de la figure II-11. Dans ce schéma, nous négligeons la dynamique des boucles de réglage des courants.

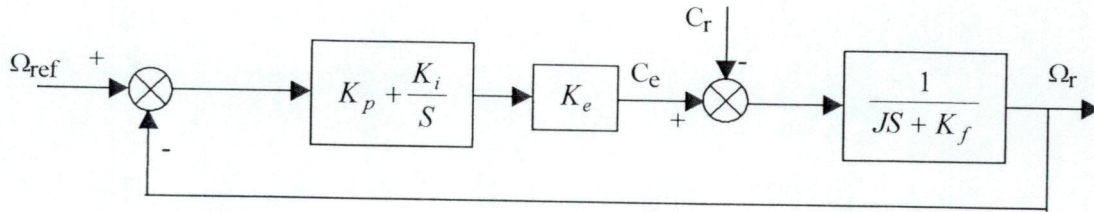


Figure II-11: Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI

La sortie Ω_r , en fonction de la valeur de référence et des paramètres du régulateur est donnée par :

$$\Omega_r = \frac{1}{(Js + K_f)} [(\Omega_{ref} - \Omega_r)(K_e)(K_p + \frac{K_i}{s}) - C_r] \quad (II-8)$$

Après compensation du pôle dominant $\frac{J}{K_f}$ la sortie Ω_r aura pour expression :

$$\Omega_r = \frac{K_e K_p}{Js + K_e K_p} \Omega_{ref} - \frac{Js}{(Js + K_f)(Js + K_e K_p)} C_r \quad (II-9)$$

en régime permanent $s = 0$ donc $\Omega_r = \Omega_{ref}$

la poursuite se fait à une dynamique fonction des paramètres du régulation ($\frac{J}{K_p K_e}$), quant

au rejet de perturbation, celui ci se fera à la dynamique du système car : $\frac{J}{K_p K_e} \ll \frac{J}{K_f}$.

La perturbation s'annule avec la dynamique de la boucle ouverte, c'est à dire que le rejet de perturbations s'effectue avec un temps de réponse fonction de $(\frac{J}{K_f})$ qui dépend des paramètres de la machine, le régulateur n'intervient donc pas à ce niveau.

II.4.1.2 Calcul des paramètres du régulateur PI de vitesse et simulation

La fonction de transfert en boucle ouverte du système représenté par la Figure II-11 est :

$$F(s) = \frac{1}{Js + K_f} K_e \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s}$$

En utilisant la méthode de compensation du pôle dominant [15] on aura :

$$\frac{K_f}{J} = \frac{K_i}{K_p}$$

La fonction de transfert devient:

$$F(s) = \frac{K_e K_p}{Js}$$

La fonction de transfert en boucle fermée:

$$F(s)_{BF} = \frac{K_e K_p}{Js + K_e K_p} = \frac{1}{1 + \frac{J}{K_e K_p} s}$$

En imposant un temps de réponse voulu τ , on aura:

$$\tau = \frac{J}{K_e K_p} \Rightarrow K_p = \frac{J}{K_e \tau}$$

$$K_i = \frac{K_f}{K_e \tau}$$

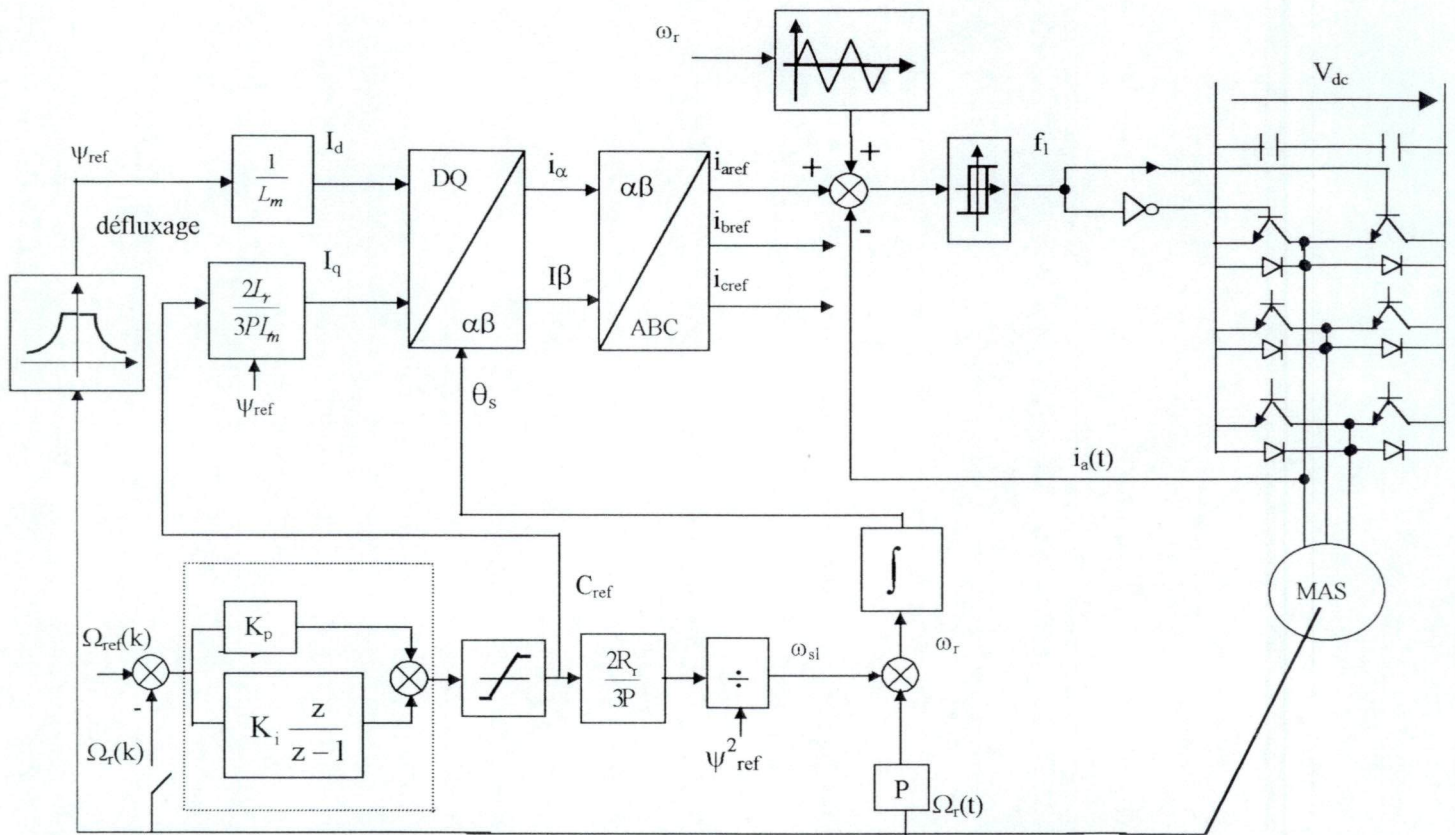


Figure II-12: Régulation de vitesse en boucle fermée de l'association onduleur- machine

Le schéma fonctionnel de base ayant servi à la simulation est celui présenté à la figure (II-12). Les figures suivantes représentent l'évolution de la vitesse, du flux rotorique, du couple électromagnétique ainsi que le courant statorique pour différentes valeurs de référence (100 rads/s, 150 rads/s) et d'une inversion du sens de rotation (de 100 rads/s à -100 rads/s).

Les objectifs visés par cette régulation sont :

- Une réponse rapide.
- Un dépassement nul ou faible.
- Une erreur statique nulle sous l'effet de la charge.

Les figures (II-13) et (II-14) montrent que le flux atteint son régime permanent après 0,3. Elles indiquent également que la vitesse s'établit au bout de 0.2s avec un dépassement négligeable. Le courant de démarrage atteint la valeur de 10A et le couple s'écarte de sa référence durant cette phase. Après un démarrage à vide, une charge de 10Nm est appliquée. Cette perturbation de charge engendre une baisse de vitesse de 5 Rad/s. Le rejet de la perturbation est obtenu après 14s, du fait qu'il se fait à la dynamique du système (II-9). Le couple électromagnétique évolue de façon à compenser la charge et présente des ondulations dues à la commutation des transistors. L'application de la charge n'a aucune influence sur le flux, en effet le flux direct est égal au flux de référence, alors que le flux en quadrature est toujours nul, ce qui met en évidence le bon découplage de ces deux variables. Le courant de phase enregistre une légère augmentation tout en restant à l'intérieur de la bande d'hystérésis. La figure (II-15) représente l'inversion de vitesse avec un régulateur PI. L'inversion à -100 Rad/s s'effectue au bout de 0.3s sans dépassement. Un pic de courant identique à celui du démarrage est enregistré lors de l'inversion, le couple étant limité à 25Nm. Le découplage est toujours maintenu. Sur la base des résultats obtenus, nous pouvons conclure que le régulateur PI utilisé ne permet pas d'avoir des performances satisfaisantes. Cependant, plusieurs travaux ont été effectués afin d'améliorer la dynamique de la machine. Pour l'ensemble des résultats présentés en figure II-13 à II-15, nous considérons les paramètres de la machine constants.

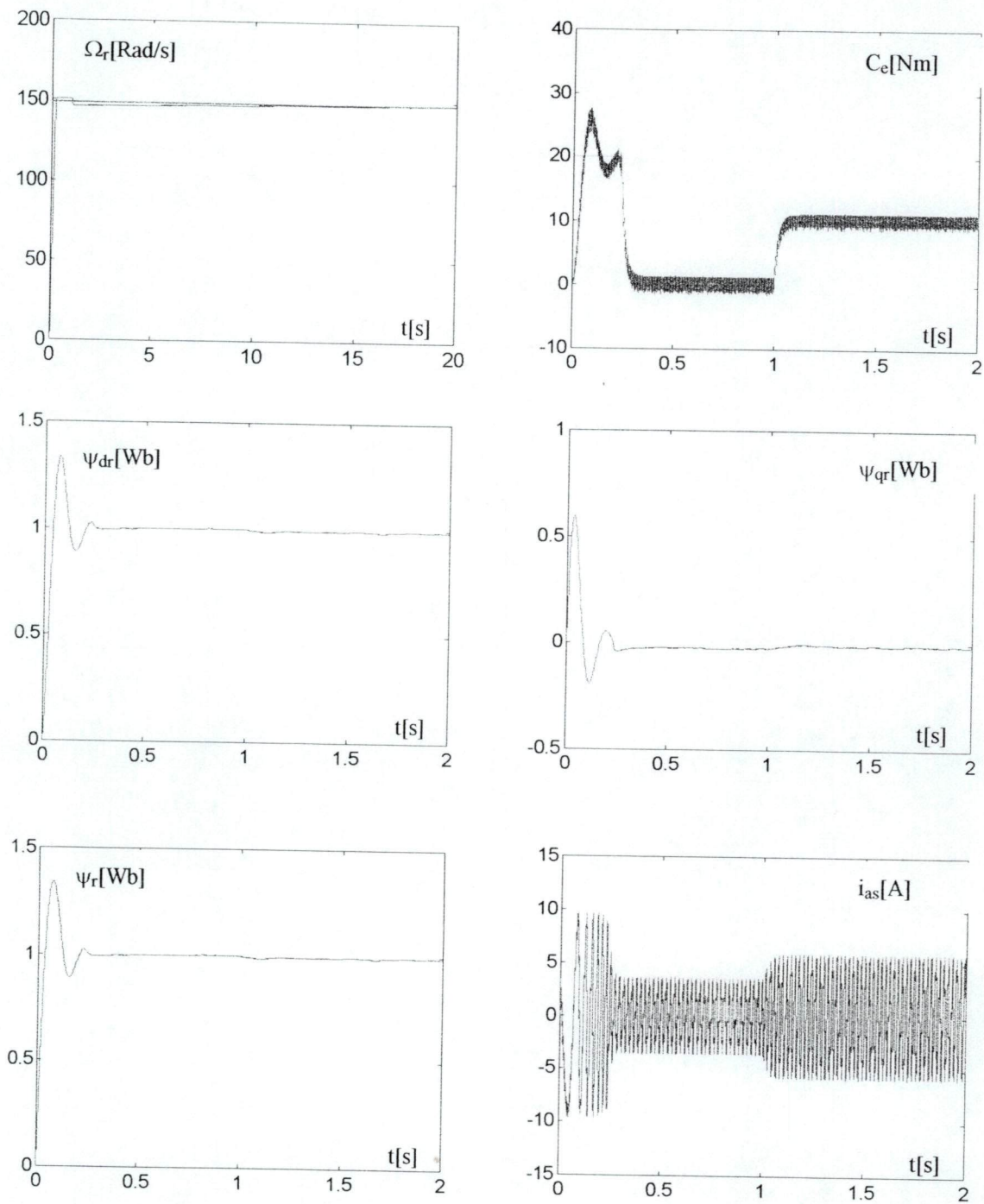


Figure II-13: Résultats de simulation avec un régulateur PI.
Application d'une charge à $t=1s$ ($\Omega_{ref}=150$ Rad/s/s).

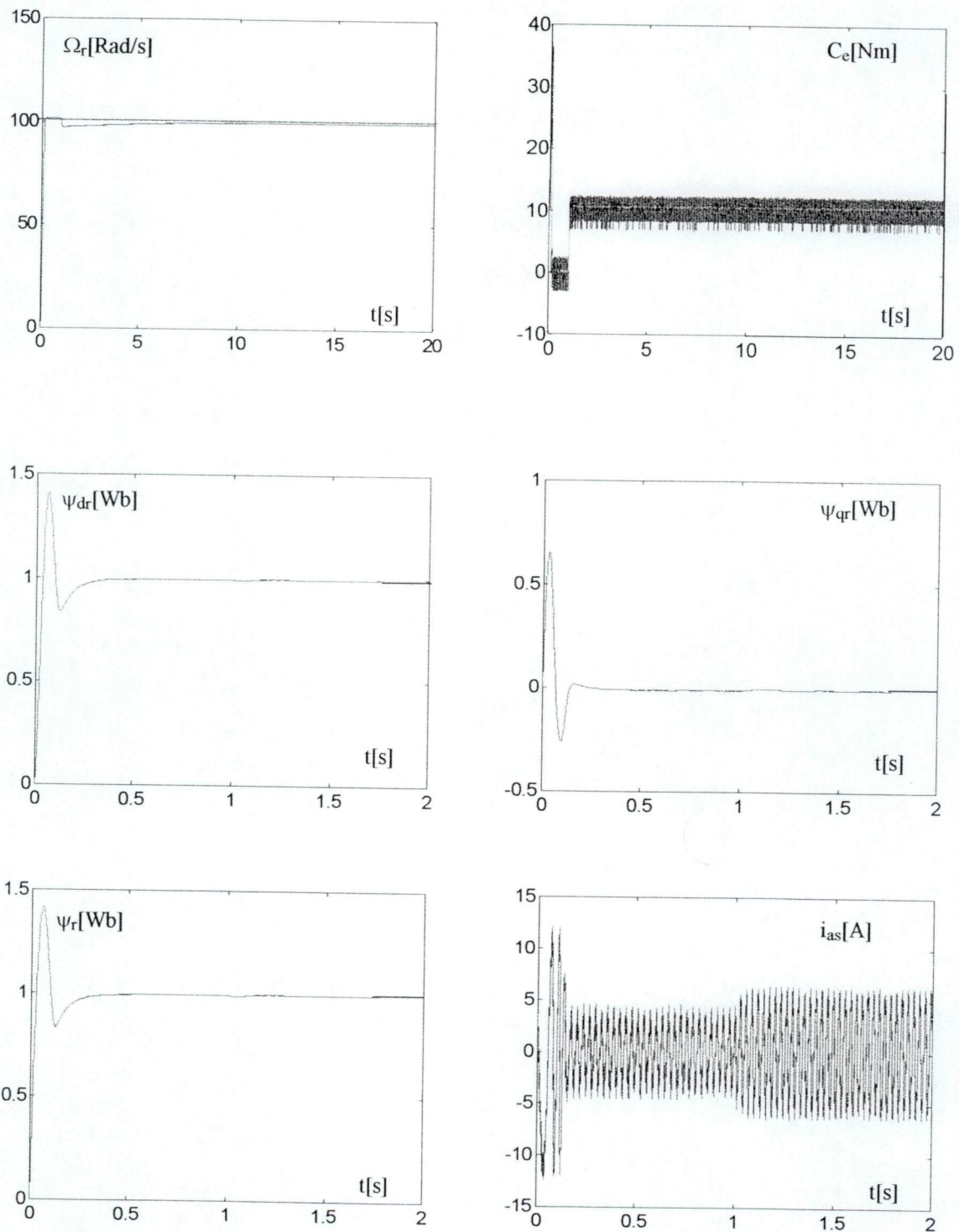


Figure II-14: Résultats de simulation avec un régulateur PI.
Application d'une charge à $t=1$ s ($\Omega_{ref}=100$ Rads/s).

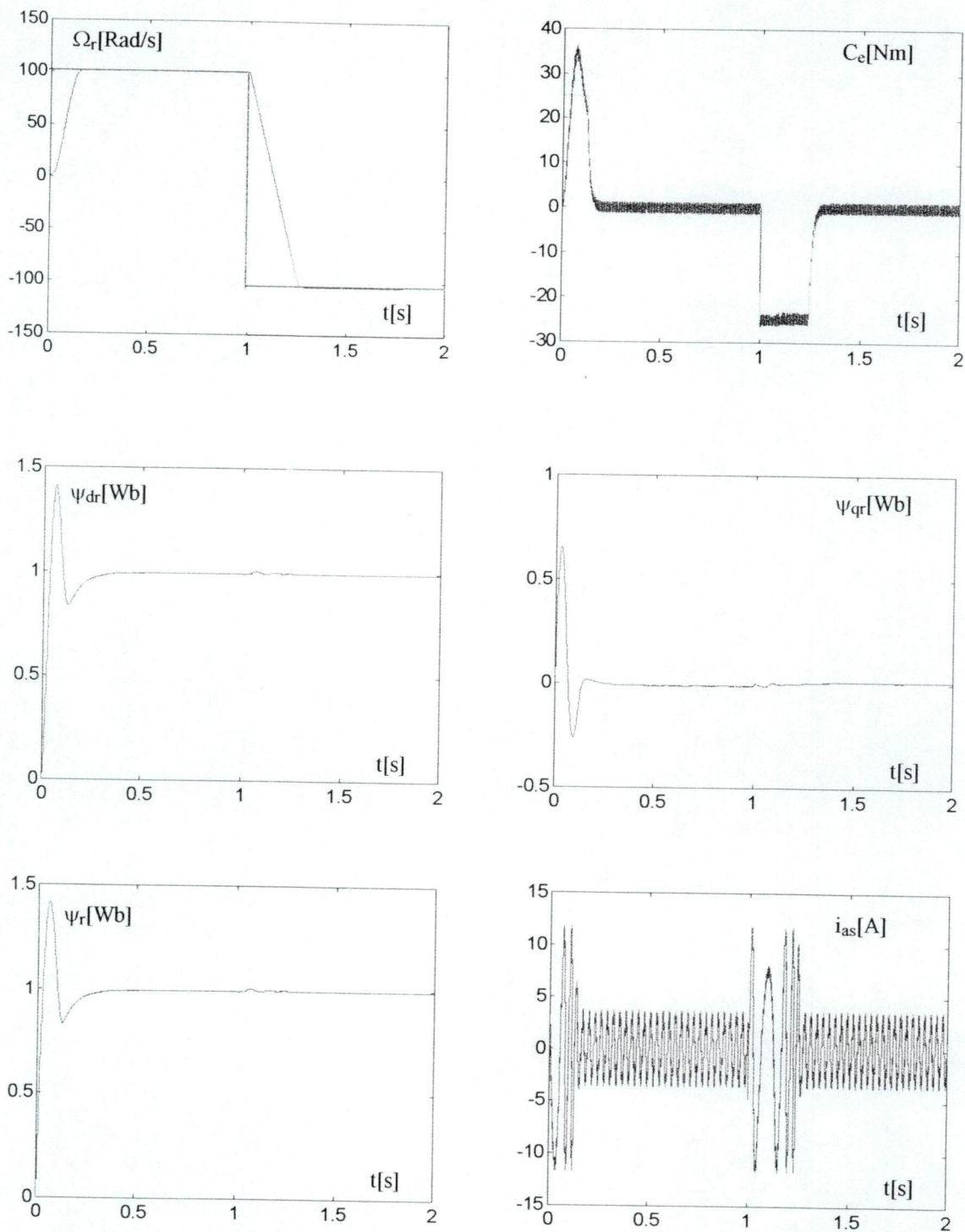


Figure II-15: Résultats de simulation avec un régulateur PI. Inversion de vitesse à $t=1$ s (de +100Rads/s à -100Rads/s).

II.4.1.3 Etude du comportement de la commande avec régulateur IP

De manière analogue pour effectuer la synthèse de ce nouveau correcteur, nous linéarisons la dynamique de la machine en supposant également un onduleur parfait. La structure de cet asservissement est présentée en figure (II-16). L'avantage principal de ce régulateur est situé au niveau d'un rejet plus rapide de la perturbation de la charge selon l'auteur cité en référence[33].

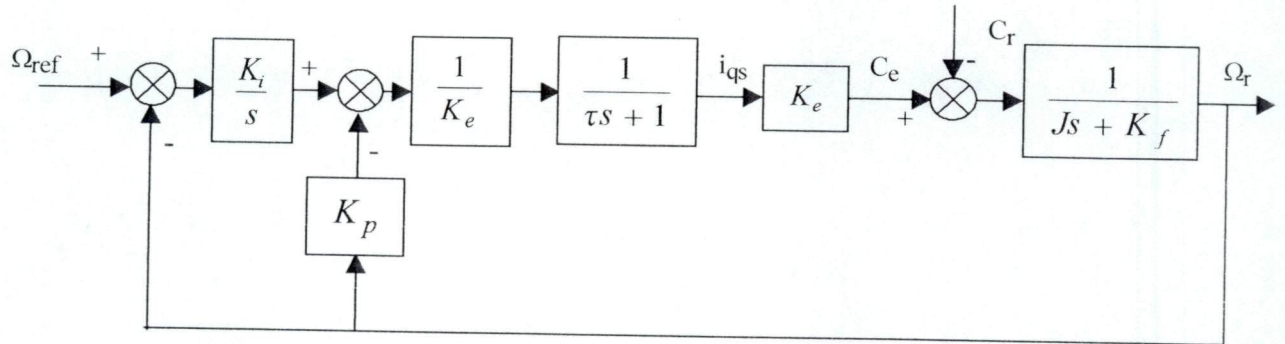


Figure II-16: Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

En déterminant la transmittance en boucle fermée du schéma de la figure (II-17) nous obtenons:

$$\frac{\Omega_r(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_i}{J\tau s^3 + s^2(J + \tau K_f) + s(K_p + K_f) + K_i} \quad (II-8)$$

Au niveau de ce schéma, nous considérons que la boucle interne du courant possède une transmittance du premier ordre caractérisée par sa constante τ_I .

En négligeant les termes suivants:

$$\tau J s^3 = \tau K_f = 0$$

cela nous conduit à une transmittance du deuxième ordre

$$\frac{\Omega_r(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_i}{J s^2 + s(K_p + K_f) + K_i}$$

nous pouvons mettre cette dernière sous la forme standard

$$\frac{\Omega_r(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_i}{J}}$$

avec

$$\xi = \frac{K_p + K_f}{2\sqrt{\frac{K_i}{J}}}$$

En fixant une dynamique sans dépassement, ceci nous conduit à adopter $\xi=1$. La réponse correspondante aura pour expression

$$\omega_n(t) = 1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t)$$

En fixant un temps de réponse t_{re} pour que la vitesse atteigne 95% de sa référence, la relation ci-dessus s'écrit:

$$0,95 = 1 - e^{-\omega_n t_{re}} (1 + \omega_n t_{re})$$

En résolvant cette dernière, nous déduisons ω_n . Ceci nous conduit finalement aux paramètres du régulateur IP

$$K_i = J\omega_n^2$$

$$K_p = 2\omega_n - K_f$$

Toutefois, pendant la phase de simulation et après discrétisation de ce correcteur IP, un réajustement est effectué compte tenu que nous avons utilisé le modèle non-linéarisé de la machine avec son onduleur.

Résultats de simulation

La figure II-17 représente les réponses du système pour une consigne de vitesse de 150rad/s avec application brusque de la charge nominale entre $t=1s$ et $t=1.5s$. Au démarrage le courant de phase atteint une valeur maximale de 12.5A qui se stabilise à 4.5A en régime permanent. Le couple de démarrage enregistre un pic en s'écartant de sa référence, qui est limitée à deux fois et demie de sa valeur nominale. Cette figure montre que la vitesse s'établit au bout de 0.25s sans dépassement. La perturbation engendrée par l'application de la charge est rejetée après 0.2s avec une chute de vitesse de 7%. Le couple développé oscille autour du couple de référence. Le temps d'initialisation du flux est de 0.22s avec un dépassement de 0.4Wb. L'application de la charge engendre une légère augmentation du courant. On remarque aussi que le découplage est maintenu entre le couple et le flux. En effet le flux en quadrature reste nul même après application de la charge. Le courant de phase reste toujours inscrit à l'intérieur de la bande d'hystérésis.

La figure II-18 représente les réponses du système pour une vitesse de référence de 100rad/s. le couple de démarrage atteint un pic de 32 Nm, alors que le pic de courant est de 8 A. La perturbation de la vitesse est dans de même proportion que pour $\Omega_{ref}=150$ rads/s. Le découplage est toujours maintenu.

La figure III-19 montre les résultats de simulation pour une inversion de vitesse (de +100 rads/s à -100 rads/s) avec un couple de charge de 10Nm. L'inversion de vitesse se fait au bout de 0.3s et sans dépassement. On constate que le couple développé suit sa référence même avec inversion du sens de rotation. Une légère perturbation transitoire du flux est enregistrée lors de l'inversion du sens de rotation avec un pic du courant de phase de 9A.

Le fonctionnement en mode défluxé est représenté par la figure II-20. Comme prévu, une baisse du flux est enregistrée, de 1Wb à 0.75 Wb, tout en gardant le découplage. Cependant, la charge doit diminuer dans la même proportion que l'accroissement de la vitesse.

Pour tous ces fonctionnements, le courant de phase reste encadré par les courants de référence dans la bande d'hystérésis que nous avons adopté

Sur la base de ces figures, nous constatons que le régulateur IP améliore le rejet de la perturbation. En effet, un régulateur IP rejette les perturbations au bout de 0.5s, alors qu'avec le PI le rejet est beaucoup plus lent.

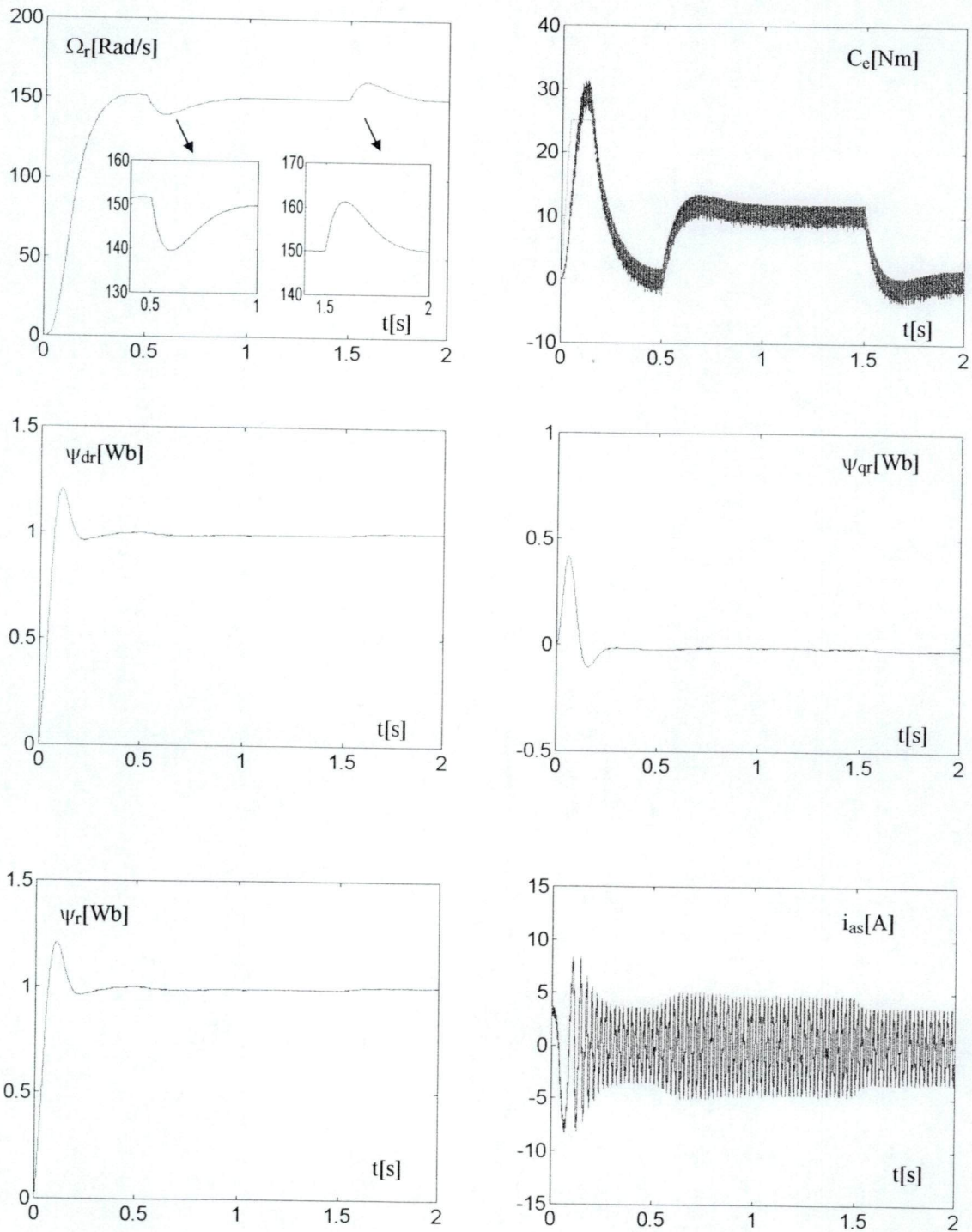


Figure II-17: Résultats de simulation avec un régulateur IP.
Application d'une charge entre $t=0.5$ s et $t=1.5$ s ($\Omega_{ref}=150$ Rads/s).

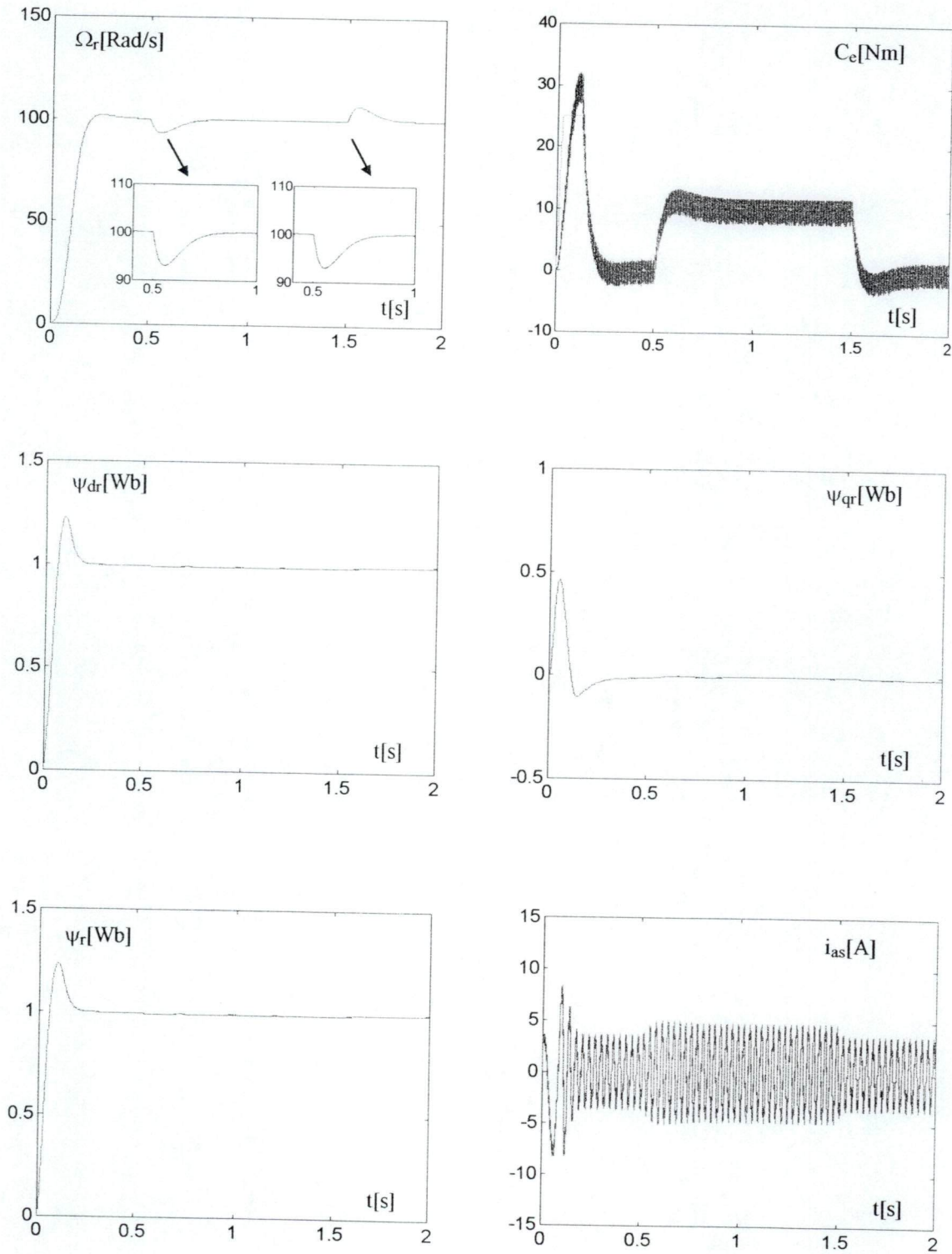


Figure II-18: Résultats de simulation avec un régulateur IP.
Application d'une charge entre $t=0.5$ s et $t=1.5$ s ($\Omega_{ref} = 100$ Rads/s).

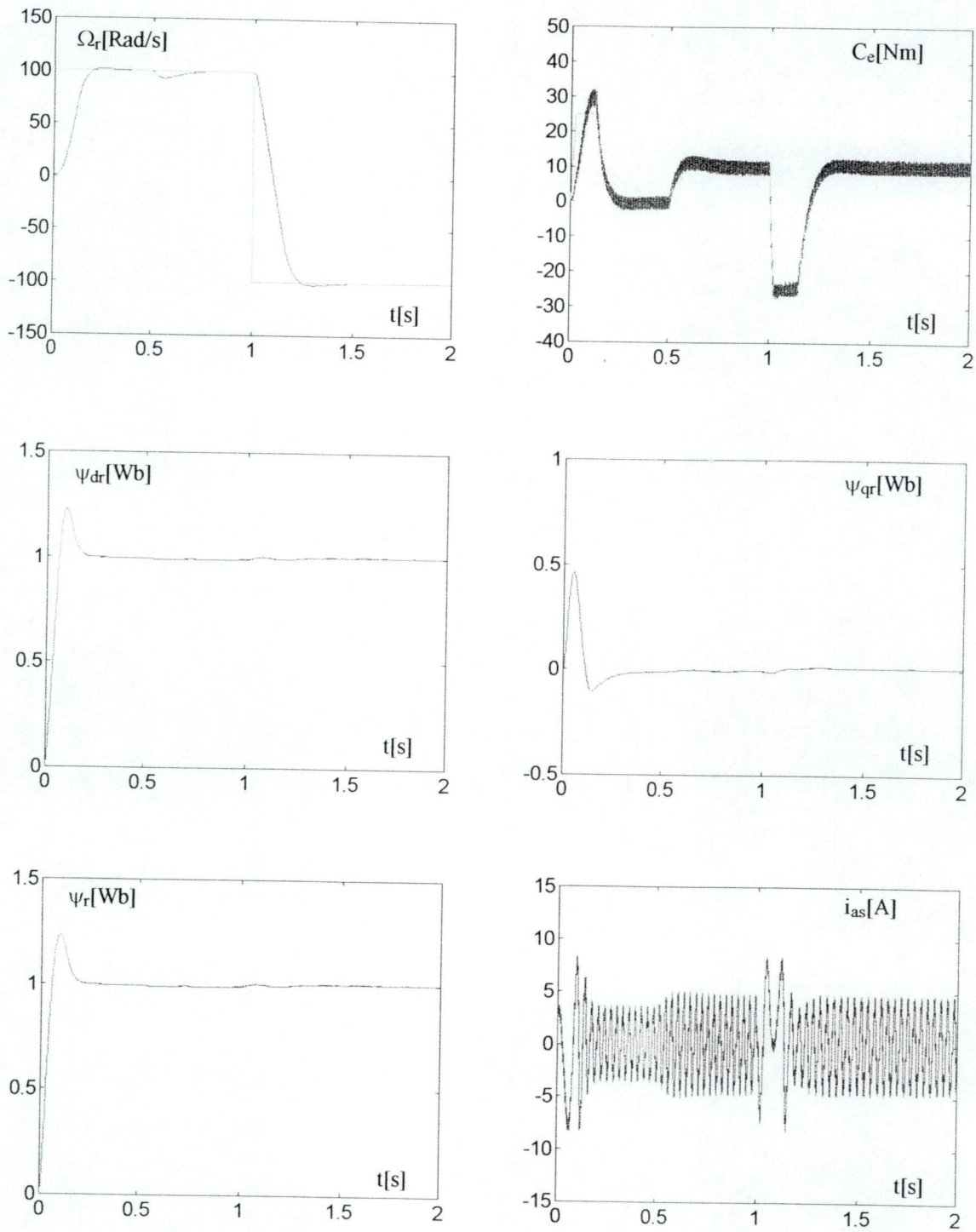


Figure II-19: Résultats de simulation avec un régulateur IP.
Inversion de vitesse à $t=1$ s (de +100Rads/s à -100Rads/s).

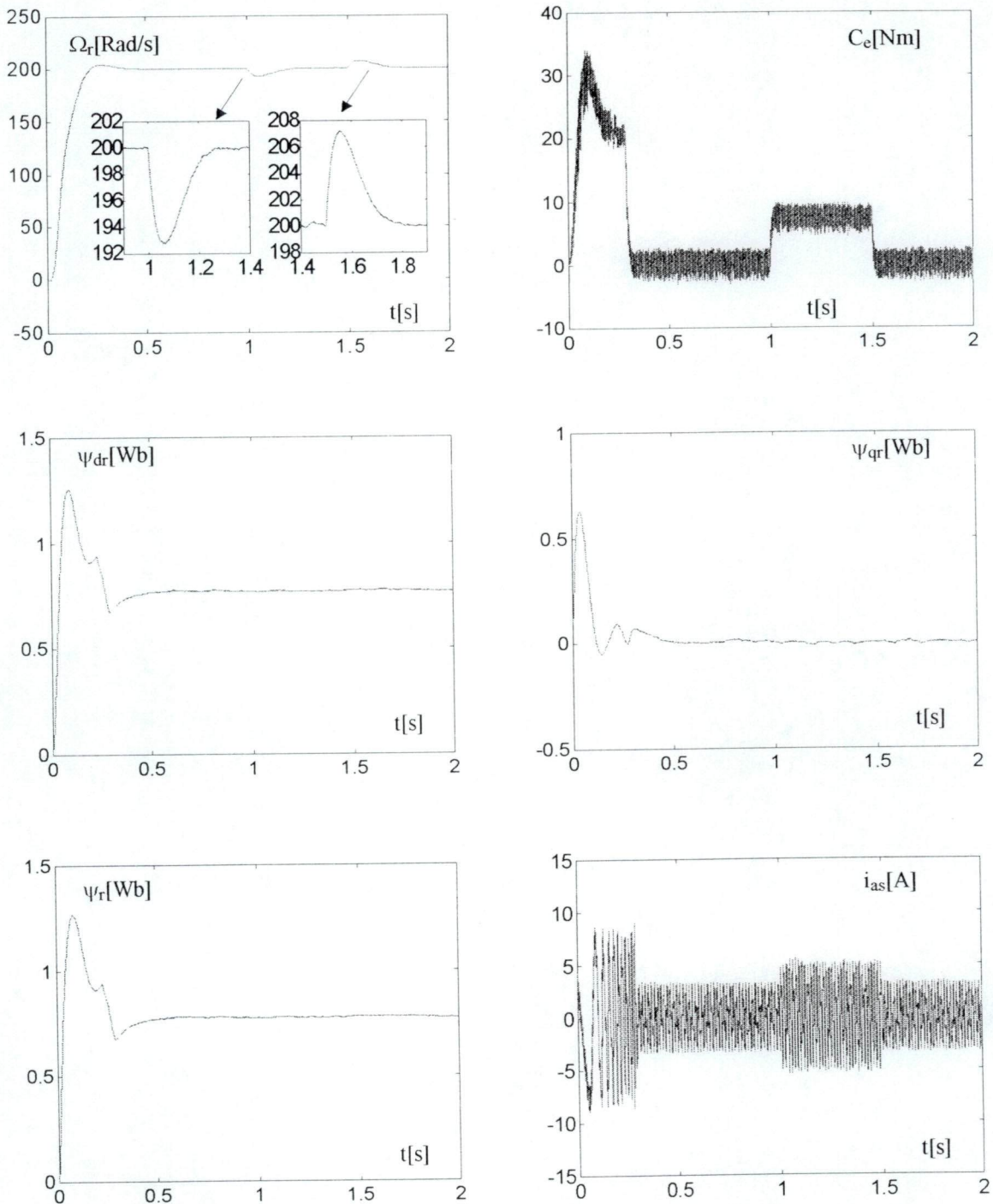


Figure II-20: Résultats de simulation avec un régulateur IP.
Application d'une charge de 7Nm entre $t=0.5$ s et $t=1.5$ s (fonctionnement en mode défluxé).

II.5 Influence des paramètres de la machine sur les performances de la commande [42]

La constante de temps rotorique de la machine asynchrone est un paramètre fondamental dans la méthode de contrôle de flux orienté. En effet, elle intervient dans le calcul de la position du flux. Cette constante définie comme étant le rapport entre l'inductance et la résistance rotorique, est variable en fonction de la saturation magnétique et la variation de température. La saturation induit une variation de l'inductance du rotor, tandis que l'échauffement influe sur la résistance rotorique.

Toute imprécision, due à une mauvaise identification ou à une variation de ce paramètre engendre un couplage du à une estimation erronée de la position du vecteur flux. De nombreuses études ont été faites pour réduire ou supprimer les effets indésirables des variations de la constante de temps rotorique [17, 42]. Ces études sont basées soit sur la compensation directe de ces variations par une identification en ligne, soit sur leurs estimations à travers une grandeur auxiliaire comme la puissance, la température, soit sur la compensation d'une variable intermédiaire comme la vitesse de glissement[8, 48].

Le but de cette section consiste à étudier l'influence de la variation de T_r sur les performance de la commande et du découplage.

A partir des équations données par (I-31) et en considérant le régime permanent, ceci nous conduit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-10a})$$

$$\begin{cases} V_{qs} = \omega_s \sigma L_s i_{ds} + R_s i_{qs} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-10b})$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{L_m} \Psi_{dr} - \omega_{sl} \frac{L_r}{L_m R_r} \Psi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-10c})$$

$$\begin{cases} i_{qs} = \frac{1}{L_m} \Psi_{qr} + \omega_{sl} \frac{L_r}{L_m R_r} \Psi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-10d})$$

$$\begin{cases} C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qs} - \Psi_{qr} i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II-10e})$$

En introduisant (II-10c) et (II-10d) dans (II-10a) et (II-10b), les équations électriques se réduisent à

$$\begin{cases} V_{ds} = A \Psi_{dr} - B \Psi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-9a})$$

$$\begin{cases} V_{qs} = B \Psi_{dr} + A \Psi_{qr} \end{cases} \quad (\text{II-9b})$$

Avec

$$A = \frac{1}{L_m} (R_s - \omega_s \omega_{sl} \sigma \frac{L_s L_r}{L_m})$$

$$B = \frac{1}{L_m} (\omega_{sl} \frac{R_s L_r}{R_r} + \omega_s L_s)$$

Comme la commande est entièrement déterminée par le modèle de la machine, les tensions V_{ds} et V_{qs} prendront les valeurs suivantes (*indique que les expressions A et B sont calculées avec les valeurs estimés des paramètres)

$$\begin{cases} V_{ds} = A^* (\Psi_{dr})_{ref} - B^* (\Psi_{qr})_{ref} \\ V_{qs} = B^* (\Psi_{dr})_{ref} + A^* (\Psi_{qr})_{ref} \end{cases} \quad (II-10)$$

Le flux étant orienté suivant l'axe "d" donc $(\Psi_{qr})_{ref}$ est nul et $(\Psi_{dr})_{ref} = \Psi_{ref}$. Les expressions précédentes deviennent

$$\begin{cases} V_{ds} = A^* \Psi_{ref} \\ V_{qs} = B^* \Psi_{ref} \end{cases} \quad (II-11)$$

En introduisant les expressions (II-10) dans (II-11), on obtient les erreurs suivantes sur les composantes du flux en régime statique:

$$\frac{\Psi_{dr}}{\Psi_{ref}} = \frac{(AA^* + BB^*)}{(A^2 + B^2)} \quad (II-12)$$

$$\frac{\Psi_{qr}}{\Psi_{ref}} = \frac{(AB^* + A^*B)}{(A^2 + B^2)} \quad (II-13)$$

L'erreur sur l'amplitude du flux est :

$$\frac{\Psi_r}{\Psi_{ref}} = \frac{\sqrt{\Psi_{dr}^2 + \Psi_{qr}^2}}{\Psi_{ref}} = \sqrt{\frac{(A^{*2} + B^{*2})}{A^2 + B^2}} \quad (II-14)$$

et l'erreur sur l'orientation du flux θ_s est :

$$\rho = \arctg\left(\frac{\Psi_{dr}}{\Psi_{qr}}\right) = \arctg\left(\frac{AB^* - A^*B}{AA^* + BB^*}\right) \quad (II-15)$$

Les erreurs sur le flux et son orientation dépendent de la vitesse rotorique et du glissement. En introduisant ces différentes expressions dans (II-8e), l'expression du couple sera donnée par :

$$C_e = P \frac{\omega_{sl} (A^{*2} + B^{*2})}{L_r (A^2 + B^2)} \Psi_{ref} \quad (\text{II-16})$$

Vu que la résistance rotorique est, de loin, le paramètre dont l'incidence est la plus importante, la suite de notre travail sera consacrée à la réduction des effets de sa variation sur le découplage du flux et du couple. Cependant, pour évaluer les performances de la commande, notamment les rapports Ψ_{dr} / Ψ_{ref} et Ψ_{qr} / Ψ_{ref} en régime dynamique, nous effectuons une simulation sur la base du modèle présenté en figure II-12.

Résultats de simulation

Afin d'étudier l'influence de la variation de la résistance rotorique sur les performances de la commande vectorielle indirecte, nous simulons le schéma présenté à la figure (II-12). Dans le but de comparer l'efficacité des deux régulateurs, nous avons effectué ces simulations pour des régulateurs PI et IP et cela pour différentes valeurs de référence.

Les figures (II-21) et (II-22) représentent l'influence d'une augmentation de 100% de la résistance rotorique sur le découplage du couple et du flux. Elles montrent qu'une variation de R_r engendre une légère baisse de la vitesse, une déviation du couple de sa référence principalement pour les grandes vitesses, et surtout une perte du découplage. Le flux suivant l'axe direct n'est plus nul et prend la valeur de 0.2Wb et 0.4Wb pour des vitesses de 150 Rad/s et 100 Rad/s respectivement, donc le couplage est d'autant plus important que la vitesse est grande.

Les résultats obtenus avec le régulateur IP sont présentés dans les figures (II-23) et (II-24). La baisse de vitesse constatée est plus importante, néanmoins elle reste admissible (3% de la vitesse de référence). Le couplage est dans de même proportion qu'un régulateur PI. Le courant de phase reste à l'intérieur de la bande d'hystérésis pour les différentes vitesses de référence et cela avec les deux régulateurs.

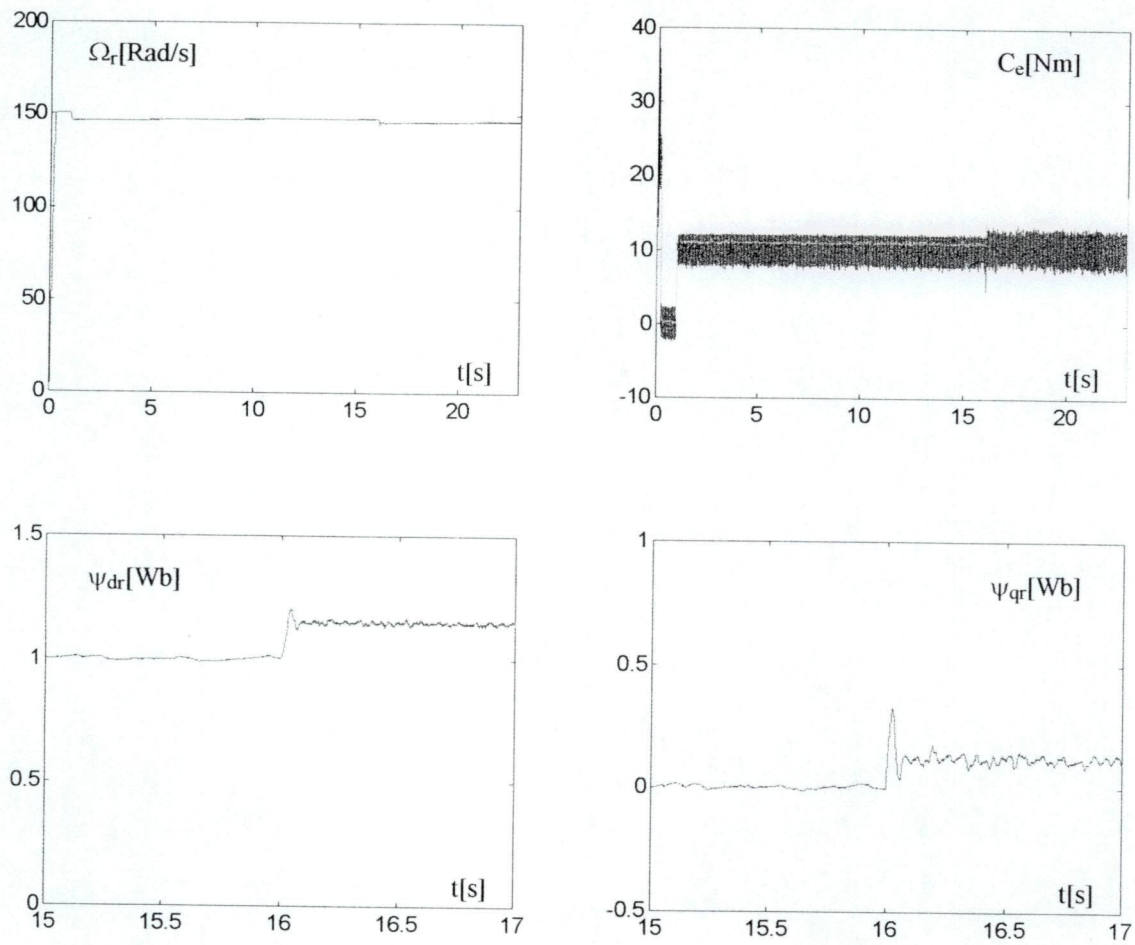


Figure II-21: Variation de la vitesse, flux et couple pour $R_r = 2 \cdot R_{r0}$ à $t = 16$ s.
Cas d'un correcteur PI ($\Omega_{ref} = 150$ Rads/s).

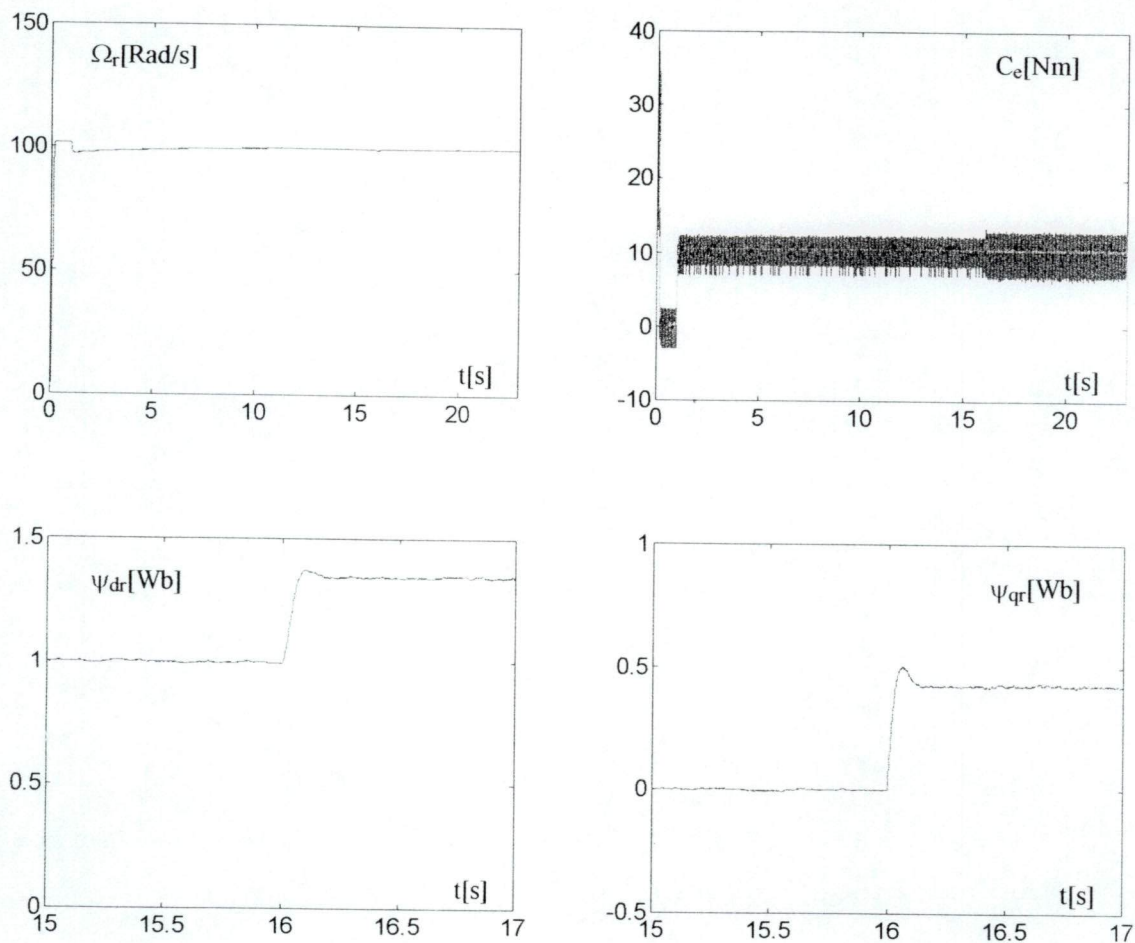


Figure II-22: Variation de la vitesse, flux et couple pour $R_r = 2 * R_{r0}$ à $t = 16$ s.
Cas d'un correcteur PI ($\Omega_{ref} = 100$ Rads/s).

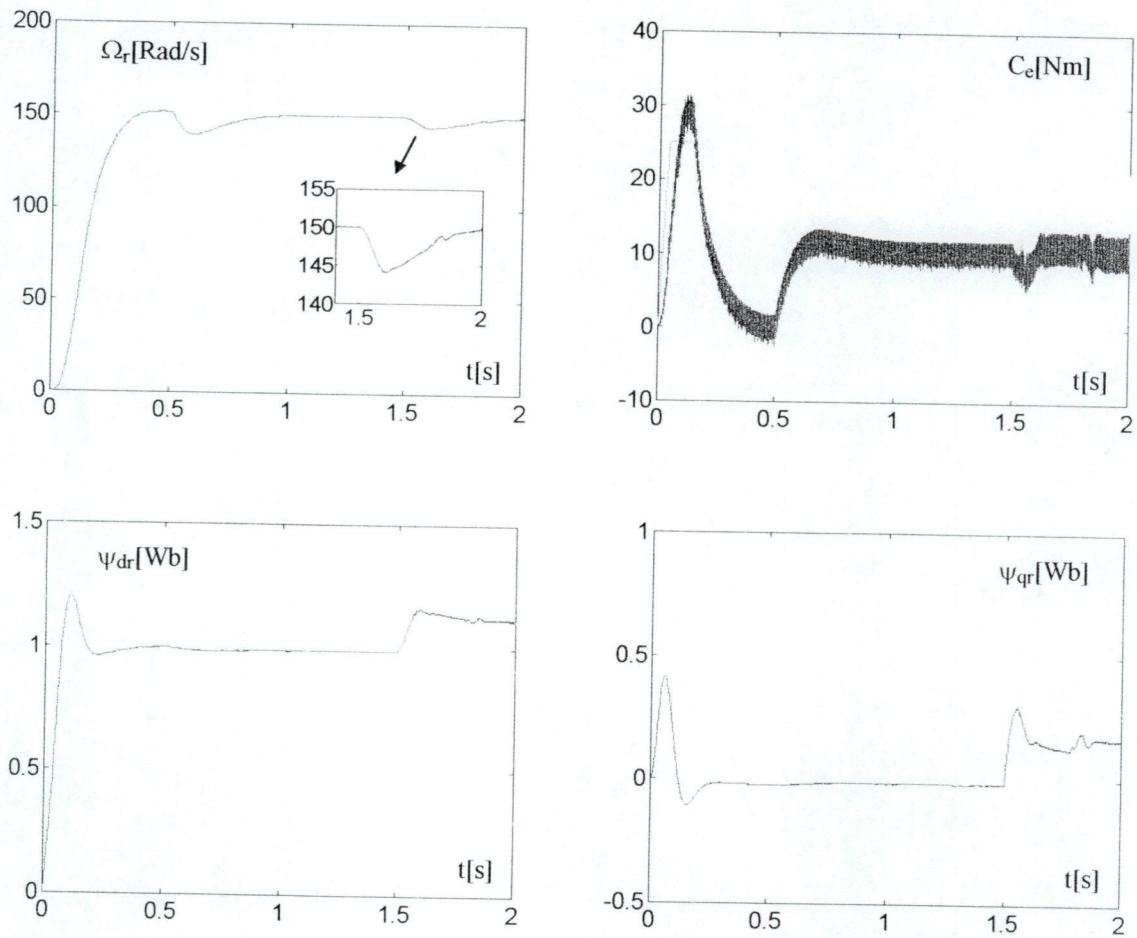


Figure II-23: Variation de la vitesse, flux et couple pour $R_r = 2 \cdot R_{r0}$ à $t = 1,5$ s.
Cas d'un correcteur IP ($\Omega_{ref} = 150$ Rads/s).

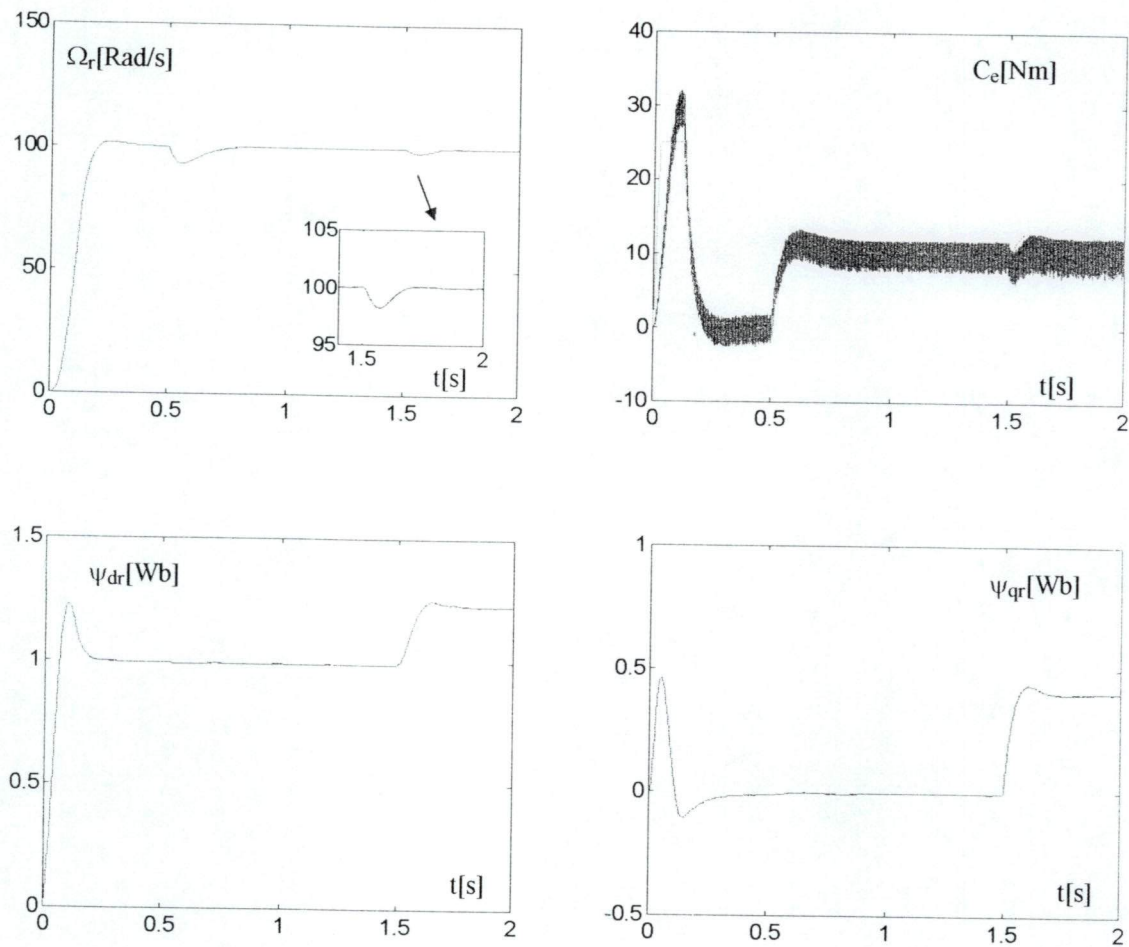


Figure II-24: Variation de la vitesse, flux et couple pour $R_r = 2 \cdot R_{r0}$ à $t = 1,5$ s.
Cas d'un correcteur PI ($\Omega_{ref} = 100$ Rad/s).

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la technique d'orientation du flux rotorique suivant, l'axe direct du référentiel lié au champ tournant. Cette technique permet un découplage parfait entre les armatures statorique et rotorique, avec une machine dont les paramètres sont constants.

L'emploi de la technique d'hystérésis produit des harmoniques aux niveaux des courants de phases de la machine se manifestant par des pulsations sur le couple électromagnétique développé. Ces ondulations sont à l'origine de bruits gênants.

L'utilisation de l'onduleur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis permet de varier la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation de la machine. L'introduction d'un onduleur rend le couple développé pulsatoire.

Dans cette partie nous avons présenté également une méthodologie de synthèse du correcteur de vitesse de type PI et IP.

Les tests de simulation présentés montrent que la régulation linéaire assure de bonnes performances. Le régulateur IP est meilleur que le PI au niveau du rejet de la perturbation.

Cependant ces performances se dégradent avec les variations des paramètres de la machine.

En effet une erreur sur la valeur de la résistance rotorique conduit inévitablement à la perte du découplage. Afin de remédier à cela, nous présenterons une technique d'adaptation dans le prochain chapitre.

CHAPITRE III

**METHODOLOGIE DE LA LOGIQUE FLOUE ET CONCEPTION DE
REGULATEURS**

III.1 Introduction

C'est à Lotfi ZADEH, spécialiste à l'université de Californie de Berkely, qu'on doit les bases théoriques de la logique floue (1965). La logique floue permet de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 0 et 1. Elle peut être considérée comme une extension de logique booléenne (0 ou 1).

Les premières applications au niveau des systèmes de réglage ont vu le jour en 1978. Cependant c'est à partir de 1985 que les Japonais commencent à l'introduire dans le secteur industriel pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

La méthodologie de la commande par logique floue apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par les techniques quantitatives conventionnelles ou quand les sources d'informations sont jugées non précises ou incertaines. Donc la commande par logique floue peut être vue comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine. [6,14, 22, 28, 35].

Dans ce chapitre nous présentons succinctement la méthodologie de conception d'un contrôleur flou, et les résultats de son application à la régulation de vitesse dans le cas de la commande vectorielle indirecte.

Une méthode d'adaptation des variations de la résistance rotorique sera, également, présentée.

III.2 Principes fondamentaux de la logique floue

III.2.1 Bases théoriques de la logique floue

III.2.1a Variables linguistiques

En général, la description d'un phénomène ou d'un procédé utilise des concepts vagues et imprécis. En effet des expressions telles que : chaud, froid, rapide, lent, grand, petit reviennent souvent, ces expressions forment les valeurs des variables linguistiques qui sont la température, la vitesse, la taille. [6, 14].

A titre d'exemple examinons la variable linguistique vitesse, et soit son ensemble de valeurs $T(\text{vitesse}) = \{\text{lente, moyenne, rapide}\}$. Chaque terme est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $\mathcal{U} = [0, 100]$ par exemple.

M interprétera « lente » comme une vitesse inférieure ou d'environ 50Km/h et « rapide » comme une vitesse supérieure ou égale à 60 Km/h.

Ces termes peuvent être considérés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont illustrées par la figure (III-1).

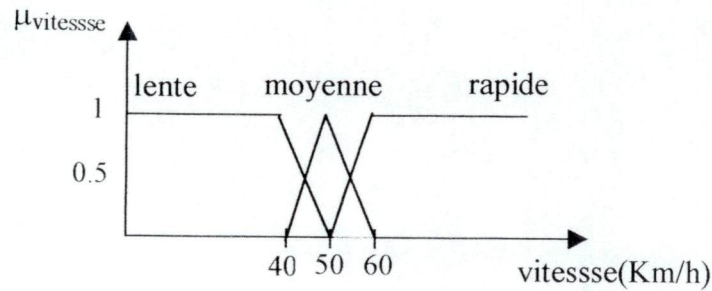


Figure III-1 Représentation graphique des fonctions d'appartenance de la variable linguistique « vitesse ».

III.2.1b Fonctions d'appartenance

A chaque ensemble flou de la variable linguistique, on associe une fonction d'appartenance $\mu_e(x)$ dont les valeurs sont comprises entre 0 et 1. La valeur de la fonction d'appartenance représente par définition le degré d'appartenance ou coefficient d'apparence de la variable à l'ensemble flou. Dans l'exemple précédant, une vitesse de 42 Km/h appartient à l'ensemble « lente » avec « $\mu = 0,8$ » et l'ensemble « moyenne » avec « $\mu = 0,2$ ».

On la note $\mu_{\text{lente}}(42 \text{ km/h}) = 0,8$.

Pour le réglage flou, on utilise, le plus souvent des fonctions d'appartenance de forme triangulaire, trapézoïdale ou gaussienne.

◆ Fonction trapézoïdale

L'allure de la trapézoïdale (figure III-2) est complètement définie par quatre points P_1, P_2, P_3, P_4 . Sa fonction d'appartenance s'exprime par :

$$\mu(x) = \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}, 0 \right) \right] \quad (3-1)$$

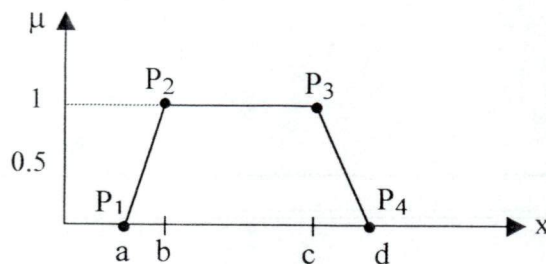


Figure III-2 : Fonction d'appartenance en forme trapézoïdale.

◆ **Fonction triangulaire**

La fonction triangulaire (figure III-3) peut être considérée comme un cas particulier de la fonction trapézoïdale ($P_2 = P_3$). Sa fonction d'appartenance est donnée par :

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right] \quad (3-2)$$

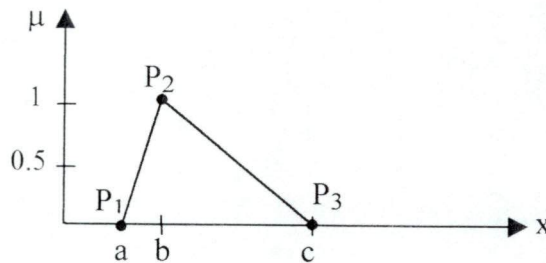


Figure III-3 : Fonction d'appartenance en forme triangulaire.

◆ **Fonction gaussienne (cloche)**

Cette fonction (figure III-4) est exprimée par :

$$\mu(x) = \exp \left[- \left(\frac{x-m}{v} \right)^2 \right] \quad (3-3)$$

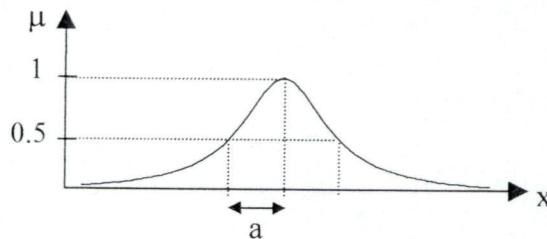


Figure III-4: Fonction d'appartenance en forme de cloche

Remarque :

Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces trois fonctions suffisent pour définir les ensembles flous [6].

III.2.1c Dédutions floues (inférences)

C'est un ensemble de règles qui lient plusieurs variables linguistiques entre elles, dans le but de tirer des conclusions.

On distingue deux genres de règles d'inférence :

- Inférence avec une seule règle.
- Inférence avec plusieurs règles.

Pour le traitement des problèmes de réglage et de commande, l'inférence avec plusieurs règles s'impose, car la prise de décision dépend des différentes valeurs qu'atteignent les variables linguistiques.

Les règles d'inférences peuvent être exprimées sous la forme symbolique suivante :

Opération = Si condition1, alors opération 1 ou
Si condition 2, alors opération 2 ou
.
.
Si condition n, alors opération m.

Les conditions peuvent dépendre d'une ou plusieurs variables linguistiques. Dans le cas de plusieurs variables, ces dernières sont liées entre elles par des opérateurs de la logique floue de forme (AND), (OR) ou (NO).

III.2.2 Opérations de la logique floue

Au niveau des inférences, les variables linguistiques sont liées entre elles par les opérateurs (AND), (OR) ou (NO).

Soient a et b deux ensembles flous ayant respectivement μ_a et μ_b comme fonctions d'appartenance.

a) Opérateur NO :

Soit $c = NO(a)$.

La fonction d'appartenance du complément de A est définie par

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x). \quad (3-4)$$

b)Opérateur AND:

Soit $c = a \text{ AND } b$.

Il est généralement réalisé par la formation du minimum. Appliqué aux fonctions d'appartenance μ_a et μ_b .

$$\mu_c(x) = \min [\mu_a(x), \mu_b(x)]. \quad (3-5)$$

L'opérateur *AND* réalisé par le minimum est commutatif et associatif.

c)Opérateur OR :

Soit $c = a \text{ OR } b$

En logique floue, la réalisation de l'opération *OR* se fait en général par La formation du maximum. Appliqué aux fonctions d'appartenance μ_a et μ_b , on a donc

$$\mu_c(x) = \max [\mu_a(x), \mu_b(x)]. \quad (3-6)$$

A noter que l'opérateur (*OR*) réalisé par le maximum est aussi commutatif et associatif.

Dans la réalisation des opérateurs *AND* et *OR* par le minimum et le maximum respectivement la fonction d'appartenance résultante est plutôt restrictive. En effet le résultat ne dépend que de la valeur d'une seule fonction (la valeur minimale pour l'opérateur *AND* et maximale pour l'opérateur *OR*). Afin de mieux reproduire le raisonnement humain, il serait intéressant de tenir compte des valeurs des deux fonctions d'appartenance dans la réalisation des opérateurs *AND* et *OR*.

Dans ce cas l'opérateur *AND* est réalisé par la formation du produit appliqué aux fonctions d'appartenance. $\mu_c(x) = \mu_a(x) * \mu_b(x)$.

L'opérateur *OR* est réalisé par la formation de la valeur moyenne des fonctions d'appartenance.

$$\mu_c(x) = [\mu_a(x) + \mu_b(x)] / 2.$$

On parle alors de l'opérateur somme.

III.2.3 Contrôleur flou

Le développement de la logique floue dans le domaine du réglage et de la commande a pris des proportions importantes. Cela grâce à l'avantage principal de la logique floue qui réside dans la possibilité de déterminer des régulateurs efficaces et performants sans études approfondies du processus. La détermination du régulateur flou se base principalement sur l'expérience des opérateurs.

En général, un régulateur flou est un système qui associe à tout vecteur d'entrée $\chi_m = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ un vecteur de sortie $u_m = [u_1, u_2, \dots, u_n]$ tel que : $u_m = F(X_m)$.

Où F est souvent une fonction non-linéaire.

III.2.3.1 Principe du contrôleur flou

Après avoir passé en revue les principaux concepts de la théorie des ensembles flous, nous pouvons à présent procéder au développement des notions importantes des contrôleurs flous. La figure III.5 montre le schéma synoptique général d'un contrôleur flou appliqué à un processus.

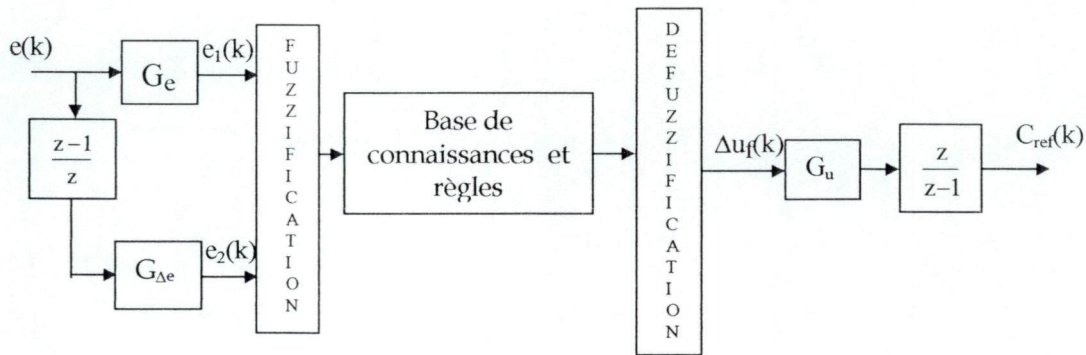


Figure III.5 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

Comme le montre la figure on distingue :

- Une interface de fuzzification à l'entrée.
- Une base de connaissance.
- Une logique de prise de décision.

a) Interface de fuzzification

La fuzzification consiste à transformer les variables d'entrées réelles en variables normalisées par l'introduction des gains "G_e" et "G_{Δe}". Elle consiste également à définir les fonctions d'appartenance $\mu_x(e_1(k))$ et $\mu_y(e_2(k))$ relatives à chaque variable normalisée $e_1(k)$ et $e_2(k)$

b) Base de connaissance

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle consiste en une « base de données » et une « base de règles de contrôle linguistique flou ».

La base de données fournit les définitions nécessaires utilisées à la définition des règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur.

La base de règles caractérise les buts et la stratégie de la commande émis par les experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle. Nous citons à titre d'exemple la base de connaissance déterminée par "Mamdani".

c) Logique de prise de décision

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou. Elle permet d'imiter la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférences en logique floue (logique de prise de décision).

d) Interface de défuzzification

Elle réalise les fonctions suivantes :

- Une cartographie d'échelle qui convertit les variables de sortie aux univers de discours correspondants.

- La défuzzification qui fournit une action de commande non floue (physique) à partir d'une action du contrôleur flou.

III.2.3.2 Inférences

Le bloc d'inférence est considéré comme le noyau du contrôleur flou, vu que les décisions sont prises à son niveau, ce dernier est conçu dans le but d'une émulation du comportement humain de prise de décision.

Les règles du contrôle flou ont la forme d'expressions conditionnelles reliant les variables d'état comme antécédents et les variables de contrôle comme conséquences.

En effet dans notre vie quotidienne, la plupart des informations sur lesquelles se basent nos décisions sont plutôt linguistiques que numérique.

L'établissement préliminaire des inférences est basé sur l'analyse du comportement du processus à contrôler et des buts envisagés. Les règles sont établies de façon que l'écart par rapport à l'état désiré puisse être corrigé. Avec l'expérience et des procédures test/essai on

modifie la stratégie de réglage et on détermine les règles d'inférence optimales. Il est possible d'exprimer les règles d'inférences par des descriptions linguistiques, symboliques ou par des matrices.

a) Description linguistique

Afin d'illustrer la description linguistique, on choisit un exemple hypothétique avec deux grandeurs mesurées à réguler y_{m1} et y_{m2} transformée en variables linguistiques x_1 et x_2 par la fuzzification. Les règles d'inférence déterminent la variable linguistique sortie x_r .

Dans la description linguistique chaque règle possède une condition précédée du symbole « Si » et une opération précédée du symbole « Alors ».

Si (x_1 est négatif et x_2 négatif grand) alors (x_r positif grand)

Ou si (x_1 est négatif grand et x_2 environ zéro) alors (x_r égal environ zéro)

Ou si (x_1 est positif grand et x_2 négatif grand) alors (x_r égal négatif grand).

b) Description symbolique

La description linguistique des inférences est assez lourde. La description symbolique permet de simplifier l'écriture en remplaçant chaque signification par son symbole (Tableau III-1) les règles précédentes s'écrivent alors comme suit :

Si (x_1 est NB et x_2 est NB) alors ($x_r = PB$) ou,

Si (x_1 est NB et x_2 est EZ) alors ($x_r = EZ$) ou,

Si (x_1 est PB et x_2 est NB) alors ($x_r = NB$).

c) Représentation matricielle

La représentation graphique appelée matrice d'inférence a l'intérêt de regrouper les règles d'inférence dans une matrice.

A l'intersection d'une colonne et d'une ligne se trouve l'ensemble correspondant de la variable de sortie. Les variables d'entrée sont liées par l'opérateur *ET*, tandis que les variables de sortie des différentes règles sont à combiner par l'opérateur *ET* et *OU* afin d'obtenir la variable de sortie de l'inférence.

La représentation matricielle offre une meilleure clarté des règles d'inférence. Cet avantage est d'autant plus appréciable lorsque plusieurs variables d'entrée (x_1, x_2, x_3, \dots) rentrent en jeu.

Lorsque toutes les cases de la matrice d'inférence sont remplies, on parle de règles d'inférence complètes. Elles sont incomplètes dans le cas contraire.

x_r		x_1		
		N.B	E.Z	P.B
x_2	N.B	N.B	N.B	E.Z
	E.Z	N.B	E.Z	P.B
	P.B	E.Z	P.B	P.B

Tableau III.1: Matrice d'inférence complète de Mamdani

III.2.3.3 Traitement numérique des inférences

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On parle alors de méthodes d'inférence parmi lesquelles on cite les plus utilisées :

- Méthode d'inférence max-min.
- Méthode d'inférence max-prod.
- Méthode d'inférence som-prod.

Le tableau suivant donne le principe de chaque méthode.

Méthode	Opération de la condition		Opération de la conclusion	Entre deux règles
	OR	AND	THEN	OR
Max – Min	Max	Min	Min	Max
Max – Prod	Max	Min	Prod	Max
Som - Prod	Som	Prod	Prod	Som

Tableau III.2: Principe des méthodes d'inférences

a) Méthode d'inférence max – min

La méthode d'inférence max-min réalise, au niveau de la condition, l'opérateur *ET* par la formation du maximum et l'opérateur *ET* par la formation du minimum. La conséquence dans chaque règle, introduite par *ALORS*, lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur *ET*, réalisé par la formation du minimum dans ce cas.

La figure (III-6) représente graphiquement le principe de la méthode d'inférence max-min.

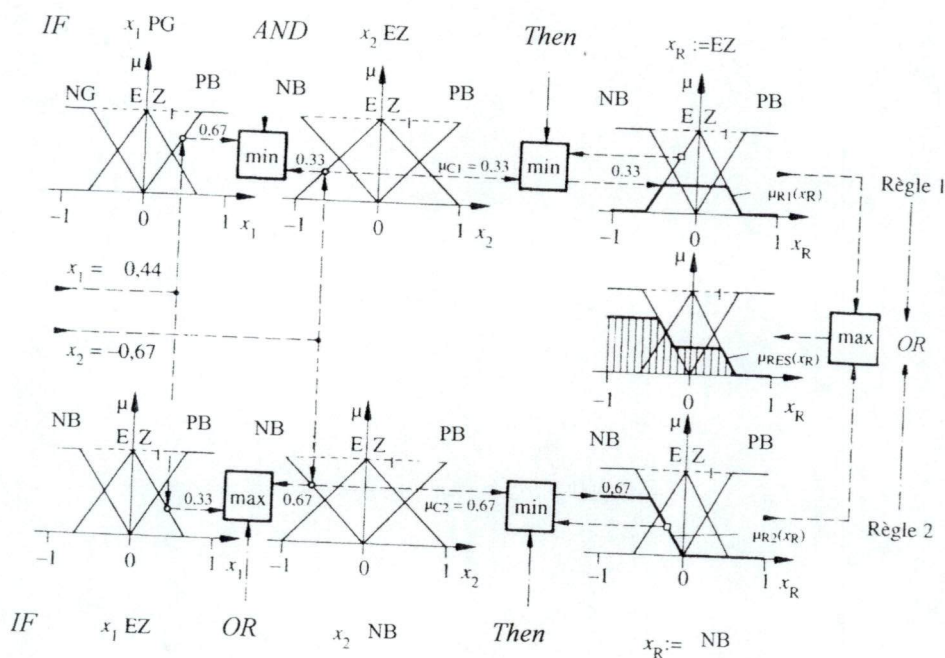


Figure III-6 : Méthode d'inférence max-min

b) Méthode d'inférence max-prod

Cette méthode d'inférence réalise au niveau de la condition, l'opérateur *OR* par la formation du maximum et l'opérateur *AND* par la formation du minimum. En revanche, la conclusion dans chaque règle introduite par *Then*, liant le degré d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur *AND*, est réalisée par la formation du produit. L'opérateur *OR* qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

La figure (III-7) illustre le principe de la méthode d'inférence max-prod.

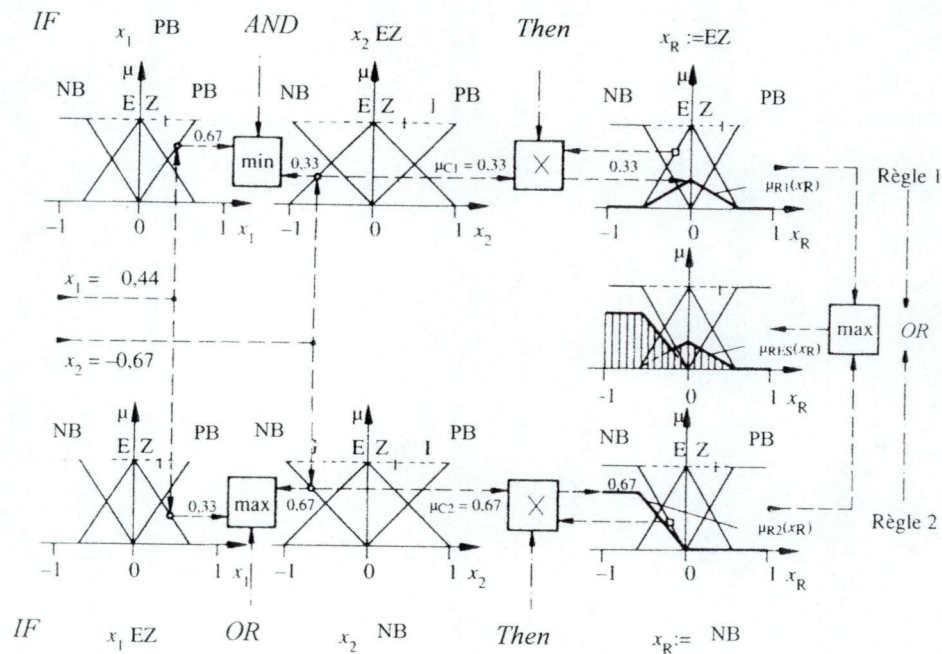


Figure III-7 : Méthode d'inférence max-prod.

c) Méthode d'inférence som-prod :

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, la méthode d'inférence somme-prod réalise, au niveau de la condition l'opérateur *OU* par la formation de la somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur *ET* est réalisé par la formation du produit. La conclusion de chaque règle précédée par *ALORS* liant le degré d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie par l'opérateur *ET*, est réalisée par la formation du produit. L'opérateur *OU* qui lie les différentes règles est réalisé par la formation de la somme, donc de la valeur moyenne.

Comme les méthodes d'inférence précédentes, nous illustrons cette règle à l'aide de la figure III-8.

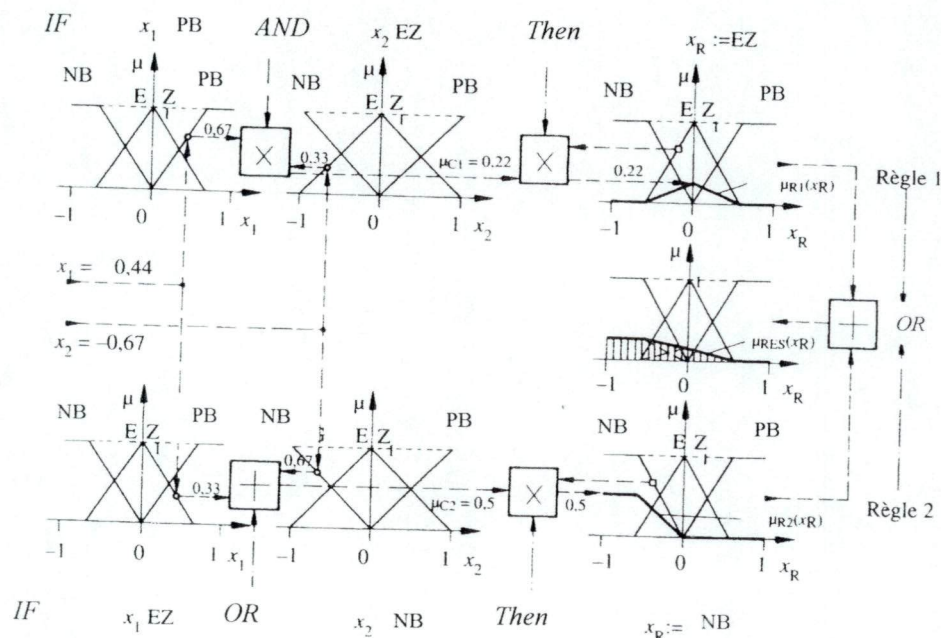


Figure III-8 : Méthode d'inférence som-prod.

III.2.3.4 Stratégies de défuzzification

Comme nous l'avons vu précédemment, les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante (μ_{res}) pour la variable de sortie x_R . Il s'agit donc d'une variable floue. Sachant que l'organe de commande nécessite un signal de commande μ précis, il est nécessaire de transformer la variable floue en une information déterminée. Cette transformation est appelée défuzzification.

Il existe plusieurs stratégies de défuzzification. Les plus utilisées sont [6, 14].

- ◆ Méthode du maximum
- ◆ Méthode de la moyenne des maxima
- ◆ Méthode du centre de gravité

a) Méthode du maximum :

Cette méthode utilise pour signal de sortie x_R (Signal de commande μ_{cm}), l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante. La détermination du maximum nécessite un calcul assez important. Elle peut conduire à une indétermination lorsqu'il existe

plusieurs points qui maximisent la fonction d'appartenance résultante. Pour pallier à cet inconvénient, on utilise la méthode de la moyenne des maxima.

b) Méthode de la moyenne des maxima :

Cette stratégie, génère une commande qui représente la valeur moyenne des abscisses, de la fonction d'appartenance, correspondant aux valeurs maximales.

$$x_R^* = \frac{1}{n} \sum_{v=1}^n x_{Ri}^*$$

où x_{Ri}^* représente les valeurs où μ_{res} est maximale, n étant le nombre de maximums.

c) Méthode du centre de gravité:

C'est la méthode la plus utilisée par les contrôleurs flous. Elle considère l'espace flou délimité par la fonction d'appartenance résultante comme une surface dont on calcule la projection sur l'axe horizontal (abscisse) de son centre de gravité. Cette abscisse est le signal de commande x_R^* donné par la relation suivante.

$$x_R^* = \frac{\int_{-1}^1 x_R \mu_{res}(x_R) dx_R}{\int_{-1}^1 \mu_{res}(x_R) dx_R}$$

L'intégrale du dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale du numérateur correspond au moment de la surface.

Cette méthode permet d'éviter de très grandes discontinuités et de supprimer toute ambiguïté. Cependant, elle nécessite une puissance de calcul considérable lors de son implantation. III.3

Conception du régulateur flou de vitesse

Dans le cadre d'une régulation floue de vitesse nous allons présenter les différentes étapes de conception d'un contrôleur flou.

III.3 Conception du régulateur flou de vitesse

III.3.1 1^{ère} étape : Choix des entrées et sorties

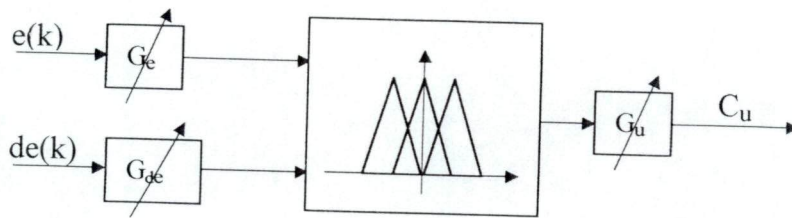
Elle consiste à choisir les variables d'entrées et de sorties en fonction des objectifs visés, de la variable à commander et celles agissant sur la commande.

Dans le cas de la régulation de vitesse on utilise souvent, comme variables d'entrée du régulateur, l'erreur ($e = \Omega_{ref} - \Omega_r$) et la dérivée de l'erreur :

$$e(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega_r(k)$$

$$de(k) = [e(k) - e(k-1)] / T_e$$

La variable de sortie du régulateur est la valeur du couple de référence dans le schéma de la commande vectorielle de la machine asynchrone. La structure de base d'un régulateur flou est inspirée de celle d'un régulateur PI discret. Si la sortie est directement appliquée à l'actionneur (après adaptation par le gain G_u), il aura un comportement proche du régulateur PD linéaire [6,46]. Son schéma de principe est présenté en figure 3-9.



FigureIII-9: Contrôleur flou de type PD

Par contre, si la sortie est considérée comme un incrément de la commande et l'entrée du processus sera l'intégral de cet incrément, alors le régulateur aura un comportement intégral (FigureIII-10).on peut écrire

$$dC_u = F_{uzzy} (e, de) \text{ ou encore}$$

$$dC_u = F_{uzzy} (e, de)$$

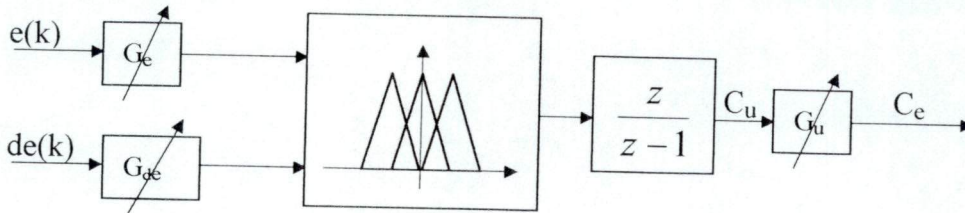


Figure III-10: Contrôleur flou de type PI.

La combinaison des deux contrôleurs précédents nous donne un contrôleur flou de type PID représenté dans (Figure III-11).

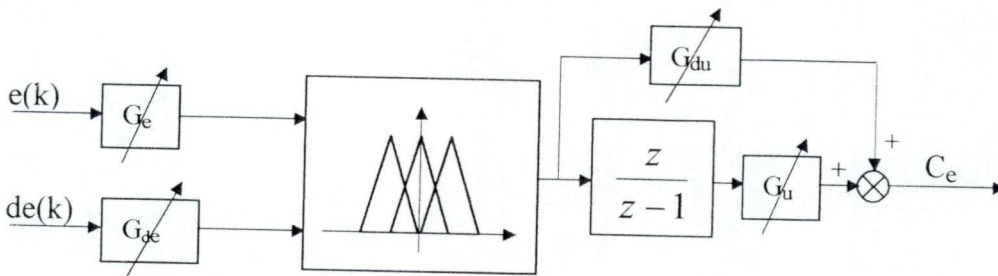


Figure III-11: Contrôleur flou de type PID.

III.3.2 2^{ème} étape : Définition des fonctions d'appartenance

Une fois définies les variables d'entrée et de sortie, on détermine les fonctions d'appartenance de ces variables floues. La définition complète des sous-ensembles flous repose sur l'intuition et l'expérience de l'opérateur. En effet, il n'y a pas de règle générale, néanmoins quelques principes ressortent de la pratique. En pratique les fonctions triangulaires et trapézoïdales sont les plus utilisées. Un recouvrement de 10 à 50%, entre deux fonctions d'appartenance voisine, est recommandé afin d'éliminer les zones de non-intervention.

III.3.3 3^{ème} étape : définition du comportement du régulateur flou

C'est une étape déterminante pour le comportement du régulateur. L'élaboration de la base de règle se fait en s'appuyant sur les connaissances d'un expert. Dans le cadre de la régulation, on utilise fréquemment l'erreur (observation) et sa variation (dynamique). Après conversion de ces variables réelles en variables floues, la valeur floue de la variable de commande est déterminée en se référant à la matrice d'état/action. La matrice d'état/action est une table qui prend en considération toutes les possibilités linguistiques de l'erreur et de sa variation et affecte une valeur linguistique à la commande en fonction de l'état de ces dernières.

Justification des règles de contrôle flou

Les règles du contrôleur flou sont écrites de la sorte que l'écart entre la consigne et la sortie puisse être corrigé. Le choix de ces règles peut être justifié par l'analyse de la réponse temporelle d'un système de second ordre. Une cartographie d'échelle est ajustée afin d'avoir les meilleures réponses possibles. L'utilisation de sous-ensembles plus fins permet d'améliorer ces résultats.

La figure suivante représente, par exemple, la réponse d'un système à contrôler excité par une entrée échelon.

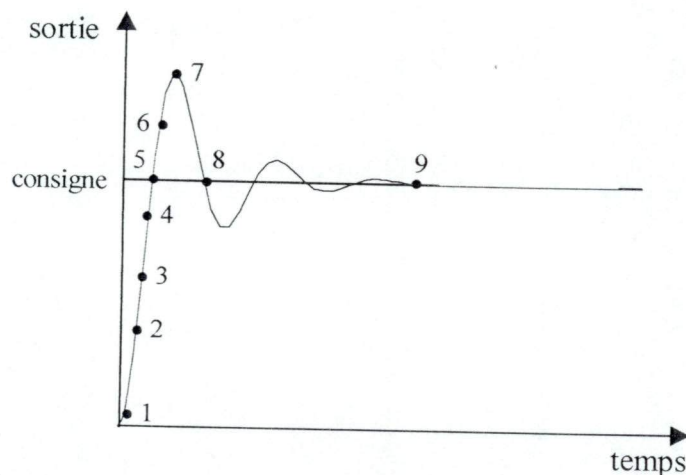


Figure III-12: Ecriture du jeu de règles grâce à une analyse temporelle.

Pour expliquer la procédure à suivre, on considère les neuf points indiqués sur la réponse à un échelon. Pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

- 1 si $e = PB$ et $de = EZ$ alors $du = PB$ (départ, commande importante)
- 2 si $e = PB$ et $de = NS$ alors $du = PM$ (augmentation de la commande pour gagner l'équilibre)
- 3 si $e = PM$ et $de = NS$ alors $du = PS$ (très faible augmentation de la commande pour éviter les dépassements)
- 4 si $e = PS$ et $de = NS$ alors $du = EZ$ (convergence vers l'équilibre correct afin d'éviter le dépassement)
- 5 si $e = EZ$ et $de = NS$ alors $du = NS$ (freinage du processus)
- 6 si $e = NS$ et $de = NS$ alors $du = NM$ (freinage et inversion de la variation de la commande)
- 7 si $e = NM$ et $de = EZ$ alors $du = NM$ (rappel du processus vers l'équilibre correct)
- 8 si $e = EZ$ et $de = PS$ alors $du = EZ$ (convergence vers l'équilibre correct)
- 9 si $e = EZ$ et $de = EZ$ alors $du = EZ$ (équilibre)

Pour déduire les autres règles, nous procédons de nouveau à une autre expertise. La forme générale de la vitesse est représentée sur la figure III-13a. Selon le signe de "e" et celui de "de", la réponse de vitesse est divisée en quatre régions. Les indices utilisés pour identifier chaque région sont définis comme suit :

$$a_1 : e > 0 \text{ et } de < 0 , \quad a_2 : e < 0 \text{ et } de < 0$$

$$a_3 : e < 0 \text{ et } de > 0 , \quad a_4 : e > 0 \text{ et } de > 0$$

Pour accroître la résolution de la représentation dynamique, les réponses autour du point de fonctionnement et aux extremums de la figure (III-13a)sont représentées respectivement sur les figures (III-13b) et (III-13c)

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

$$c_1 (e > 0 \rightarrow e < 0) \text{ et } de \lll 0$$

$$c_2 (e > 0 \rightarrow e < 0) \text{ et } de \ll 0$$

$$c_3 (e > 0 \rightarrow e < 0) \text{ et } de < 0$$

$$c_4 (e < 0 \rightarrow e > 0) \text{ et } de > 0$$

$$c_5 (e < 0 \rightarrow e > 0) \text{ et } de \gg 0$$

$$c_6 (e < 0 \rightarrow e > 0) \text{ et } de \ggg 0$$

quant à l'indice m_i représentatif du dépassement de la réponse, est défini comme suit:

$$m_1 : de \approx 0 \text{ et } e \lll 0 \quad m_4 : de \approx 0 \text{ et } e > 0$$

$$m_2 : de \approx 0 \text{ et } e \ll 0 \quad m_5 : de \approx 0 \text{ et } e \gg 0$$

$$m_3 : de \approx 0 \text{ et } e < 0 \quad m_6 : de \approx 0 \text{ et } e \ggg 0$$

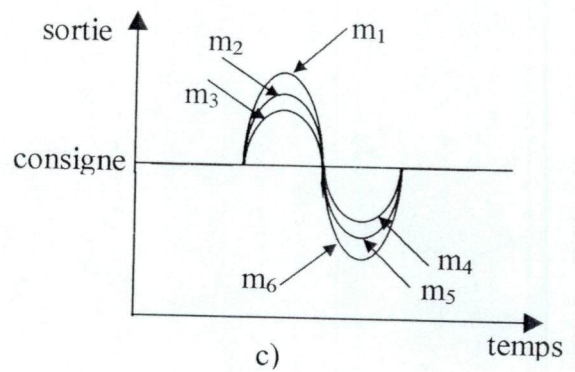
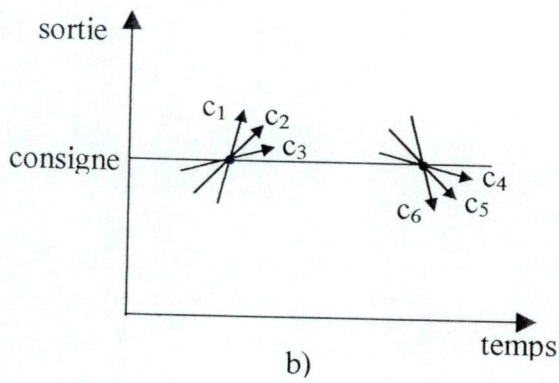
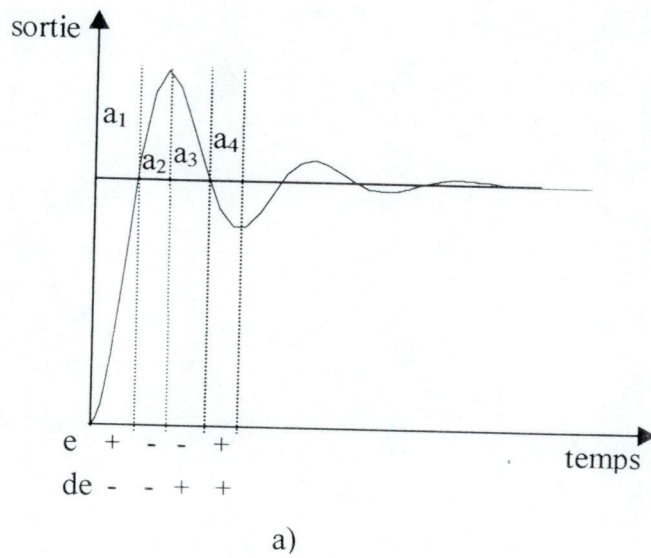


Figure III-13: Comportement dynamique de la réponse de vitesse.

e	de						
	NB	NM	NS	EZ	PS	PM	PB
NB	a ₂			c ₁	a ₁		
NM				c ₂			
NS				c ₃			
EZ	m ₁	m ₁	m ₁	EZ	m ₁	m ₁	m ₁
PS	a ₃			c ₄	a ₄		
PM				c ₅			
PB				c ₆			

Tableau III-3: Règles linguistiques de contrôle.

En décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de la commande à appliquer, on en déduit la table suivante (table du contrôleur flou de base) qui correspond en fait à la table de règles très connue de Mac Vicar-Whelan. Cette table recouvre toutes les configurations possibles de l'erreur et de sa variation et de la valeur de la commande à appliquer en conséquence. Les gains de normalisation sont déterminés après plusieurs essais.

Base de règles U		erreur(e)							
		NB	NM	NS	EZ	PS	PM	PB	
de	NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	EZ	Groupe 4
	NM	NB	NB	NB	NM	NS	EZ	PS	
	NS	NB	NB	NM	NS	EZ	PS	PM	Groupe 3
	EZ	NB	NM	NS	EZ	PS	PM	PB	
	PS	NB	NS	EZ	PS	PM	PB	PB	
	PM	NS	EZ	PS	PM	PB	PB	PB	Groupe 2
	PB	EZ	PS	PM	PB	PB	PB	PB	
		Groupe 1			Groupe 0				

Tableau III-4: Base de réglages du régulateur de vitesse

L'ensemble des règles du tableau précédent peut être divisé en cinq groupes [14] (tableau III-4)

Groupe 0: Les règles de ce groupe sont caractérisées par l'erreur et sa dérivée qui sont petites (positives ou négatives) ou nulles. Ces règles symbolisent le cas où la sortie est proche de sa référence, donc ce groupe est relatif à la stabilité du système.

Groupe 1: Dans ce groupe l'erreur est négative grande ou moyenne ce qui implique que la sortie est supérieure à la référence. Aussi Δe est positive, c'est à dire que la sortie s'approche de la référence. La variation de la commande, que ces règles introduisent, agit pour accélérer ou ralentir l'approche de la référence.

Groupe 2: Pour ce groupe de règles, la sortie est soit proche de la référence (PS , EZ , NS), soit très inférieure (PM , PB). En même temps, de est positive c'est à dire que la sortie s'éloigne de la référence. Donc une augmentation de la commande tend à redresser la situation et forcer la sortie à s'approcher de la référence.

Groupe 3: Les règles de ce groupe sont caractérisées par une grande erreur et une dérivée négative ou nulle. La variation de la commande introduite par ces règles tend soit à accélérer le rapprochement de la référence, soit à le ralentir.

Groupe 4: Pour ce groupe, l'erreur est soit proche de la référence $e(PS, EZ, NS)$, soit très supérieure (NM, NB). En même temps, de est négative c'est à dire que la sortie s'éloigne de la référence. Donc une augmentation de la commande force la sortie à s'approcher de la référence.

III.3.4 4^{ème} étape : Sélection d'une méthode de défuzzification

La dernière étape du contrôleur est celle qui convertit la valeur linguistique de la variation de l'action de commande en une valeur numérique qu'on pourra appliquer sur le procédé. Dans notre cas nous avons opté pour la méthode du centre de gravité présentée plus haut.

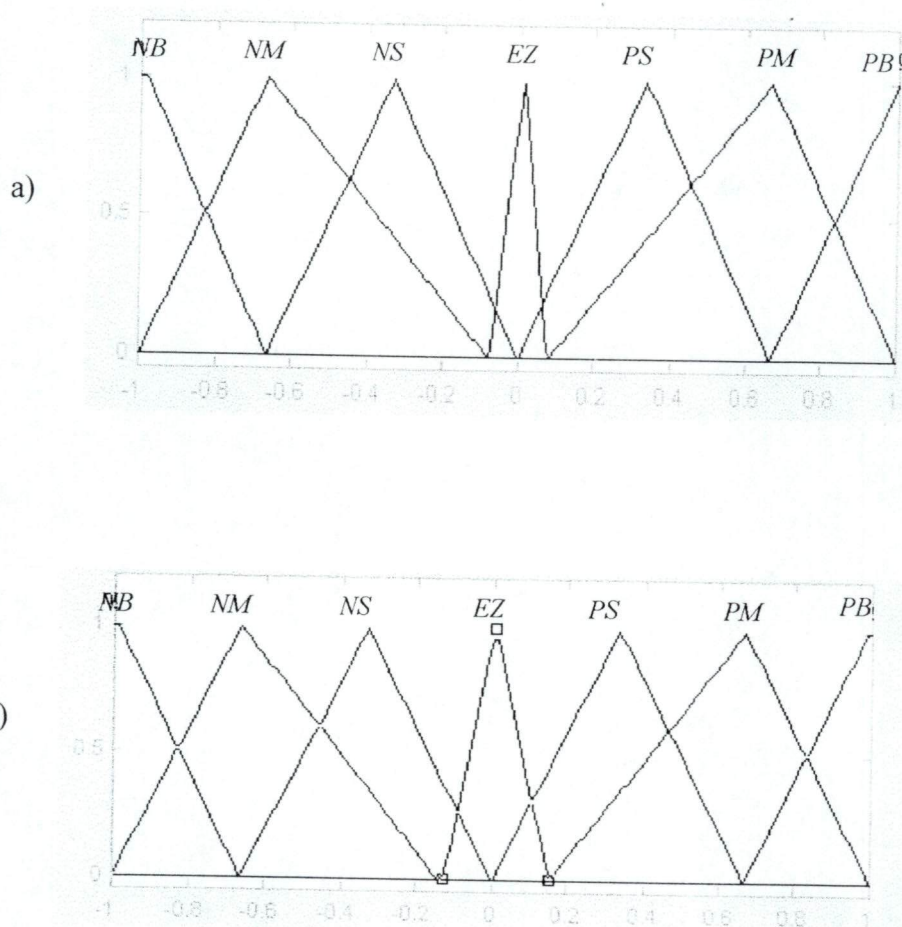


Figure III-13 : Fonctions d'appartenance des entrées du régulateur

(a) l'erreur de vitesse (b) la dérivée de l'erreur

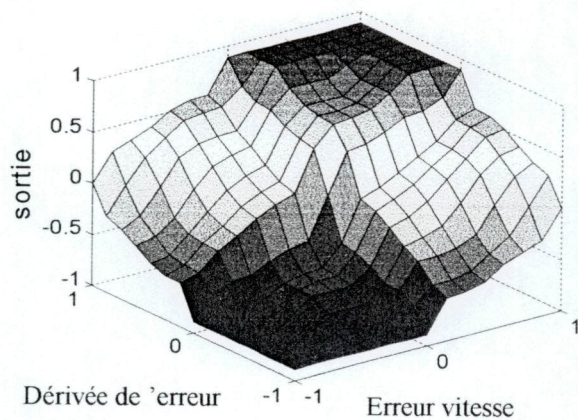


Figure III-14 : surface de commande du régulateur flou de vitesse.

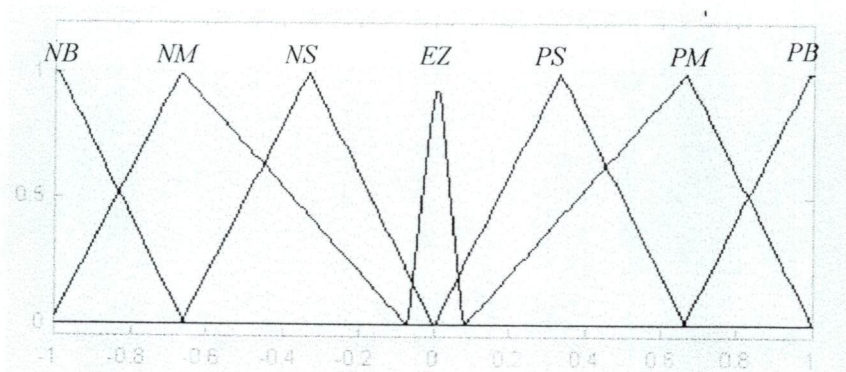


Figure III-15 : Fonctions d'appartenance de la sortie du régulateur de vitesse.

III.3.5 Résultats de simulation avec des régulateurs flous

III.3.5.1 Simulation de la commande avec correcteur à trois fonctions d'appartenance triangulo-trapézoïdales (RF3)

Le tableau III.4 représente la matrice d'inférence de Mac-vicar. Dans ce cas l'univers de discours définissant l'erreur, sa dérivée et l'action de commande est réparti en sept sous-ensembles flous. Dans notre travail, nous présentons aussi des matrices d'inférences où l'univers de discours définissant l'erreur, sa dérivée et l'action de commande est réparti en trois et cinq sous-ensembles flous.

Le cas où les fonctions d'appartenance de l'erreur et de sa dérivée sont de type de Gauss sera également étudié.

Base de règles U		erreur(e)		
		NB	EZ	PB
de	NB	NB	NB	EZ
	EZ	NB	EZ	PB
	PB	EZ	PB	PB

Tableau III-5: Matrice d'inférence complète à trois sous-ensembles flous.

Le correcteur RF3 est caractérisé par des fonctions d'appartenances à trois sous-ensembles flous NB, EZ et PB. Dans notre cas, nous adoptons des fonctions d'appartenances ayant la forme triangulo-trapezoidale avec une matrice d'inférence complète (tableau III-5). Les formes des fonctions d'appartenance et les valeurs des gains d'adaptation des régulateurs flous sont déterminés après plusieurs tests de simulations.

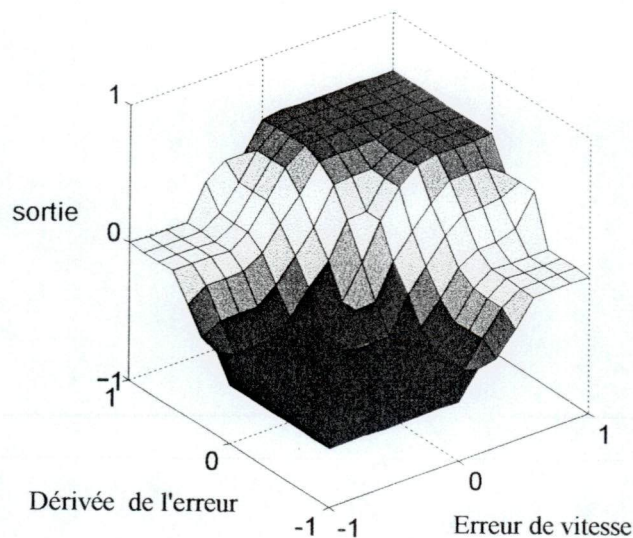


Figure III-16: surface caractéristique du régulateur RF3.

La figure III-16 représente la surface caractéristique de ce correcteur. Cette surface montre la variation de la variable de commande en fonction des variables d'entrées.

Dans notre étude, nous utilisons ce correcteur RF3 pour le réglage de vitesse. Pour une référence de vitesse de 100Rad/s, nous simulons le schéma représenté en figure III-17. Les résultats de cette simulation sont représentés dans la figure III-18. L'analyse de ces courbes de vitesse et de couple montre que la vitesse présente un temps de réponse de 0.5s. la comparaison de ces résultats à ceux obtenus avec un régulateur classique montre que le correcteur RF3 est moins performant que les régulateurs PI et IP. Cependant, le correcteur RF3 apporte une amélioration par rapport au rejet de perturbations. En effet l'application de la charge engendre une chute de 3%, alors que cette dernière est de 7% pour un régulateur IP.

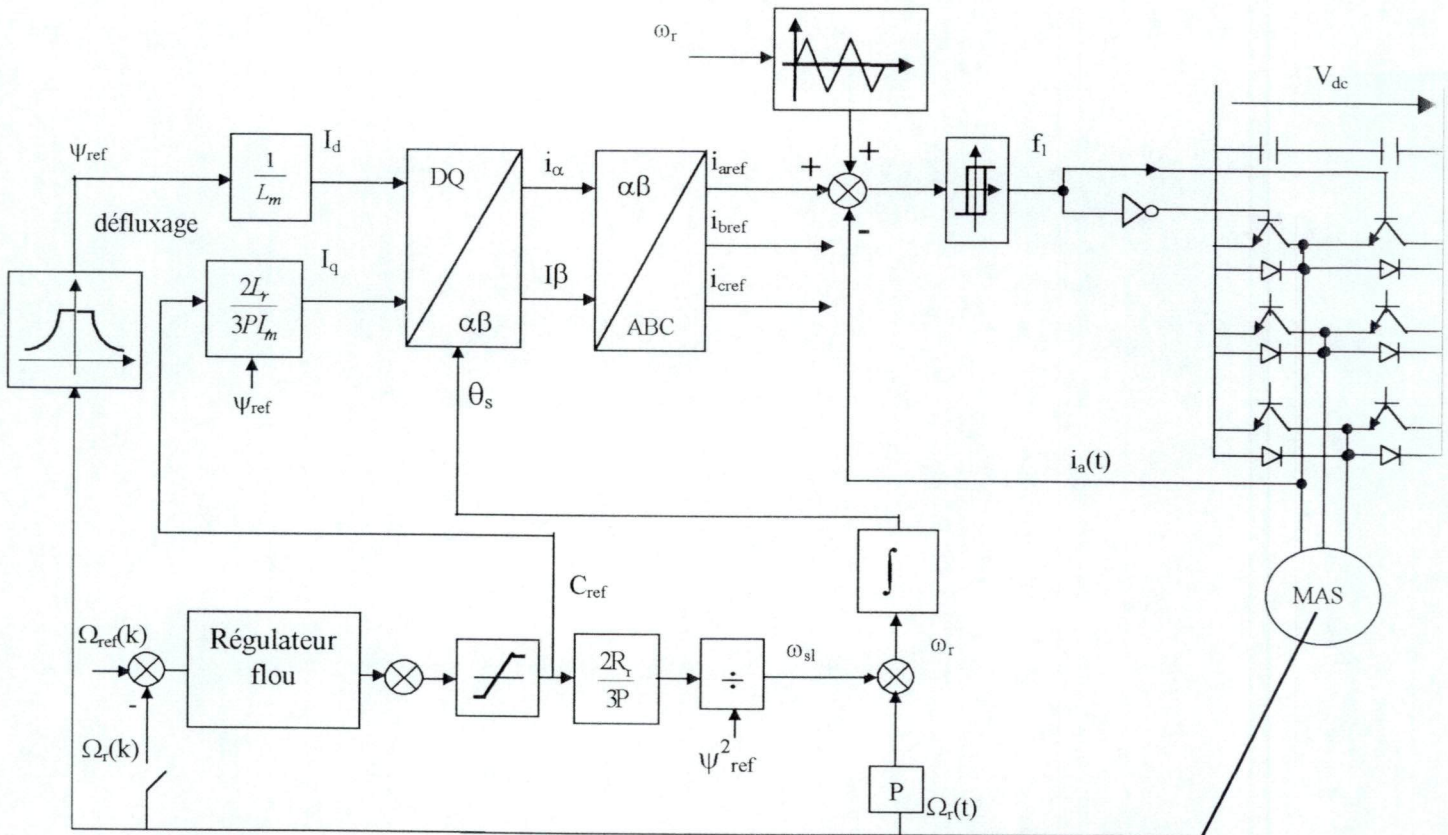


Figure III-17: Réglage flou de vitesse en boucle fermée de l'association onduleur- machine.

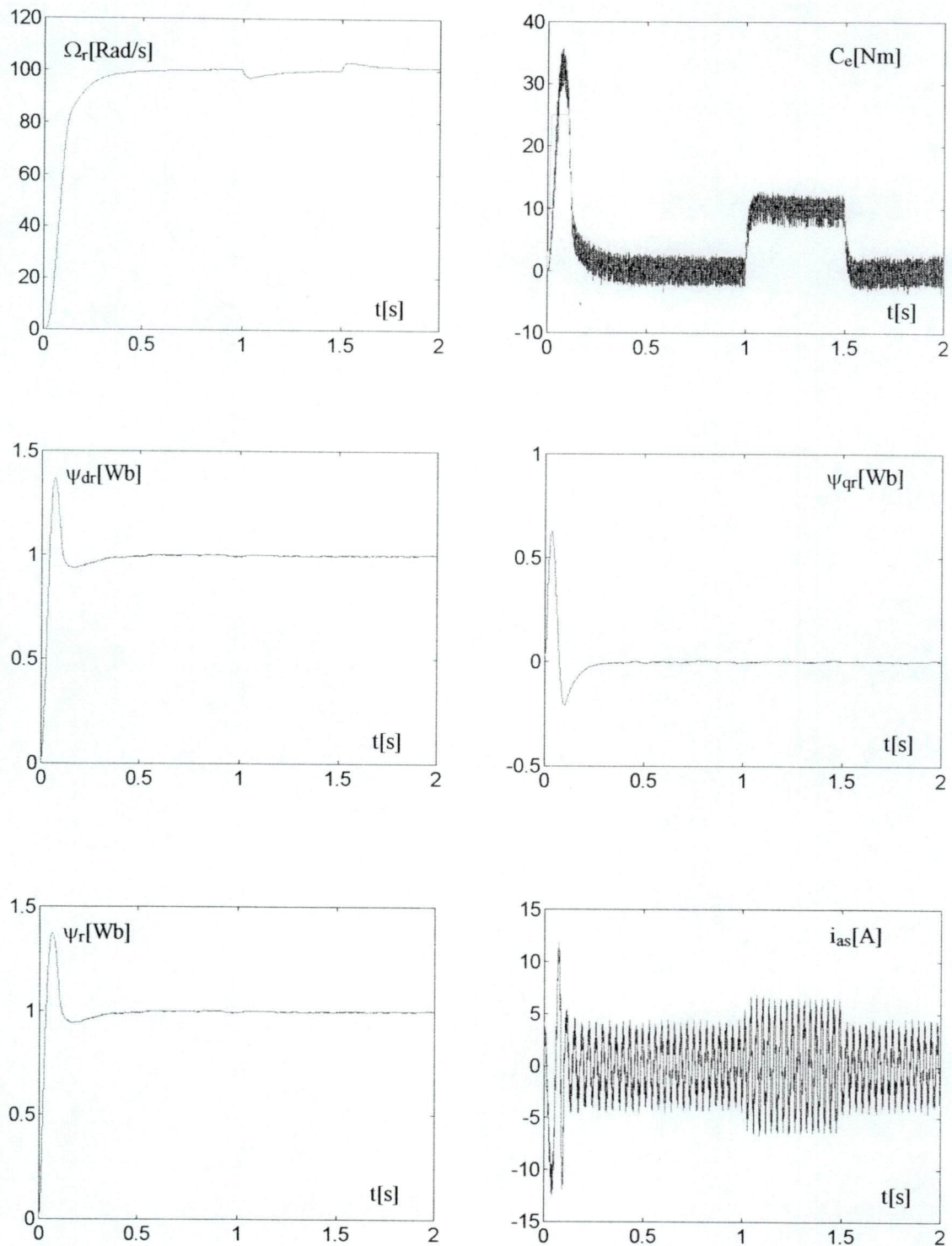


Figure III-18: Résultats de la régulation floue de vitesse avec application de la charge nominale de 0.5s à 1,5s ($\Omega_{ref}=100$ Rad/s). Cas d'un régulateur RF3.

III.3.5.2 Simulation de la commande avec correcteur à cinq fonctions d'appartenance triangulo-trapézoïdales (RF5)

Afin de tester les performances du régulateur flou avec une subdivision plus fine de l'univers de discours, nous examinons le cas de cinq fonctions d'appartenance. Pour ce correcteur les fonctions d'appartenance sont de type triangulo-sinusoidale. La matrice d'inférence est celle représentée au tableau III-6. La surface caractérisant ce correcteur est représentée à la figure III-19. Sur cette dernière, nous constatons un nombre de non-linéarité plus élevé que sur le correcteur RF3. Les résultats de simulation de ce correcteur sont donnés à la figure III-19. Ces courbes montrent que le temps de réponse est légèrement inférieur à celui de RF3. Lors de l'application de la charge, le temps de rejet de cette perturbation passa de 0.2s pour RF3 à 0.15s pour RF5

Base de règles U		<i>erreur(e)</i>				
		NB	NM	EZ	PM	PB
<i>de</i>	NB	NB	NB	NB	NM	EZ
	NM	NB	NB	NM	EZ	PM
	EZ	NB	NM	EZ	PM	PB
	PM	NM	EZ	PM	PB	PB
	PB	EZ	PM	PB	PB	PB

Tableau III-6: Matrice d'inférence complète à cinq sous-ensembles flous.

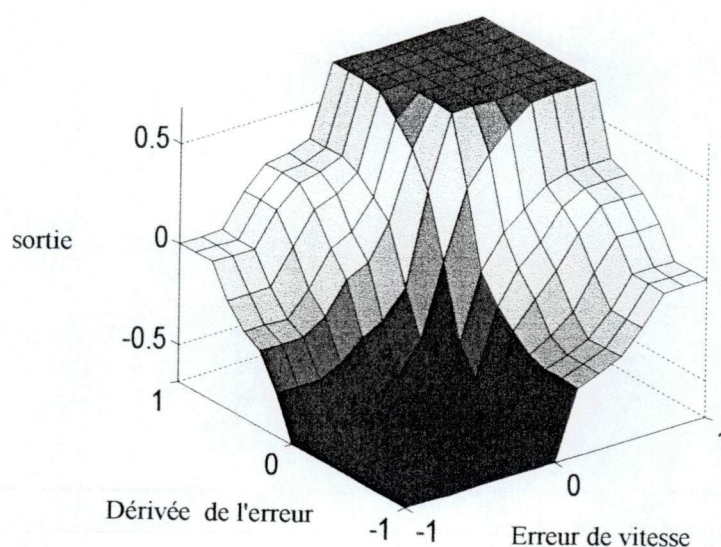


Figure III-19: surface caractéristique du régulateur RF5.

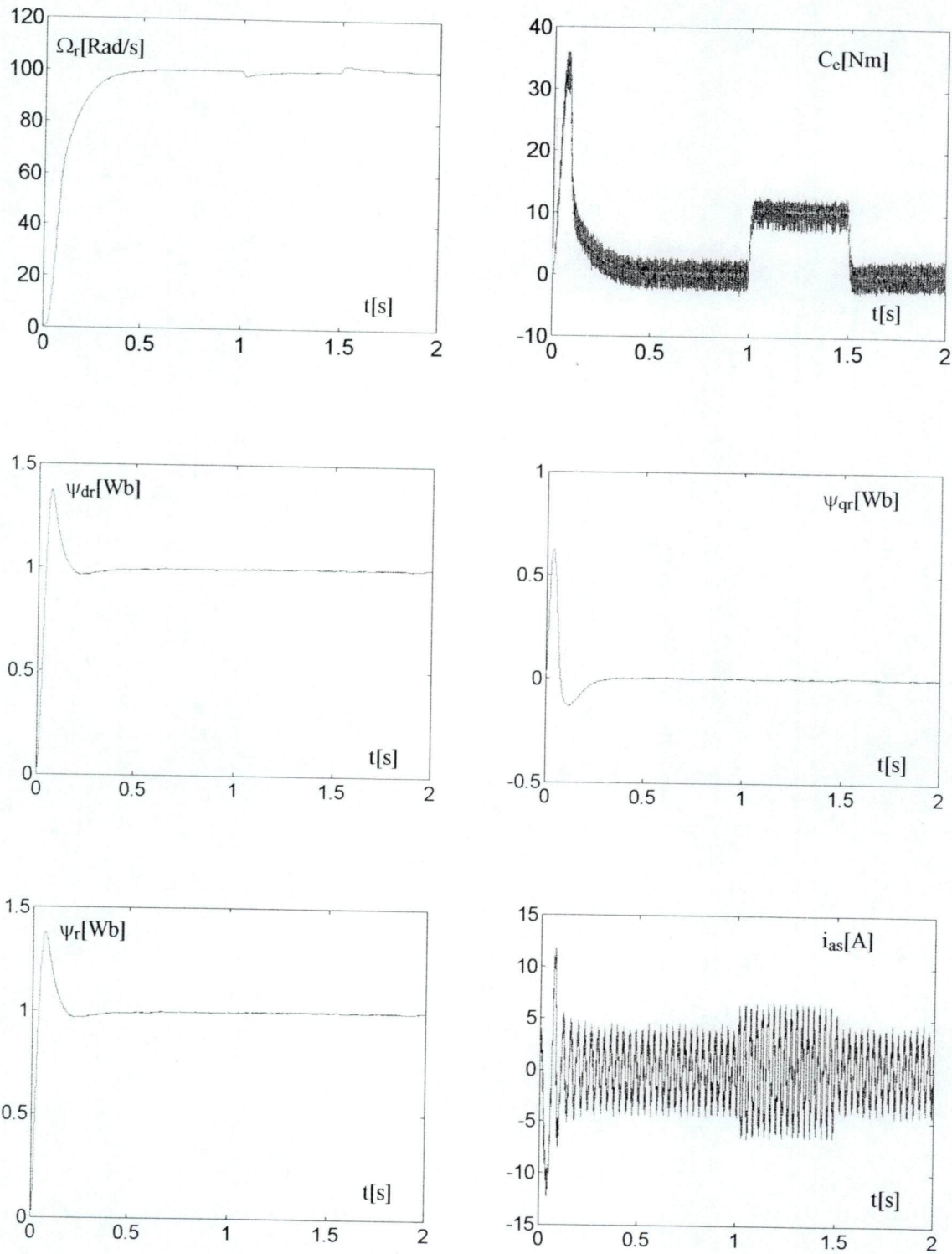


Figure III-20: Résultats de la régulation floue de vitesse avec application de la charge nominale de 0,5s à 1,5s ($\Omega_{ref}=100$ Rad/s) cas du régulateur RF5.

III.3.5.3 Simulation de la commande avec correcteur à sept fonctions d'appartenance triangulo-trapézoïdales (RF7)

Le schéma de contrôle simulé est celui présenté à la figure (III-17) en remplaçant le régulateur flou par le régulateur RF7 caractérisé par la surface de commande représentée en figure III-14. Les figures (III-21 et 22) montrent que l'allure de la courbe de vitesse est similaire à celle obtenue par un régulateur IP mais avec un temps de réponse plus faible (0.12s) et des dépassements négligeables. Cela s'explique par le caractère non-linéaire du régulateur flou. L'initialisation du flux est aussi plus rapide. La perturbation engendrée par l'application de la charge provoque une baisse de 1% de la vitesse avec rejet de perturbation presque instantané. Le couple développé oscille autour de sa référence. Au démarrage, le courant de référence atteint la valeur de 11A et se stabilise à 4.5A en régime permanent. Durant l'intervalle de l'application de la charge, le courant de phase enregistre une légère augmentation avec un faible couplage entre les variables internes de la machine.

Le figure III-23 représente l'inversion de vitesse. Ces résultats sont similaires à ceux obtenus avec la régulation classique. L'inversion est réalisée au bout de 0.25s et sans dépassement. Par ailleurs un pic de -5 Nm est observé durant l'inversion contre -25 Nm dans le cas de la régulation classique (PI et IP).

Afin de tester la robustesse de la commande vis-à-vis des variations de la résistance rotorique, nous avons simulé le schéma de la figure (III-17) avec RF7 dans le cas d'une variation de +100% de la résistance rotorique. A cet effet, une augmentation de +100% est introduite après 1 s du démarrage. Les résultats de cette simulation sont présentés dans la figure III-28 cela pour une référence de 1000Rad/s. Nous remarquons que le courant de phase enregistre une légère augmentation et que la vitesse reste insensible aux variations de R_r (baisse de 2% dans le cas d'un IP). On note également que le découplage est très affecté, en effet le flux augmente avec l'augmentation de R_r . le flux rotorique passe de 1Wb à 1.3Wb pour les vitesses de 100 Rad/s et 50 Rad/s.

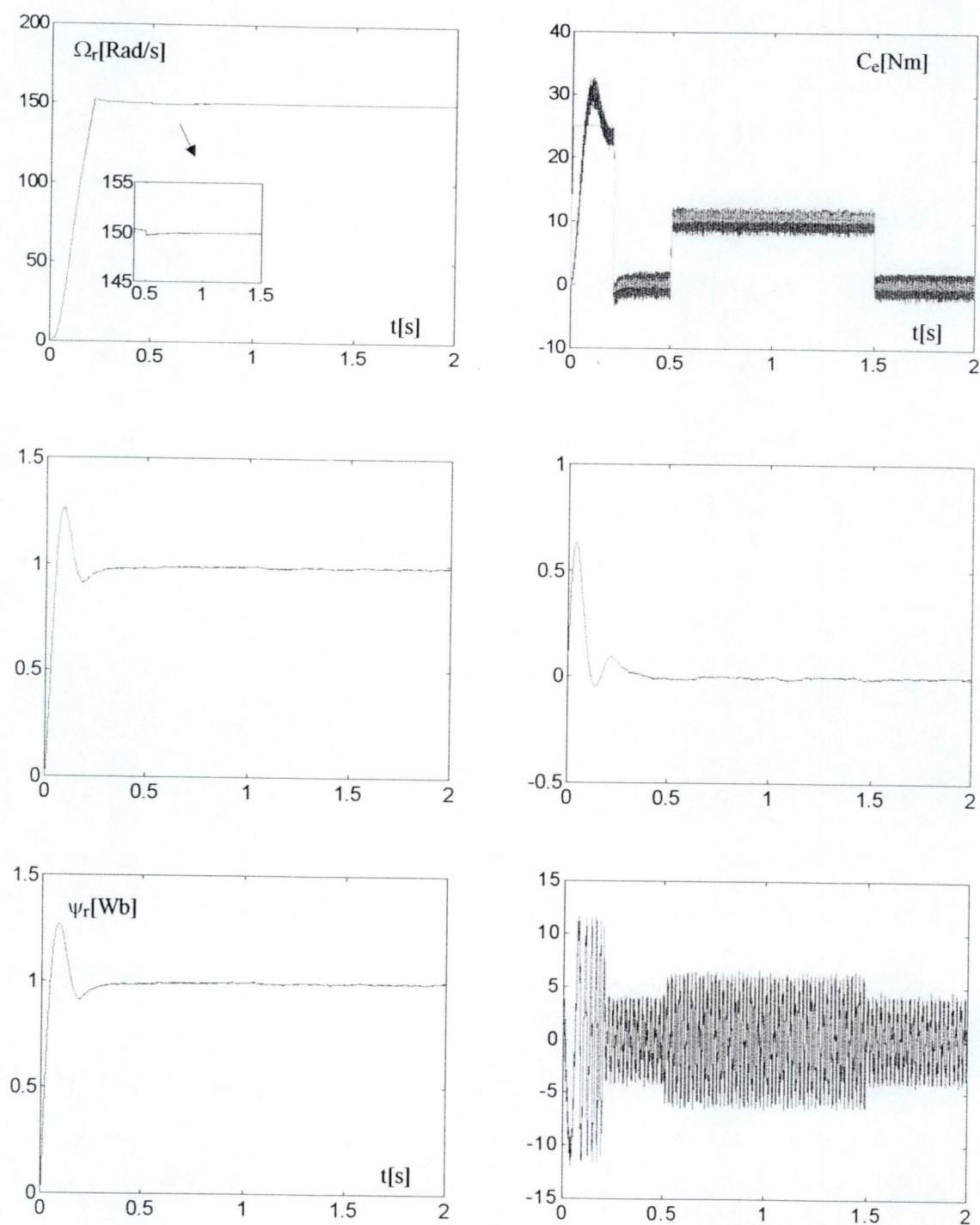


Figure III-21: Résultats de la régulation floue de vitesse avec application de la charge nominale de 0.5s à 1,5s (Cas du régulateur RF7, $\Omega_{ref}=150$ Rad/s)

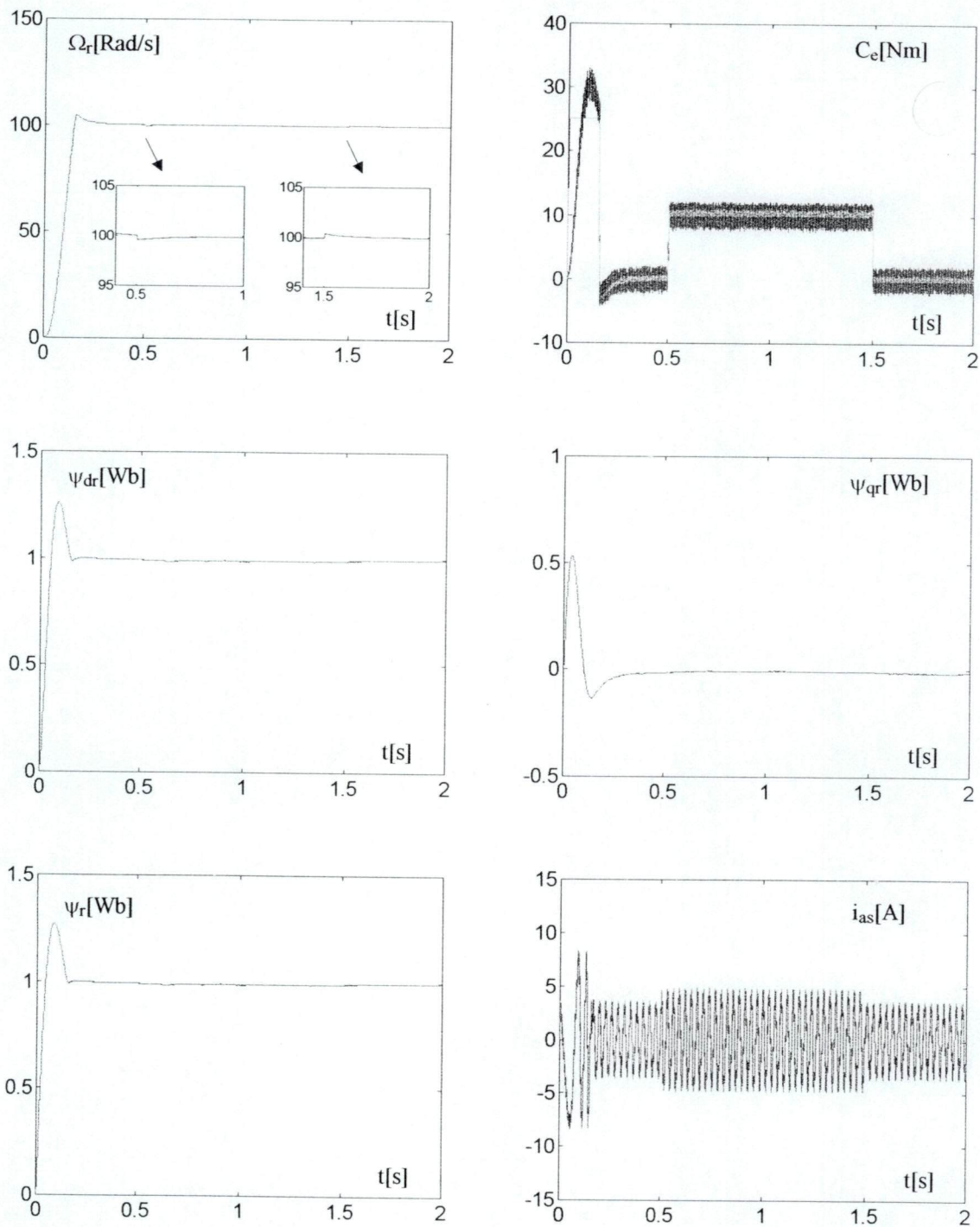


Figure III-22: Résultats de la régulation floue de vitesse avec application de la charge nominale de 0.5s à 1,5s (Cas du régulateur RF7, $\Omega_{ref}=100$ Rad/s)

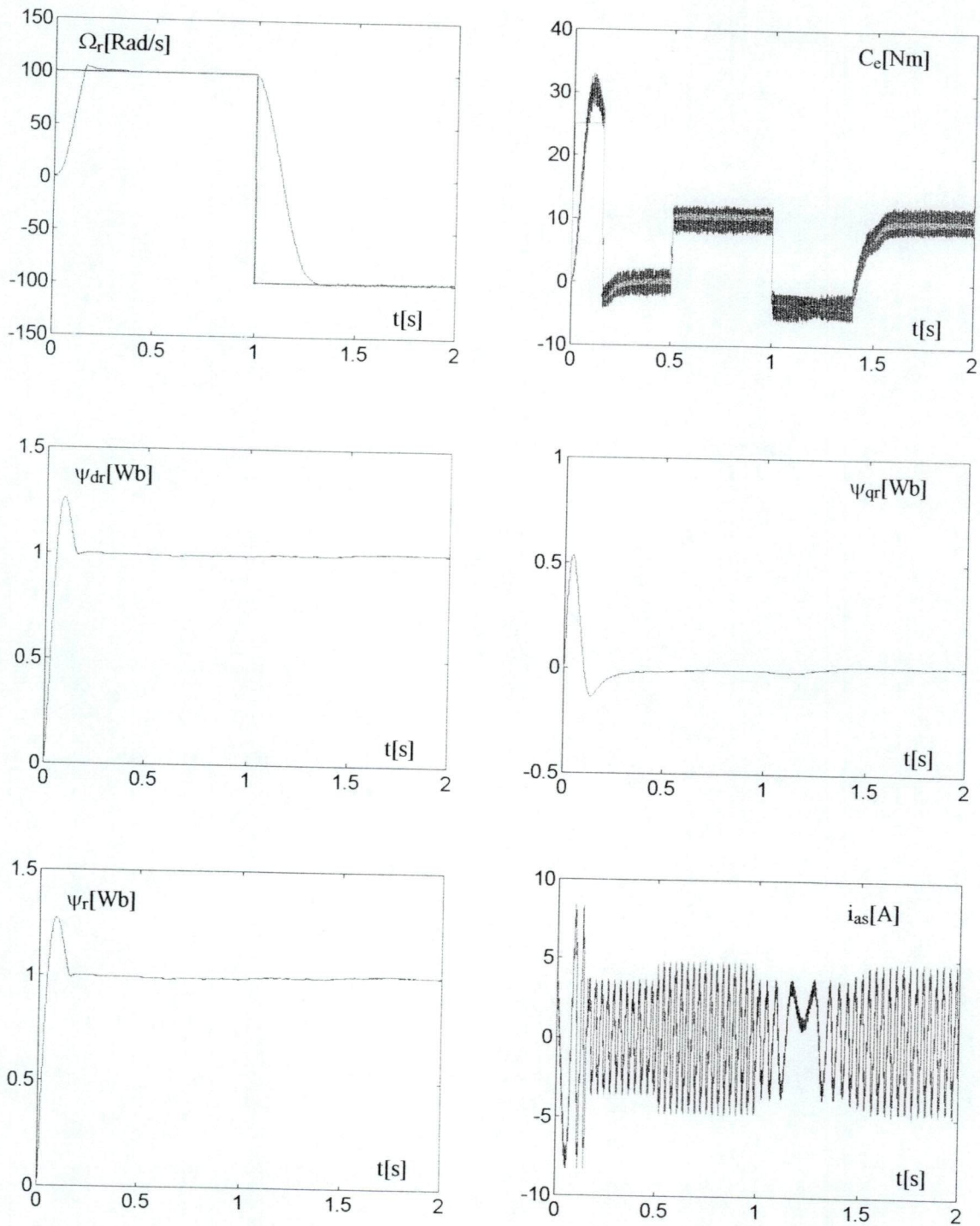


Figure III-23: Résultats de simulation de l'inversion de vitesse avec un régulateur flou et application de la charge nominale après 0,5s du démarrage. Cas du régulateur RF7.

III.3.5.3 Simulation de la commande avec correcteur à sept fonctions d'appartenance gaussienne (RFG)

Dans le but d'étudier les performances d'un régulateur flou dont les fonctions d'appartenance sont de forme gaussienne, nous avons conçu un régulateur caractérisé par sept fonctions. Ces dernières sont de forme de gaussienne (Figure III-24).

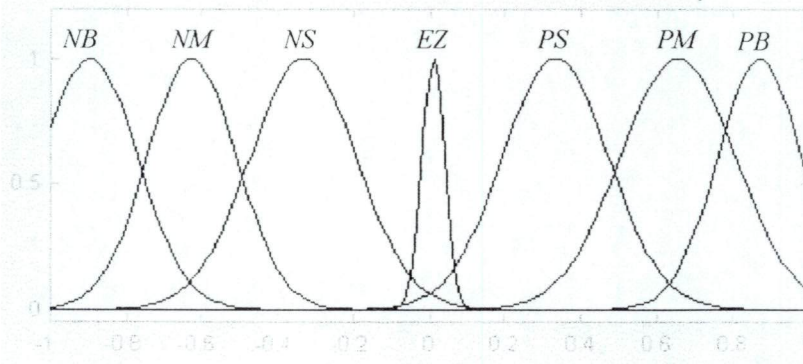


Figure III-24: Forme gaussienne des fonctions d'appartenance des variables d'entrées.

Pour des références de vitesse de 100Rad/s et 150Rad/s, nous avons simulé le schéma représenté à la figure III-17 avec ce correcteur (RFG) à la place du régulateur flou. Les résultats de simulation sont représentés dans les figures III-25 à 26. Ces courbes montrent un temps de réponse de vitesse de 0.14s. l'application de la charge provoque une baisse de 2% de sa référence. Cette perturbation est rejetée au bout de 0.15s. la comparaison avec le régulateur RF7 utilisant les fonctions triangulo-trapézoïdales montre que le régulateur RF7 est plus performant. En effet, le régulateur RF7 présente un temps de réponse plus faible (0.12s) et un rejet de perturbation instantané.

Le temps d'inversion est identique pour les deux régulateurs. L'inversion est réalisée au bout de 0.25s.

Le cas d'une variation de la résistance rotorique +100% est également étudié. Les résultats de cette simulation sont représentés en figure III-29. Ces courbes montrent que le découplage est affecté dans les mêmes proportions q'avec le régulateur RF7.

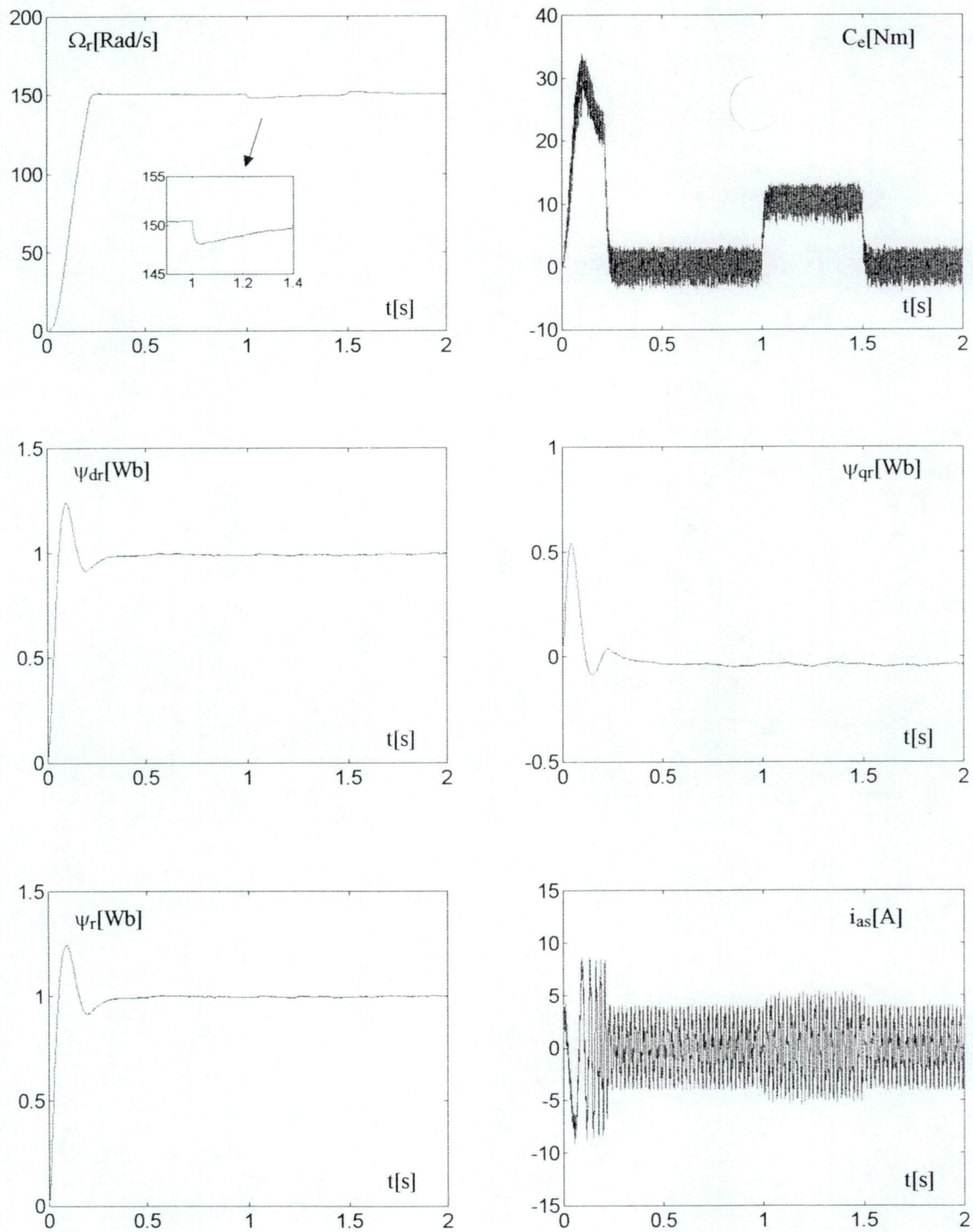


Figure III-25: Résultats de la régulation floue de vitesse avec application de la charge nominale de 0.5s à 1,5s (Cas du régulateur RFG, $\Omega_{ref}=150$ Rad/s)

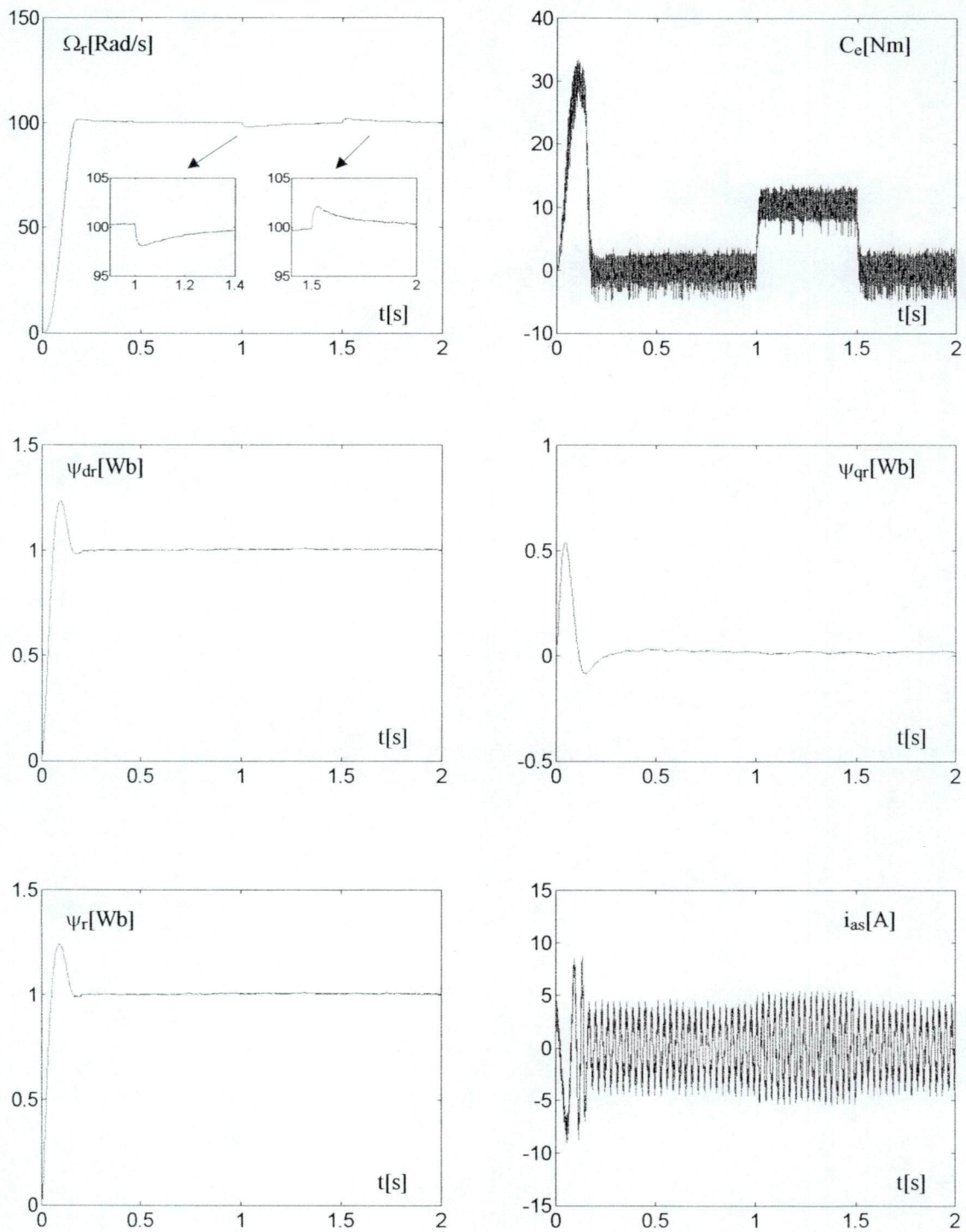


Figure III-26: Résultats de la régulation floue de vitesse avec application de la charge nominale de 0.5s à 1,5s (Cas du régulateur RFG, $\Omega_{ref}=100$ Rad/s)

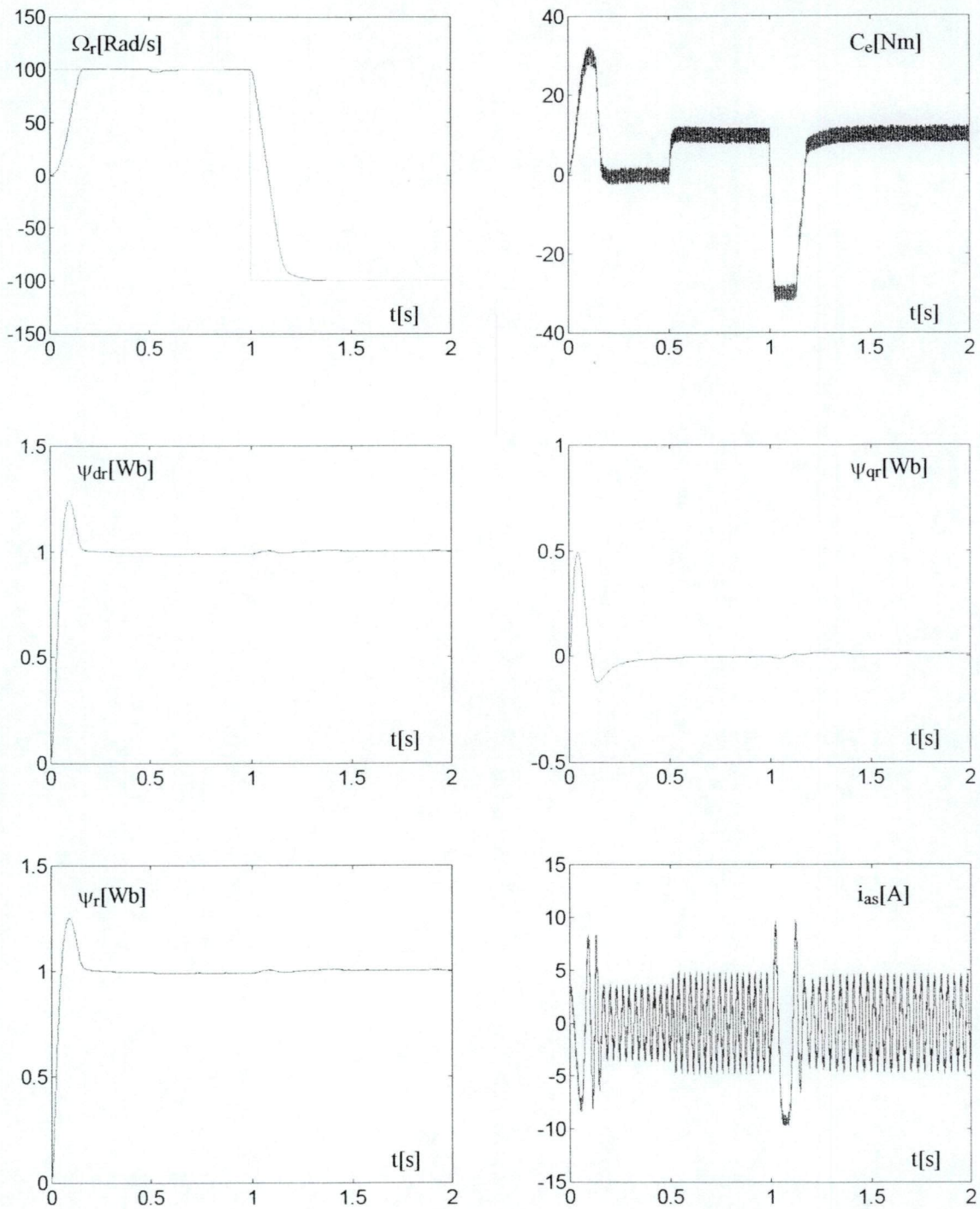


Figure III-27: Résultats de simulation de l'inversion de vitesse avec un régulateur flou et application de la charge nominale après 0,5s du démarrage. Cas du régulateur RFG.

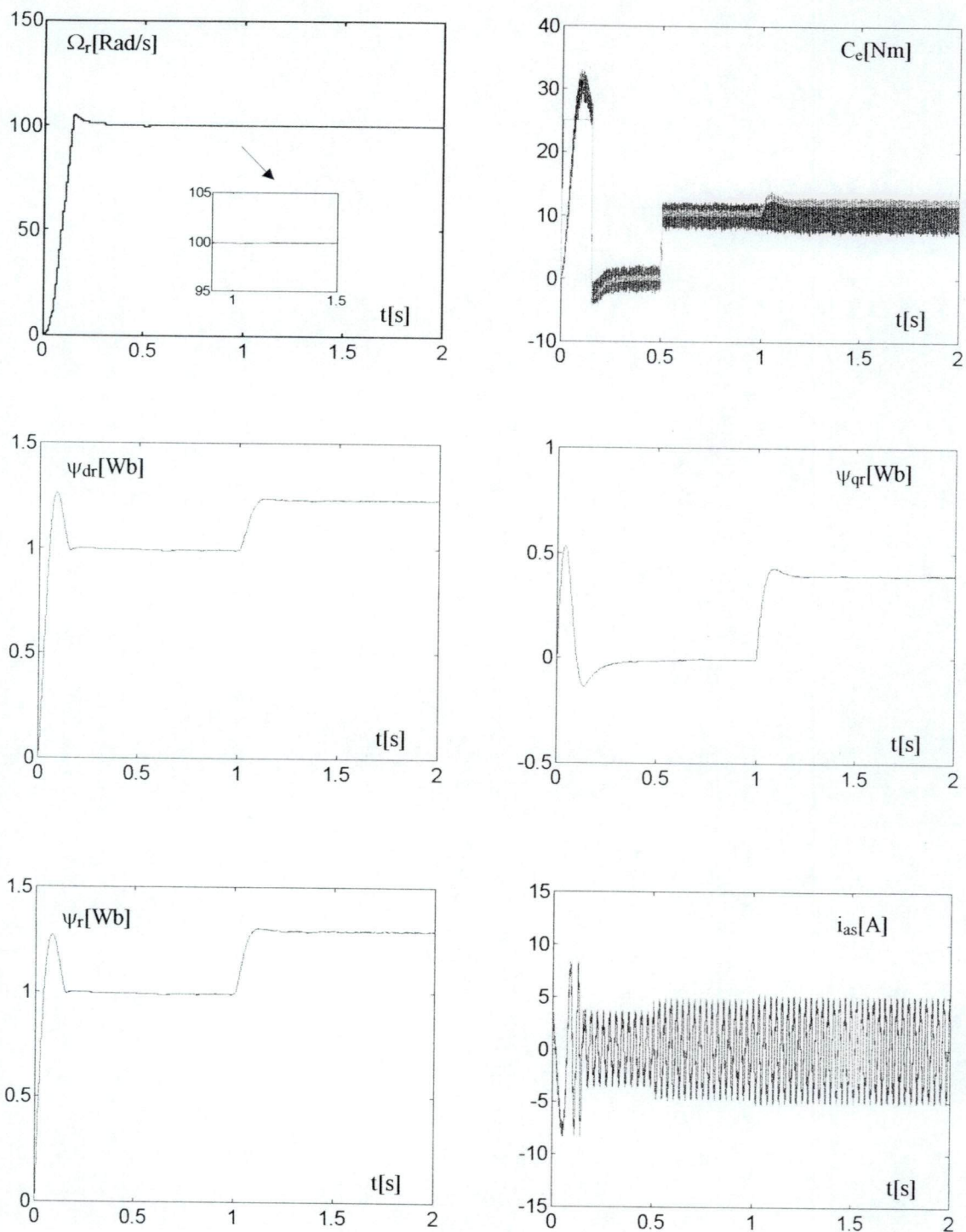


Figure III-28: Résultats de la régulation floue de vitesse avec application de la charge nominale à $t = 0.5$ s et variation R_r à $t = 1$ s ($R_r = 2 * R_r^*$). Cas du régulateur RF7.

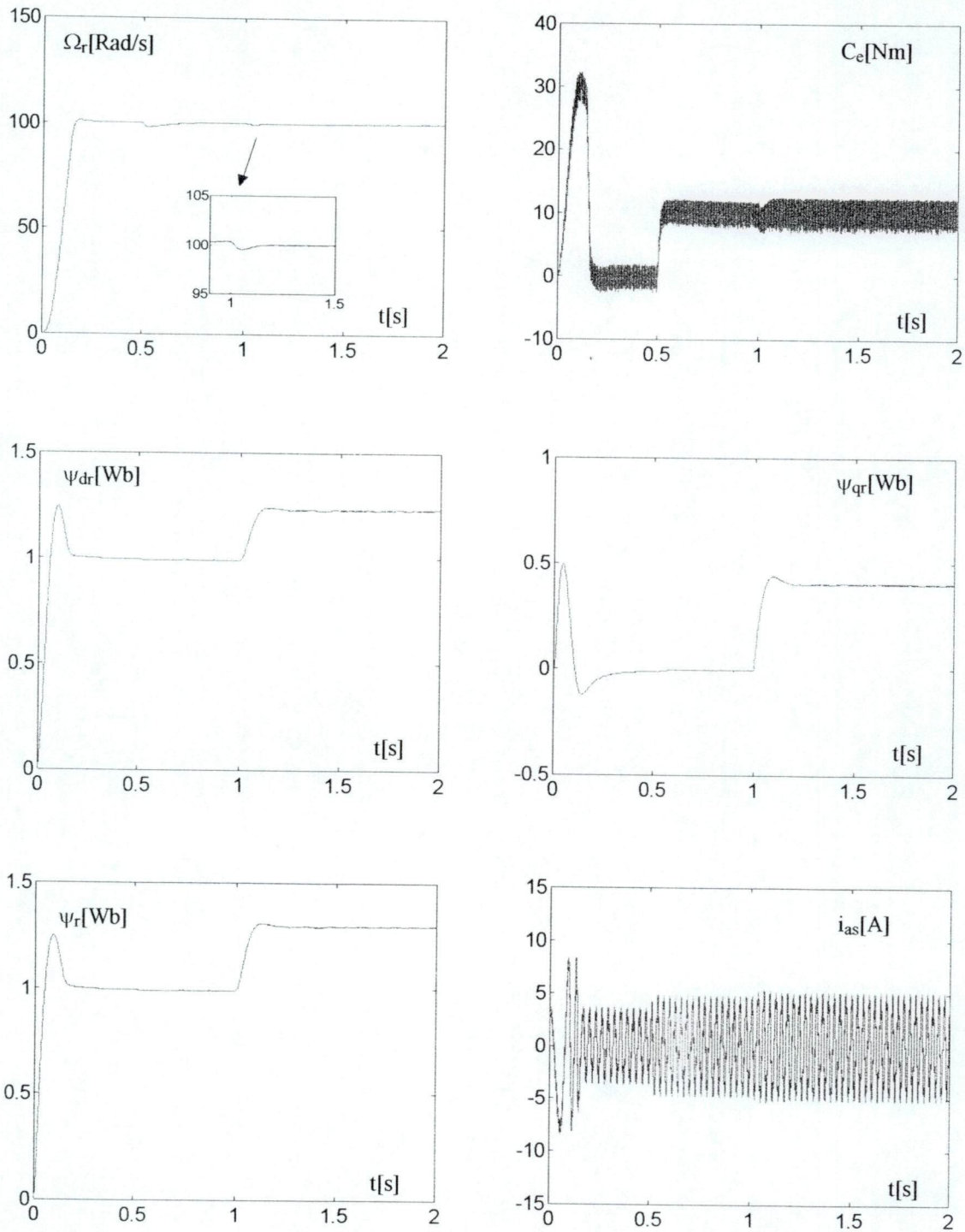


Figure III-29: Résultats de la régulation floue de vitesse avec application de la charge nominale à $t = 0.5$ s et variation R_r à $t = 1$ s ($R_r = 2 \cdot R_r^*$). Cas du régulateur RFG.

III.4 Commande vectorielle indirecte avec adaptation floue de la résistance rotorique

Afin d’assurer de bonnes performances en régime statique et dynamique, la connaissance précise des paramètres de la machine est indispensable. Comme on l’a déjà vu ces paramètres varient en fonction des conditions d’opération. Pour prendre en considération ces variations, plusieurs travaux de recherche ont été entrepris. Ces derniers ont donné naissance à plusieurs méthodes d’estimation et d’adaptation de ces paramètres, particulièrement la résistance rotorique à laquelle nous nous intéressons dans ce présent travail.

LJ. Garces fut le premier à introduire l’adaptation de la résistance rotorique pour l’amélioration des performances de la commande vectorielle indirecte. Dans son travail indiqué en référence [18], il a essayé d’apporter une solution au problème de variation de la résistance rotorique. Le principe de sa méthode consiste à estimer la résistance rotorique en se basant sur le calcul de la puissance réactive. En effet une variation de la résistance rotorique induit une variation de la puissance réactive. Cette dernière variation est exploitée pour estimer R_r . Cependant, étant donné que la puissance réactive est mal définie en régime non-sinusoidal, l’utilisation de cette méthode n’est pas recommandée.

De leur coté CC Chang et H.Wang [8] proposent une méthode pour la compensation des effets de la variation de la résistance rotorique. Cette méthode est également basée sur la connaissance de la puissance réactive d’où le même inconvénient.

Dans le but d'un découplage parfait, le recours à un régulateur flou pour une correction en ligne de la vitesse de glissement est étudié par [48].

Dans la suite de notre travail, nous proposons une méthode [51] d’adaptation floue de la résistance rotorique. Le Principe de cette méthode consiste à utiliser deux correcteurs flous, le premier pour la régulation de vitesse, le second pour l'adaptation de la résistance rotorique. Les entrées du deuxième régulateur sont l'erreur de vitesse, en valeur absolue, et l'erreur du courant ($\Delta i_{qs} = i_{qs}^* - i_{qs}$) comme l'indique le schéma de la figure III-30.

Les règles d'inférence du régulateur flou pour l'adaptation de R_r sont regroupées dans le tableau suivant:

Base de règles	Δi_{qs}^*							
	U	NG	NM	NP	EZ	NP	NM	NG
e	EZ	PG	PM	PP	EZ	PP	NM	NG
	PP	NP	NP	NP	NM	NM	NM	NG
	PM	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA
	PG	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tableau III-7 : Matrice d'inférence du régulateur de R_r .

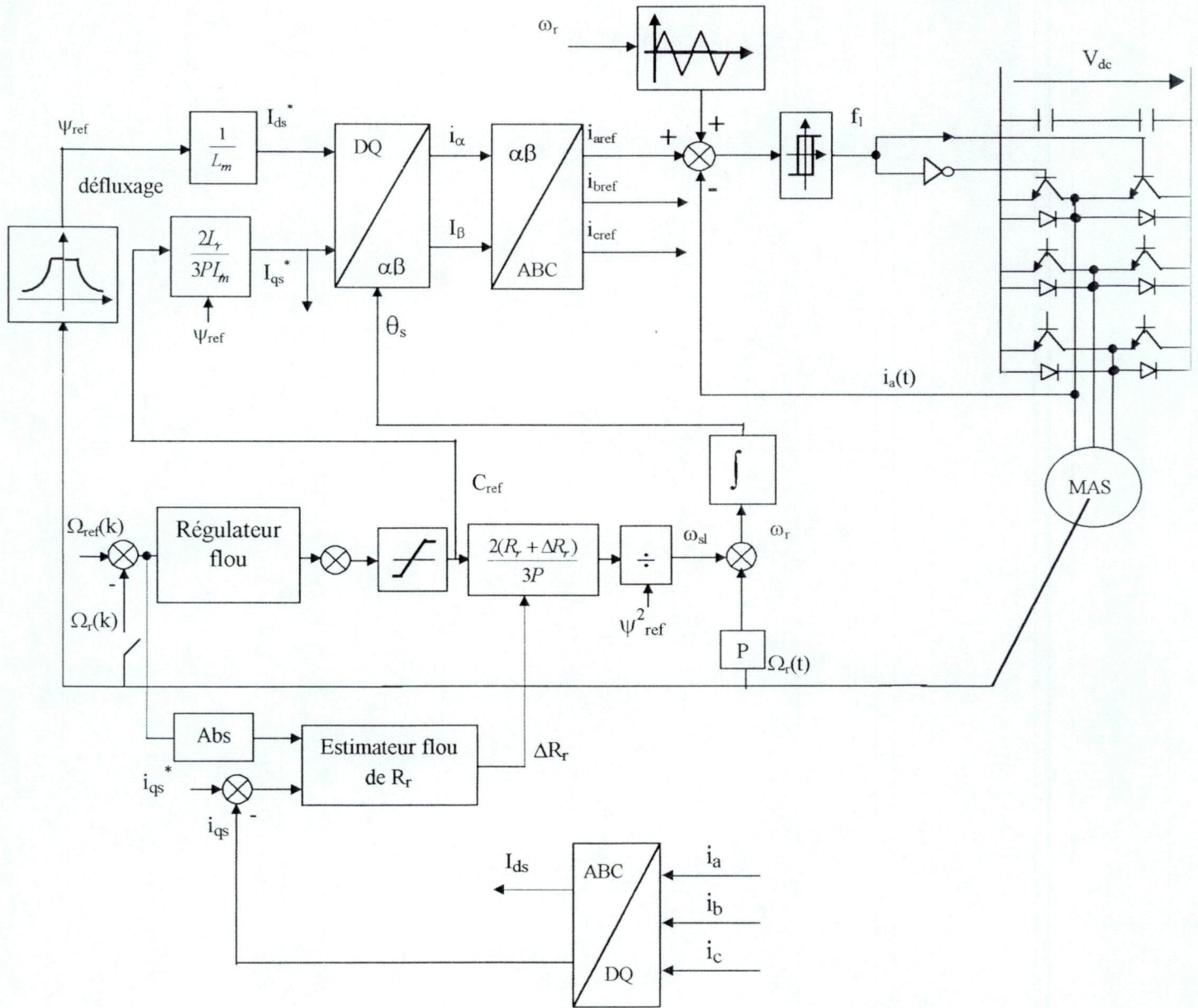


Figure III-30: Schéma de régulation de vitesse avec adaptation de la résistance rotorique.

III.4.1 Résultats de simulation

Dans le but d'étudier l'efficacité de la méthode présentée, nous avons simulé le schéma présenté à la figure III-30. Les résultats de ces simulations sont donnés dans les figures III-31, III-32, III-33, et III-34. Sur ces figures, nous remarquons que les performances de la régulation de vitesse sont identiques au cas d'un seul régulateur flou de vitesse. L'augmentation ou la diminution de la résistance rotorique provoque une légère perturbation du flux. Cette perturbation est corrigée rapidement par le régulateur de R_r qui adapte la valeur de la résistance dans le bloc de découplage à la valeur réelle de la machine.

Nous constatons également que le couple suit sa référence et cela malgré l'introduction de la variation le découplage est maintenu et la machine asynchrone fonctionne comme une machine à courant continu à excitation séparée.

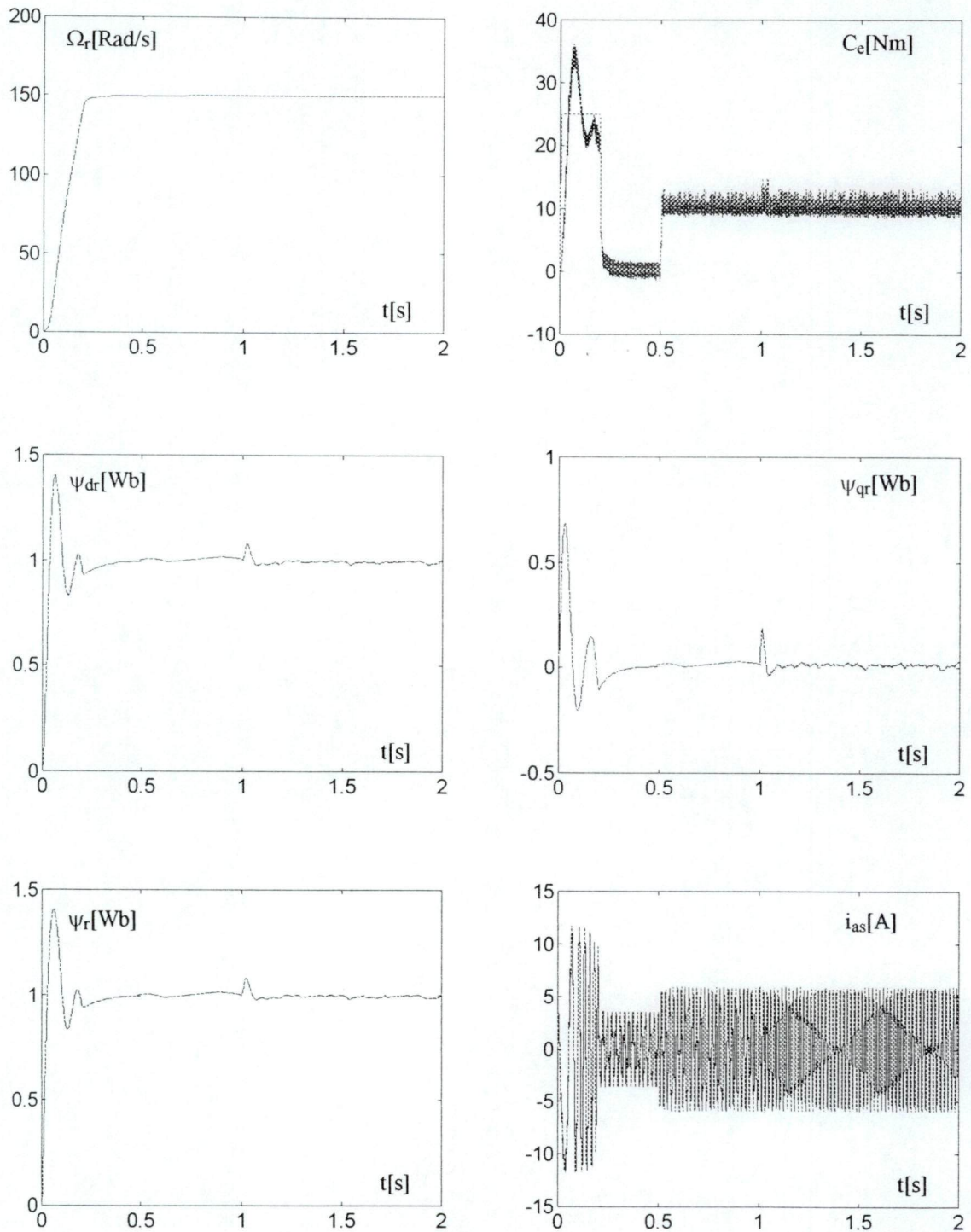


Figure III-31: Résultats de la régulation floue de vitesse avec adaptation de la résistance rotorique. Application de la charge nominale à $t=0.5$ s et variation R_r à $t=1$ s ($R_r=2 \cdot R_r^*$) avec le régulateur RF7.

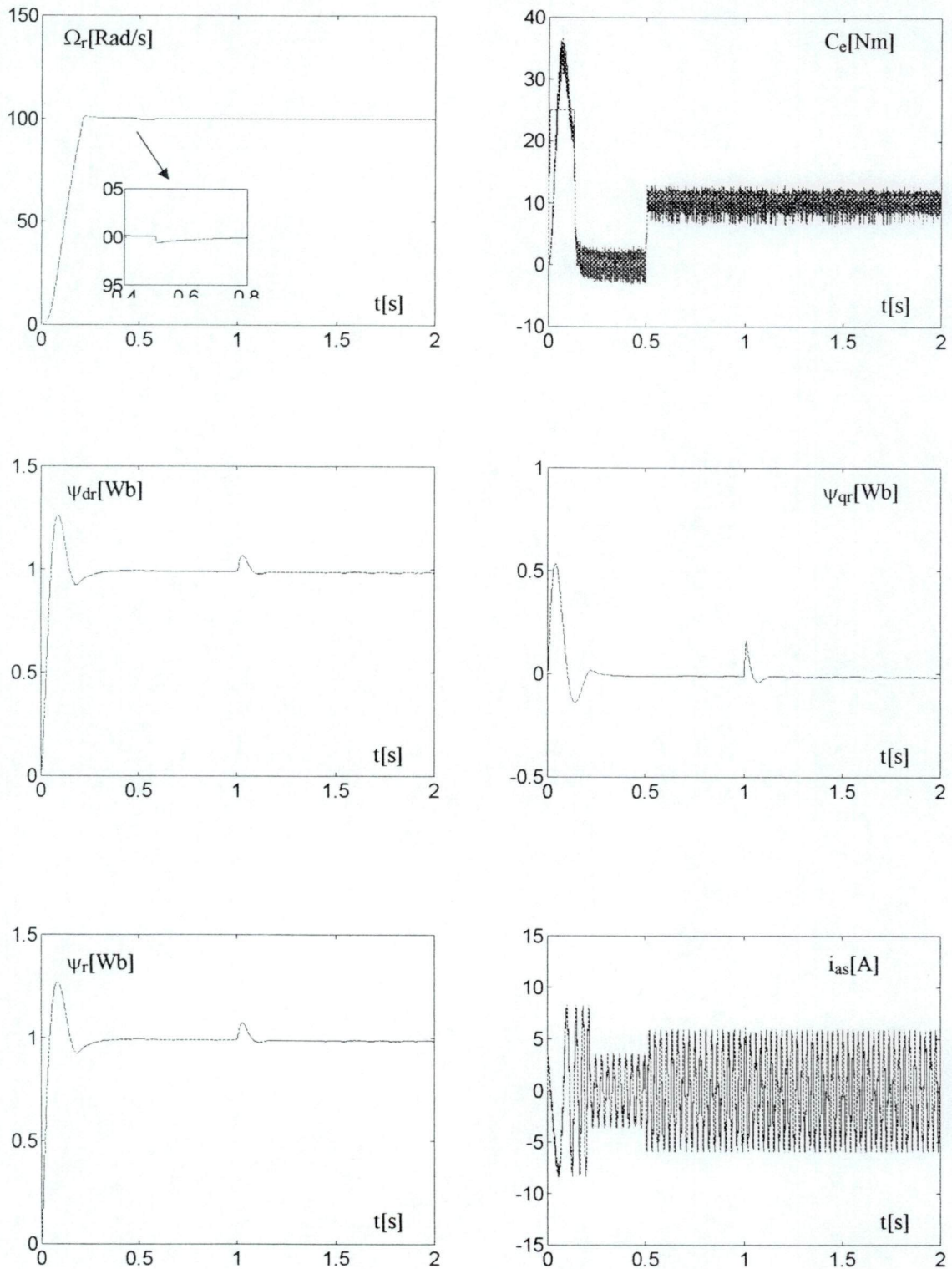


Figure III-32: Résultats de la régulation floue de vitesse avec adaptation de la résistance rotorique. Application de la charge nominale à $t=0.5s$ et variation R_r à $t=1s$ ($R_r=2*R_r^*$) avec le régulateur RF7..

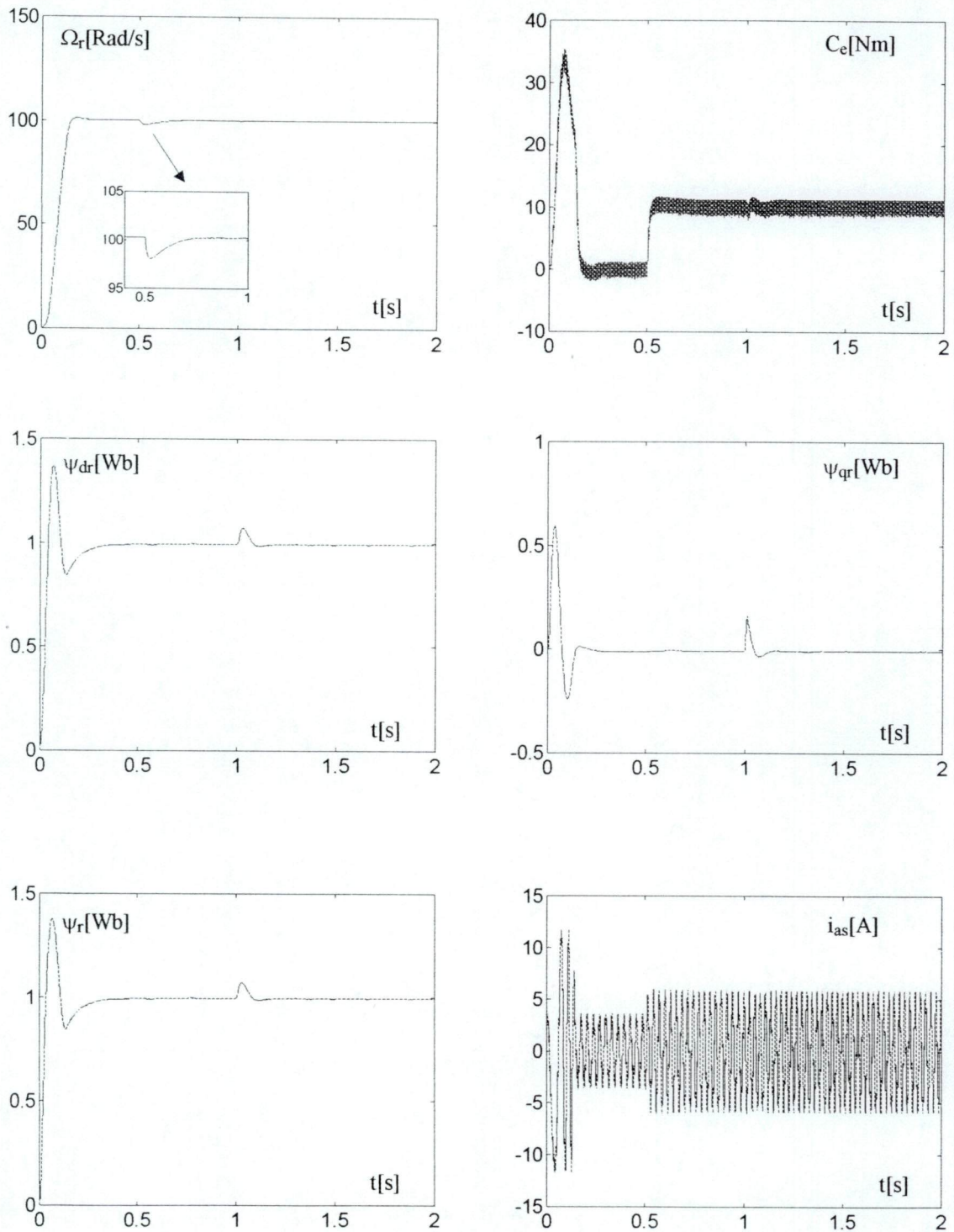


Figure III-32: Résultats de la régulation floue de vitesse avec adaptation de la résistance rotorique. Application de la charge nominale à $t=0.5$ s et variation R_r à $t=1$ s ($R_r=2 \cdot R_r^*$). Cas du régulateur RFG

III.5 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé les notions fondamentales de la logique floue. Nous avons également défini la structure de notre correcteur flou de vitesse, puis d'adaptation de la résistance du rotor. Nous constatons qu'en général, les régulateurs flous conviennent parfaitement aux systèmes non linéaires, dont les paramètres sont mal définis. Au niveau de ce dernier chapitre, nous avons effectué une simulation de la commande vectorielle en remplaçant les correcteurs classiques de vitesse par des correcteurs flous.

La comparaison des résultats de simulation, de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone, par des régulateurs flous avec ceux obtenus pour des régulateurs classiques a été faite. De cette dernière, il ressort que la régulation floue peut remplacer la régulation classique avec gains sur les performances. La régulation floue permet d'obtenir des réponses très rapides et des commandes robustes. En effet le régulateur flou peut être vu comme un régulateur PI qui adapte ses gains en fonction du point de fonctionnement.

La régulation floue est pratiquement insensible aux variations de la charge, toutefois une variation de la résistance rotorique conduit à un couplage entre les variables internes de la machine. Afin d'obvier à cet inconvénient, une méthode d'adaptation de la résistance rotorique est proposée dans la dernière partie de ce chapitre. Cette méthode consiste à ajuster la valeur de la résistance rotorique, utilisée dans le calcul de la vitesse de glissement donc de la position du flux, à la résistance réelle de la machine. Cette méthode permet de garder le découplage même après variation de la résistance rotorique.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le but de ce travail est d'étudier la commande vectorielle des machines asynchrones alimentées à travers un onduleur en courant commandé par la technique hystérésis, ainsi que l'apport de la logique floue dans le domaine de commande des machines asynchrones.

Nous avons commencé par une modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant et en tension. L'introduction de la transformation de Park a permis de simplifier cette modélisation.

A l'issue de ce travail, nous pourrions dire que la commande vectorielle est un outil puissant pour la commande des machines asynchrones. En effet l'orientation du flux rotorique permet un découplage parfait entre les armatures de la machine. Nous avons également vérifié que ce découplage est maintenu même dans le cas d'une alimentation non sinusoïdale.

Dans ce mémoire, nous avons présenté les principes fondamentaux de la commande vectorielle. Nous nous sommes principalement intéressés à la commande vectorielle indirecte vu qu'elle est la plus répandue du fait qu'elle permet l'élimination de l'estimateur du flux. L'emploi de la technique d'hystérésis produit des harmoniques aux niveau des courants de phases de la machine se manifestant par des pulsations sur le couple électromagnétique développé.

Deux techniques de réglage linéaire de vitesse ont été présentées. La comparaison de leurs résultats met en évidence l'apport du régulateur IP par rapport au PI dans la compensation d'une perturbation de la charge. Les résultats obtenus par simulation ont montré que le régulateur IP rejette rapidement la perturbation. Cependant, les performances obtenues, par ces deux types de régulateurs, se dégradent dans le cas d'une erreur d'identification des paramètres de la machine ou de leur variation pendant le fonctionnement. En effet, une erreur sur les paramètres de la machine conduit inévitablement à une perte du découplage ce qui engendre la dégradation des performances.

Vu cet inconvénient, la logique floue qui est une technique de réglage non-linéaire est introduite comme solution éventuelle à ce problème. C'est une technique particulièrement utile aux systèmes mal identifiés ou difficiles à modéliser. La logique floue possède une large gamme d'applications. Dans notre travail, nous nous sommes restreints à la régulation de vitesse en introduisant un régulateur flou à la place des régulateurs classiques.

Le régulateur flou qui est simple de conception permet d'intégrer les connaissances des experts et l'expérience de l'opérateur. La comparaison des résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone par des régulateurs flous avec ceux obtenus par des régulateurs classiques a été faite. De cette dernière, il ressort que l'utilisation

de la logique floue à la régulation de vitesse d'une machine asynchrone permet d'améliorer les résultats obtenus avec les régulateurs classiques et cela pour différents points de fonctionnement. En effet, le régulateur flou présente un faible temps de réponse et rejette rapidement la perturbation. Donc le régulateur flou peut remplacer le régulateur classique avec gains sur les performances, étant donné que le régulateur flou peut être considéré comme un régulateur PI qui adapte ses gains en fonction du point de fonctionnement.

La régulation floue est pratiquement insensible aux variations de la charge, toutefois, la variation des paramètres de la machine provoque la perte du découplage. La résistance rotorique étant le paramètre le plus affecté lors du fonctionnement de la machine, son adaptation s'avère nécessaire. Ce problème a fait l'objet de plusieurs recherches d'où plusieurs méthodes d'adaptation. Certaines nécessitent un matériel sophistiqué, d'autres des algorithmes de calcul difficiles à implémenter et lourds en temps de calcul ou bien ne sont valables que dans le cas d'une alimentation sinusoïdale. Dans notre cas nous avons proposé une méthode d'adaptation de la résistance rotorique basée sur la logique floue. Son principe consiste à corriger la constante de temps rotorique à partir de l'erreur du courant i_{qs} . Cette méthode présente l'avantage d'être simple et de ne pas nécessiter un matériel supplémentaire.

Lors de son application à notre système de commande, les résultats obtenus sont satisfaisants. Le découplage reste assuré malgré la variation des paramètres de la machine. Le fonctionnement de la machine asynchrone devient alors similaire à celui d'une machine à courant continu même avec une variation de ses paramètres.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Y. Ait Gougam**, " Régulation par logique floue d'une PMSM alimentée par onduleur de tension commandé en courant " COMAEI, Bejaia 1998.
- [2] **P. Barret**, " Régimes transitoires des machines tournantes électriques ", Cours de l'école supérieure d'Electricité, Eyrolles, 1982.
- [3] **K. Benmansour** " étude et implantation des contrôleurs robustes et flous d'une machine synchrone a aimants permanents avec pilotage vectoriel." Thèse de magistère EMP 1999.
- [4] **H. Buhler**, " Electronique de réglage et de commande ", Dunod 1989.
- [5] **H. Buhler** " réglage échantillonné", T1, 1983, Presse polytechnique, Romand.
- [6] **H. Buhler**, " Réglage par logique floue ", presses polytechniques et universitaires romandes 1994.
- [7] **B. K. Bose**, "Power electronics and AC drives" Ed. Prentice hall 1986
- [8] **C.C. Chang, H. Wang**, " An effective method for rotor resistance identification for high- performance induction motor vector control " IEEE transactions on industrial electronics, VOL 37, N°6, dec 1990.
- [9] **K. H. Chao, C.M. Liaw**. " Fuzzy robust speed controller for detuned field-oriented induction motor drive". IEE proceeding electronics power application, VOL. 147 N°1, January 2000.
- [10] **J. Chatelain**, " Machines électriques" Traite d'électricité Volume X, presse polytechnique de romandes 1989.
- [11] **M. Dessoude**, " Moteurs asynchrones choix et problèmes connexes". Techniques de l'ingénieur, D 3 490.
- [12] **D. Diallo**, " Commande vectorielle des machines asynchrones pour l'attraction ferroviaire ", Thèse de doctorat à l'INP de Grenoble, 1993.
- [13] **A. Djahbar**, " Sur l'application de commandes adaptatives à une machine asynchrone alimentée en courant avec pilotage vectoriel " Thèse de magistère, ENP 1998.
- [14] **D. Driankov, H. Hellendoorn, M. Reinfrank**, "Introduction to fuzzy control ", Ed. springer verlog 1993.
- [15] **J.M. Flaus**, " La régulation industrielle " Ed. Hermes 1994.
- [16] **B. Fornel**, "Alimentation des machines asynchrones". Techniques de l'ingénieur, D 3620.
- [17] **Y. Fu**, " Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées ", Thèse de doctorat de l'université de Montpellier II, mars 1991.
- [18] **L.J. Garces** " Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor " IEEE transactions on industry applications, VOL. IA-16, N°2, pp 173-178, March/April 1980.

- [19] **G. Grellet**, G. Clerc, " Actionneurs électriques" Ed. Eyrolles 2000.
- [20] **J.P. Hautier**, P.J. Faucher, J.P. Caron, " *Modélisation et commande de la machine asynchrone* ", Ed. technip-paris1995.
- [21] **B. Heber**, " *Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field-oriented induction machine drive*" IEEE transactions on power electronics, VOL 12,N°5,pp 772-778, septembre 1997.
- [22] **M. Jamshidi, N. Vadiée, T. Ross**, " Fuzzy logic and control". Ed. Prentice hall 1993.
- [23] **K. Jellassi**, " *Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté* ", Thèse de doctorat à l'INP de Toulouse,1991.
- [24] **J. Kacprzyk**, "Multistage fuzzy control". Ed. Wiley 1997.
- [25] **M.P Kazmierkowski**, " *Automatic control of converter fed drives* ", Ed. Elsevier 1994.
- [26] **M.P Kazmierkowski** " *Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverted-fed Induction motor drives*" IEEE transactions on industrial electronics, VOL 42,N°4, pp 344-349, August 1995.
- [27] **M.P Kazmierkowski** " *Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters : A survey*" IEEE transactions on industrial electronics, VOL 45,N°5, pp 691-702, octobre 1998.
- [28] **R. Ketata**, " *Méthodologie de régulation numérique incluant la logique floue* ", Thèse de doctorat, CNRS, Toulouse, juillet 1992.
- [29] **P.C.Krause** " *Analysis of electric machinery* " Edition MC GrawHill 1987.
- [30] **B. Kwon**, T.Kim, J. Youm, " A novel SVM-based hysteresis current controller" IEEE transactions on power electronics, VOL 13,N°2, pp 297-307, March 1998.
- [31] **Lajoie, Mazenc**, " *Les techniques de commande vectorielle de machines asynchrones destinées à la variation de la vitesse à haute performance* ", copyright EDF 1992 ISSN1161-0581.
- [32] **T. Lechani**, F. Laouad, H. Fekhar " *Commande vectorielle avec amélioration des performances par l'introduction d'un régulateur flou de vitesse* " CIP'2001. CDTA Juin 2001.
- [33] **G. Liaw**, " A robust speed controller for induction motor drives " IEEE transactions on industrial electronics, VOL 41,N°3, pp 308-315, June 1994.
- [34] **R. Longchamp**, " *Commande numérique des systèmes dynamiques*" Ed. presses polytechniques et universitaires romandes1995.
- [35] **M. Loudini**, " *Modélisation, analyse et méthodologie de commande linguistique floue d'un bras manipulateur de robot flexible* " Thèse de Magistère , ENP 1997.
- [36] **J. P. Louis**, C. Bergmann, " *Commande numérique, Régimes intermédiaires et transitoires*". Techniques de l'ingénieur, D 3 643.

- [37] **N. Madani**, " *Contribution à l'étude de la commande vectorielle avec réglage linéaire et par mode de glissement d'une machine asynchrone* ", Thèse de magistère, Université de Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou 1996.
- [38] **L. Maret**, " *Régulation automatique*", presses polytechniques de romandes 1987.
- [39] **G. Pasqualini**, "Alimentation par convertisseurs statiques: régimes transitoires". Techniques de l'ingénieur, D 3 562.
- [40] **K. Rahman**, M.Khan, M. Choudhury, "Variable-Band hysteresis current controllers for PWM voltage-source inverters" IEEE transactions on power electronics, VOL 12,N°6, pp 964-970, November 1997.
- [41] **S. Rehahla**, " *Etude de la commande d'une machine asynchrone par la technique du flux orienté* ", Thèse de magistère, ENP, 1996.
- [42] **B. Robyns**, " Commandes numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif " Thèse de doctorat de l'université catholique de Louvain, décembre 1993.
- [43] **H. Scholten**, " Logique floue et régulation PID " Ed. Publitrionic 1995.
- [44] **G. Segulier**, F. Labrique, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance, La conversion continu-alternatif " Ed. Lavoisier Tec & Doc 1989.
- [45] **B.N. Singh**, B. Singh, B.P. Singh, " Fuzzy control of integrated current-controlled converter-inverter-fed cage induction moteur drive" IEEE transactions on industry applications, VOL 35,N°2, pp 405-412, March/April 1999.
- [46] **Y. Tzou**, S. Lin, " Fuzzy tuning current vector control of a three phase PWM inverter for high-performance AC drives" IEEE transactions on industriel electronics, VOL 45,N°5, pp 782-791, octobre 1998.
- [47] **P Vas** " vector control of AC machine " Ed. Clarendon Press Oxford, 1990.
- [48] **JB Wang**, GM Liaw " indirect field-oriented induction motor drive with fuzzy detuning correction and efficiency optimisation controls " IEE proceding electronics power application, VOL. 144 N°1, January 1997.
- [49] **S. Wide**, M. Dunnigan, B. Williams, "Modeling and simulation of induction machine vector control with rotor resistance identification " IEEE transactions on power electronics, VOL 12,N°3, pp 495-505, May 1997.
- [50] **K. Yazid**, "Commande vectorielle de la machine asynchrone avec prise en compte des variations de la constante de temps rotorique " Thèse de magistère, USTHB 1996.
- [51] **L.Zhen**, L.Xu, " On-line fuzzy tuning of indirect field-oriented induction machine drives" IEEE transactions on power electronics, VOL 13,N°1,pp 134-141, January 1998.
- [52] " Matlab fuzzy logic toolbox " User's guide version 2, Math inc. 1997.

NOMENCLATURE

C_e :	couple électromagnétique.
C_r :	couple résistant.
d, q :	axes liés au champ tournant.
F_i :	fonction logique définissant les intervalles de conduction.
G_e, G_{de} :	gains d'entrée du régulateur flou.
G_u :	gain de sortie du régulateur flou.
h :	largeur de la bande hystérésis.
I_a :	courant de l'induit.
i_a :	courant à l'entrée de l'onduleur.
i_{dr}, i_{qr} :	courant rotorique dans le repère biphasé.
i_{ds}, i_{qs} :	courant statorique dans le repère biphasé.
I_f :	courant de l'inducteur.
I_n :	courant de nominal.
J :	moment d'inertie de la partie tournante.
K_f :	coefficient de frottement visqueux.
K_i, K_{iz} :	paramètre de l'action intégrale en continu et en discret.
K_p, K_{pz} :	paramètre de l'action proportionnelle en continu et en discret.
L_m :	inductance mutuelle propre.
L_s, L_r :	inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
p :	nombre de paire de pole.
$P(\theta)$	matrice de Park
R_s, R_r :	résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase.
s	variable de LAPLACE.
T_e :	période d'échantillonnage
T_s, T_r :	constante de temps statorique et rotorique.
V_{ar}, V_{br}, V_{cr} :	tension rotorique dans le repère triphasé.
V_{as}, V_{bs}, V_{cs} :	tension statorique dans le repère triphasé.
V_{dc} :	tension continue à l'entrée de l'onduleur.

x,y :	axes liés au rotor
α,β :	axes liés au stator.
σ :	coefficient de fuite total.
$\Psi_{ar}, \Psi_{br}, \Psi_{cr}$:	flux rotorique dans le repère triphasé.
$\Psi_{as}, \Psi_{bs}, \Psi_{cs}$:	flux statorique dans le repère triphasé.
Ψ_{dr}, Ψ_{qr} :	flux rotorique dans le repère biphasé.
Ψ_{ds}, Ψ_{qs} :	flux statorique dans le repère biphasé.
ψ_n :	flux nominal.
Ω_n :	vitesse nominale.
Ω_r :	vitesse mécanique.
θ_s, θ_r :	angles électriques statorique et rotorique.
ω_s, ω_r :	vitesse électrique statorique et rotorique.
θ_{sl} :	angle de glissement.

PARAMETRES DE LA MACHINE

Les résultats de simulation présentés dans ce travail ont été obtenus avec la machine dont les paramètres sont les suivants [17]:

Trois phases,	
Puissance nominale	1.5 kW
Vitesse nominale	1420 Tr/min
Fréquence nominale	50 Hz
Tension nominale	220 V (Y) et 380 (Δ)
Courant nominal	3.64 A (Y) et 3.64 (Δ)
Rendement nominal	0.78
Facteur de puissance	0.8
Nombre de paire de pôles	p=2

Paramètres électriques

$$R_s = 4.850 \Omega$$

$$R_r = 3.805 \Omega$$

$$L_m = 0.258 \text{ H}$$

$$L_s = 0.274 \text{ H}$$

$$L_r = 0.274 \text{ H}$$

Paramètres mécaniques

$$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2$$

$$K_f = 0.00114 \text{ Nm.s/rad}$$