

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

**UNIVERSITE DE BATNA**

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique

---

## Mémoire de Magister

En Electrotechnique Option: Electronique de Puissance

Présenté par :

**HAMDOUCHE SONIA**

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique Université de Batna

### **THEME**

**CONTRIBUTION A L'AMELIORATION DES STRUCTURES  
DE REGULATION DES COURANTS DES MACHINES  
A COURANT ALTERNATIF**

Soutenu le : 14/06/2007 devant le Jury composé de :

<i>Jury</i>	<i>Grade</i>	<i>Affiliation</i>	<i>Qualité</i>
<i>Dr. A. BENOUDJIT</i>	<i>Professeur</i>	<i>Batna</i>	<i>Président</i>
<i>Dr. M. KADJOU DJ</i>	<i>Maître de conférences</i>	<i>Batna</i>	<i>Rapporteur</i>
<i>Dr. M.L. BENDAAS</i>	<i>Maître de conférences</i>	<i>Batna</i>	<i>Examineur</i>
<i>Dr. A. GOLEA</i>	<i>Maître de conférences</i>	<i>Biskra</i>	<i>Examineur</i>
<i>Dr. S. TAIBI</i>	<i>Maître de conférences</i>	<i>Batna</i>	<i>Examineur</i>
<i>Dr. S. BENDIB</i>	<i>Maître de conférences</i>	<i>Batna</i>	<i>Examineur</i>

**\* Année 2007 \***

## ***Avant Propos***

*Le présent travail a été effectué au sein de l'institut de l'électrotechnique de l'université de Batna.*

*Je tiens à remercier les membres du jury pour l'intérêt porté à cette thèse :*

- *Monsieur **A. BENOUDJIT**, Professeur à l'université de BATNA, qui m'a honoré par sa présence en qualité de président de jury;*
- *Monsieur **M. KADJOUJ**, Maître de conférences à l'université de BATNA, mon directeur de thèse qu'il trouve ici ma sincère reconnaissance pour sa patience, sa compétence, ses remarques et suggestions pertinentes. Son oeil critique m'a été très précieux pour structurer le travail et pour améliorer la qualité des différentes sections ;*
- *Monsieur **M. L. BENDAAS**, Maître de conférences à l'université de BATNA, qu'il trouve ici ma sincère reconnaissance de bien vouloir accepter de juger le travail achevé;*
- *Monsieur **A. GOLEA**, Maître de conférences à l'université de BISKRA, pour l'honneur qu'il m'a accordé en acceptant de participer à ce jury;*
- *Monsieur **S. TAIBI**, Maître de conférences à l'université de BATNA, qui m'a honoré d'accepter de juger le travail effectué;*
- *Monsieur **S. BENDIB**, Maître de conférences à l'université de BATNA, qui m'a honoré de participer au jury en qualité d'examineur.*

*Toute personne qui a été disponible pour un soutien matériel ou moral, est profondément remerciée.*

## **RESUME**

Les machines à courant alternatif (MAS, MSAP) sont aujourd'hui largement utilisées dans le domaine des entraînements à vitesse variables de hautes performances.

Pour avoir des réponses à dynamiques élevées et un contrôle fin du couple, la machine doit être alimentée par des courants sinusoïdaux. Ceci peut être réalisé à l'aide d'un onduleur de tension contrôlé en courant, où on utilise les techniques à hystérésis. Cependant, certaines de ces techniques délivrent des fréquences de commutation élevées et des dépassements de la bande à hystérésis.

Dans ce travail, une nouvelle technique à hystérésis est présentée, elle permet de réduire considérablement la fréquence de commutation, et les dépassements de la bande à hystérésis.

Après avoir modélisé le système d'étude, constitué de l'association commande vectorielle des deux machines (MAS, MSAP)-onduleur de tension, la synthèse d'un régulateur PI conventionnel et son application à la régulation de notre système d'étude sont présentés.

L'introduction du régulateur conventionnel dans la chaîne de commande éprouve des difficultés à prendre en charge les changements des conditions de fonctionnement, de plus, ce type de régulation n'est applicable qu'aux systèmes linéaires.

Pour résoudre ces problèmes, nous avons introduit un régulateur flou, dans la commande du système d'étude. Les résultats de la simulation montrent d'une part, la robustesse de ce régulateur vis-à-vis de la variation de la dynamique du système à commander, et d'autre part, en comparaison avec régulateur conventionnel, a un temps de réponse plus rapide.

L'autre avantage de la logique floue réside dans l'élimination des harmoniques et les dépassements lorsque on substitue l'hystérésis classique à trois niveaux par un contrôleur flou appliqué à la commande des deux machines (MAS, MSAP).

La dernière partie de ce travail est consacrée au contrôle indirect des courants par la technique de commande directe du couple (DTC) associée à un régulateur d'hystérésis flou, les résultats de la simulation confirment la validité de ce régulateur flou du point de vue de la fréquence de commutation.

# Sommaire

<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>1. Chapitre I : Modélisation et commande vectorielle des machines à courant alternatif</b>	
1.1. Introduction	4
1.2. Modélisation de la machine asynchrone à cage	4
1.2.1. Modèle triphasé de la machine asynchrone	5
1.2.2. Modèle de la machine dans le repère de Park	6
1.2.3. Modèle de la machine en vue de la commande	8
1.2.4. Commande vectorielle de la machine asynchrone	9
1.2.5. Structure de commande de la machine asynchrone alimentée en tension	10
1.2.6. Découplage par compensation	11
1.2.7. Calcul des régulateurs	12
1.2.8. Résultats de simulation	15
1.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	20
1.3.1. Modèle de la machine exprimé dans le repère (d, q)	20
1.3.2. Modèle de la machine en vue de la commande	21
1.3.3. Commande vectorielle de la MSAP	22
1.3.4. Principe de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	22
1.3.5. Structure de commande de la machine alimentée en tension	23
1.3.6. Découplage par compensation	24
1.3.7. Calcul des régulateurs	24
1.3.8. Résultats de simulation	27
1.4. Conclusion	31
<b>2. Chapitre II : Modélisation de l'alimentation des machines à courant alternatif</b>	
2.1. Introduction	32
2.2. Différents types d'onduleurs	32
2.2.1. Onduleur de courant	32
2.2.2. Onduleur de tension	33
2.2.3. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux	33
2.2.4. Différentes méthodes de contrôle du courant dans le cas d'un onduleur de tension	35
2.2.4.1. Contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion de la tension (MLI)	35
2.2.4.2. Contrôle des courants par hystérésis	35
a- Contrôle des courants dans le repère de Park (d,q) lié au rotor	36
b- Contrôle direct des courants dans le repère réel	36

2.3. Principe de la technique de contrôle de courant par hystérésis à deux niveaux dans le repère réel –simulation	37
a- Machine asynchrone	
b- Machine synchrone	
2.3.1. Résultats de simulation	40
2.4. Principe de la technique de contrôle de courant par hystérésis à trois niveaux dans le repère réel –simulation	49
a- Machine asynchrone	
b- Machine synchrone	
2.4.1. Résultats de simulation	50
2.5. Conclusion	58
<b>3. Chapitre III : Technique de contrôle à hystérésis des courants redressés</b>	
3.1. Introduction	59
3.2. Technique de contrôle à hystérésis des courants redressés	59
3.2.1. Méthode de contrôle	60
3.2.2. Résultats de simulation	61
3.3. Technique de contrôle à hystérésis des courants redressés associée à la commande vectorielle	64
3.3.1. Description du système de commande	64
3.3.2. Résultats de Simulation	64
3.4. Conclusion	75
<b>4. Chapitre IV : Application de la logique floue à la commande de la MAS et la MSAP</b>	
4.1. Introduction	76
4.2. Comparaison entre régulation par logique floue et conventionnelle	76
4.3. Rappels des principes de la logique floue	77
4.3.1. Définition des variables linguistiques	77
4.3.2. Dédutions floues (inférences)	78
4.3.3. Opérateurs de la logique floue	78
4.3.3.1. Opérateur NON	79
4.3.3.2. Opérateur ET	79
4.3.3.3. Opérateur OU	79
4.3.3.4. Opérateur OU flou et ET flou	79
4.3.3.5. Opérateur Min – Max	80
4.4. Contrôleur flou	80
4.4.1. Fuzzification	81
4.4.2. Inférences (dédutions floues)	83
4.4.3. Exemple de la méthode d'inférence Max-Min	83

4.4.4. Défuzzification	85
4.4.4.1. Défuzzification par centre de gravité	85
a. Centre de gravité lors de la méthode d'inférence Somme – Prod	85
b. Centre de gravité lors de fonction d'appartenance sans chevauchement	86
c. Centre de gravité lors de la méthode des hauteurs pondérées	86
4.4.4.2. Défuzzification par valeur maximale	86
4.4.4.3. Défuzzification par la valeur moyenne des maxima	87
4.5. Différentes approches pour la détermination des règles	87
4.6. Développement pratique du contrôleur flou	89
4.6.1. Loi de commande	90
4.6.2. Implémentation	90
4.7. Application du contrôleur flou de Mamdani à la régulation de la machine synchrone à aimants permanents et à la machine asynchrone	90
4.7.1. Fonction d'appartenance	91
4.7.1.1. Choix du nombre de classes ou sous ensembles flous	91
4.7.2. Règles de décision de contrôle flou	91
4.7.3. Choix de la méthode d'inférence	91
4.7.4. Choix de la méthode de défuzzification	91
4.8. Substitution de l'hystérésis à deux niveaux par un contrôleur flou	93
4.8.1. Résultats de simulation	94
4.9. Conclusion	105
<b>5. Chapitre V : Commande directe de couple associée à un contrôleur d'hystérésis flou</b>	
5.1. Introduction	106
5.2. Principes généraux sur la commande directe de couple	106
5.3. Présentation de la structure de contrôle	108
5.3.1. Choix du vecteur tension $\bar{V}_s$	108
5.3.2. Estimateurs	109
5.3.2.1. Estimation du flux statorique	109
5.3.2.2. Estimation du couple électromagnétique	110
5.4. Elaboration du vecteur de commande	110
5.4.1. Le correcteur de flux	110
5.4.2. Le correcteur de couple	111
5.5. Elaboration de la table de vérité	111
5.6. Application du contrôleur flou à la bande d'hystérésis du couple	112
5.7. Structure générale du contrôle direct de couple	113
5.8. Résultats de simulation	114
5.9. Conclusion	117
<b>Conclusion Générale</b>	<b>118</b>

## **INTRODUCTION GENERALE**

La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès directe et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées.

Le moteur à courant continu répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et exige une maintenance régulière. C'est pourquoi, de nos jours, on se tourne de plus en plus vers les moteurs synchrones à aimants permanents et les moteurs à induction.

Le moteur synchrone à aimants permanents se distingue par son excellent rendement. De plus, si cette machine est convenablement alimentée par des courants sinusoïdaux, elle présente les mêmes possibilités de contrôle que la machine à courant continu. Ces machines présentent encore d'autres caractéristiques essentiellement dans les applications exigeantes telles que la robotique à savoir la possibilité de fonctionnement aux grandes vitesses, le maintien du couple à l'arrêt, la haute densité de puissance et une faible inertie.

La machine à induction est particulièrement robuste et de faible coût, et cela conduit à devenir de plus en plus utile dans le domaine industriel. Elle est utilisée dans les applications à base performance ainsi que dans des cas plus sophistiqués.

Comme le modèle des machines à courants alternatifs (MAS. MSAP) correspond à un système multivariables, un contrôle performant de la vitesse ou de la position de ces moteurs et donc de leurs couple, demande le contrôle simultané de plusieurs variables. Par conséquent, il est nécessaire de réaliser artificiellement un découplage entre le flux et le couple. Parmi les différentes approches développées en vue de réaliser ce découplage, le consensus est maintenant établi que la technique de contrôle vectorielle est celle qui donne de meilleures performances [1][2].

Pour avoir des réponses à dynamique élevée et un contrôle fin du couple, la machine doit être alimentée par des courants sinusoïdaux. Ceci peut être réalisé à l'aide d'un onduleur de tension contrôlé en courant, où on utilise les techniques à hystérésis. Cependant, certaines de ces techniques délivrent des fréquences de commutation élevées et des dépassements de la bande à hystérésis [3].

Dans ce travail, nous présentons une nouvelle technique à hystérésis qui permet de réduire considérablement la fréquence de commutation et les dépassements de la bande à hystérésis.

La commande vectorielle permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. La commande est en générale un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent, la dynamique du couple peut être rapide. Depuis, cette méthode est à l'origine de plusieurs réalisations industrielles dans les différents domaines comme la robotique et les machines outils.

Cependant, cette structure nécessite la connaissance plus ou moins précise des paramètres de la machine. Ceci est à l'origine des études d'identification des paramètres, la position rotorique doit être connue, les capteurs de position sont coûteux et diminuent la fiabilité du système. Le contrôle direct du couple proposé par Depenbrock et Takahashi est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel présenté précédemment, cette réalisation n'a pas besoin de capteurs de position et la résistance statorique de la machine est le seul paramètre nécessaire pour l'estimation du flux et du couple.

Face à la diversité des systèmes et en réponse aux exigences de leurs opérateurs, le premier type de commande auquel on fait appel fut la régulation conventionnelle (PI). De nombreuses méthodes [4] ont été mises au point dans le but de faciliter le réglage de ces systèmes de commande. Malgré l'existence de cette diversité de méthodes de calcul, les performances d'un régulateur classique restent bien souvent limitées en raison de la complexité réelle des systèmes à commander (non linéarité, variation des paramètres, ...) et nécessite une modélisation du processus à commander. Cependant, cette modélisation n'est pas évidente surtout lorsqu'il s'agit d'un système complexe et/ou non linéaire. Pour résoudre ces problèmes, de nouvelles stratégies de commande basées sur l'expertise de l'opérateur, ont été élaborées [4].

Des études [5] ont montrées que, dans une boucle de régulation, l'homme réagit comme un contrôleur robuste non linéaire dont les paramètres varient au cours du temps. Cette stratégie de contrôle humain intègre la connaissance du processus. Dans la pratique, on voit bien l'intérêt de ce type de commande ; l'être humain peut prendre une action de contrôle même en présence de non linéarité, de distorsion, etc... ainsi les contrôleurs flous peuvent être vus comme un cas de commande expert, elle-même caractérisée par l'utilisation d'un mécanisme représentatif des jugements de l'être humain. Il permet alors le traitement des idées humaines souvent incertaines.

La plupart des études menées jusqu'à ce jour montrent d'une part, la robustesse du contrôleur flou vis-à-vis de la variation de la dynamique du système à commander et d'autre part, en comparaison avec un régulateur conventionnel [6], un temps de montée faible et un dépassement limité.

Dans notre étude, des régulateurs flous sont élaborés et introduits pour la régulation de la vitesse, et également la régulation des courants en substitution le régulateur du courant à hystérésis par un régulateur flou.

Notre mémoire est organisé en Cinq chapitres :

**Le premier chapitre** est consacré à la présentation et la modélisation des machines à courant alternatif (MAS, MSAP) dans le référentiel à deux axes. De plus, une commande vectorielle est introduite.

**Le deuxième chapitre** porte sur l'analyse de l'alimentation des machines à courant alternatif (MAS, MSAP) qui est de type onduleur de tension contrôlé en courant. Nous examinons tout particulièrement les différentes techniques à hystérésis en raison de leurs simplicité et de leurs performance dans les entraînements nécessitant un contrôle fin du couple.

Dans **le troisième chapitre**, une nouvelle méthode de contrôle par hystérésis est présentée par la technique d'hystérésis des courants redressés.

**Le chapitre quatre** regroupe un ensemble de méthodologies concernant la commande floue. Par la suite un contrôle flou de vitesse est élaboré. Les régulateurs à hystérésis à trois niveaux sont également substitués par un contrôle flou.

Dans **Le cinquième chapitre**, nous présentons la commande directe du couple des machines à courant alternatif associée à un contrôleur d'hystérésis flou.

# Chapitre 1

***Modélisation et commande  
vectorielle des machines  
à courant alternatif***

## 1.1. Introduction

L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement.

Dans la machine à courant continu à excitation séparée, le couple et le flux sont naturellement découplés, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine. Par contre pour la commande des machines à courant alternatif (MSAP, MAS) la difficulté majeure rencontrée, réside dans le fait que ces deux variables sont fortement couplées.

Pour aboutir à un contrôle de même type que celui de la machine à courant continu, BLASCHKE avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dites « commande vectorielle ».

La machine à induction est particulièrement robuste et de faible coût, et cela conduit à devenir de plus en plus utile dans le domaine industriel. Elle est utilisée dans les applications à base performance ainsi que dans des cas plus sophistiqués.

Plusieurs méthodes de commande, dont le degré de complexité varie de l'une à l'autre suivant les performances demandées, sont utilisées pour contrôler la machine à induction. La commande vectorielle est la méthode la plus populaire qui tient compte de la structure dynamique de la machine pour avoir des systèmes d'entraînement robustes et à hautes performances.

La machine synchrone est devenue attractive et concurrente de la machine à induction dans le domaine des systèmes d'entraînement électriques. Le grand avantage de la machine synchrone est l'élimination des pertes par glissement. En particulier pour les moyennes et petites puissances, la machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications, comme les machines outils, la robotique et les véhicules électriques.

Cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants permanents, ce qui a permis à la machine synchrone d'avoir une densité de puissance, un rapport couple-inertie et une efficacité élevée en la comparant avec la machine à induction ou la machine à courant continu.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation et la commande vectorielle des machines à courant alternatif (MAS, MSAP).

## 1.2. Modélisation de la machine asynchrone à cage

La modélisation s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses [7] [8] :

- Parfaite symétrie.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.
- Les f.m.m ont une répartition sinusoïdale dans l'entrefer de la machine.
- La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- Les encoches sont supposées inexistantes.
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault.

### 1.2.1 Modèle triphasé de la machine asynchrone

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure (1.1) et dont les phases sont repérées respectivement  $a_s, b_s, c_s$  et  $a_r, b_r, c_r$ . L'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases  $a_s$  et  $a_r$  choisis comme axes de référence [8].

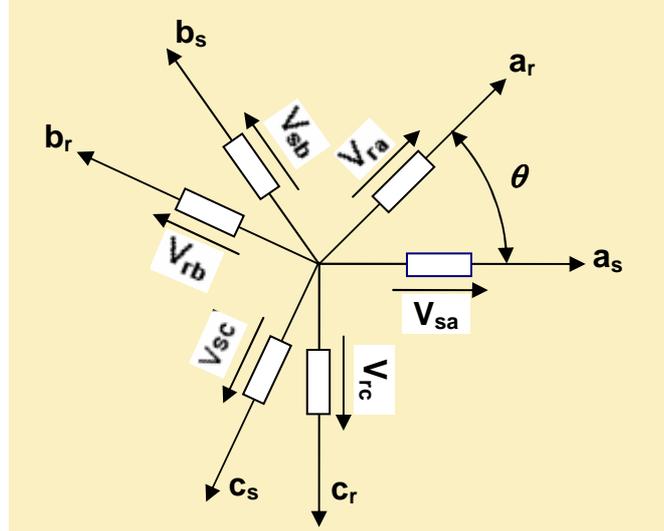


Figure 1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasé.

Où  $a_s, b_s, c_s$  : correspondants aux trois phases du stator.  
 $a_r, b_r, c_r$  : correspondants aux trois phases du rotor.

Les six enroulements  $a_s, b_s, c_s$  et  $a_r, b_r, c_r$  (figure 1.1) obéissent aux équations électriques suivantes [8] [9].

- Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

$R_s$  et  $R_r$  désignent les résistances par phase du stator et du rotor.

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme.

$$[\phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (1.3)$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{sr}][i_s] \quad (1.4)$$

Où :

$[L_{ss}]$ ,  $[L_{rr}]$  : représentent respectivement les matrices d'inductances statorique et rotorique.  
 $[M_{sr}]$  : correspond à la matrice des inductances mutuelles stator- rotor.

$$M_{sr} = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

En introduisant (1.3) dans (1.1) et (1.4) dans (1.2), On obtient finalement [8]

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][i_s] + [L_{ss}]\frac{d}{dt}[i_s] + \frac{d}{dt}[M_{sr}][i_r] \\ [V_r] &= [R_r][i_r] + [L_{rr}]\frac{d}{dt}[i_r] + \frac{d}{dt}[M_{sr}][i_s] \end{aligned} \quad (1.6)$$

Sachant que la matrice des inductances mutuelles  $M_{sr}$  contient des termes trigonométrique, ce qui rend la résolution analytique du système très difficile ou pratiquement impossible. Ceci nous mène à l'utilisation de la transformation de park qui permettra de rendre ces paramètres indépendants de la position  $\theta$ .

### 1.2.2. Modèle de la machine dans le repère de park

La transformation de park appelée souvent transformation à deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes:

- homopolaire (indice 0).
- d'axe direct (indice u).
- d'axe en quadrature (indice v).

Le passage au système biphasé revient géométriquement à exprimer les composantes  $(x_u, x_v)$ ; en fonction des anciennes  $(x_a, x_b, x_c)$ , de plus cette transformation triphasée doit obligatoirement conserver les F.m.m. C'est-à-dire que le champ dans la machine ne doit pas être altéré [9].

Les relations entre les grandeurs triphasées et les grandeurs biphasés s'écrivent matriciellement comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Avec T, la matrice de transformation de park donnée par:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

La transformation triphasée-biphasée se fait par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

$$T^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

La transformation 2 vers 3 se fait par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

où  $\theta_s$  est l'angle du repère d-q.

Nous avons trois orientations possibles du repère d-q :

1. Repère d-q lié au stator  $\dot{\theta}_s = 0$  et  $\omega_s = -\omega_r$
2. Repère d-q lié au rotor  $\dot{\theta}_s = \omega_r$  et  $\omega_s = 0$
3. Repère d-q lié au champ tournant  $\dot{\theta}_s = \omega_s$ .

Les équations électriques s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Un dernier point important de la modélisation du moteur asynchrone est l'équation mécanique de la machine. Cette équation s'écrit [10]:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + c_f = c_e - c_r \quad (1.11)$$

$$\Omega_r = \omega$$

$$c_f = f\Omega_r$$

Avec :

$J$  : Inertie totale des parties mobiles.

$\Omega_r$  : Vitesse mécanique de rotation.

$c_e$  : Couple électromagnétique de la machine.

$c_f$  : Couple résistant de frottement.

$c_r$  : Couple de charge.

$p$  : Nombre de paires de pôles électriques du moteur.

$f$  : Coefficient de frottement.

Le couple électromagnétique de la machine est donné par l'expression suivante :

$$c_e = \frac{3}{2} p (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (1.12)$$

### 1.2.3. Modèle de la machine en vue de la commande

Considérons :

- Les flux  $\phi_{rd}$ ,  $\phi_{rq}$  les courants  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  et la vitesse  $\Omega$  comme variables d'état.
- Les tensions  $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$  comme variables de commande.

On pose :  $X = [i_{sd} \ i_{sq} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^T$  et  $U = [V_{sd} \ V_{sq}]^T$

Alors, le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivante [11]

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU \quad (1.13)$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega_r \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

et

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

avec :  $\sigma$  est le coefficient de dispersion.

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = c_e - c_r$$

De plus, l'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux rotorique comme suit [9]:

$$c_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd})$$

#### 1.2.4. Commande vectorielle de la machine asynchrone

Les performances relativement médiocres des contrôles appliqués aux machines asynchrones, ont donné lieu à des efforts de recherche et développement importants. Afin d'améliorer ces performances, d'autres types de contrôleurs plus fins et plus précis sont proposés, on les regroupe généralement sous le terme de commande vectorielle.

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence, lié aux flux rotoriques  $\phi_r$ . Si on décompose le courant statorique en ses composantes  $i_{sd}$  suivant le flux rotorique et  $i_{sq}$  en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple. On obtient alors des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple [12] [13].

Or le couple est donné par:

$$c_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd})$$

Donc, si le flux rotorique est orienté sur l'axe d ( $\phi_{rd} = \phi_r$ , et  $\phi_{rq} = 0$ ), d'un repère lié au champ tournant, le couple devient :

$$c_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_r i_{sq}) \quad (1.15)$$

Et à partir des équations données précédemment, l'évolution du flux est donné par :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} i_{sd} \quad (1.16)$$

Avec :  $T_r$ , la constante de temps rotorique.

Alors, dans le régime établi, On a comme pour une machine à courant continu:

- Un flux  $\phi_r$  qui dépend de  $i_{sd}$ , joue le rôle de flux inducteur et doit donc normalement être maintenu constant.
- Un couple  $c_e$  qui, à flux constant est proportionnel à la composante  $i_{sq}$  qui joue le rôle de courant induit.

### 1.2.5. Structure de commande de la machine asynchrone alimentée en tension

Dans cette technique de commande on se limite à la méthode indirecte, reprenons le modèle (1.14):

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU ; \quad X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq}]^T \quad \text{et} \quad U = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega_r \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma} & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M} \omega_r & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{MT_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

et

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

Dans un contrôle à flux orienté idéal, l'axe du flux rotorique est forcé s'aligner suivant l'axe d, on a donc [9].

$$\begin{aligned} \phi_{rq} &= \dot{\phi}_{rq} = 0 \\ \phi_{rd} &= \phi_r = \text{constant} \end{aligned} \quad (1.17)$$

Substituons (1.17) dans le modèle (1.14), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d}{dt} \phi_r + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_r \omega_s - \omega_s i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{M}{T_r} i_{sd} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{\phi_r T_r} i_{sq} \end{cases} \quad (1.18)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles sont pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension mais  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  influent à la fois sur  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  donc sur le flux et le couple (figure 1.2).

Il est donc nécessaire de réaliser un découplage .

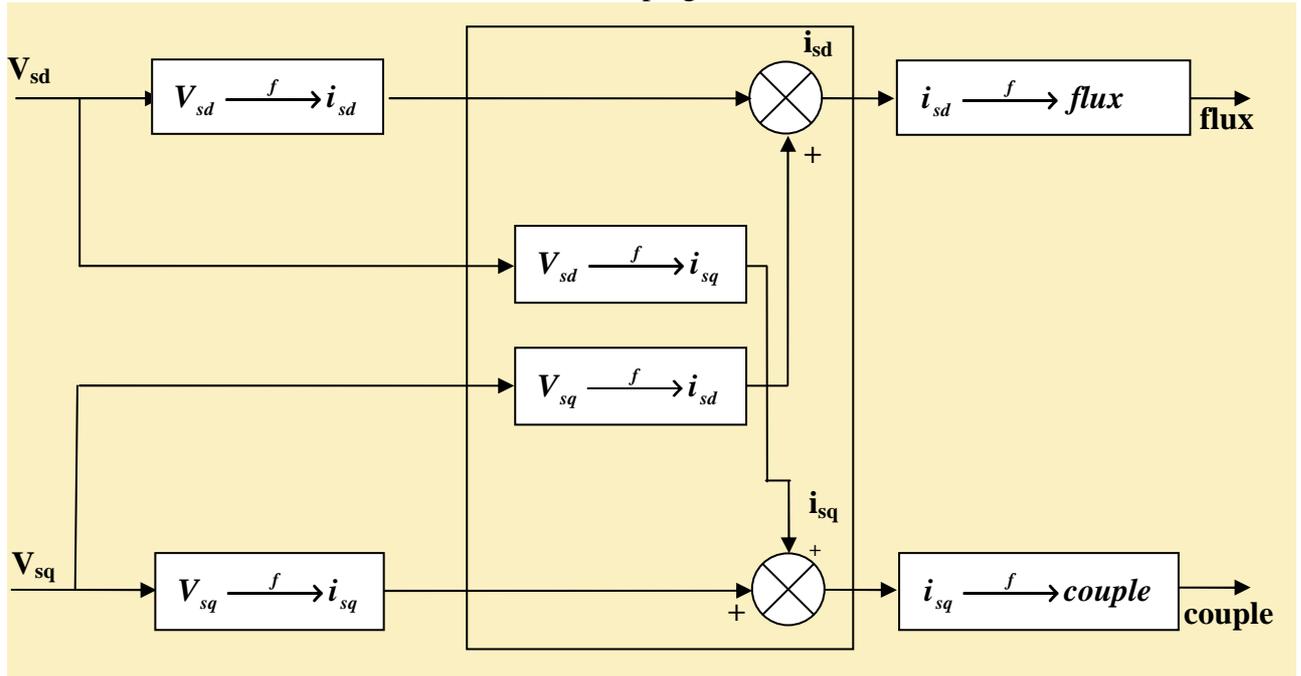


Figure 1.2 Description des couplages

### 1.2.6. Découplage par compensation

Définissons deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que :

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \quad \text{et} \quad V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \quad (1.19)$$

$$e_{sd} = \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_r \quad (1.20)$$

$$e_{sq} = -\sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \phi_r \omega_s \quad (1.21)$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  (figure 1.3)

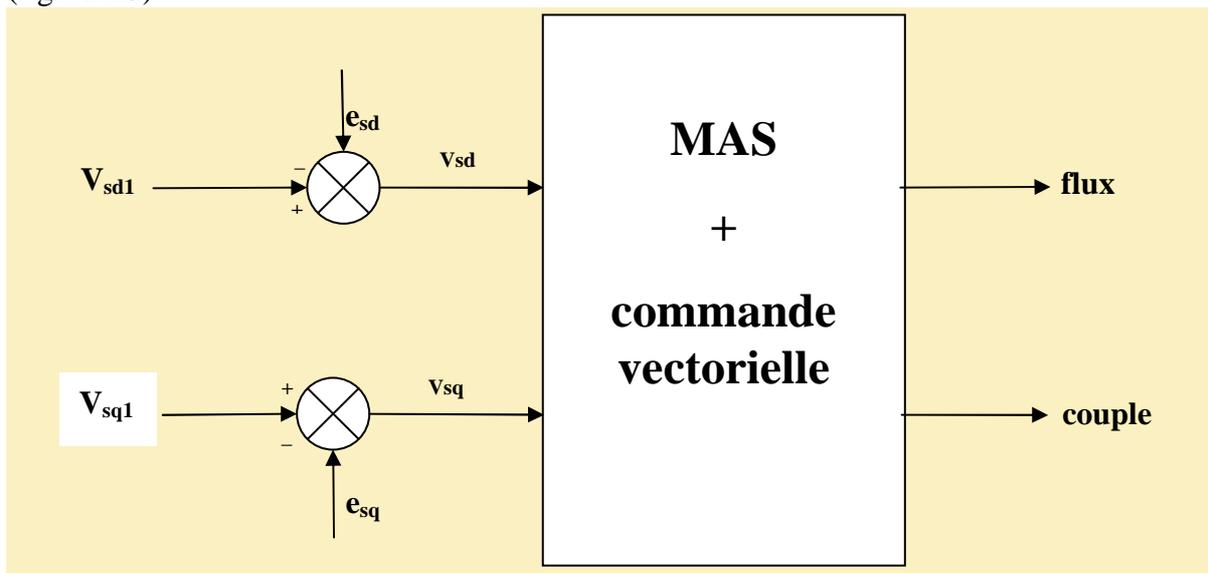
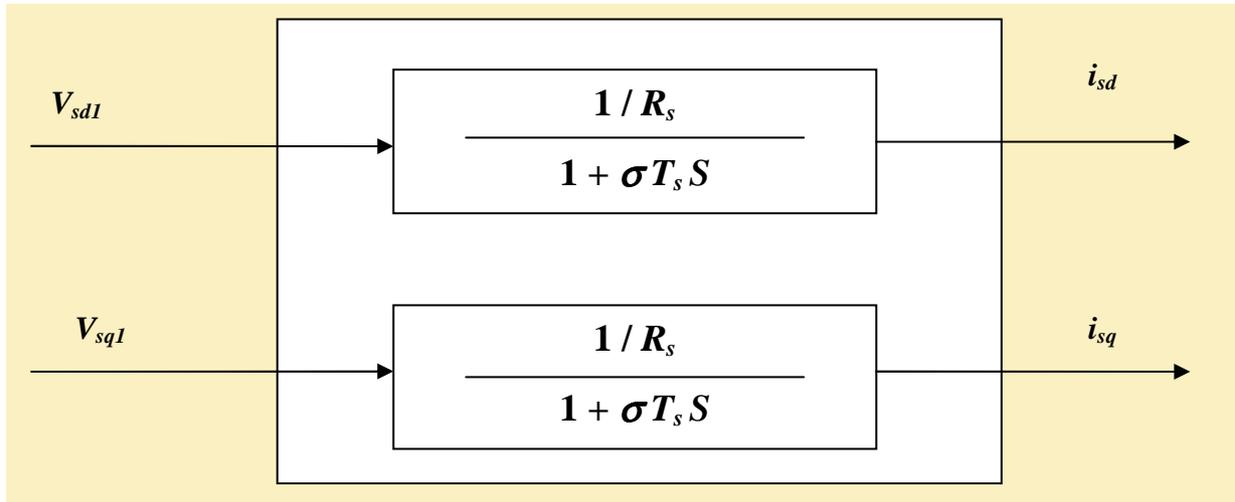


Figure 1.3 Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

Nous définissons ainsi un nouveau système (figure 1.4), pour lequel [11]

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} \end{cases} \quad (1.22)$$

Les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont donc découplées



**Figure 1.4** Commande découplée – Expression de  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

Nous pouvons montrer que dans le type de découplage proposé, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse de la commande.

Si le découplage par compensation, est correct, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action, et donc divergence du système. Une solution consiste, par exemple, à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. C'est la technique que nous utiliserons pour l'implantation réelle de la commande.

En pratique, les paramètres  $R_s$ ,  $R_r$  évoluent avec la température.

## 1.2.7. Calcul des régulateurs

### Régulateur de flux

Le découplage proposé (Figure 1.5) permet d'écrire :

$$F_d(s) = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_{sd} S} = \frac{I_{sd}}{V_{sd1}} \quad (1.23)$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (1.5).

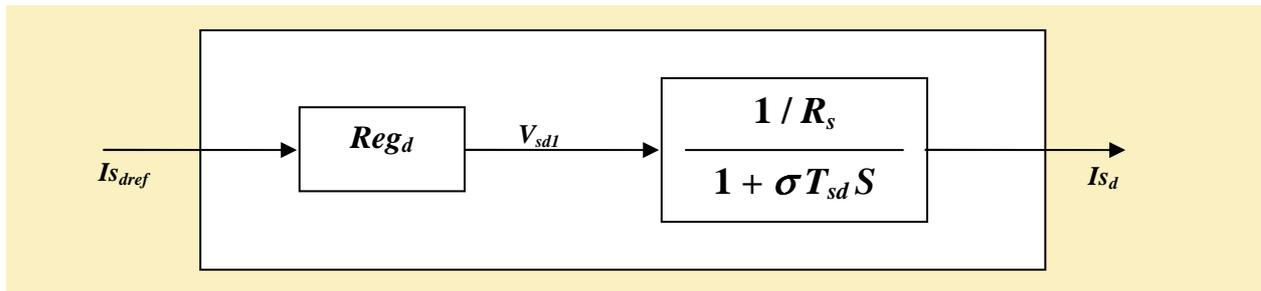


Figure 1.5 Schéma-Bloc simplifié de régulation du flux.

Le régulateur ( $Reg_d$ ) a une fonction de transfert donnée par :

$$Re g_d(s) = K_d \frac{(1 + \sigma T_{sd} S)}{S}$$

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO_d = \frac{K_d}{R_s \cdot S} = \frac{K'}{S} = T$$

avec :  $K' = \frac{K_d}{R_s}$

Donc :  $FTBF_d = \frac{T}{T+1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k'}} = \frac{1}{\tau_d S} = \frac{I_{sd}}{I_{sref}}$

Pour que le couple s'établisse, on peut choisir  $\tau_d = \sigma T_{sd}$

ou :  $Re g_d(s) = \frac{R_s}{\sigma T_{sd}} \frac{(1 + \sigma T_{sd} S)}{S}$  (1.24)

### Régulateur de couple

Avec la même procédure, le découplage proposé (Figure 1.6) permet d'écrire :

$$F_d(s) = \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_{sq} S} = \frac{I_{sq}}{V_{sq1}} \tag{1.25}$$

Le schéma-bloc de la régulation du flux rotorique est donné par figure (1.6)

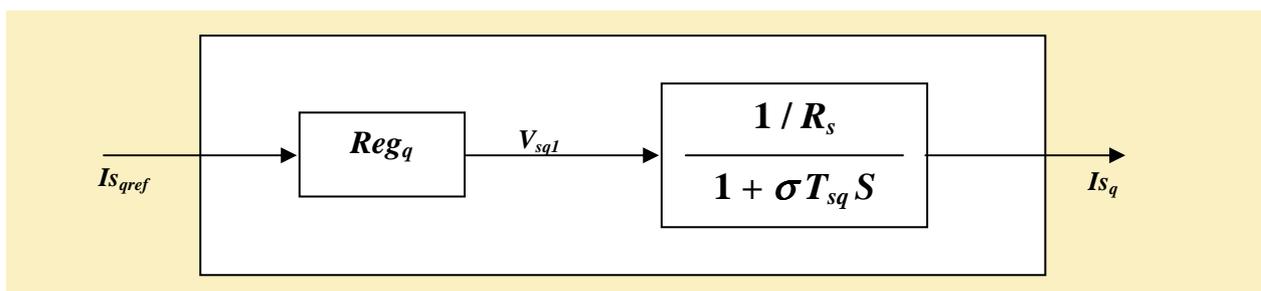


Figure 1.6 Schéma-bloc simplifié de régulation du couple.

Sachant que le régulateur ( $Reg_q$ ) a la même forme que le régulateur ( $Reg_d$ ).

Donc, si on choisit  $\tau_q = \sigma T_{sq}$

La fonction de transfert devient :

$$Reg_q(s) = \frac{R_s}{\tau_q} \frac{(1 + \sigma T_{sq} S)}{S} \quad (1.26)$$

### Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant (figure 1.7).

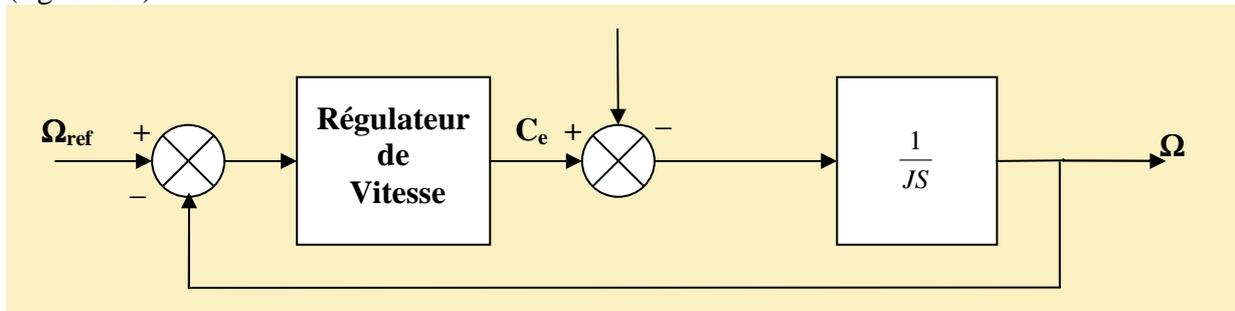


Figure 1.7 schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse.

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega_r(S)}{\Omega_r^*(S)} = \frac{1 + \tau_1 S}{\frac{J}{K_{il}} S^2 + \tau_1 S + 1} \quad (1.27)$$

avec :  $\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{il}}$

On comparant cette fonction de transfert avec l'équation caractéristique du second ordre, on trouve que :  $\frac{K_{il}}{J} = \omega_0^2$

Avec :  $\tau_1 = \frac{2\xi}{\omega_0}$

Pour un amortissement critique  $\xi=1$ , on obtient:

$$K_{il} = \frac{4J}{\tau_1^2} \quad (1.28)$$

La constante de temps du régulateur  $\tau_1$  est choisie en fonction de la constante de temps du stator qui caractérise la dynamique du couple.

En diminuant la valeur de  $\tau_1$ , la rapidité du système sera améliorée.

Finalement, la constante  $K_{p1}$  est donnée simplement par:

$$K_{p1} = K_{il} \cdot \tau_1 \quad (1.29)$$

### Principe

Pour avoir un fonctionnement à vitesse supérieur, on a recours à un bloc non linéaire dit bloc de défluxage.

Le défluxage est définie par la fonction non linéaire suivante:

$$\begin{aligned} \phi_{reff} &= \phi_{r\ nom} && \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \phi_{reff} &= \frac{\phi_{r\ nom} \cdot \Omega_{nom}}{|\Omega|} \end{aligned} \tag{1.30}$$

Avec:

$\Omega_{nom}$  : La vitesse de rotation nominal

$\phi_{r\ nom}$  : Le flux rotorique nominal

$\phi_{reff}$  : Le flux rotorique de référence.

Le principe de cette méthode (contrôle vectoriel indirect) est illustré sur la (figure 1.8)

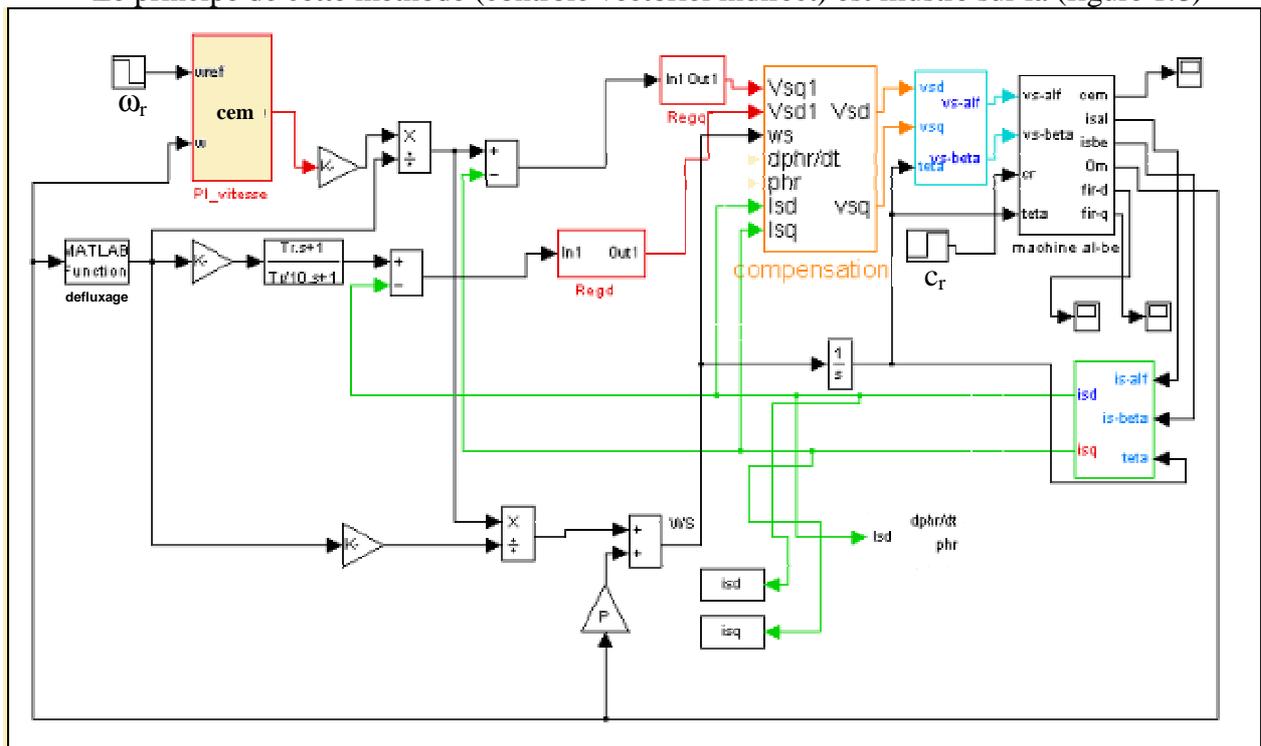
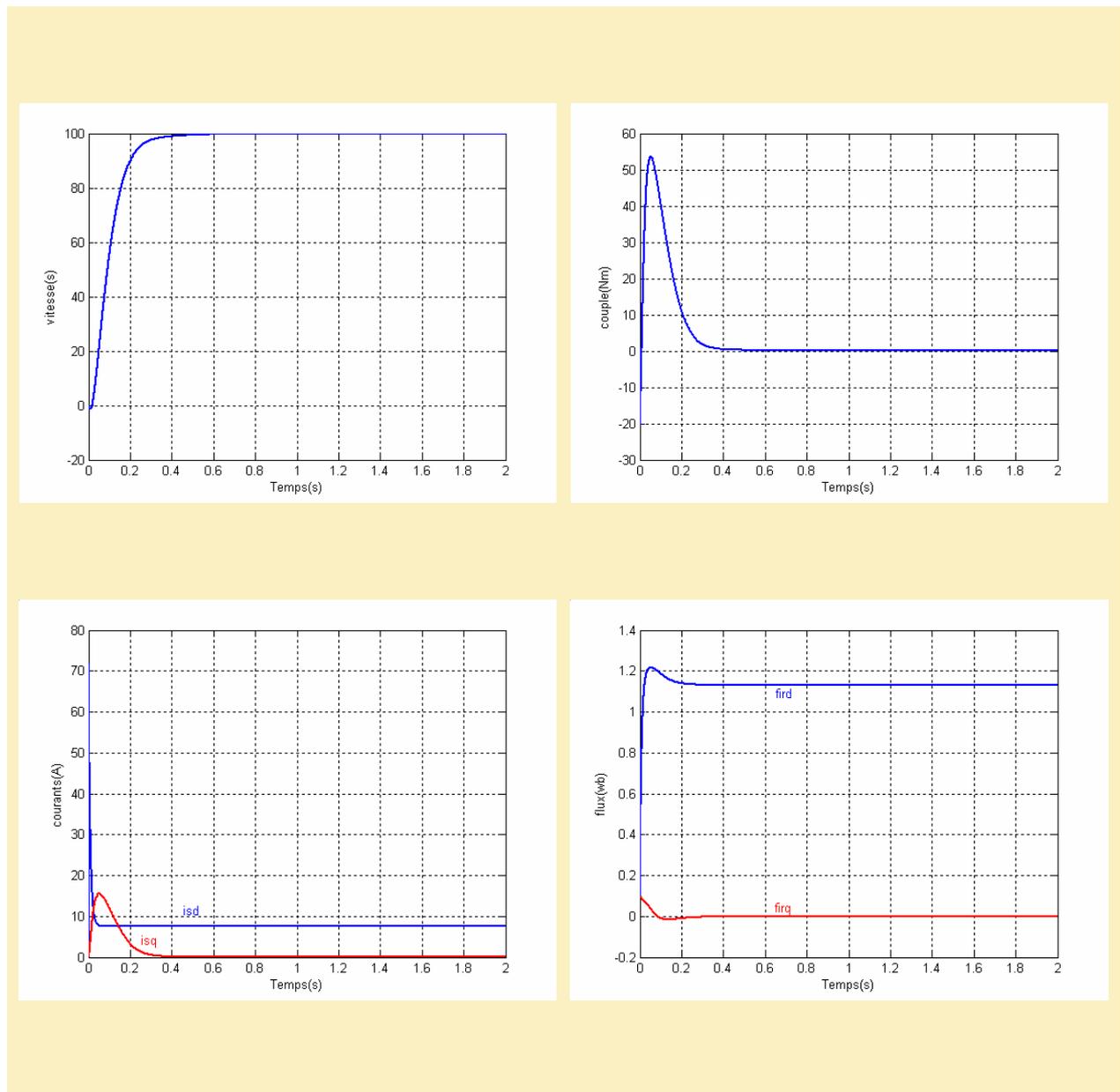


Figure 1.8 Schéma-bloc de la structure de commande en tension de la machine asynchrone.

### 1.2.8. Résultats de simulation

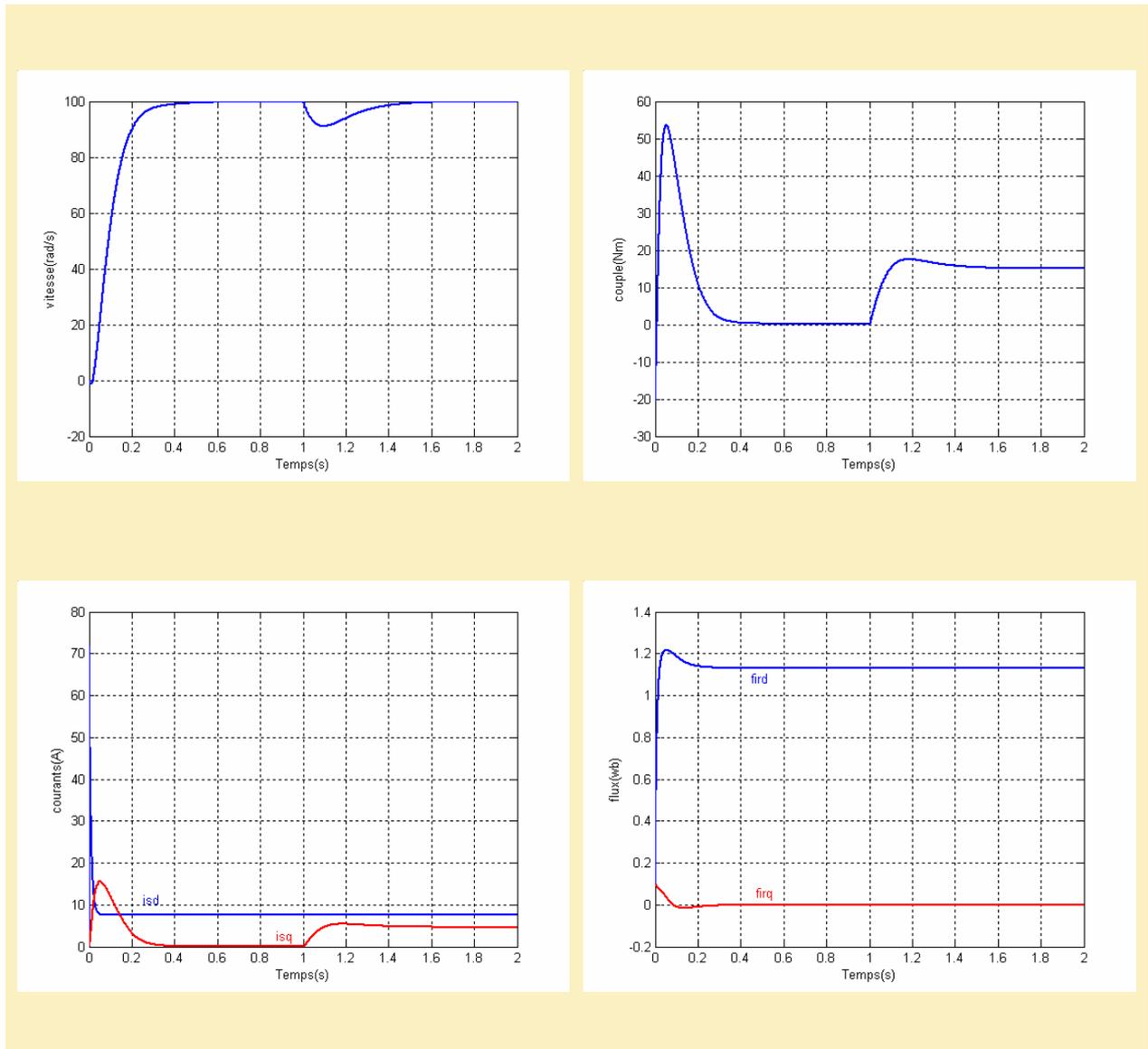
- Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans notre simulation sont donnés en annexe.
- Pour la modélisation de la machine on a utilisé les équations (1.11), (1.12) (1.14).
- Le système à simuler est représenté par le schéma-bloc de la figure (1.8).

Les résultats de simulation de la figure (1.9) représentent la réponse du système à vide, le flux est orienté suivant l'axe  $d$ , tout en respectant le principe de la commande vectorielle ( $\phi_{dr} = \phi_r$  et  $\phi_{qr} = 0$ ), les courants statoriques  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  sont découplés  $i_{sq}$  se stabilise à la valeur 0 et  $i_{sd}$  à une valeur constante, la vitesse  $\omega_r$  se stabilise à la valeur de référence 100 rad/s, après un régime transitoire de 0,4 s.



**Figure 1.9 Résultats de simulation de la commande vectorielle d’une MAS alimentée en tension (à vide).**

Pour une variation du couple de charge, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/s, puis la réponse à un échelon de couple ( $c_r=15\text{Nm}$ ) appliqué à l'instant  $t=1\text{s}$ . Les résultats de simulation figure (1.10) montrent que lors de l'échelon de charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence.

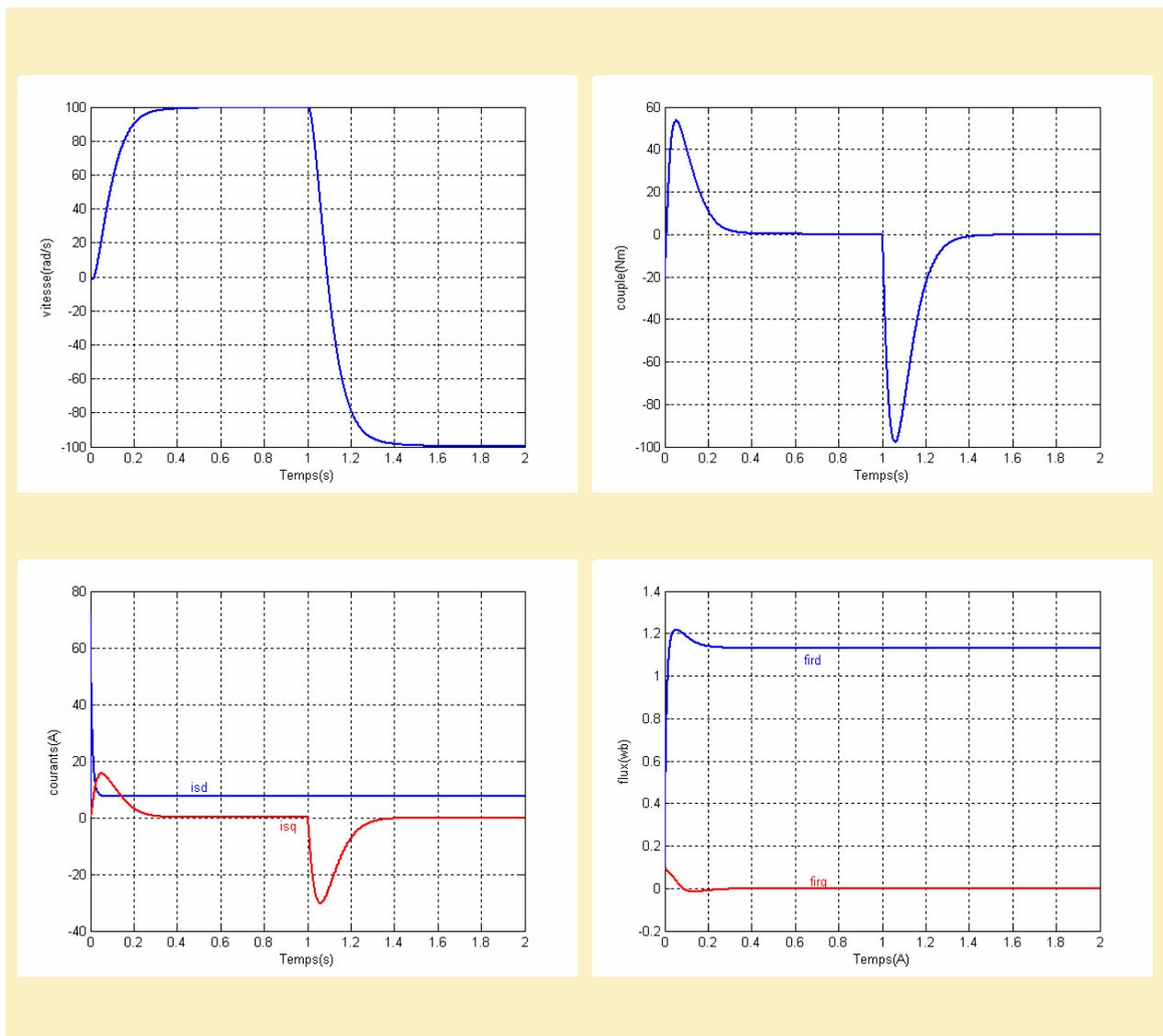


**Figure 1.10 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS alimentée en tension (en charge).**

La régulation est testée sur la base analogique et les résultats de simulation obtenus figure (1.11) montrent bien une phase d'initialisation obtenue en simulant le démarrage de la machine pour une vitesse de référence  $\omega_{ref}=100$  rad/s (mode normal) et en inversant le sens de rotation  $\omega_{ref}=-100$  rad/s, nous remarquons que le couple électromagnétique répond instantanément et suit la référence sans dépassement ni erreur statique.

Lors du démarrage, nous constatons qu'il y a une différence entre le couple électromagnétique et celui de référence à cause de l'initialisation du flux rotorique.

Ces résultats montrent aussi le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, traduit par la réponse des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  des courants statoriques.

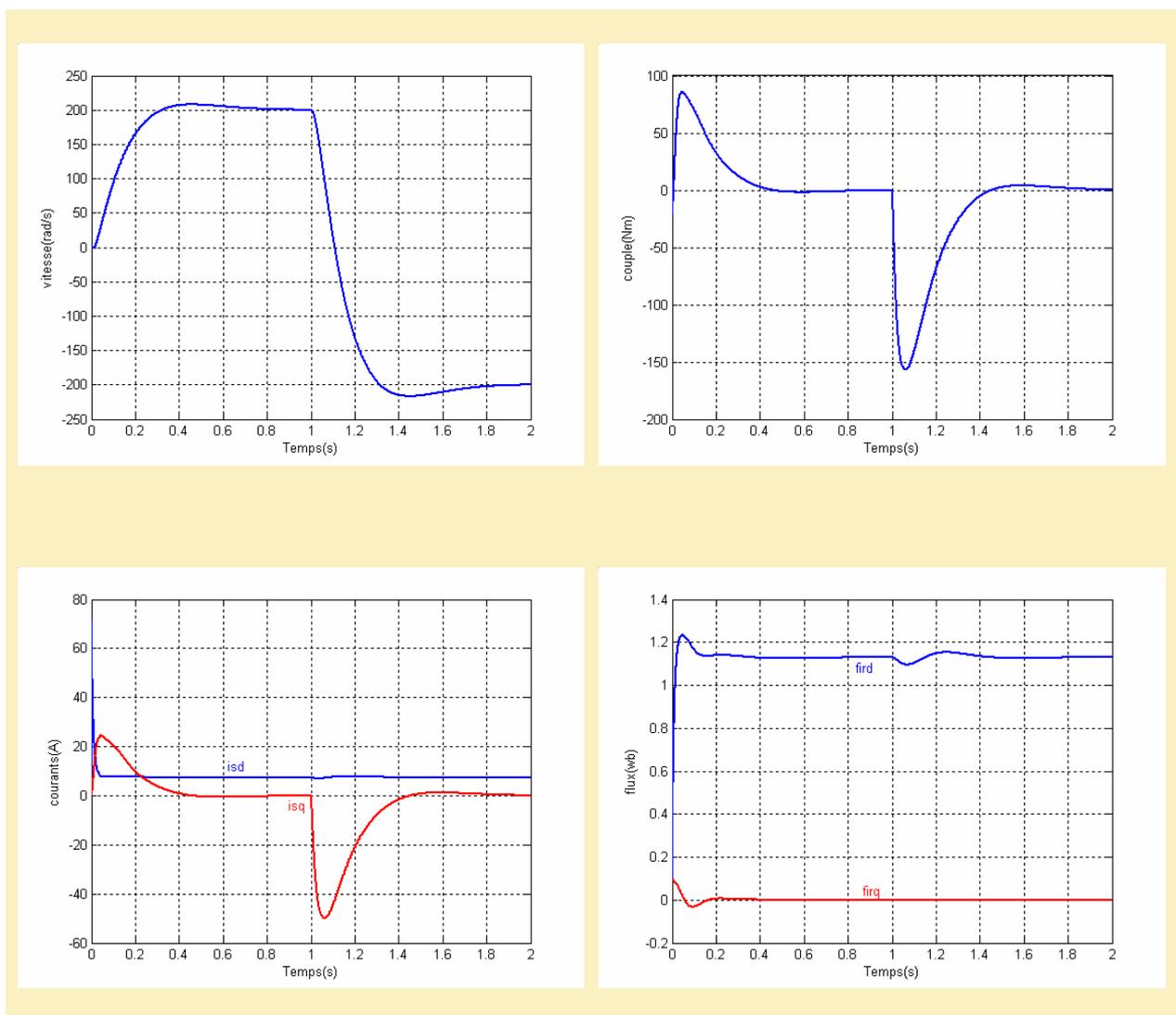


**Figure 1.11 Simulation de la réponse du système à vide face à une inversion de consigne de vitesse (mode normal).**

Pour le fonctionnement en mode défluxé figure (1.12), nous avons simulé le système d'entraînement pour une vitesse de référence ( $\omega_{ref}=200\text{rad/s}$ ) puis une inversion du sens de rotation pour une vitesse de ( $\omega_{ref}=-200\text{rad/s}$ ).

Nous remarquons que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux, ce qui montre une autre fois que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse.

Le temps de réponse de la vitesse est plus important que dans le cas du mode normal figure (1.11) à cause du défluxage qui se traduit par une diminution du flux rotorique. Lors du démarrage, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux et lorsque le sens de rotation est inversé, il y a également un dépassement causé par le défluxage.



**Figure 1.12 Simulation de la réponse du système à vide face à une inversion de consigne de vitesse (mode défluxé).**

### 1.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Considérons la machine synchrone avec les hypothèses citées au paragraphe 1.2

#### 1.3.1. Modèle de la machine exprimé dans le repère (d, q)

- Equations électriques

Sachant que le système est équilibré, On aura pour la MSAP (figure 1.13) [11].

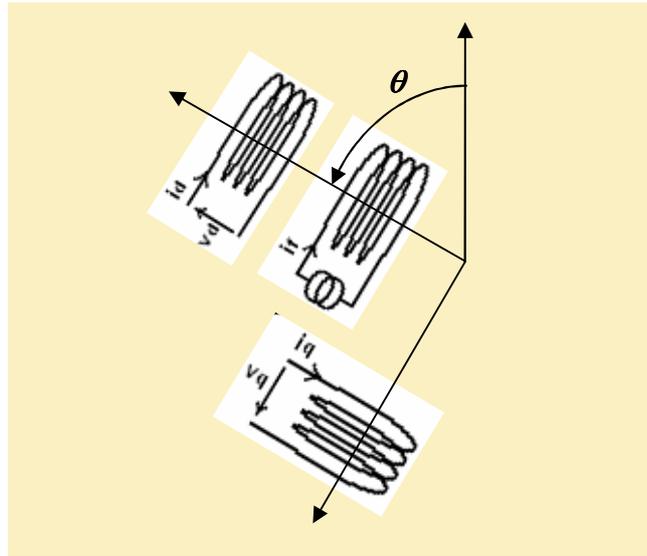


Figure 1. 13 Schéma équivalent de MSAP dans le repère (d, q)

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd} \end{aligned} \quad (1.31)$$

- Equations magnétiques

$$\begin{aligned} \phi_d &= L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (1.32)$$

$$\text{Avec: } \phi_f = M_f i_d + L_f i_f = c^{ste} \quad (1.33)$$

En introduisant (1.32) dans (1.31), on obtient le modèle électrique de la MSAP sous la forme suivante:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s I_{sd} + L_{sd} \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega L_{sq} I_{sq} \\ V_{sq} &= R_s I_{sq} + L_{sq} \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega (L_{sd} I_{sd} + \phi_f) \end{aligned} \quad (1.34)$$

- **Equations mécaniques**

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega_r}{dt} + \Omega_r f &= c_e - c_r \\ \Omega_r &= \frac{\omega_r}{P} \\ c_f &\cong f\Omega_r \end{aligned} \quad (1.35)$$

Avec:

$C_r$  : Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique.

$f \Omega_r$  : Le couple des frottements visqueux.

$J \frac{d\Omega_r}{dt}$  : Le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor.

Le couple électromagnétique de la machine est donné par l'expression suivante:

$$c_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_{sd} I_{sq} + \phi_f I_{sq}] \quad (1.36)$$

### 1.3.2. Modèle de la machine en vue de la commande

Considérons :

- Les tensions  $V_d, V_q$  et le flux d'excitation  $\phi_f$  comme grandeurs de commande.

- Les courants  $I_d, I_q$  comme variables d'état.

On pose :

$$[x] = [I_{sd} \quad I_{sq}]^T \quad \text{et} \quad [V] = [V_{sd} \quad V_{sq}]^T$$

Alors, le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu.$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R_s}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & \frac{L_d}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & \frac{-\omega}{L_q} \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

De plus, l'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = c_e - c_r - F\Omega.$$

Et, le couple électromagnétique :

$$c_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_{sd} I_{sq} + \phi_f I_{sq}]$$

### 1.3.3. Commande vectorielle de la MSAP

Les principes généraux des commandes vectorielles des machines synchrones restent identiques à ceux introduits pour les moteurs asynchrones mais avec des spécificités suivant les technologies utilisées (machines à rotor bobiné à pôles saillants ou à pôles lisses, à réluctance variable directe ou inversée, à aimants montés en surface ou enterré. Notre étude sera consacrée pour la MSAP à pôles saillants [12].

### 1.3.4. Principe de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimants en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée.

La figure (1.14) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle  $\theta$  par rapport à l'axe du référentiel  $(\alpha, \beta)$  lié au stator.

L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante  $I_{sq}$  soit en quadrature par rapport au flux rotorique par conséquent, la composante  $I_d$  du courant statorique doit être linéaire au flux rotorique. Si le courant  $I_{sd}$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant  $I_d$  est négatif, le flux statorique sera opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage).

Le courant  $I_{sd}$  doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant.

Donc

$$I_{sd} = 0 \Rightarrow I = I_{sq} \quad (1.38)$$

Si le courant  $I_{sd}$  est forcé à zéro ( $I_{sq} = I_s$ ), d'où la représentation suivante:

$$\phi_{sd} = \phi_f \quad (1.39)$$

Alors la forme du couple électromagnétique devient:

$$c_e = \frac{3}{2} P \phi_f I_q$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à ( $I_{sq} = I_s$ ), d'où la représentation suivante:

$$c_e = k_t I_{sq}$$

$$\text{Avec } k_t = \frac{3}{2} P \phi_f \quad (1.40)$$

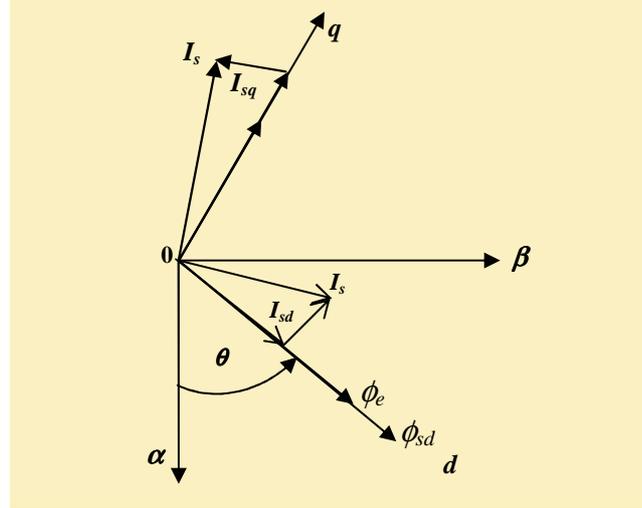


Figure 1.14 Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au rotor.

### 1.3.5. Structure de commande de la machine alimentée en tension

Dans cette technique de commande on se limite à la méthode indirecte, reprenons le modèle (1.37)

$$[x] = [I_{sd} \quad I_{sq}]^T \quad \text{et} \quad [V] = [V_{sd} \quad V_{sq} \quad \phi_f]^T$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & \frac{-\omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

L'équation mécanique est donnée par: [13]

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = c_e - c_r - F\Omega$$

De plus l'expression du couple est donnée par:

$$c_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_{sd} I_{sq} + \phi_f I_{sq}]$$

En appliquant le principe de la commande vectorielle ( $I_{sd} = 0, I_{sq} = I_s$ ), et après arrangements nécessaires, on aura le système d'équations suivant:

$$\begin{aligned} R_s I_{sd} + L_{sd} \frac{dI_{sd}}{dt} &= V_{sd} - \omega L_{sq} I_{sq} \\ R_s I_{sq} + L_{sq} \frac{dI_{sq}}{dt} &= V_{sq} - \omega L_{sd} I_{sd} + \omega \phi_f \end{aligned} \quad (1.41)$$

Ces équations montrent que  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  dépendent à la fois des courants sur les axes d et q. On est donc amené à implanter un découplage comme pour la machine asynchrone alimentée en tension.

### 1.3.6. Découplage par compensation

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  (figure 1.15) [7] [11] [14].

$$V_{sd1} = V_{sd} + e_d \tag{1.42}$$

$$V_{sq1} = V_{sq} + e_q \tag{1.43}$$

Tel que  $(e_d, e_q)$  représente les perturbations à compenser

$$e_d = \omega L_{sq} I_{sq} \tag{1.44}$$

$$e_q = -\omega L_{sd} I_{sd} - \omega \phi_f \tag{1.45}$$

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q$$

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d$$

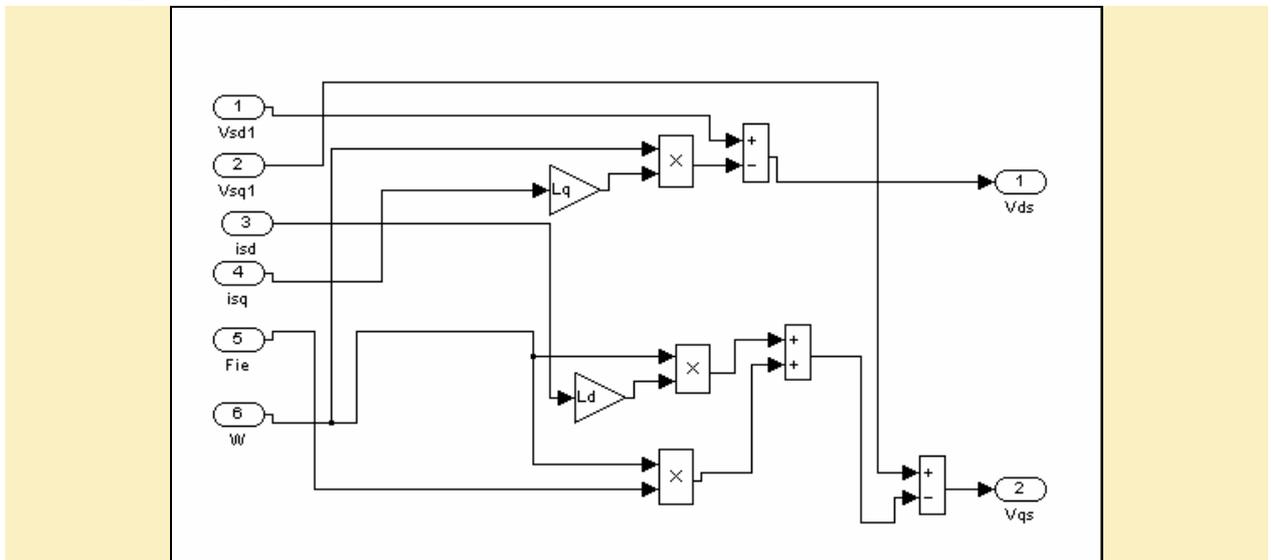


Figure 1.15 Schéma bloc de compensation

### 1.3.7. Calcul des régulateurs

#### Régulateur du flux

A partir des équations (1.41) et (1.42), on peut écrire la fonction de transfert suivante:

$$Fd(s) = \frac{1/R_s}{1 + T_{sd}s} = \frac{I_{sd}}{V_{sd1}} \quad , \quad T_{sd} = \frac{L_{sd}}{R_s}$$

Nous pouvons représenter le schéma fonctionnel du contrôle du flux par la (figure 1.16)

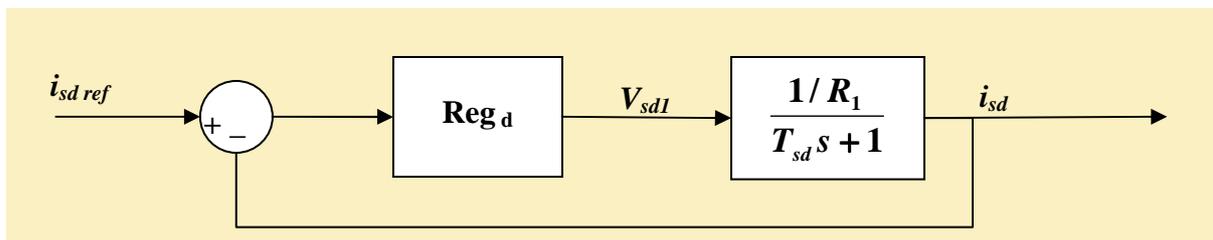


Figure 1.16 Régulation du flux

Le régulateur (Reg<sub>d</sub>) a une fonction de transfert donnée par :

$$Reg_d(s) = K_d \frac{1 + T_{sd}s}{s}$$

Avec:  $FTBO_d = \frac{K_d}{R_s s} = \frac{K'}{s'} = T$

Tel que  $K'_d = \frac{K_d}{R_s}$

Et  $FTBF_d = \frac{T}{T+1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K'_d} s} = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{I_{sd}}{I_{sreff}}$

Pour que le courant s'établisse, on a choisi  $\tau_d = T_{sd}$

Où:  $Reg_d(s) = \frac{R_s}{T_{sd}} \left( \frac{1 + T_{sd}s}{s} \right)$  (1.46)

### Régulateur du couple

De même, les équations (1.42), (1.43) et (1.44) permettent de construire le schéma fonctionnel suivant:

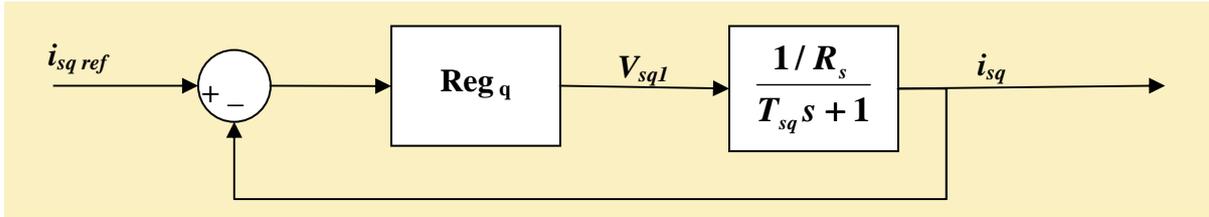


Figure 1.17 Régulation du couple

Sachant que (Reg<sub>q</sub>) a la même forme que (Reg<sub>d</sub>), et si on choisit  $\tau_{sq} = T_{sq}$ , la fonction de transfert devient :

$$Reg_q(s) = \frac{R_s}{T_{sq}} \left( \frac{1 + T_{sq}s}{s} \right), \quad T_{sq} = \frac{L_{sq}}{R_s}$$
 (1.47)

### Régulateur de vitesse

La transmittance du régulateur PI utilisé peut être exprimée de la manière suivante:

$$KP + \frac{K_i}{P} = \frac{K_i}{P} (1 + \tau s)$$

Avec:  $\tau = \frac{KP}{K_i}$

La fonction de transfert du système (machine+régulateur PI) est donnée par:

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_{reff}(s)} = \frac{1 + \tau s}{\frac{J}{K_i} s^2 + \tau s + 1}$$
 (1.48)

En comparant l'équation caractéristique (1.48) avec la forme standard du second ordre, on trouve:

$$\frac{K_i}{J} = \omega_0^2$$

$$\tau = \frac{2\xi}{\omega_0}$$
 (1.49)

Avec:  $\xi$  coefficient d'amortissement

A partir des équations (1.49) et pour  $\xi=1$ , on aura:

$$K_i = \frac{4J}{\tau^2} \tag{1.50}$$

La constante de temps associée au régulateur  $\tau$  est choisie en fonction de la constante de temps statorique dans l'axe q par

$$\tau = \frac{L_{sq}}{R_s}, \text{ qui caractérise la dynamique du couple.}$$

Par conséquent:

$$K_p = K_i \tau \tag{1.51}$$

La boucle de régulation de la vitesse est donnée par la (figure 1.18)

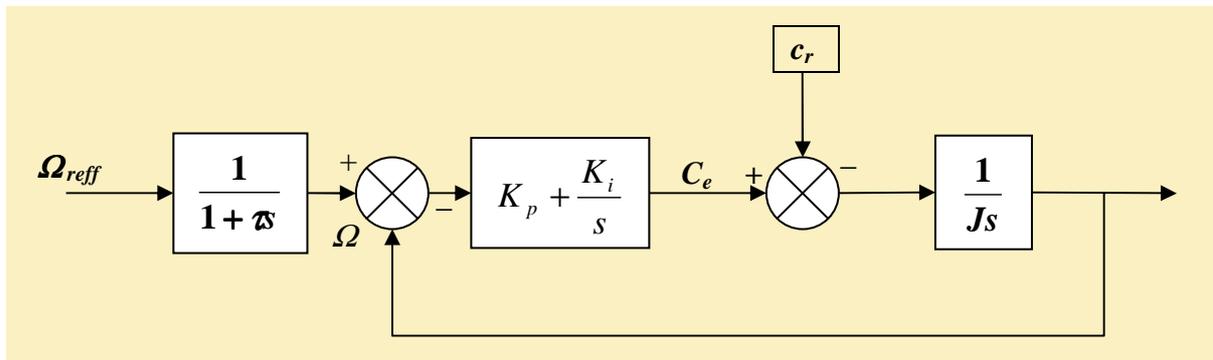


Figure 1.18 Régulation de la vitesse.

Le principe de cette méthode (structure de commande indirecte de la machine synchrone à aimants permanents alimentés en tension) est illustré sur la (figure 1.19)

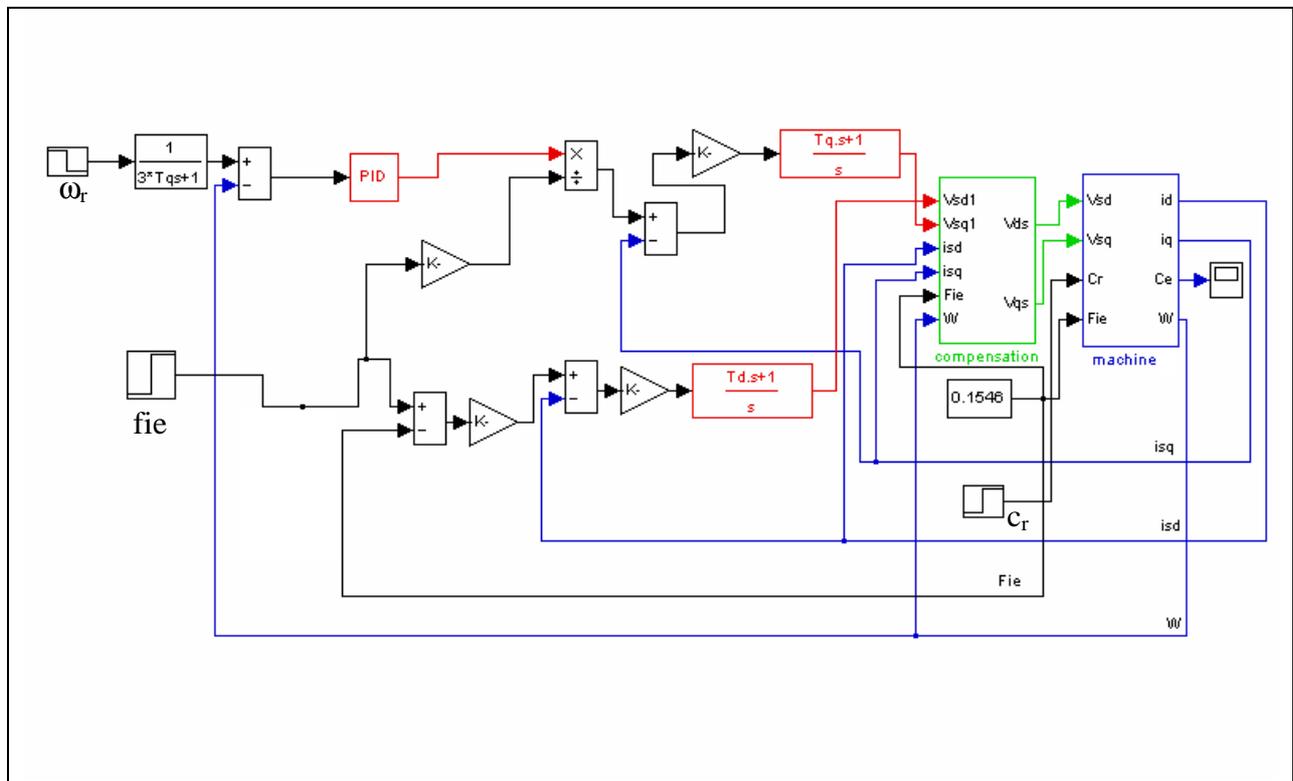


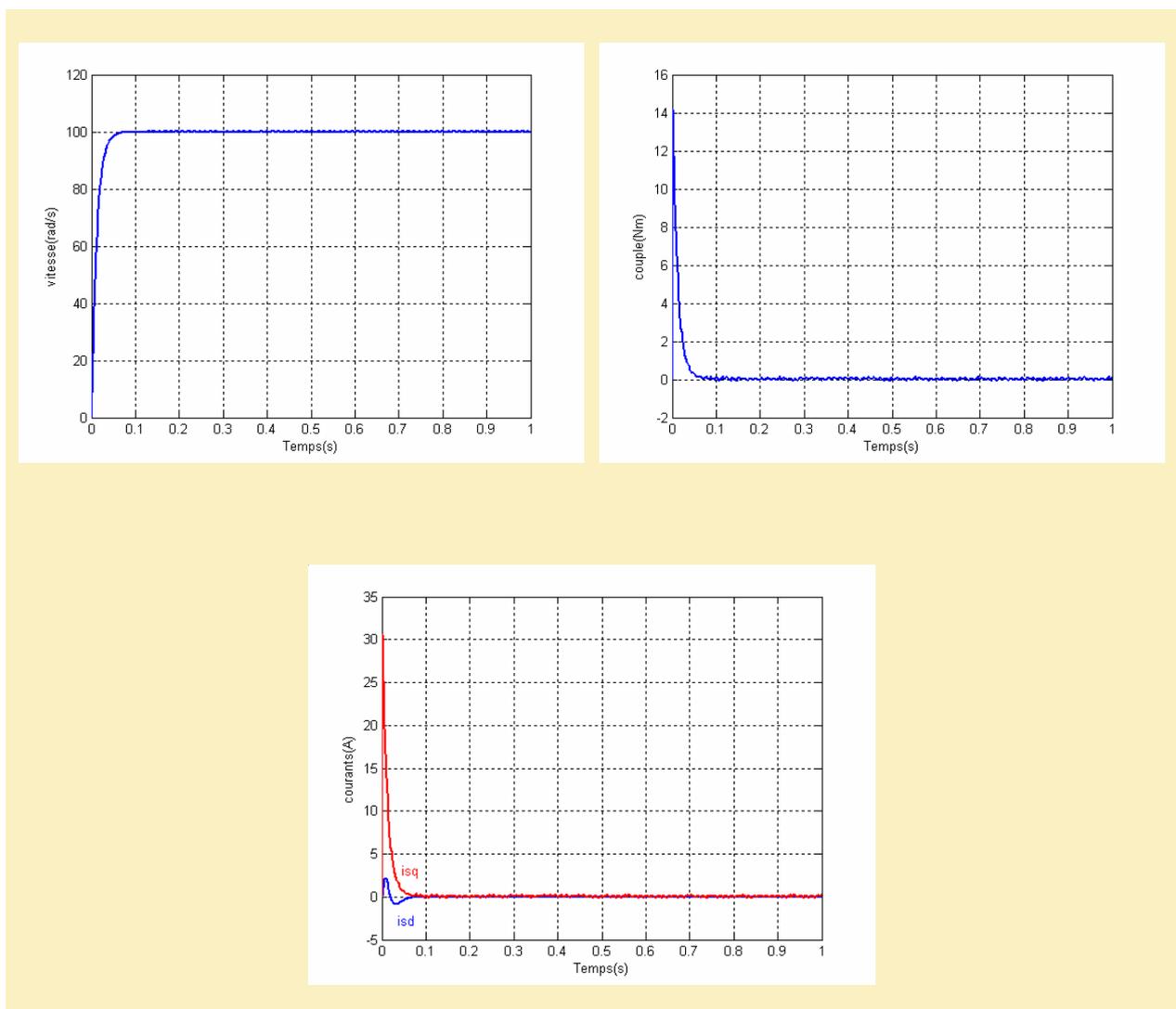
Figure 1.19 Schéma-bloc de la structure de commande en tension de la MSAP.

### 1.3.8. Résultats de simulation

- On présente dans cette partie les résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension.
- Pour la modélisation de la machine, on a utilisé les équations (1.35), (1.36), (1.37).
- Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

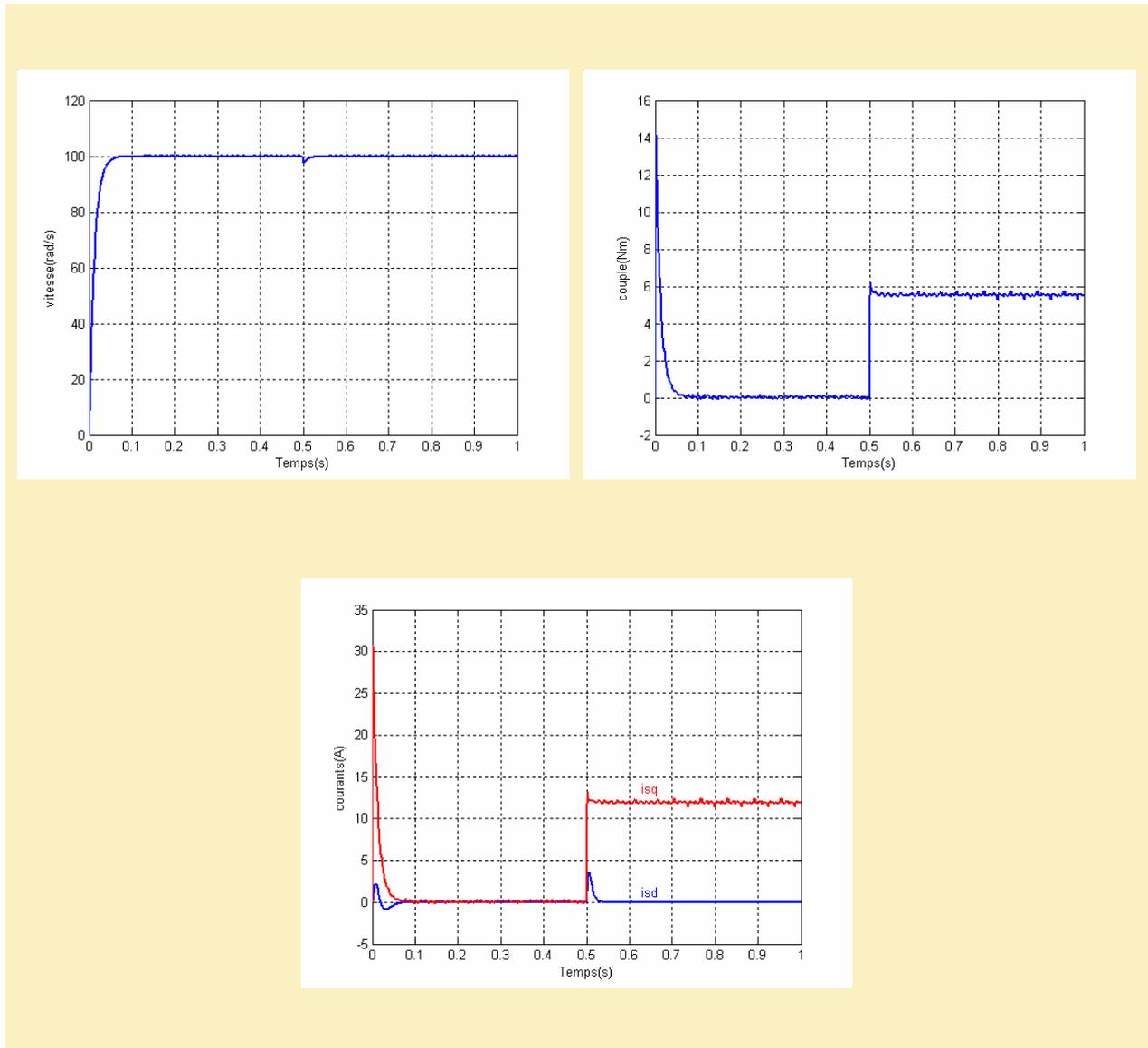
Les résultats de simulation figure (1.20) montrent les performances de la régulation étant donné que la vitesse est obtenue sans dépassement avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible.

Lors du démarrage, le couple atteint la valeur limite 14Nm et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. La réponse des deux composantes du courant statorique montrent bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ( $i_{sd}=0$ ) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante  $i_{sq}$ .



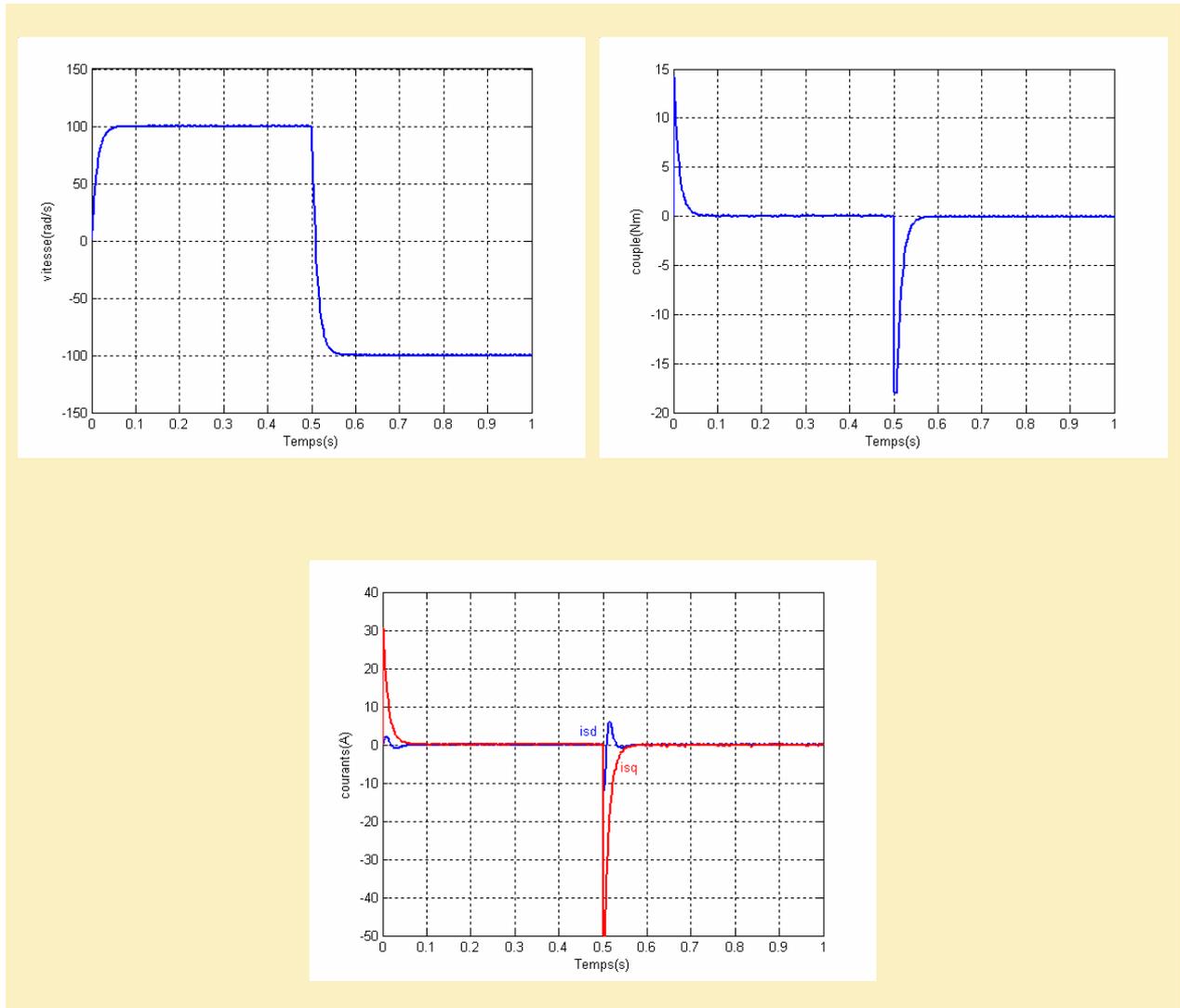
**Figure 1.20 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSAP alimentée en tension à vide.**

En appliquant un couple résistant 5,5 N.m et sous vitesse 100 rad/s, la figure (1.21) montre que le couple électromagnétique répond à la sollicitation avec une influence négligeable sur la vitesse qui s'établit.



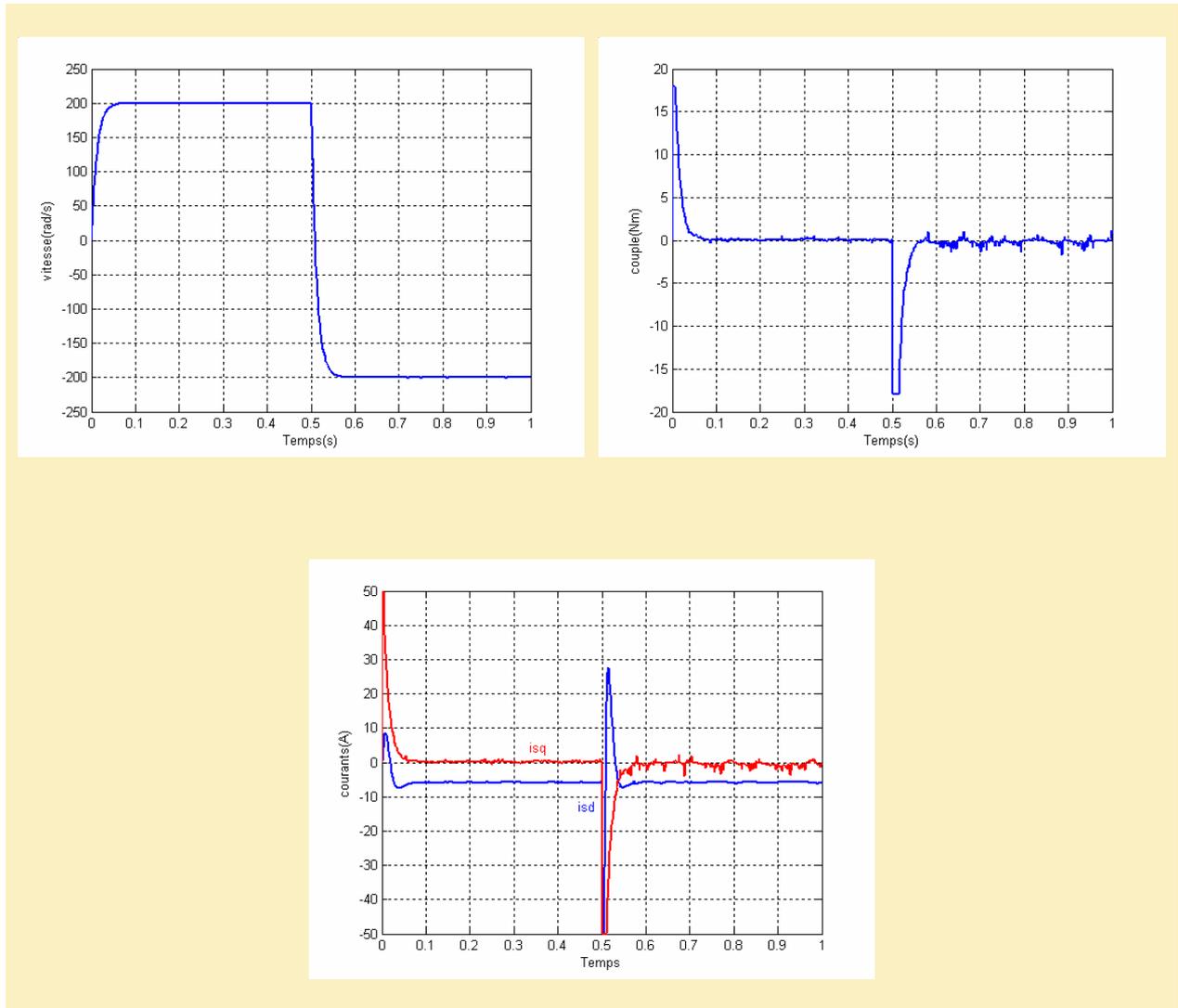
**Figure 1.21 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSAP alimentée en tension (en charge).**

Nous avons également étudié la robustesse de la régulation en simulant un démarrage, puis une inversion du sens de rotation pour les deux modes examinés figures (1.22), (1.23).



**Figure 1.22 Simulation de la réponse du système à vide face à une inversion de consigne de vitesse (mode normal).**

Nous constatons que la vitesse répond sans dépassement en mode de démarrage et en mode d'inversion.



**Figure 1.23** Simulation de la réponse du système à vide face à une inversion de consigne de vitesse (mode défluxé).

## **1.4. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons exposé la modélisation et la commande vectorielle des machines à courant alternatif (MSAP, MAS).

La modélisation des machines (MSAP, MAS), nous a permis d'envisager la commande par orientation du flux rotorique alimenté en tension.

Les résultats de simulation permettent de montrer le principe du découplage existant dans la CV-OFR.

Le rejet de perturbation au niveau de vitesse est acceptable, vu l'utilisation d'un régulateur PI jugé très efficace pour la fonction de régulation.

# Chapitre 2

***Modélisation  
de l'alimentation des machines  
à courant alternatif***

## 2.1. Introduction

L'étude de l'association onduleur-moteur asynchrone constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique.

La majorité de ces travaux ont conduit d'une part, à améliorer la conception des onduleurs et d'autre part à développer de nouvelles techniques de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de cette association. [15] [22].

Une méthode qui exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Pour avoir des réponses à dynamique élevée et un contrôle fin du couple, la machine doit être alimentée par des courants sinusoïdaux. Ceci peut être réalisé à l'aide d'un onduleur de tension contrôlé en courant ou on utilise des techniques à hystérésis.

L'emploi de régulateurs à hystérésis impose aux courants, dans les phases de la machine, de suivre des références sinusoïdales délimitées par des bandes convenablement choisies. Le circuit est simple et robuste.

Dans ce chapitre, nous présentons l'analyse de l'alimentation des machines à courants alternatifs (MAS, MSAP) qui est de type onduleur de tension contrôlé en courant. Nous examinons tout particulièrement les différentes techniques à hystérésis en raison de leur simplicité et de leur performance dans les entraînements nécessitant un contrôle fin du couple.

## 2.2. Différents types d'onduleurs

La variation de la vitesse de la machine est assurée grâce à leur alimentation par des convertisseurs statiques. Cette variation est obtenue par action sur une action ou un courant permettant la commande simultanée de la fréquence et de l'amplitude du signal.

Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations [15], [16], [17].

Les différentes structures de convertisseurs de base peuvent se ramener à deux familles [23].

### 2.2.1. Onduleur de courant.

L'onduleur de courant transforme un courant continu en courants triphasés dans les enroulements de la machine. Il peut fonctionner en commutation naturelle, c'est le cas des machines synchrones. La commutation forcée est réalisée pour toutes les autres machines. Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, l'amplitude de celle-ci doit être réalisée par ajustement de la grandeur d'entrée.

### 2.2.2. Onduleur de tension

L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quelque soit le courant absorbé et travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie.

### 2.2.3. Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Pour un onduleur triphasé à deux niveaux, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

- $s_{a,b,c} = 1$  : interrupteur du demi-bras haut ( a,b ou c ) fermé
- $s_{a,b,c} = 0$  : interrupteur du demi-bras bas ( a,b ou c ) fermé.

Dans ces conditions on peut écrire

$$V_{jno} = S_{JE} + \frac{E}{2} \quad (2.1)$$

La figure (2.1) montre le schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge.

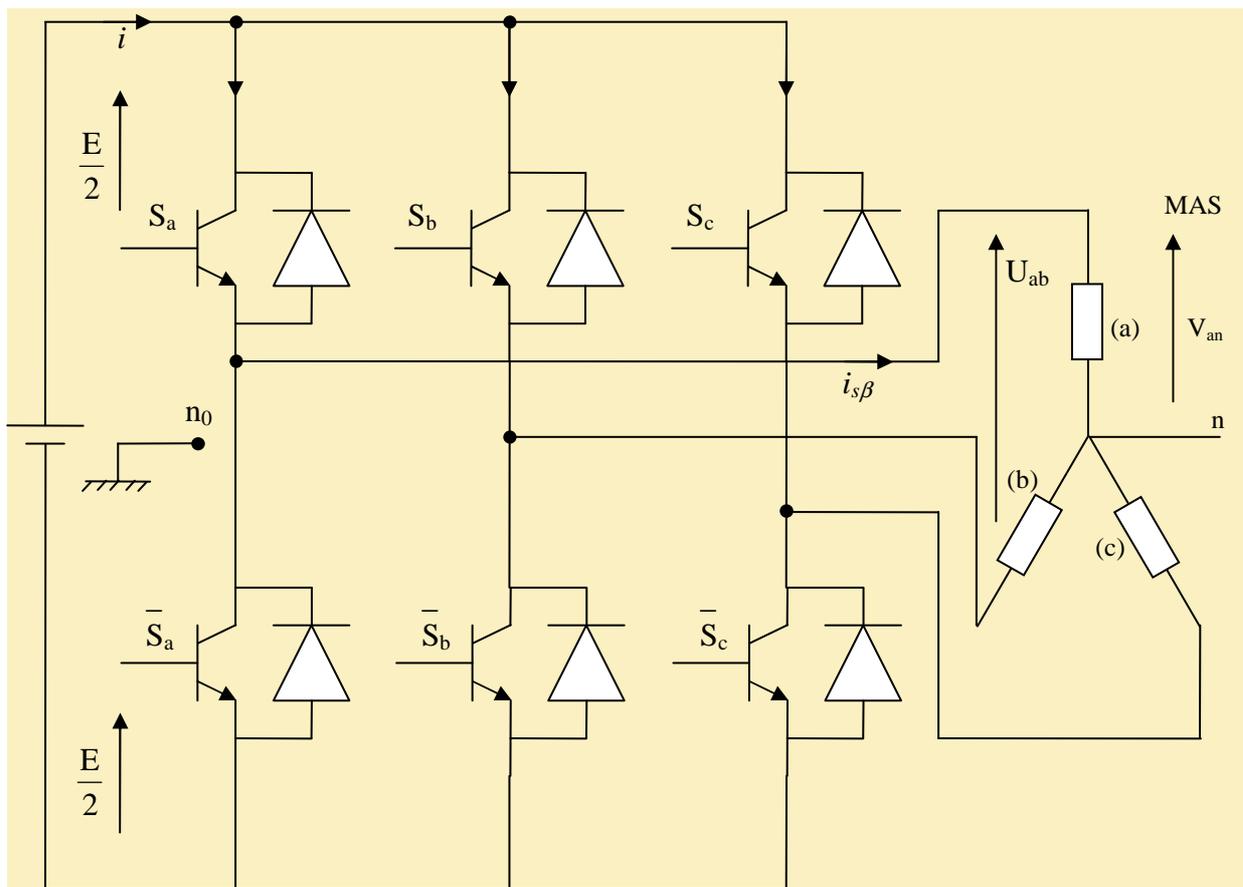


Figure 2.1 schéma d'un onduleur triphasé a deux niveaux et de sa charge.

Pour simplifier l'étude, on supposera que son alimentation en tension comme une source parfaite dans le sens où, quelque soit le courant 'i' délivré ou absorbé, la tension 'E' à ses bornes reste toujours constante, et que cette alimentation est constituée par deux générateurs de f.é.m. égales à  $\frac{E}{2}$  connectés entre eux par un point fictif noté  $n_0$ .

Les tensions entre phases sont données par [17], [18], [19], [22], [23] :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ano} - V_{bno} \\ U_{bc} = V_{bno} - V_{cno} \\ U_{ca} = V_{cno} - V_{ano} \end{cases} \quad (2.2)$$

Si la charge est équilibrée :  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$

D'où :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (2.3)$$

Et donc:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ano} - \frac{1}{3}V_{bno} - \frac{1}{3}V_{cno} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ano} + \frac{2}{3}V_{bno} - \frac{1}{3}V_{cno} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ano} - \frac{1}{3}V_{bno} + \frac{2}{3}V_{cno} \end{cases} \quad (2.4)$$

et le potentiel du point neutre est donné par :  $V_{nno} = \frac{1}{3}[V_{ano} + V_{bno} + V_{cno}]$  (2.5)

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, on aura:

$$\begin{cases} V_{ano} = E(s_a - 0,5) \\ V_{bno} = E(s_b - 0,5) \\ V_{cno} = E(s_c - 0,5) \end{cases}$$

Et donc

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{3}(2s_a - s_b - s_c) \\ V_{bn} = \frac{E}{3}(-s_a + 2s_b - s_c) \\ V_{cn} = \frac{E}{3}(-s_a - s_b + 2s_c) \end{cases} \quad (2.6)$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, nous appliquons la transformation triphasée/biphasée en respectant le transfert de puissance:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{2}{3}V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn} \\ V_{s\beta} = \frac{2}{3}\frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn} \end{cases} \quad (2.7)$$

$V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  prennent un nombre fini de valeurs définissant les limites de 6 secteurs dans le plan  $\alpha, \beta$  figure (2.2)

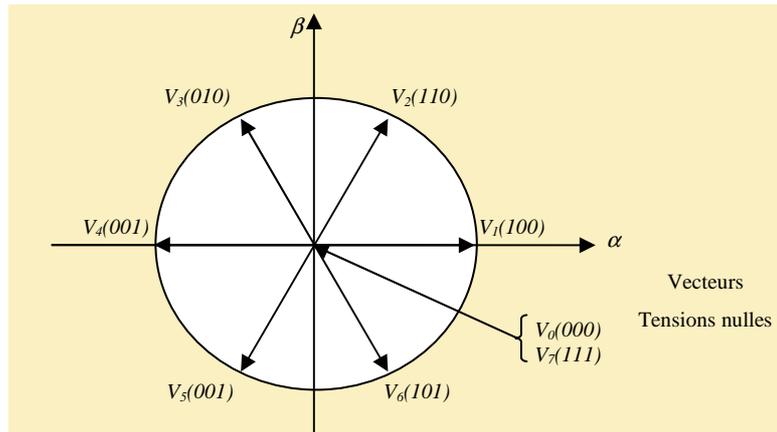


Figure 2.2 Représentation de polygone de commutation.

## 2.2.4. Différentes méthodes de contrôle du courant dans le cas d'un onduleur de tension.

En fonction de la position du rotor et des grandeurs électromécaniques désirées, le dispositif de commande assure l'autopilotage et impose des courants dans les phases de la machine aussi proche que possible de leurs références. Deux stratégies de contrôle peuvent être mises en oeuvre [15].

### 2.2.4.1. Contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsions de la tension (MLI)

Au lieu de former la tension alternative de sortie d'un seul créneau par alternance. On a la forme de plusieurs créneaux de même amplitude et de largeurs convenables. Cela permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension alternative et de repousser vers les fréquences élevées les harmoniques qu'elle contient, donc de faciliter le filtrage.

### 2.2.4.2. Contrôle des courants par hystérésis

Cette commande est très adaptée pour les organes ayant une action à deux positions comme c'est le cas ici, elle consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur de telle sorte à maintenir le courant dans une bande centrée autour de la référence. Malgré sa simplicité de mise en oeuvre sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients tels que le risque de dépassement de la fréquence de commutation maximale des semi conducteurs utilisés [20], [21], [23].

Il existe deux stratégies de contrôle des courants par hystérésis

### a) Contrôle des courants dans le repère de Park (d,q) lié au rotor

Dans ce cas, on impose des tensions de références fictives (repère de park) à partir desquelles on déduit des tensions de références sinusoïdales triphasées pour la commande de l'onduleur figure (2.3) [15], [21], [22].

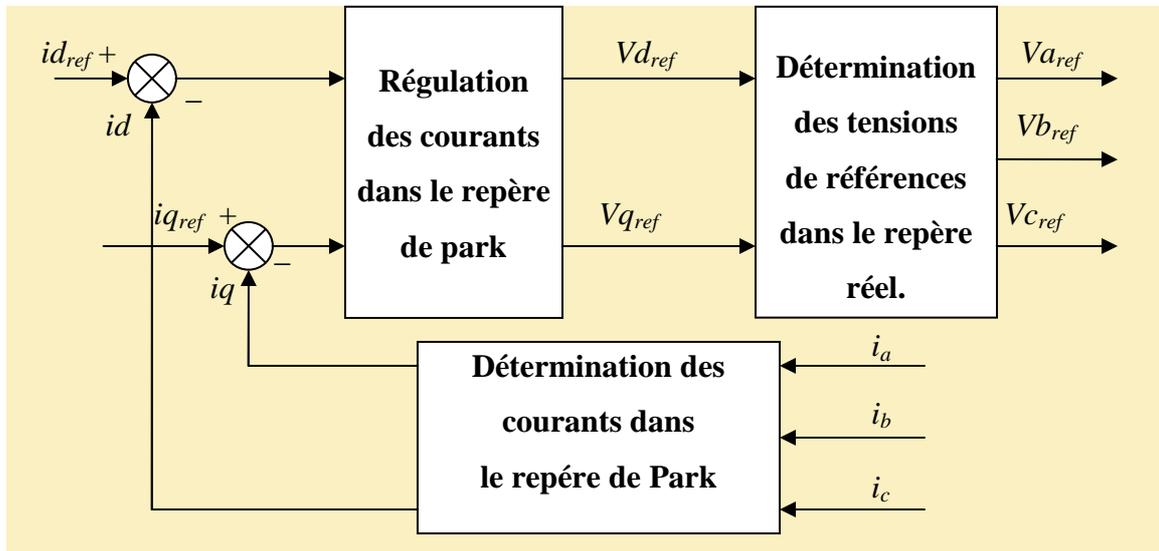


Figure 2.3 Commande du courant par hystérésis dans le repère de park.

L'inconvénient principal de cette méthode est la nécessité de la connaissance du modèle électrique de la machine.

### b) Contrôle direct des courants dans le repère réel

L'inconvénient de cette stratégie est que les grandeurs de référence sont en évolution permanente en amplitude et en phase. La difficulté réside donc dans la détermination des régulateurs de courants. La figure (2.4) montre le principe de contrôle des courants réels par un onduleur de tension [15], [23].



Figure 2.4 Commande du courant par hystérésis dans le repère réel.

### 2.3. Principe de la technique de contrôle de courant par hystérésis à deux niveaux dans le repère réel-simulation

En examinant le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension, ce dernier ne peut fournir qu'un nombre fini de vecteurs tensions, chacun correspond à une séquence de commutation. En les représentant dans un plan complexe, ces vecteurs sont appelés vecteurs d'espace par la figure (2.5)

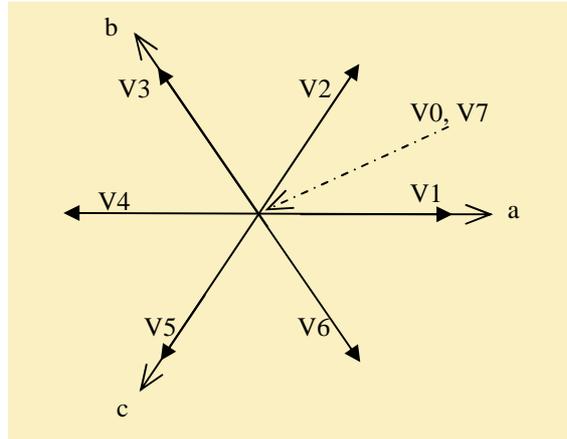


Figure 2.5 Représentation des vecteurs tensions associés à l'onduleur.

Le vecteur d'espace tension  $\bar{V}_s$ , correspondant aux tensions phases–neutre instantanées à la sortie de l'onduleur est défini par figure (2.6):

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ s_a + s_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + s_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \tag{2.8}$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs ( $s_a, s_b, s_c$ ) permettent de générer toutes les positions du vecteur  $\bar{V}_s$ .

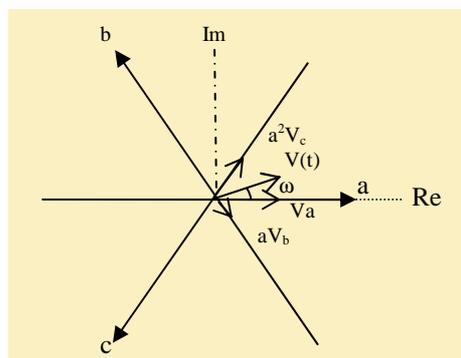


Figure 2.6 Représentation des tensions phase-neutre dans le plan complexe.

Le vecteur courant peut être défini de la même manière en utilisant cette transformation. Ce vecteur peut avoir n'importe quelle position dans le plan complexe et ceci suivant l'axe du bobinage statorique figure (2.7).

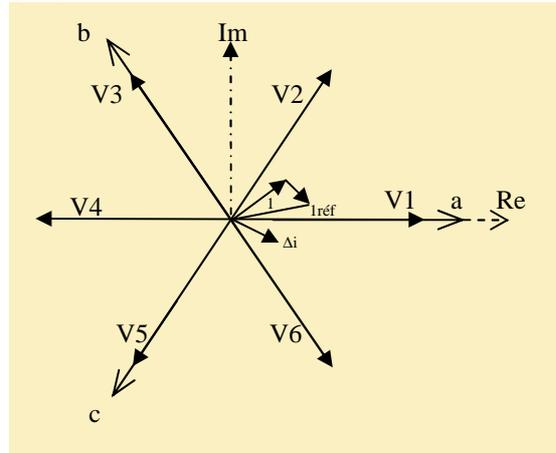


Figure 2.7 Evolution du vecteur courant dans le plan complexe.

Les erreurs de courant pour chaque phase sont données par la projection du vecteur  $\Delta i$  sur l'axe de chaque phase. Les interrupteurs de l'onduleur sont commutés à chaque fois que cette projection atteint  $U_n$  égale à l'hystérésis du comparateur. La combinaison des limites de la bande à hystérésis pour chaque phase définit le diagramme de commutation qui se déplace en fonction du vecteur courant de référence figure (2.8).

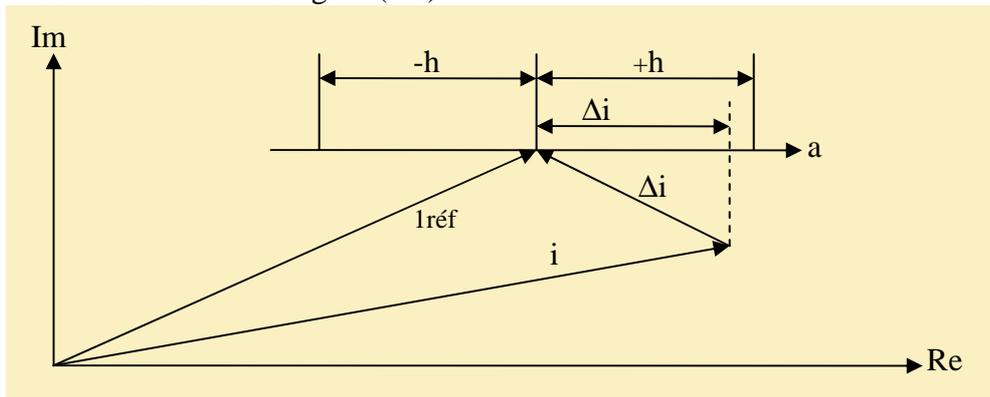


Figure 2.8 Représentation du vecteur courant et de son erreur dans le plan complexe

Dans ce cas, la MLI est générée par un régulateur à deux positions. La différence entre le courant de référence ( $i_{réf}$ ) et la valeur du courant mesurée ( $i$ ), est appliquée à l'entrée du régulateur figure (2.9).

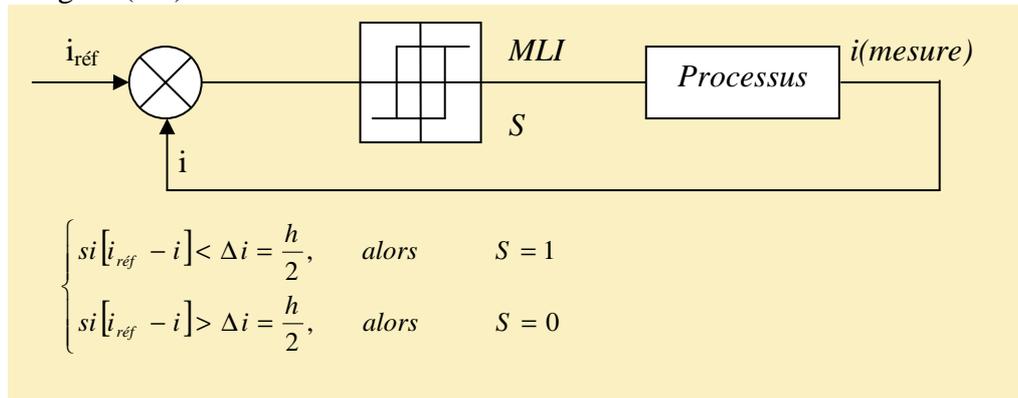


Figure 2.9 Régulateur à deux positions.

$h$  étant la bande à hystérésis figure (2.10). La fréquence de pulsation peut être déterminée à partir de la bande à hystérésis  $h$  ou bien par la variation temporelle du courant  $i$ ; et elle varie selon le point de fonctionnement, par contre l'ondulation du courant imposée par le régulateur d'hystérésis est maintenue constante.

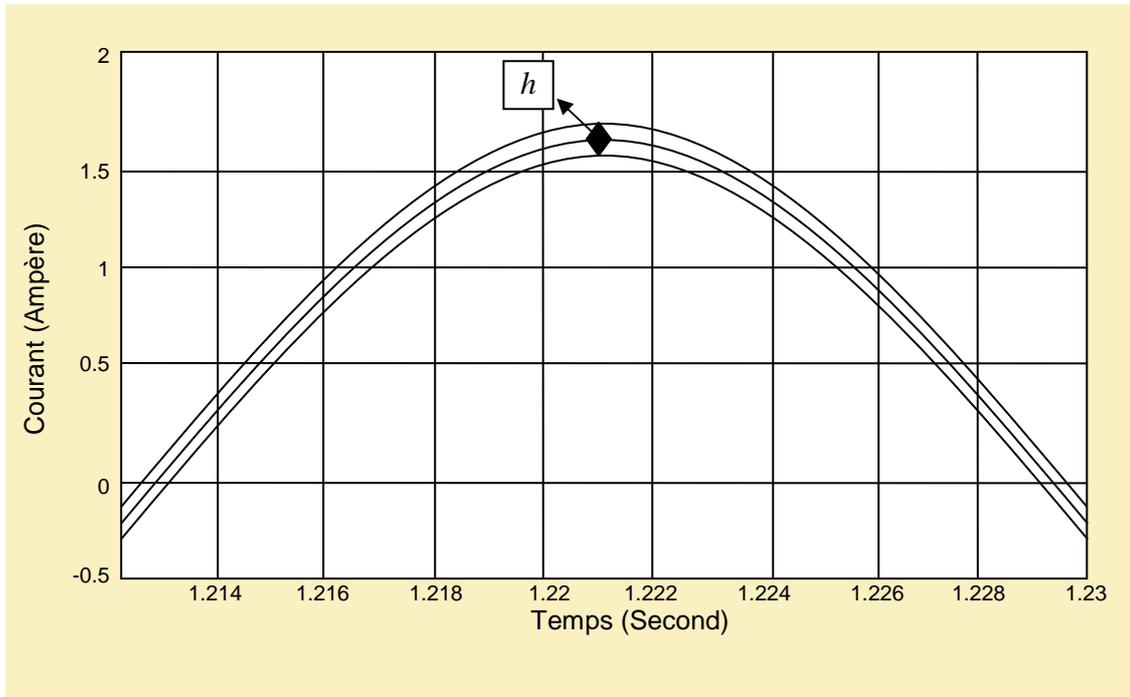


Figure 2.10 Présentation de la bande de courant à hystérésis

Le modèle de l'onduleur de tension à modulation par bande à hystérésis associé aux deux machines est illustré sur la figure (2.11).

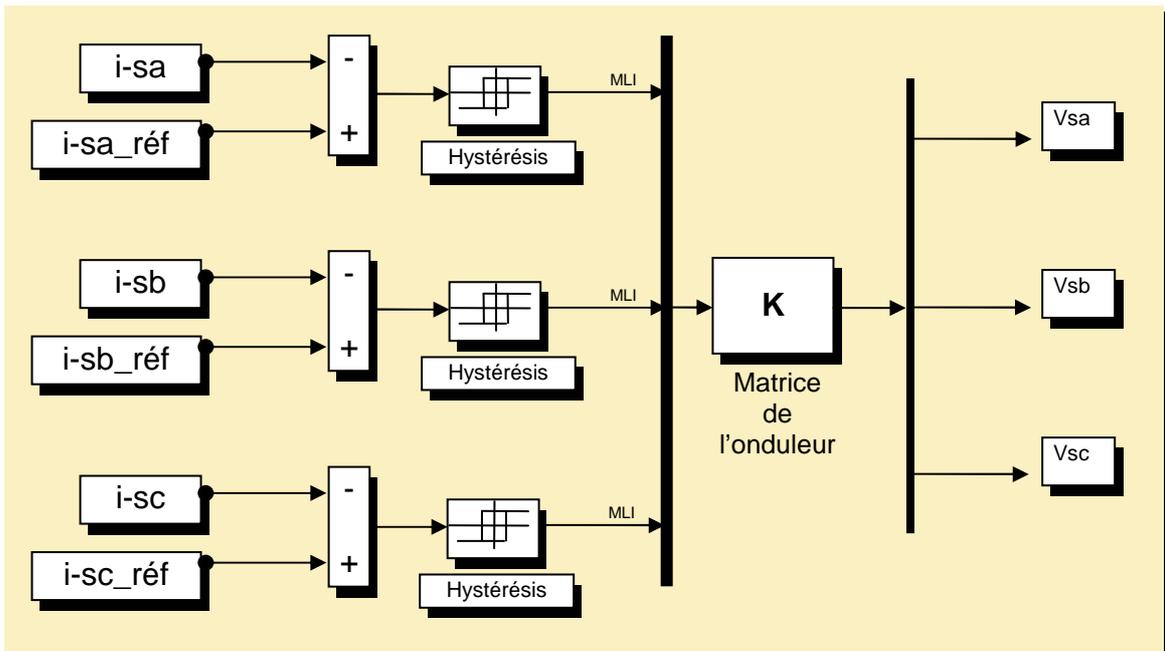


Figure 2.11 Onduleur à modulation par bande à hystérésis (à deux niveaux).

Le contrôle par hystérésis force le courant de chaque phase à être supérieur ou inférieur par rapport à son courant de référence par commutation de la tension de phase entre  $+E/2$  et  $-E/2$ . La fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur du niveau de la f.e.m dépendant de la vitesse de rotation, de l'inductance de fuite du stator et de la bande d'hystérésis  $\Delta i$ .

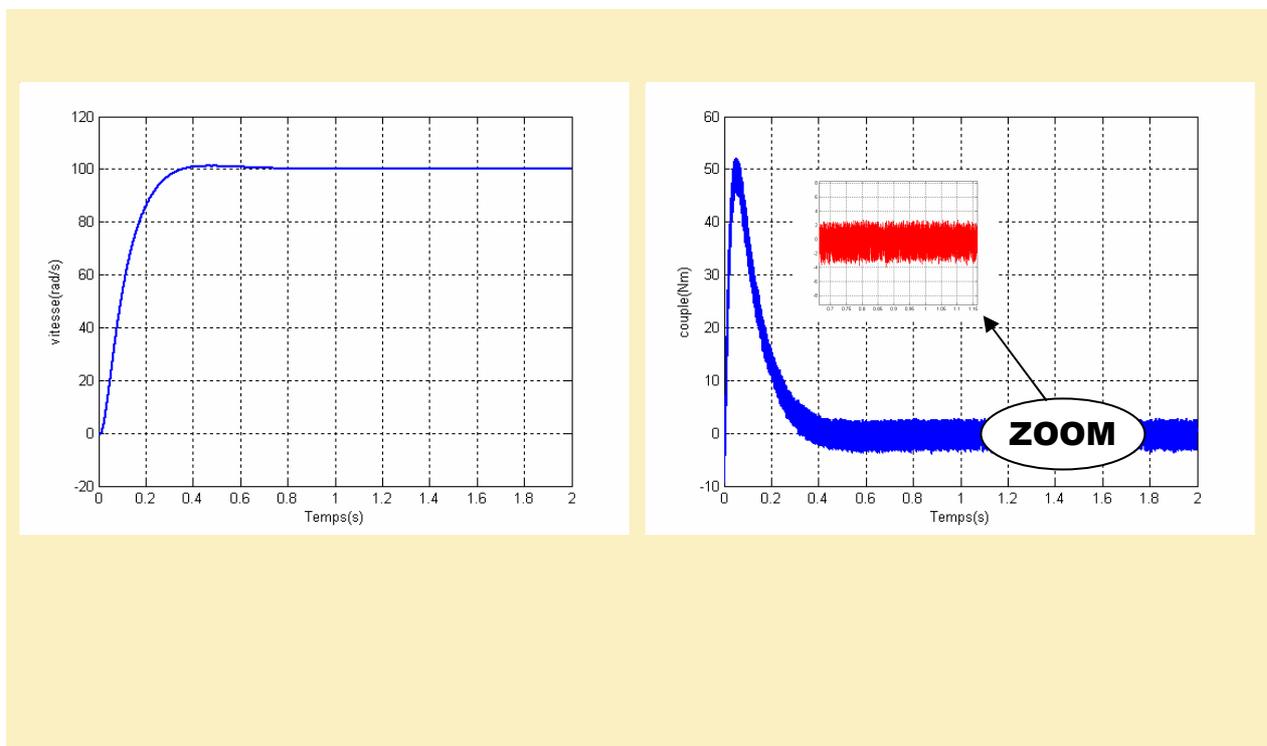
Les pertes de commutation de l'onduleur sont proportionnelles à cette fréquence qui est directement proportionnelle à la tension continue, et inversement proportionnelle à la bande d'hystérésis. La fréquence de commutation maximale peut être donnée par l'expression suivante :

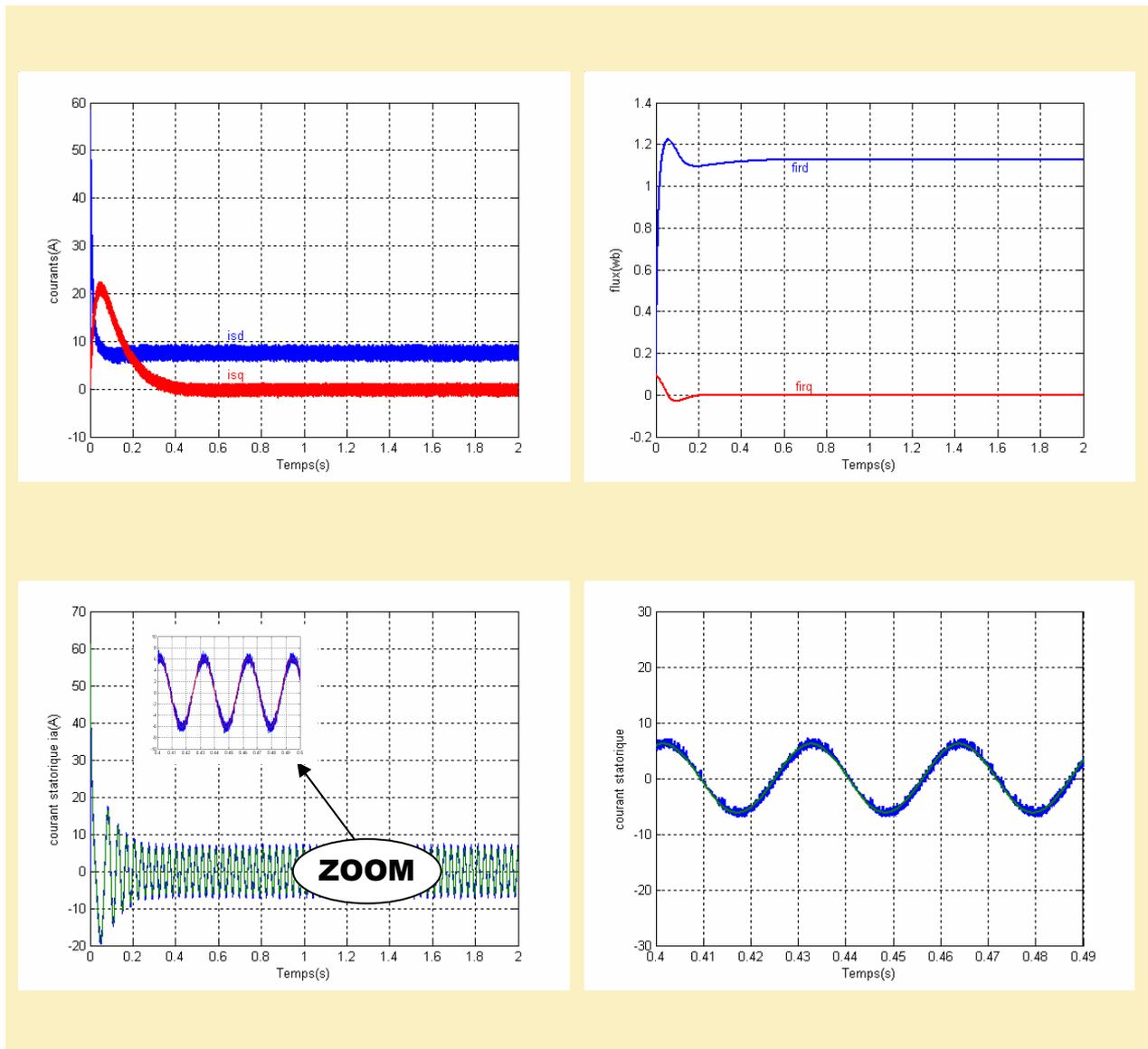
$$f_{\max} = \frac{E}{8l_s \cdot \Delta i} \quad (2.9)$$

### 2.3.1. Résultats de simulation

Nous présentons sur les figures (2.12) et (2.13) la réponse du système à vide pour les deux machines.

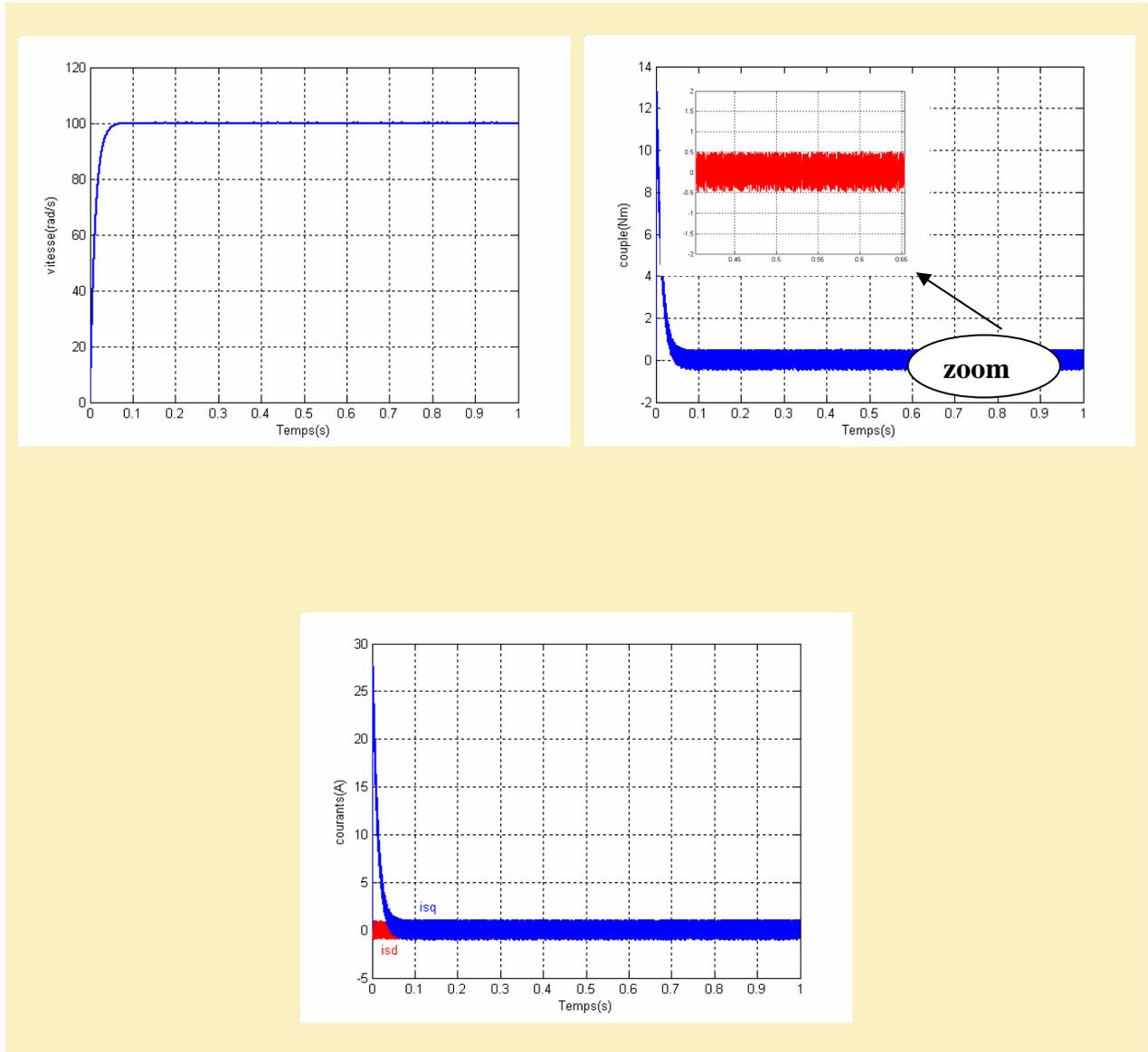
Nous constatons que le système répond toujours sans dépassement avec pratiquement le même temps de réponse que le système sans onduleur.





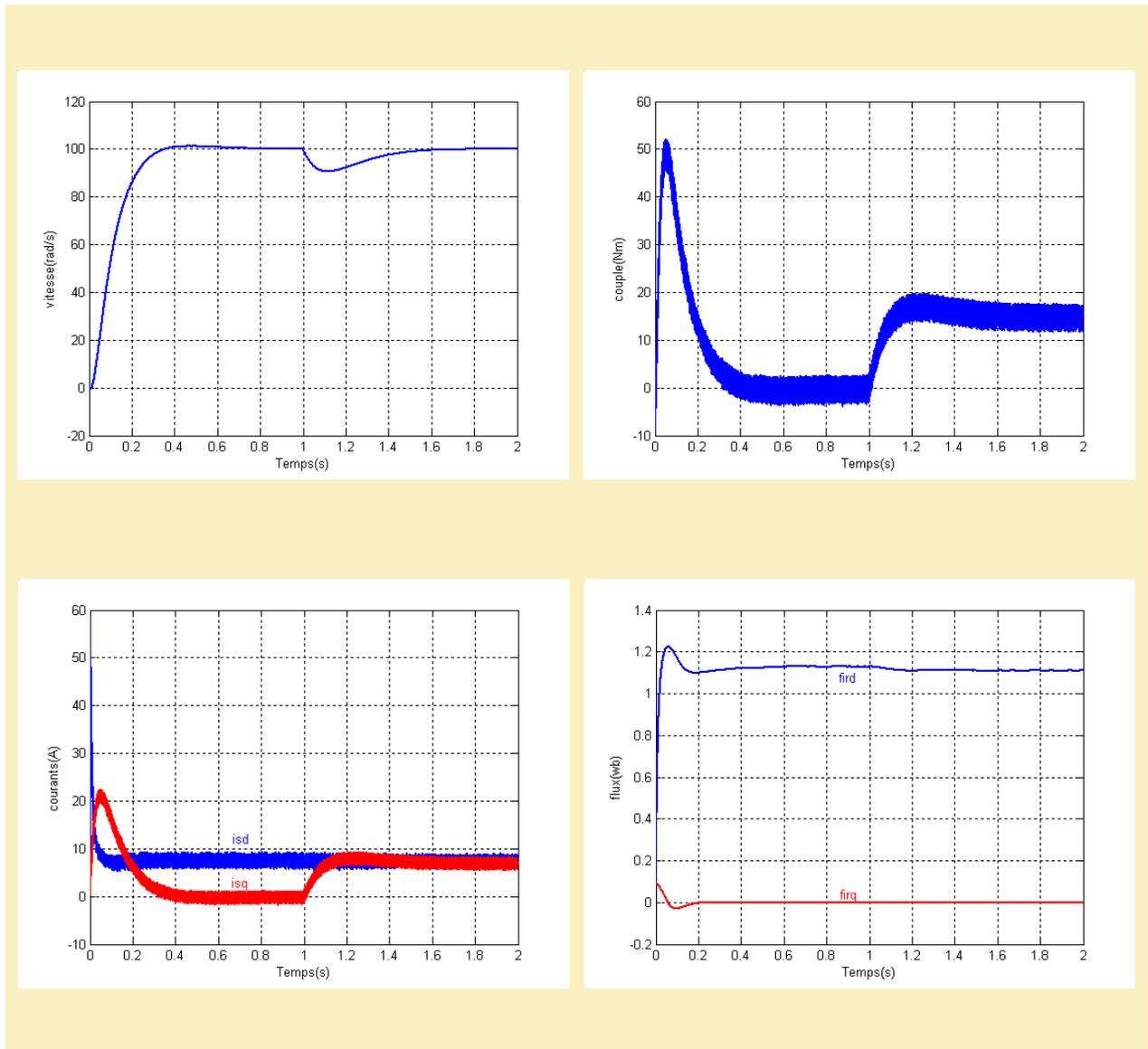
**Figure 2.12 Résultats de simulation de la MAS associée à un onduleur de tension avec hystérésis à deux niveaux (à vide).**

Sachant que le courant statorique contrôlé par l'hystérésis avec  $h=0,25A$  et un pas d'échantillonnage égale  $0,00001ms$  pour la MSAP, et de  $0.00005ms$  pour MAS.



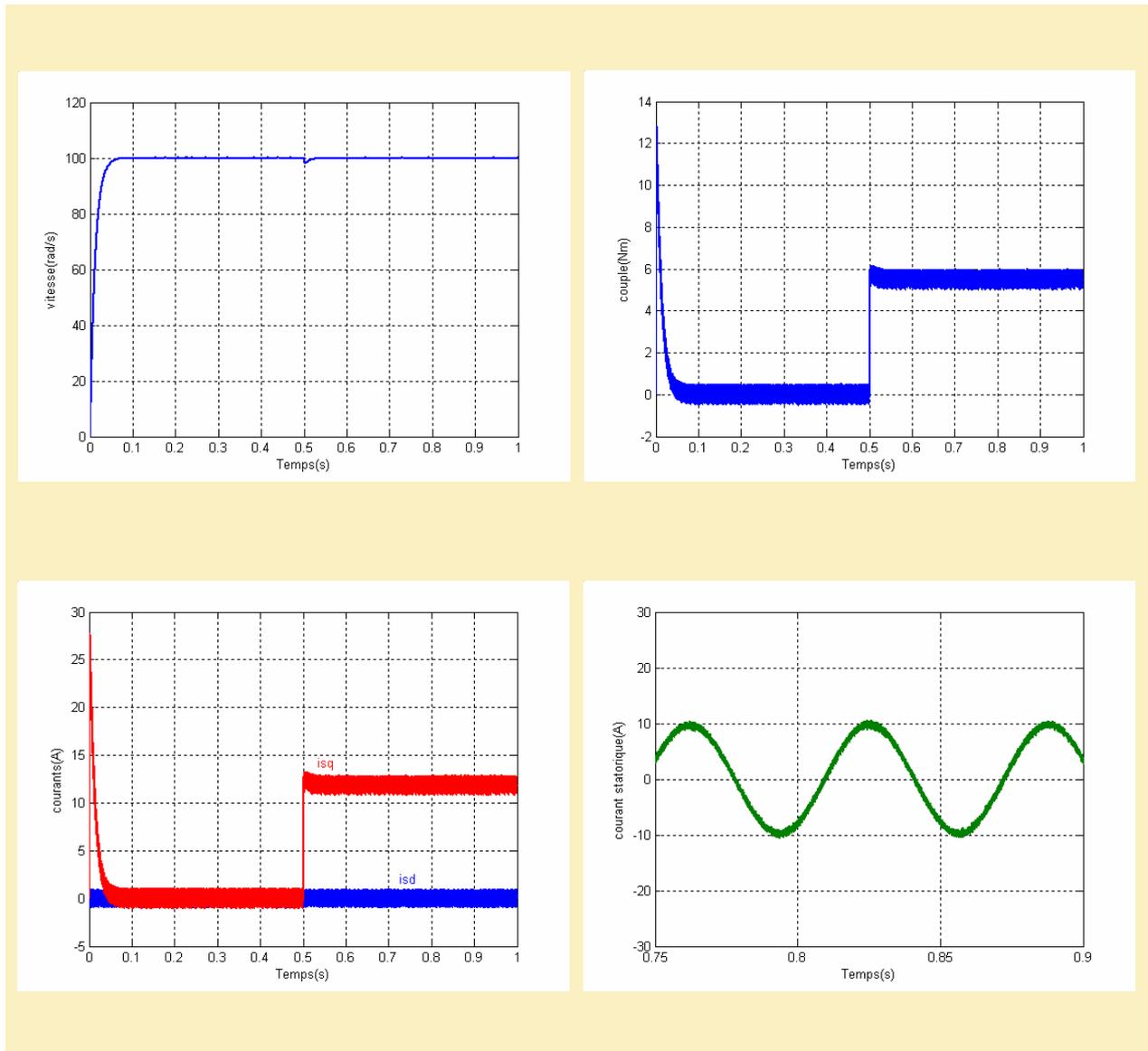
**Figure 2.13 Résultats de simulation de la MSAP associée à un onduleur de tension avec hystérésis à deux niveaux (à vide).**

Pour l'essai en charge, nous constatons qu'avec l'introduction du convertisseur alimentant la machine, le temps de réponse en vitesse est pratiquement conservé avec absence de dépassement pour les deux machines figures (2.14) et (2.15).



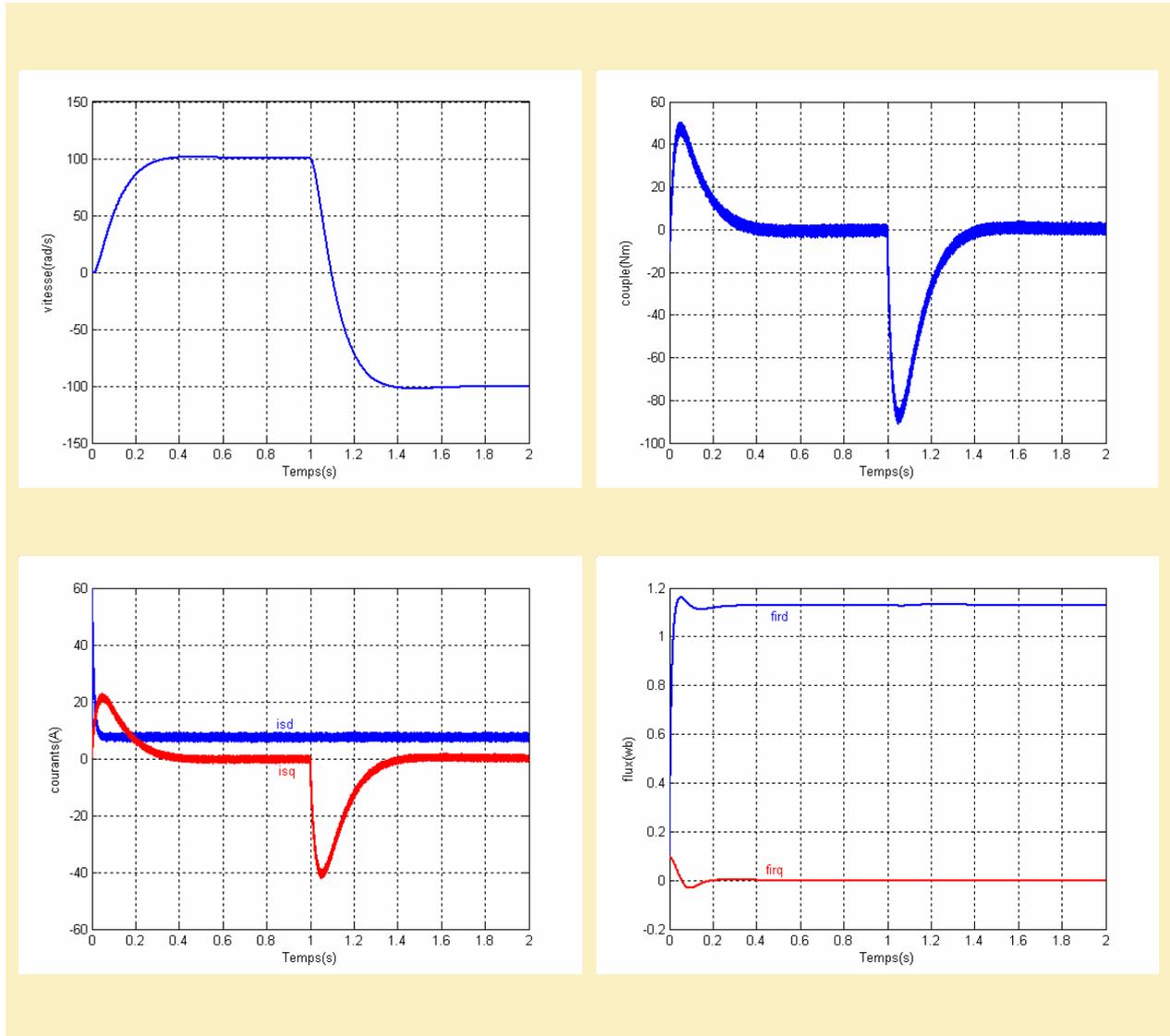
**Figure 2.14 Résultats de simulation de la MAS associée à un onduleur de tension avec hystérésis à deux niveaux (en charge).**

Le courant statorique est contrôlé par la boucle d'hystérésis ( $h=0,25A$ ) et le siège d'harmoniques. Ces harmoniques donnent des pulsations à haute fréquence au niveau du couple électromagnétique.



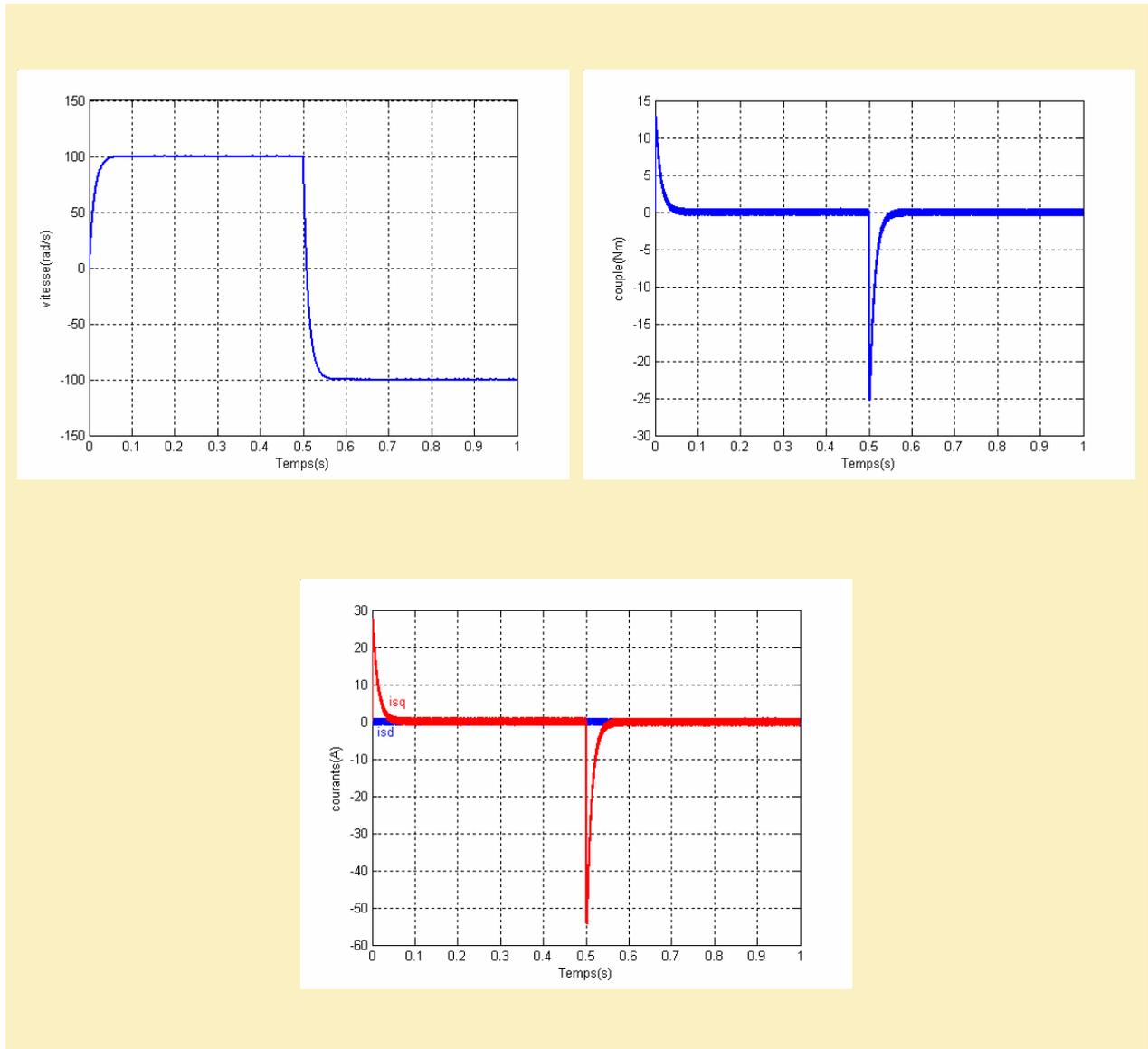
**Figure 2.15 Résultats de simulation de la MSAP associée à un onduleur de tension avec hystérésis à deux niveaux (en charge).**

En inversant la vitesse de rotation ( $\omega_{ref} = -100 \text{rd/s}$ ) figures (2.16) et (2.17), nous constatons que le système répond toujours sans dépassement avec pratiquement le même temps de réponse que le système sans onduleur.



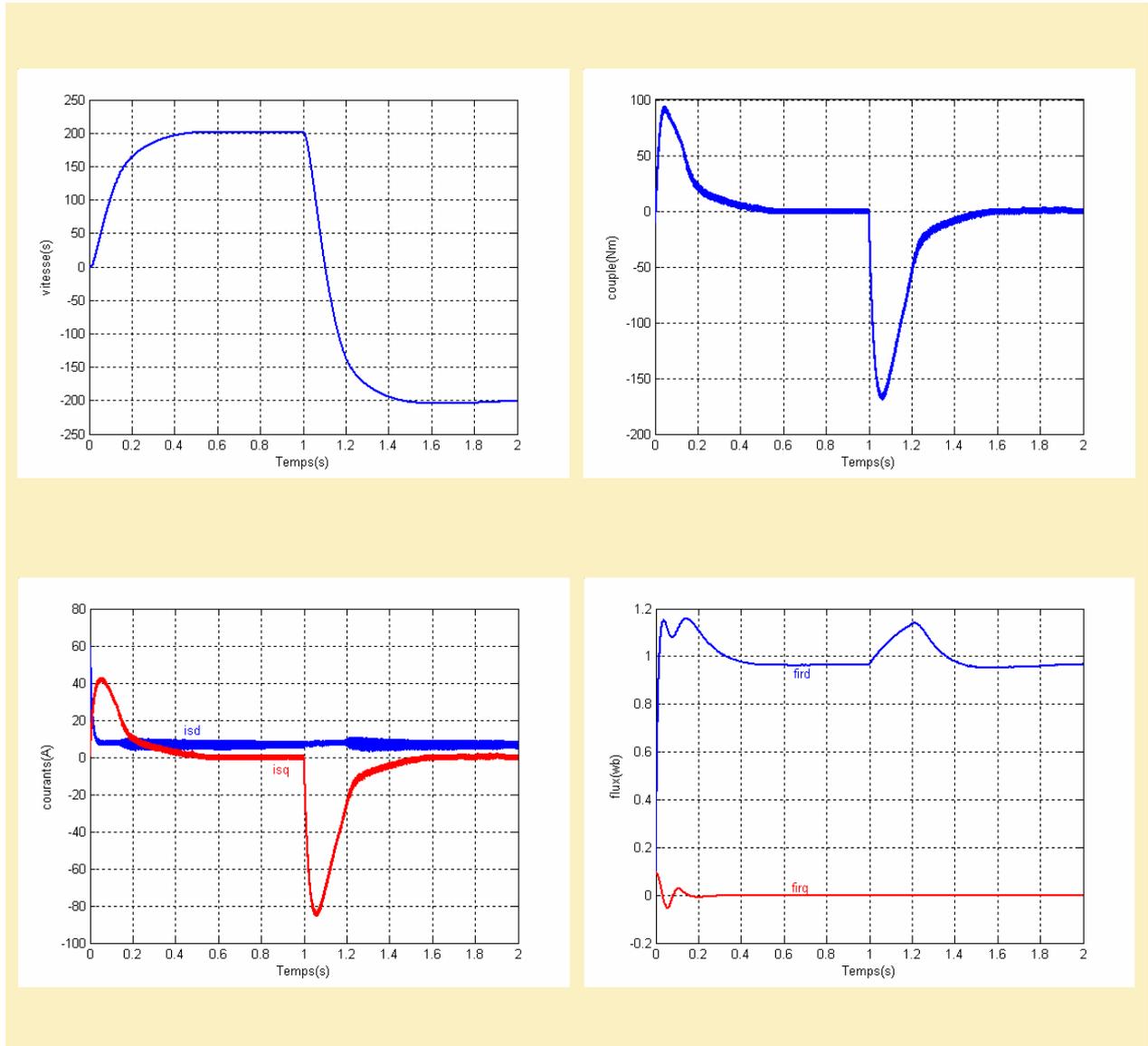
**Figure 2.16 Simulation de la réponse du système MAS face à une inversion de consigne de vitesse (mode normal)**

Le courant statorique contrôlé par l'hystérésis avec une bande  $\Delta i=0,25$  A est influencé par des harmoniques à haute fréquence qui donnent des pulsations aux niveaux des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  ainsi que pour le couple électromagnétique.



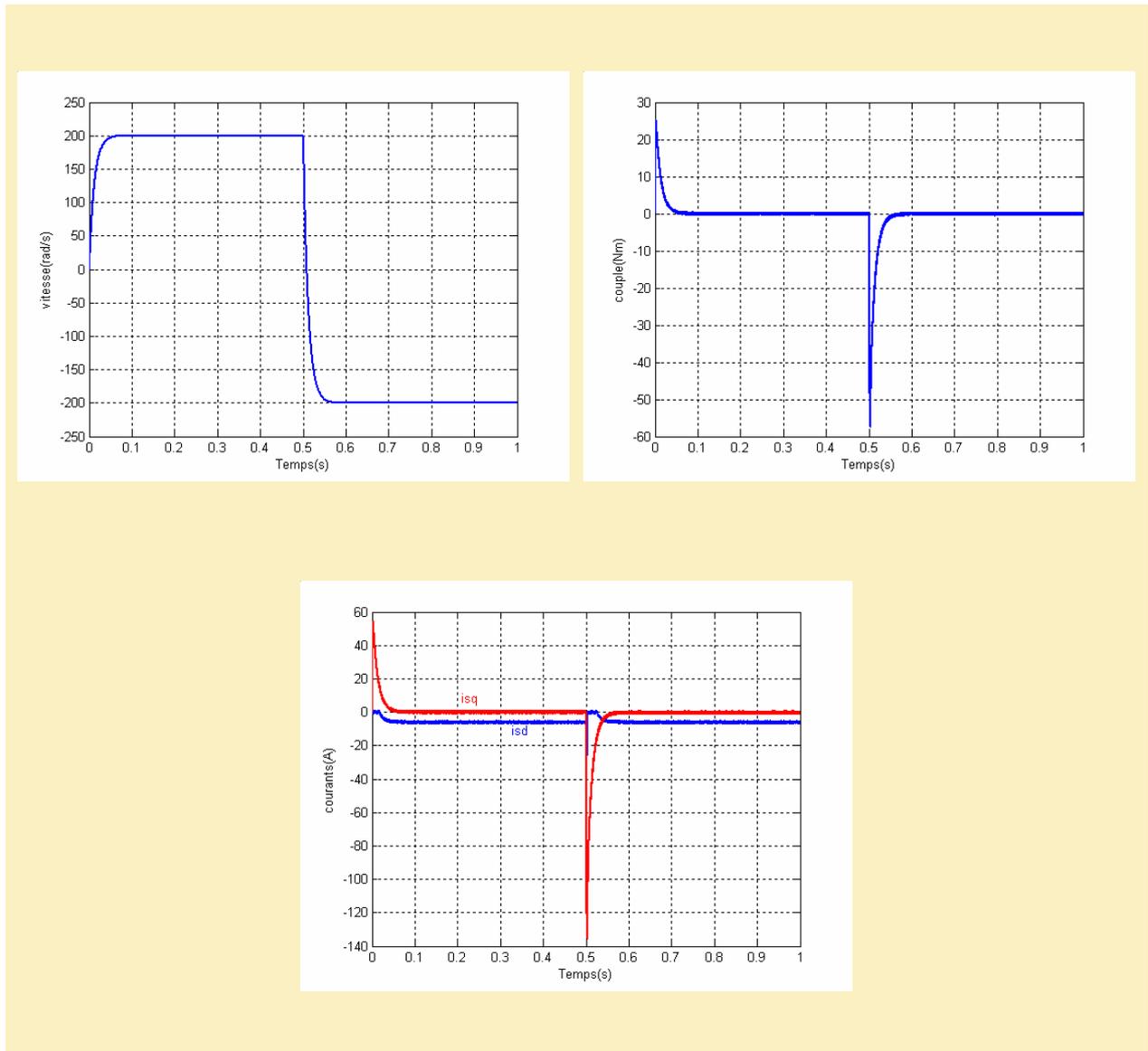
**Figure 2.17 Simulation de la réponse du système MSAP face à une inversion de consigne de vitesse (mode normal)**

Pour le mode défluxé, le système répond aussi sans dépassement figures (2.18) et (2.19) avec un temps plus lent à cause du défluxage qui provoque un courant  $i_{sd}$  négatif pour la MSAP figure (2.19)



**Figure 2.18 Simulation de la réponse du système MAS face à une inversion de consigne de vitesse (mode défluxé)**

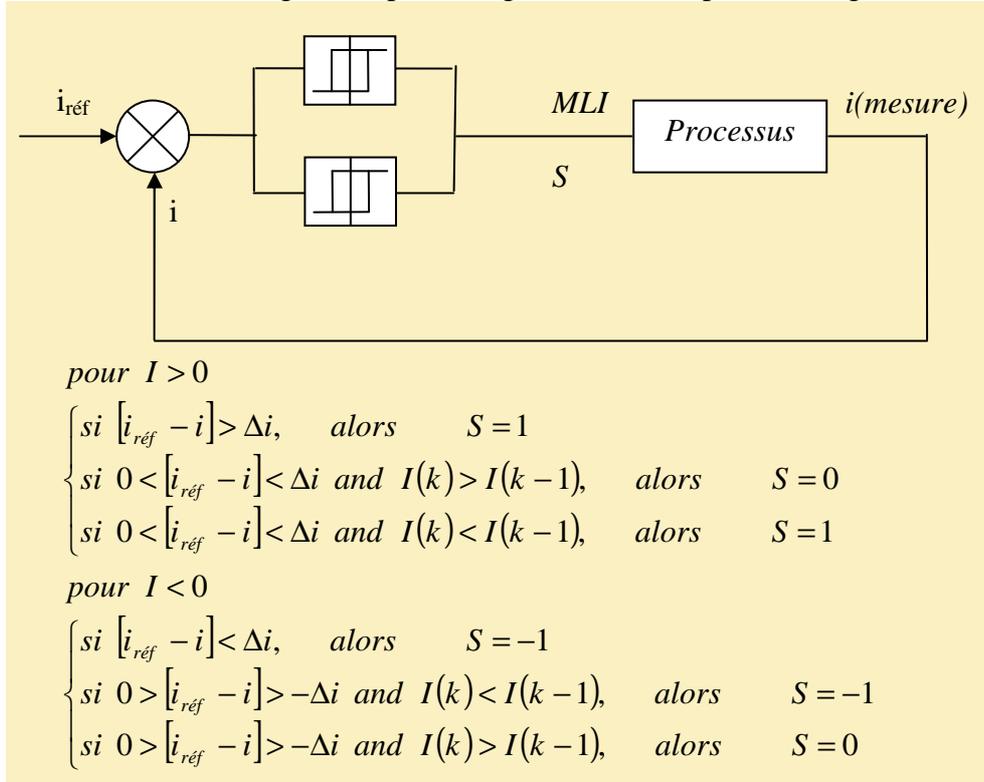
En plus de la réponse en vitesse qui est obtenue sans dépassement, nous constatons que le couple électromagnétique a la même allure que celle obtenue avec le système d'entraînement sans convertisseur.



**Figure 2.19 Simulation de la réponse du système MSAP face à une inversion de consigne de vitesse (mode défluxé)**

**2.4. Principe de la technique de contrôle de courant par hystérésis à trois niveaux dans le repère réel-simulation.**

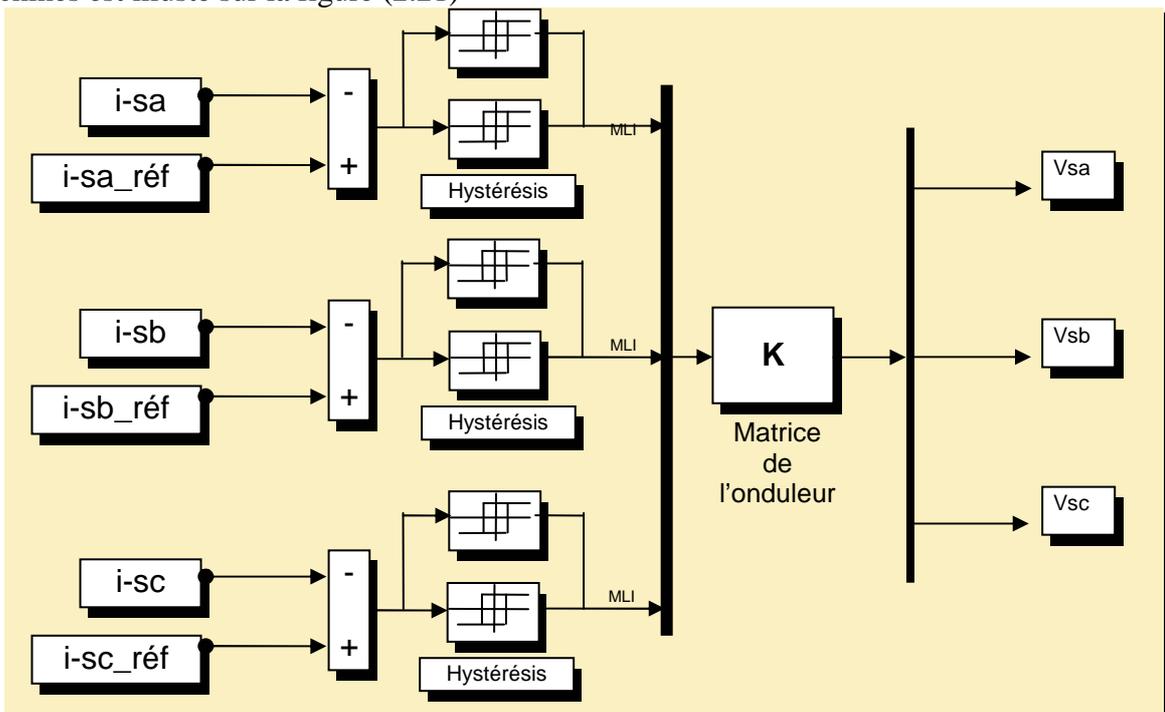
Dans ce cas, la MLI est générée par un régulateur à trois positions figure (2.20).



**Figure 2.20 Régulateur à trois positions.**

La sortie de ce comparateur prend la valeur 1, -1 ou 0, il faut diminuer, augmenter ou maintenir le courant constant.

Le modèle de l'onduleur de tension à modulation par bande à hystérésis associé aux deux machines est illustré sur la figure (2.21)



**Figure 2.21 Onduleur à modulation par bande à hystérésis (à trois niveaux).**

### 2.4.1 Résultats de simulation

Les figures (2.22) et (2.23) représentent les résultats de simulation de la commande vectorielle associée à un onduleur de tension MLI hystérésis à trois niveaux pour les deux machines. Sachant que le courant statorique est contrôlé par la même bande d'hystérésis que l'hystérésis à deux niveaux.

On constate qu'une diminution des harmoniques aux niveaux du couple et des courants par rapport à l'hystérésis à deux niveaux figures (2.18) et (2.19).

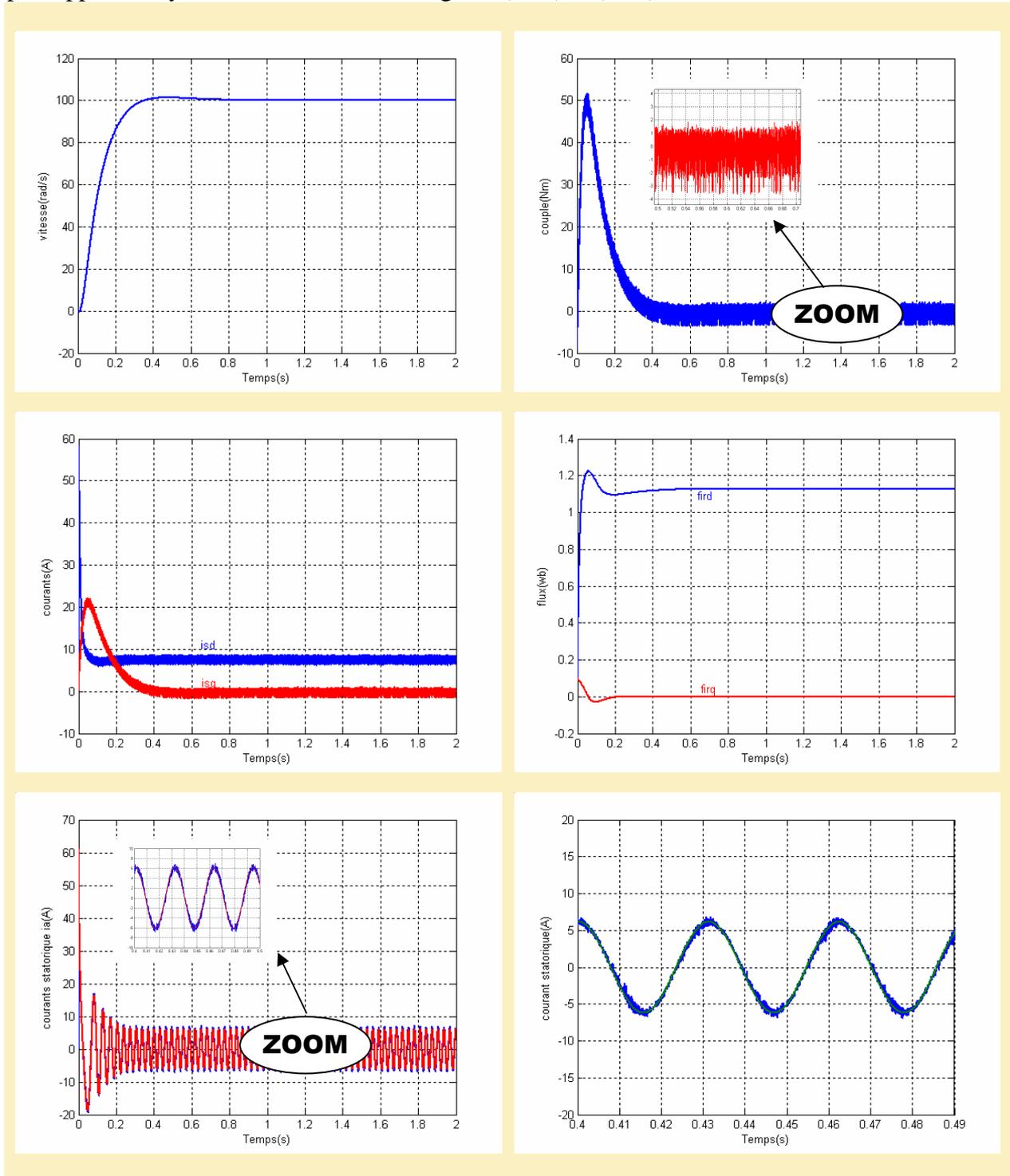
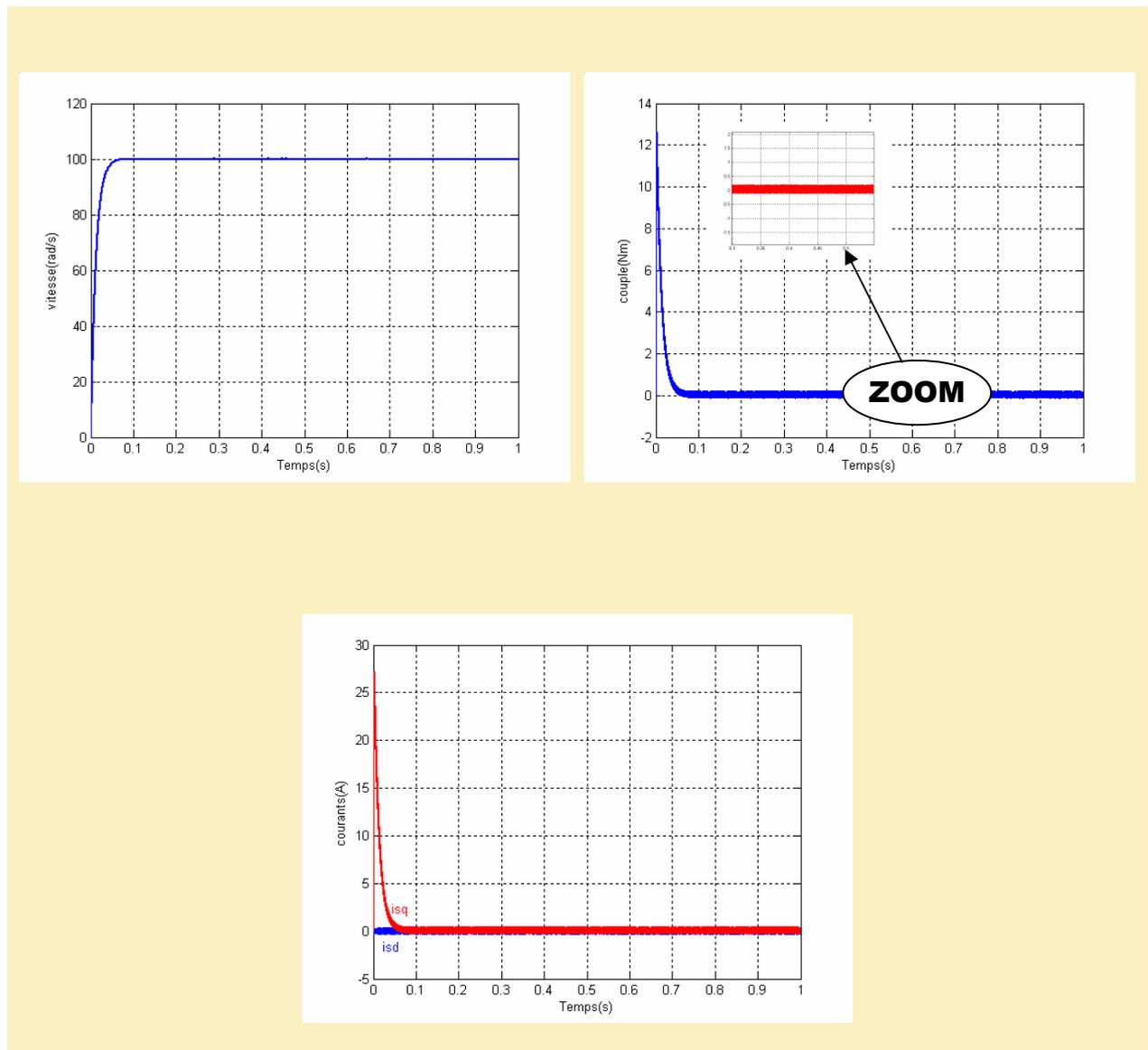
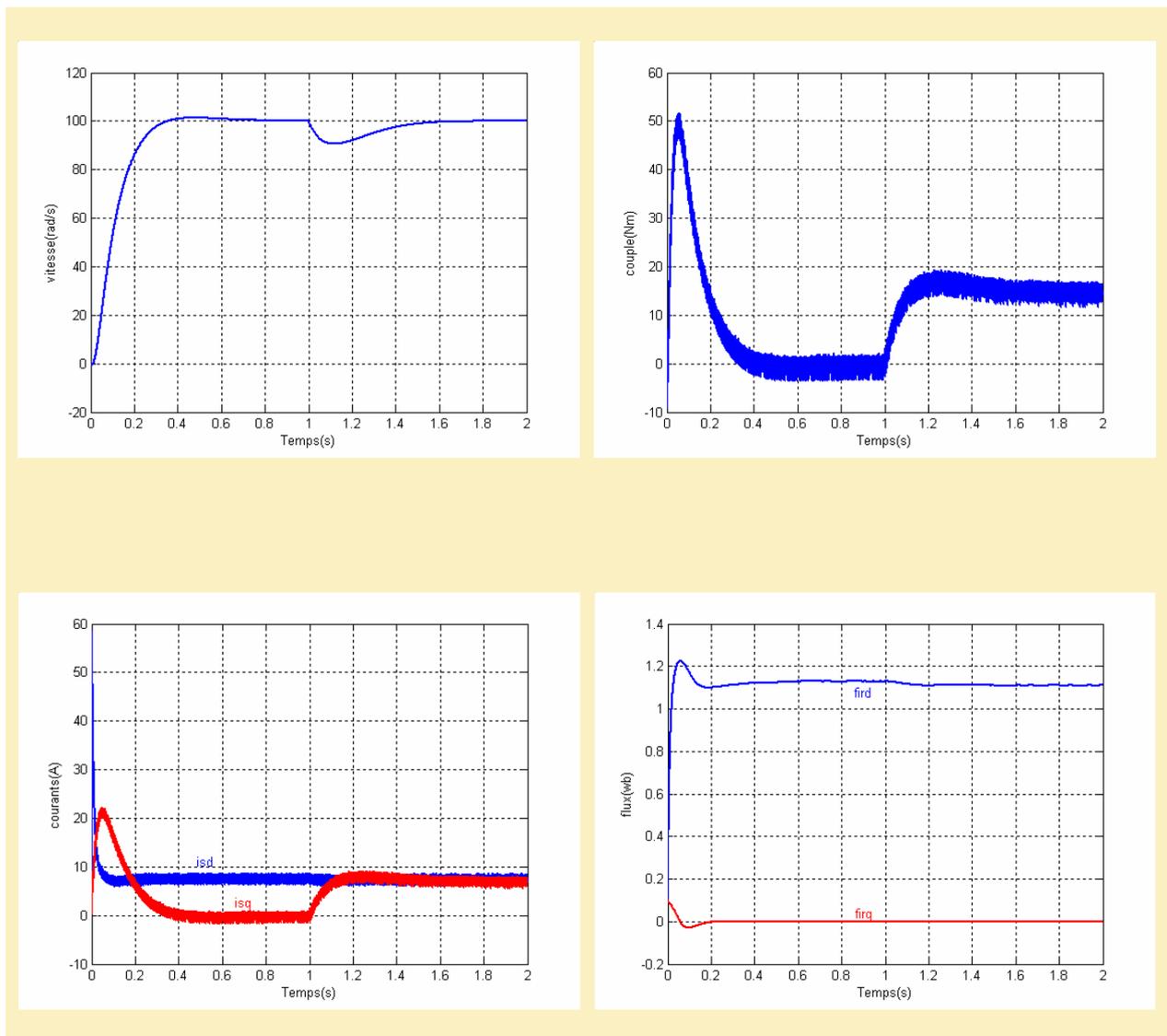


Figure 2.22 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS associée à un onduleur de tension MLI hystérésis à trois niveaux (à vide).



**Figure 2.23 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSAP associée à un onduleur de tension MLI hystérésis à trois niveaux (à vide).**

Pour l'essai en charge, nous constatons qu'avec l'hystérésis à trois niveaux, le temps de réponse en vitesse est conservé avec absence de dépassement pour les deux machines figures (2.24) et (2.25) avec une diminution des harmoniques aux niveaux du couple et des courants.



**Figure 2.24** Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS associée à un onduleur de tension MLI hystérésis à trois niveaux (en charge).

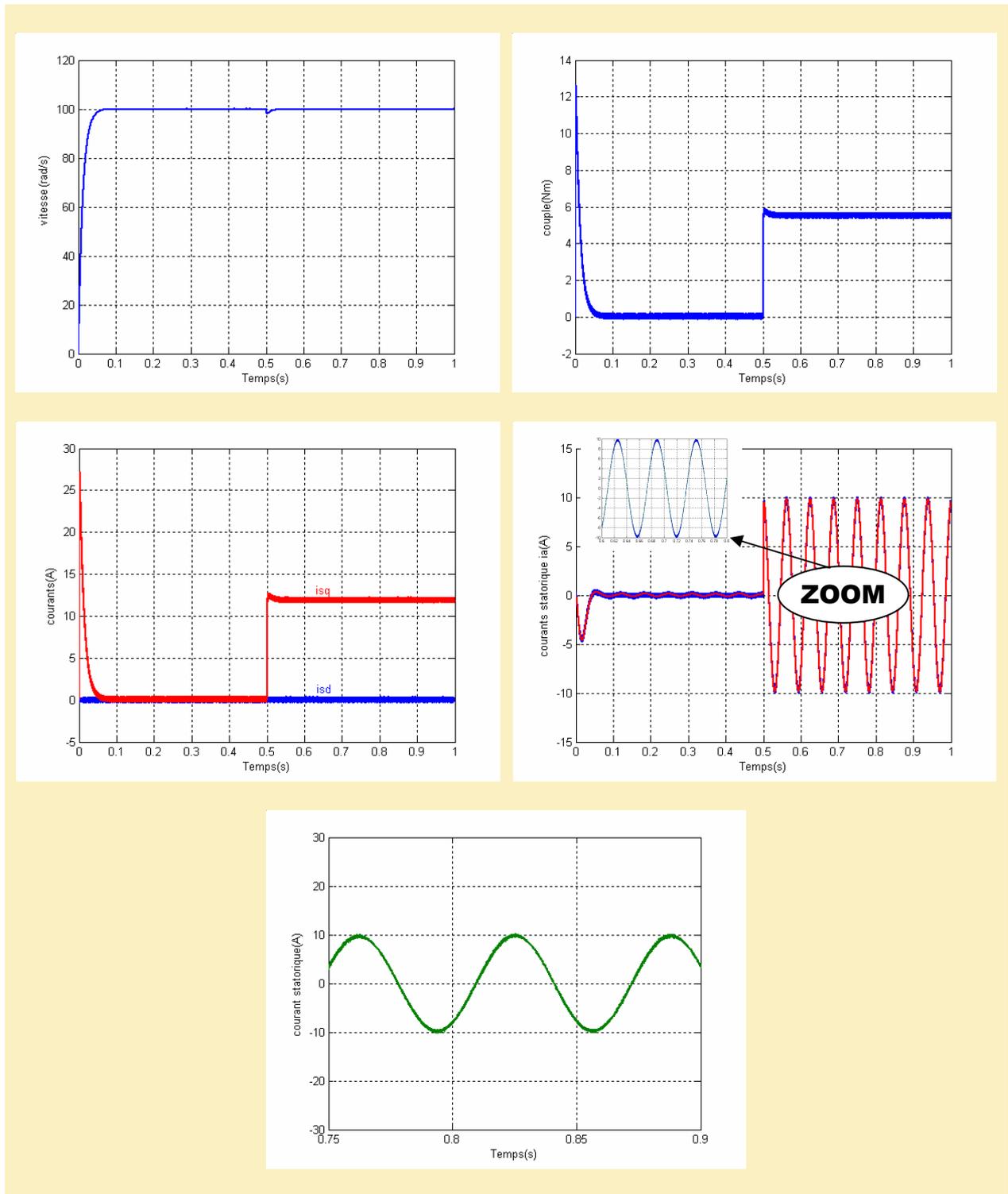
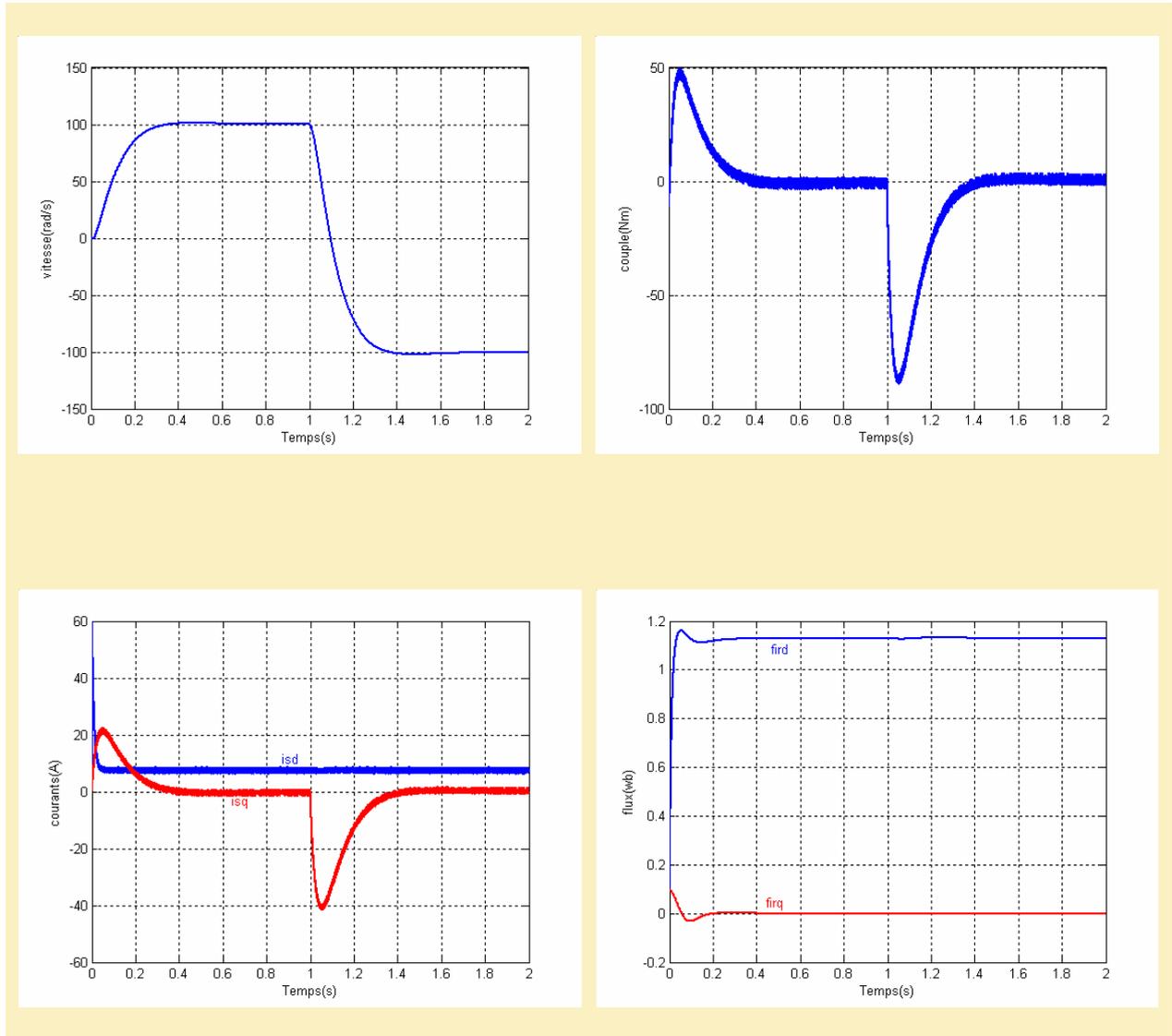
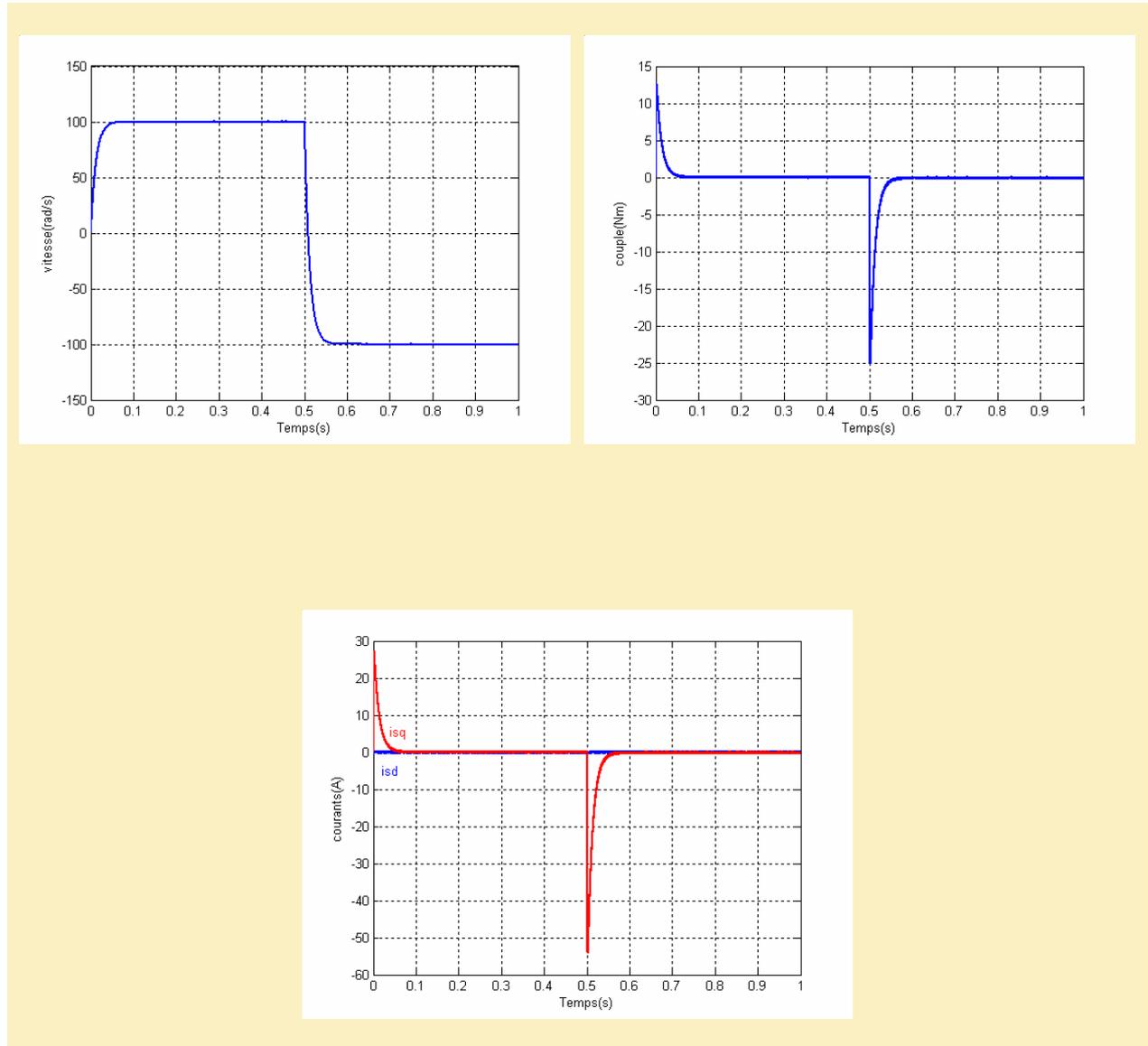


Figure 2.25 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSAP associée à un onduleur de tension MLI hystérésis à trois niveaux (en charge).

En inversant la vitesse de rotation figures (2.26) et (2.27), le système répond sans dépassement.



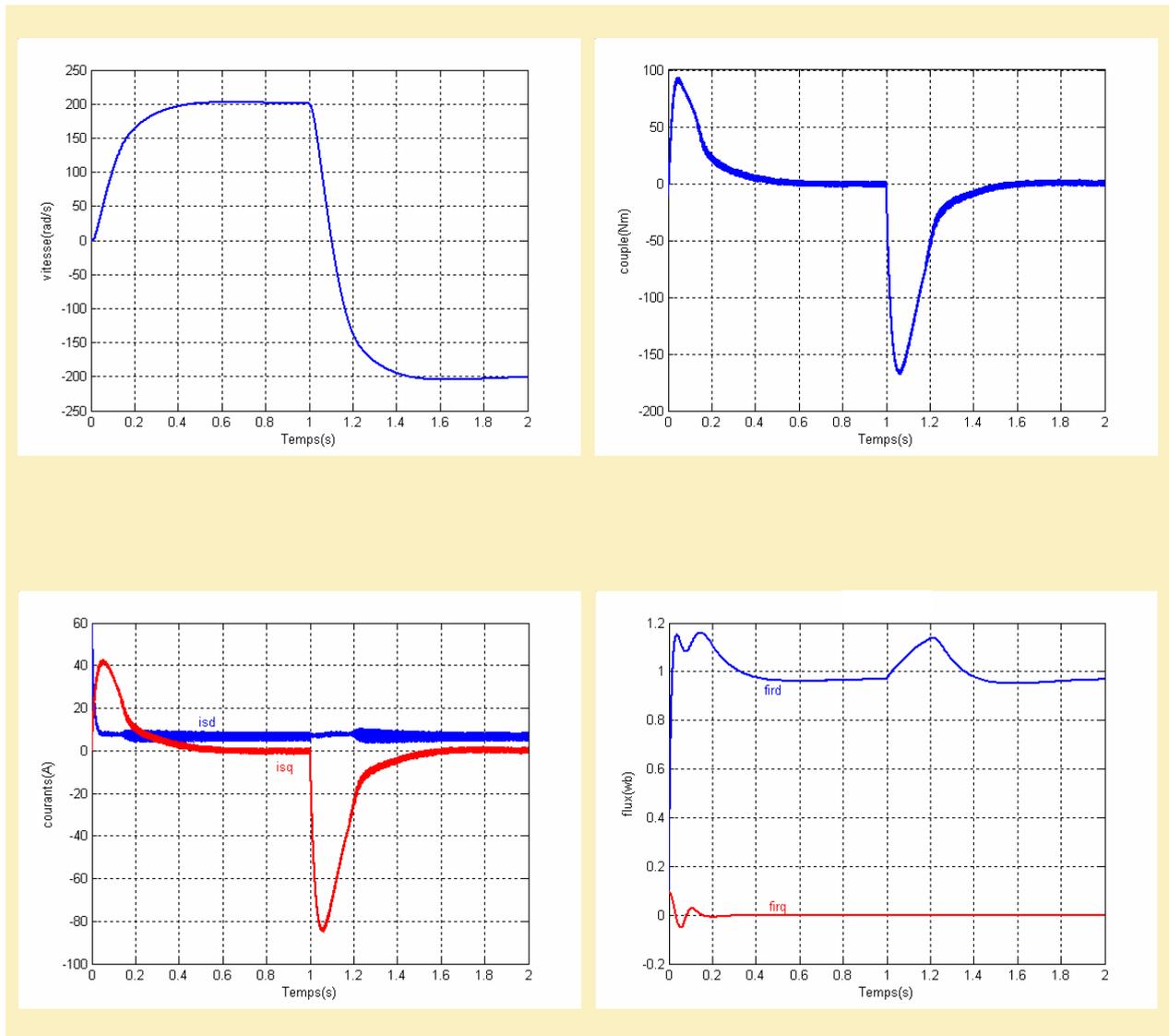
**Figure 2.26 Simulation de la réponse du système MAS face à une inversion de consigne de vitesse (mode normal)**



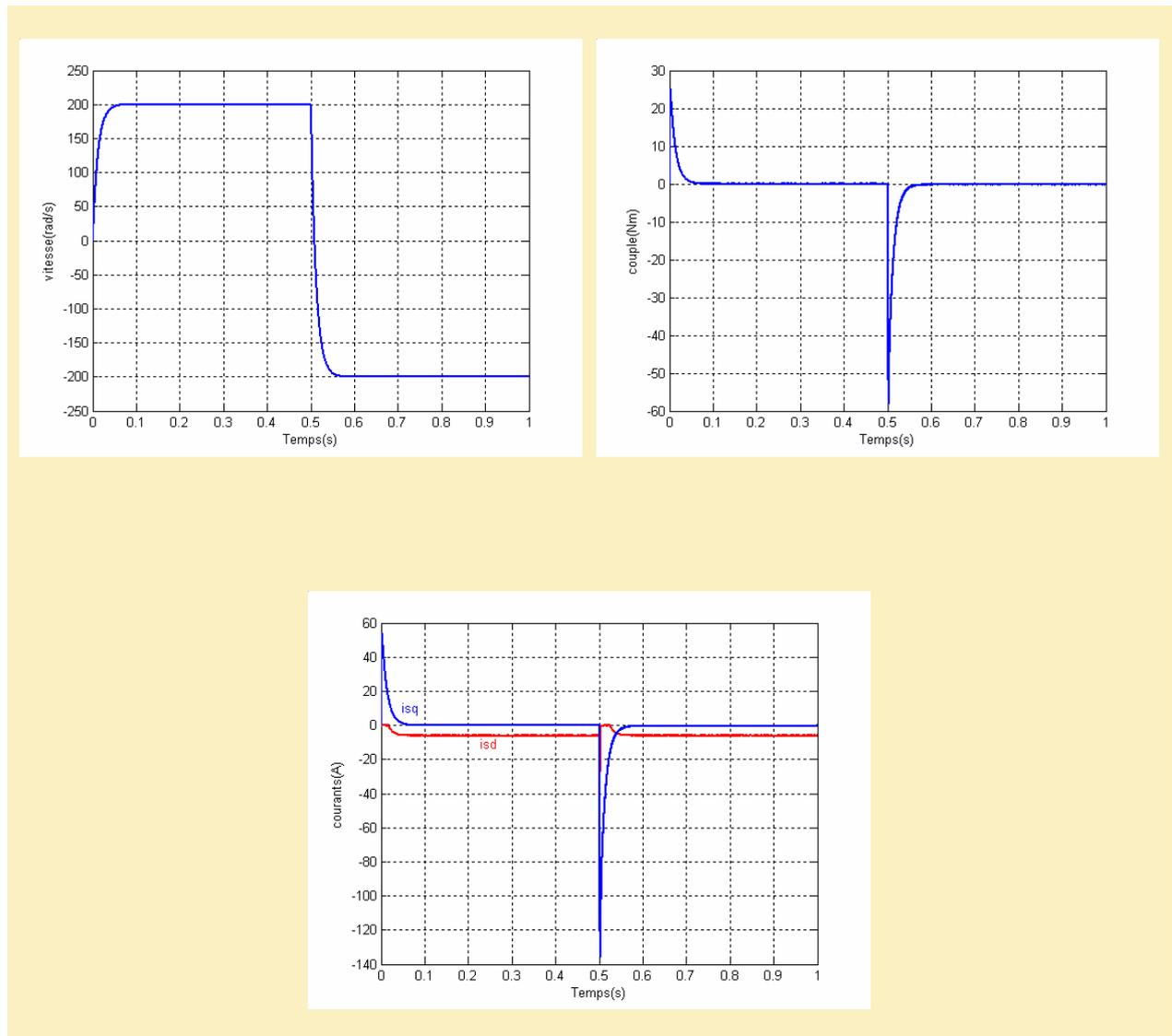
**Figure 2.27 Simulation de la réponse du système MSAP face à une inversion de consigne de vitesse (mode normal)**

En mode défluxé figures (2.28) et (2.29).

En plus de la réponse du système en vitesse (mode défluxé) qui est obtenu sans dépassement, nous constatons que les courbes obtenues par l'hystérésis à deux niveaux figures (2.29) et (2.30) et ceux obtenues par l'hystérésis à trois niveaux figures (2.28) et (2.29) ont la même allure, sauf une légère différence d'oscillations est observée au niveau du couple électromagnétique, la composante du flux rotorique fird ainsi que les courants statoriques; ceci est probablement dû au principe de fonctionnement de l'onduleur associé à la machine.



**Figure 2.28** Simulation de la réponse du système MAS face à une inversion de consigne de vitesse (mode défluxé)



**Figure 2.29** Simulation de la réponse du système MSAP face à une inversion de consigne de vitesse (mode défluxé)

## 2.5. Conclusion

A partir de l'analyse des différentes structures de convertisseurs statiques, la structure choisie est l'onduleur de tension contrôlé en courant parce qu'il permet d'imposer des courants présentant une faible distorsion harmonique et d'obtenir une dynamique d'établissement du couple élevée.

Avec l'onduleur de tension à un seul créneau par alternance, il n'y a pas de moyen pour modifier l'amplitude du fondamentale ou pour changer la distribution des harmoniques afin de permettre un fonctionnement efficace du moteur opérant à vitesse variable.

La méthode de contrôle de courant par hystérésis dans le repère réel est facile à mettre en œuvre, c'est une méthode robuste qui ne nécessite pas la connaissance des paramètres électriques de la machine.

Pour améliorer les performances du système étudié, nous avons remplacé l'hystérésis à deux niveaux par un régulateur à hystérésis à trois niveaux.

Cependant, l'emploi d'un régulateur à hystérésis engendre d'une part, des fréquences de commutation élevées par rapport aux techniques de modulations sinusoïdales, ce qui a pour conséquence d'augmenter les pertes par commutation au niveau du convertisseur, et d'autre part les dépassements des limites de la bande à hystérésis par les courants de phase de la machine.

# Chapitre 3

***Technique de contrôle  
à hystérésis  
des courants redressés***

### 3.1. Introduction

Les techniques à hystérésis classiques possèdent un circuit de commande simple, robuste et souple mais présentent quelques inconvénients, notamment un dépassement de la bande à hystérésis.

Pour y remédier, une nouvelle méthode de contrôle par hystérésis est présentée, qui permet de réduire considérablement la fréquence de commutation et les dépassements de la bande à hystérésis, cette technique se différencie des deux premières techniques, par le fait que les courants statoriques subissent un redressement avant d'être contrôlés par le comparateur à hystérésis [15] [24] [25] [26] [27].

Dans ce chapitre, l'étude sera consacrée au cas d'une alimentation en tension où le convertisseur est un onduleur de tension contrôlé en courant par la technique à hystérésis des courants redressés.

### 3.2. Technique de contrôle à hystérésis des courants redressés

Le principe de cette méthode [15] [24] [28] [29] [30] [31] [32] consiste à définir dans le plan complexe ( $\alpha\beta$ ) (figure 3.1), huit vecteurs tensions  $U_i$  ( $i=0,7$ ) correspondants aux positions possibles des interrupteurs de l'onduleur. Ces vecteurs définissent à leur tour six secteurs, on définit au milieu de chaque secteur six systèmes d'axes  $\alpha_i \beta_i$  ( $i=1,6$ ). Quand le vecteur erreur de courant statorique  $\Delta i = i_{ref} - i$  est situé dans le secteur N°2, déterminé suivant la position de la tension de référence, le référentiel " $\alpha_2 \beta_2$ " est considéré (figure 3.1). Le vecteur erreur courant est donc décomposé en deux composantes  $\Delta i_{\alpha_i}$  et  $\Delta i_{\beta_i}$  de l'erreur de courant servent de signaux d'entrée des contrôleurs à hystérésis. Les signaux de sortie ( $h_\alpha$  et  $h_\beta$ ) déterminent l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

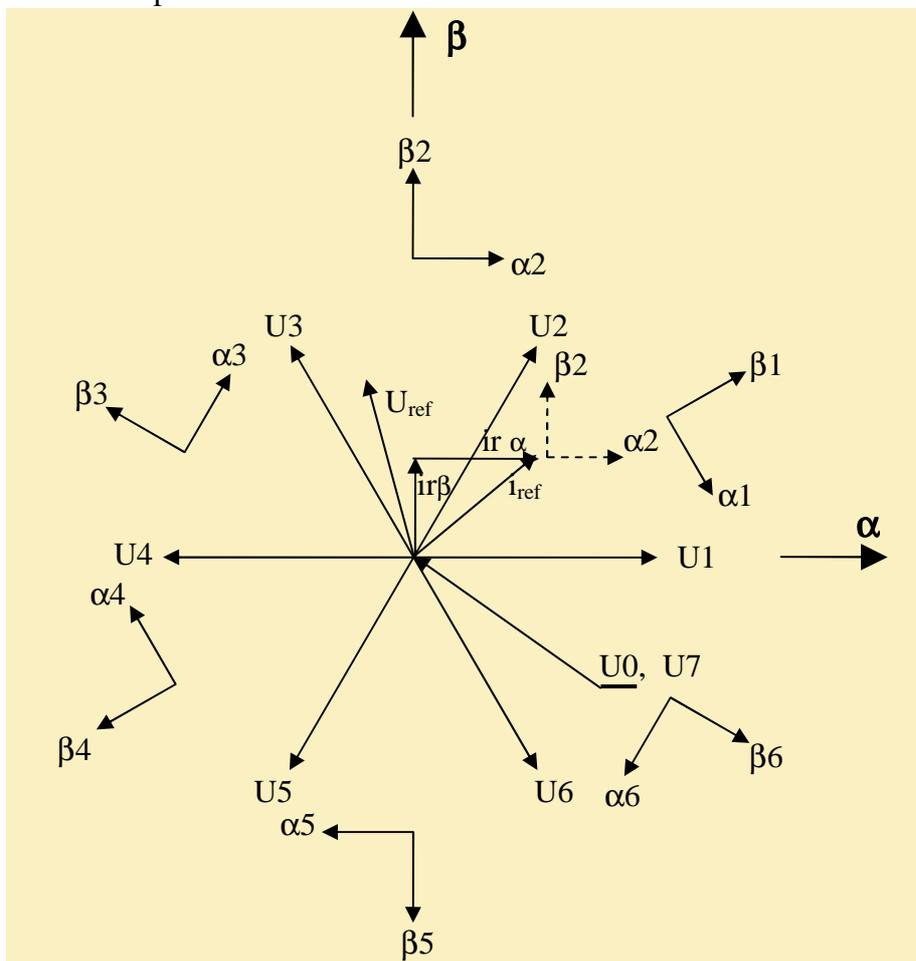


Figure 3.1 Représentation du redressement du courant statorique

### 3.2.1. Méthode de contrôle

Le schéma bloc du système de contrôle des courants par hystérésis des courants redressés est donné par la figure (3.2). Le principe de fonctionnement de cette technique est le suivant :

- A partir des informations sur les tensions de référence, le bloc "S" réalise l'identification du secteur en détectant le passage par zéro des tensions statoriques et en donnant le vecteur binaire  $\underline{V}$  dont l'expression est la suivante :

$$\underline{V} = [V1 \quad V2 \quad V3]^T = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \text{sign}(U_{12\text{ref}}) \\ 1 + \text{sign}(U_{23\text{ref}}) \\ 1 + \text{sign}(U_{12\text{ref}} - U_{23\text{ref}}) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

- Les vecteurs erreur de courant redressé  $\Delta i_{s\alpha}$  et  $\Delta i_{s\beta}$  sont obtenus à partir des informations disponibles à l'entrée du bloc "RC" qui sont  $\underline{V}$  et  $\Delta i$ . Les vecteurs  $\Delta i_{s\alpha}$  et  $\Delta i_{s\beta}$  sont définis par les expressions suivantes [24] [25] [33] [34] [35]:

$$\begin{aligned} \Delta i_{s\alpha} &= \underline{s} \alpha^T \underline{i}\alpha \\ \Delta i_{s\beta} &= \underline{s} \beta^T \underline{i}\beta \end{aligned} \quad (3.2)$$

avec:

$$\begin{aligned} \underline{i}\alpha &= \underline{i} = [i1 \quad i2]^T \\ \underline{i}\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} i1 & -i2 \\ i2 & -i3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} \underline{s}\alpha &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \underline{V} \\ \underline{s}\beta &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \underline{V} \end{aligned} \quad (3.4)$$

- Les vecteurs  $\Delta i_{s\alpha}$  et  $\Delta i_{s\beta}$  deviennent à leur tour des variables d'entrée de deux comparateurs à hystérésis. A la sortie de ces comparateurs sont délivrées deux bandes  $h_\alpha$  suivant l'axe  $\alpha$  et  $h_\beta$  suivant l'axe  $\beta$ .
- Les états de commutation des interrupteurs de l'onduleur  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  sont obtenus à partir du tableau N°2 en fonction des valeurs  $\underline{V}$ ,  $h_\alpha$  et  $h_\beta$ .

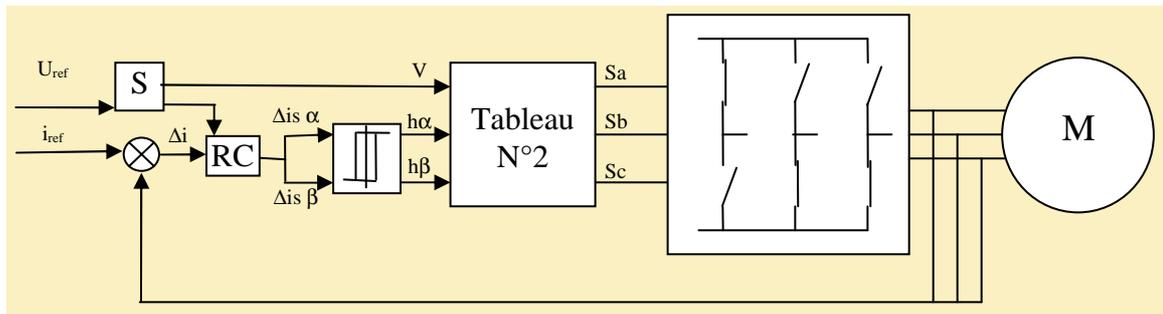


Figure 3.2 Schéma bloc du système de contrôle par courants redressés en régime permanent.

SECTEUR N°	V1	V2	V3	$\Delta i_{s\alpha}$	$\Delta i_{s\beta}$
1	1	1	0	$(i1 - i3)/\sqrt{3}$	-i2
2	0	1	0	$(i2 - i3)/\sqrt{3}$	i1
3	0	1	1	$(i2 - i1)/\sqrt{3}$	-i3
4	0	0	1	$(i3 - i1)/\sqrt{3}$	i2
5	1	0	1	$(i3 - i2)/\sqrt{3}$	-i1
6	1	0	0	$(i1 - i2)/\sqrt{3}$	i3

Tableau N°1 Définition des grandeurs de contrôle

SECTEUR N°	h $\alpha$ h $\beta$			
	00	01	10	11
1	U7	U0	U2	U1
2	U0	U7	U3	U2
3	U7	U0	U4	U3
4	U0	U7	U5	U4
5	U7	U0	U6	U5
6	U0	U7	U1	U6

Tableau N°2 Séquences de commutation

### 3.2.2. Résultats de Simulation

Les figures (3.3) et (3.4) montrent les résultats de simulation de la MAS et MSAP associées à un onduleur de tension commandé par la technique d'hystérésis des courants redressés en régime permanent.

Les figures (3.3.e) et (3.4.e) montrent les formes des tensions identifiées à travers le bloc S.

Les figures (3.3.a) et (3.4.a) montrent les formes de l'erreur des courants statoriques  $\Delta i$ .

La forme des deux bandes h $\alpha$ , h $\beta$  délivrées à la sortie des deux comparateurs d'hystérésis sont illustrées sur les figures (3.3.c), (3.3.d), (3.4.c) et (3.4.d).

Les figures (3.3.b) et (3.4.b) montrent la forme des états de commutation de l'onduleur  $s_a$ ,  $s_b$ ,  $s_c$  qui sont obtenus à partir du tableau n°2 en fonction des valeurs  $v$ ,  $h\alpha$  et  $h\beta$ .

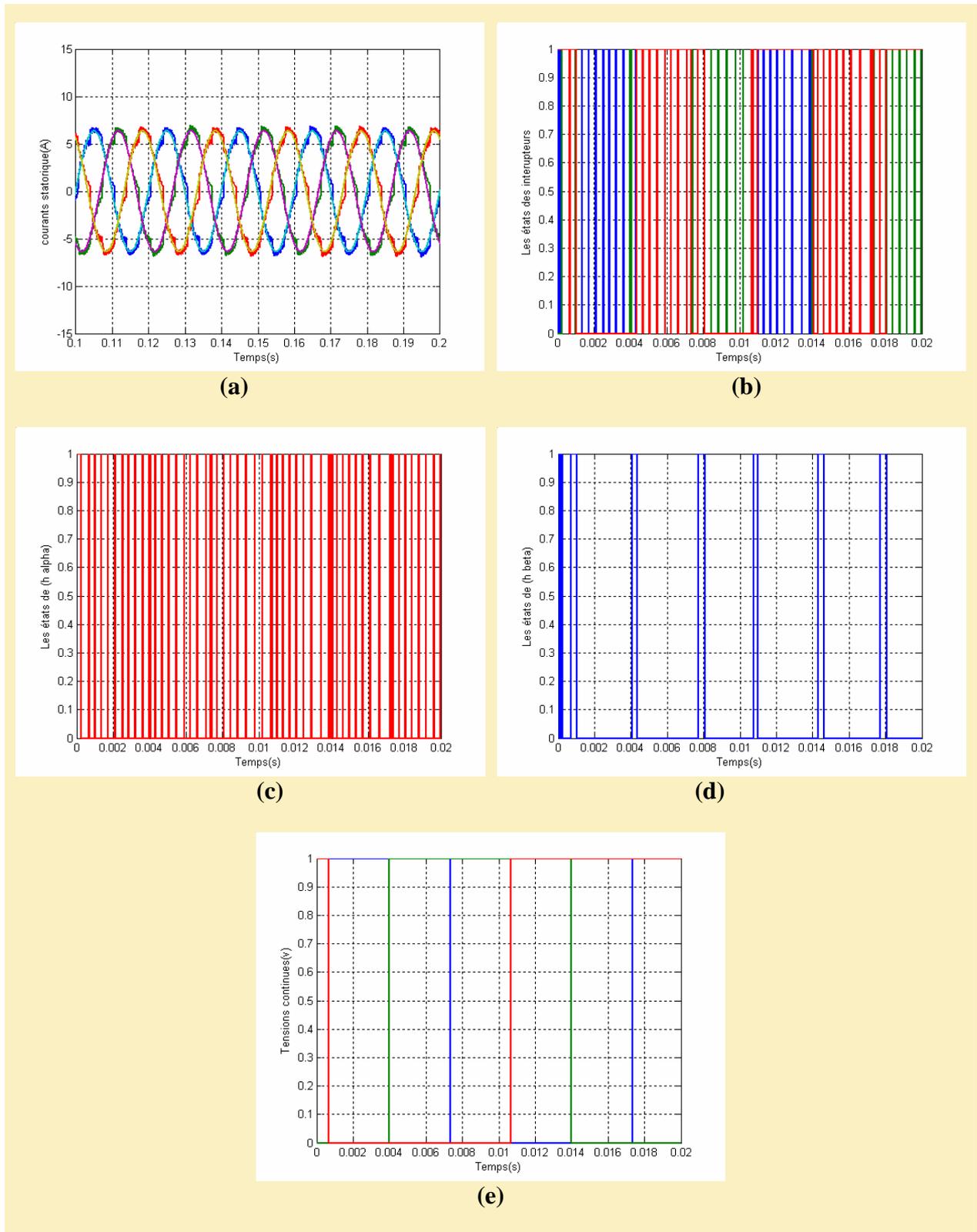
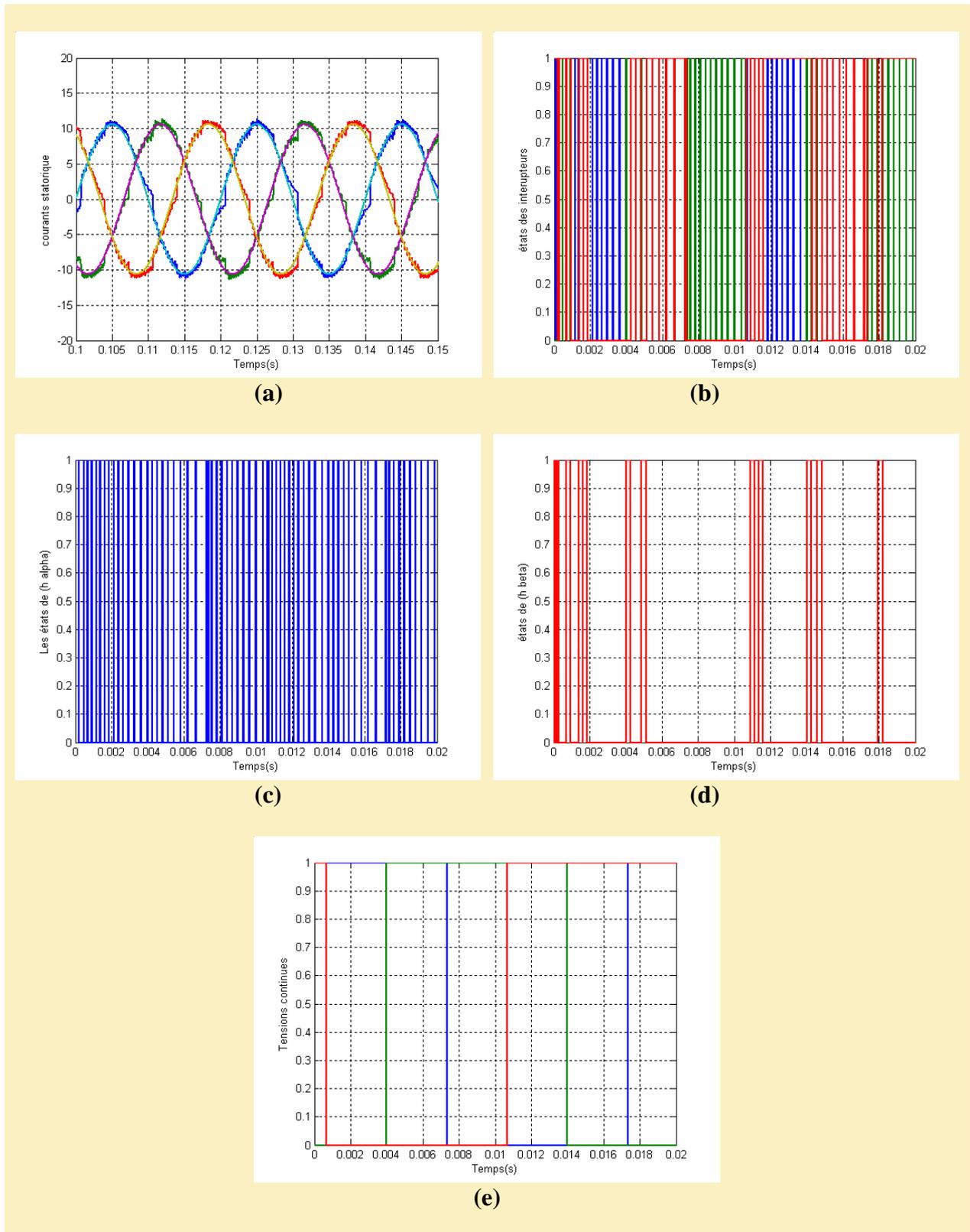


Figure 3.3 Résultats de simulation de la MAS associée à un onduleur de tension commandé par la technique d'hystérésis des courants redressés en régime permanent.



**Figure 3.4 Résultats de simulation de la MSAP associée à un onduleur de tension commandé par la technique d'hystérésis des courants redressés en régime permanent.**

### 3.3. Technique de contrôle à hystérésis des courants redressés associée à la commande vectorielle

Dans cette partie, nous allons simuler le comportement des deux machines (MAS, MSAP) en commande vectorielle lorsque l'onduleur est commandé selon la technique de contrôle à hystérésis des courants redressés.

Afin de déterminer les performances dynamiques et statiques des deux machines, nous allons simuler leurs comportements en commande vectorielle lorsque l'onduleur est commandé selon la technique de contrôle à hystérésis redressé.

#### 3.3.1. Description du système de commande

Le système de commande des deux machines avec boucle primaire de régulation des courants de phase est représenté par le schéma de figure (3.5). Ce système est muni d'une boucle de régulation de vitesse avec une action proportionnelle intégrale qui permet la régulation des courants de référence.

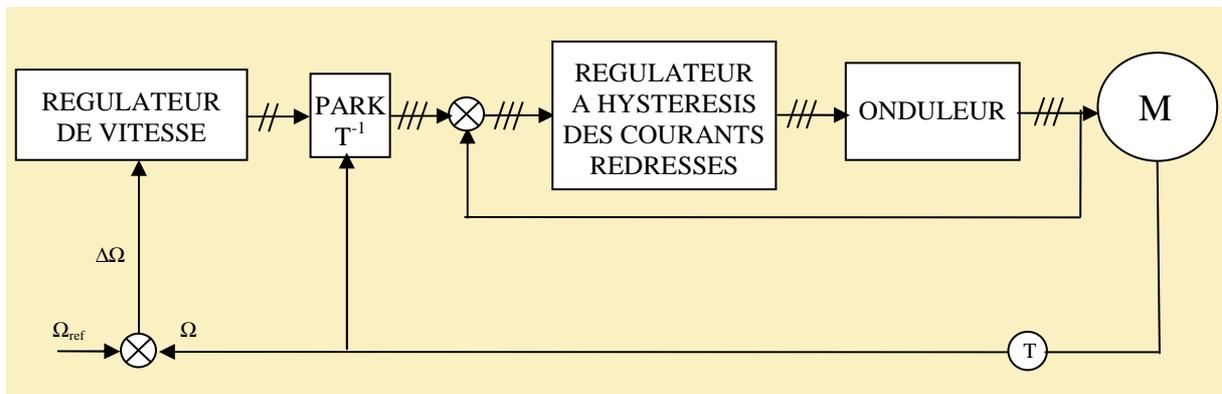


Figure 3.5 Schéma bloc du système de contrôle par courants redressés associé à la commande vectorielle

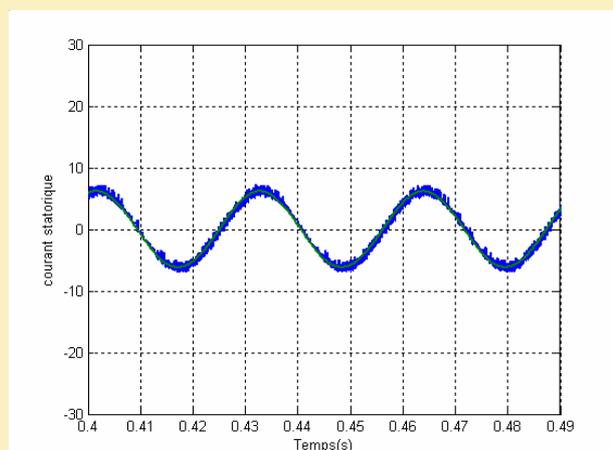
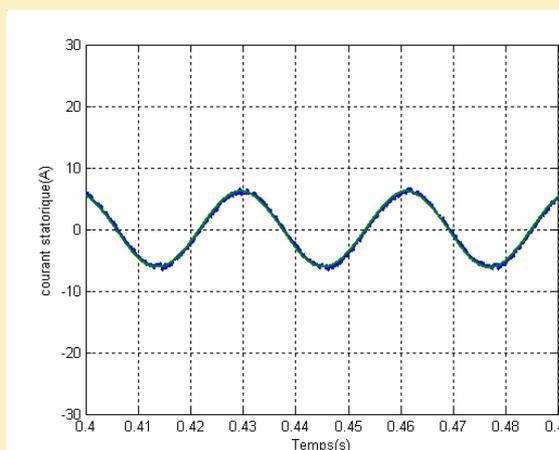
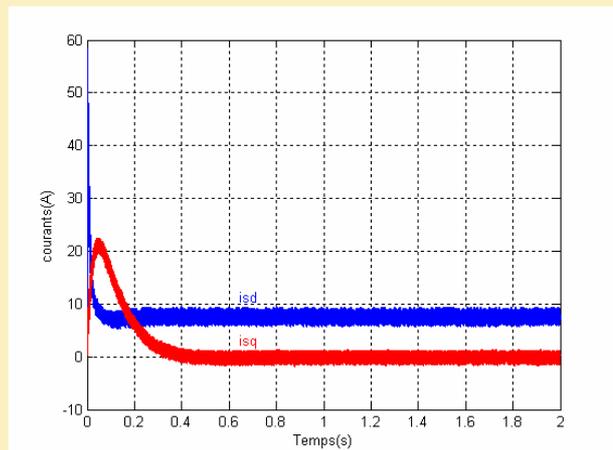
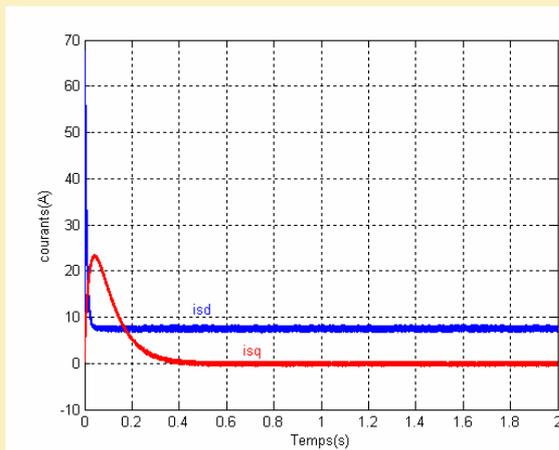
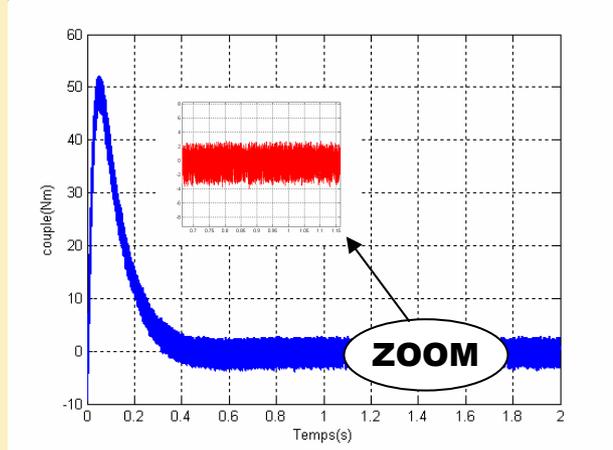
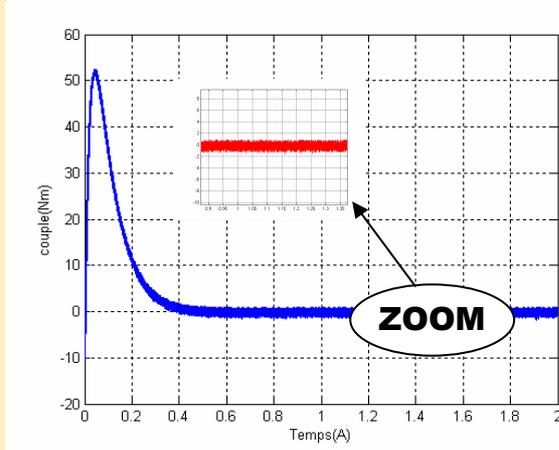
#### 3.3.2. Résultats de Simulation

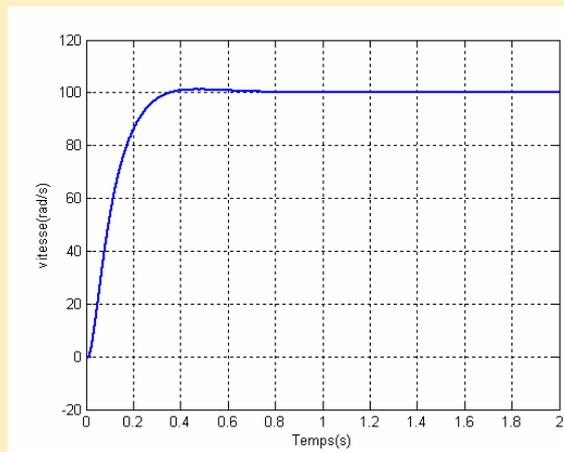
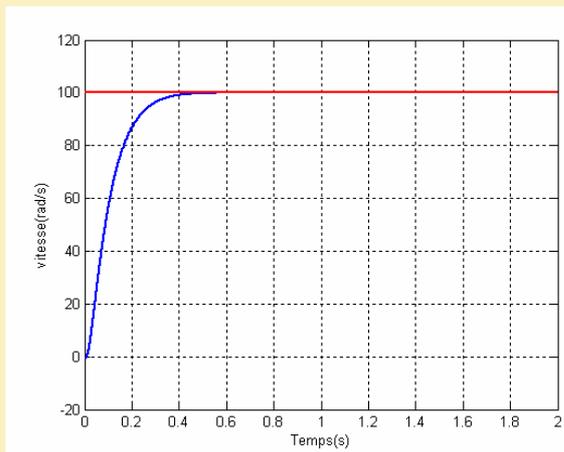
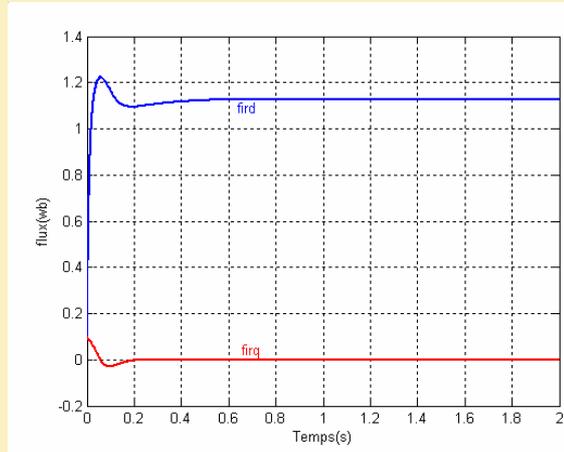
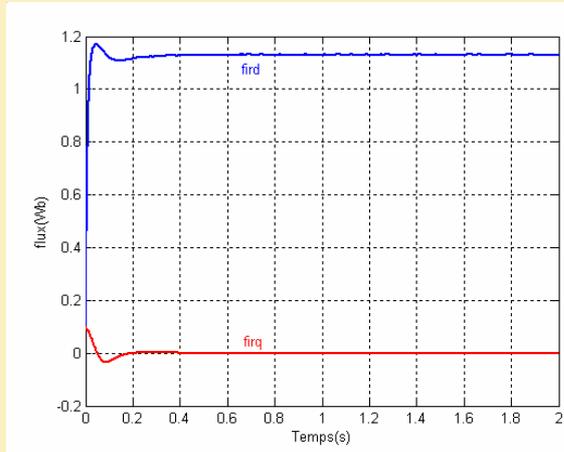
Les résultats de la simulation à vide sont donnés sur les figures (3.6) et (3.7), en observant la forme des courants statoriques, nous remarquons qu'il existe une dynamique beaucoup plus lente à l'intérieur de la bande à hystérésis. De ce fait, la fréquence de commutation est considérablement réduite par rapport à l'hystérésis classique. Pour l'essai en charge, nous constatons qu'une diminution des harmoniques aux niveaux du couple et des courants par rapport à l'hystérésis classique figures (3.8) et (3.9).

Le temps de réponse du système à un échelon de vitesse est égale à 100 Rad/s pour l'hystérésis classique est plus rapide que l'hystérésis des courants redressés.

Nous remarquons qu'il existe un découplage entre le couple et le flux pour la MAS figure (3.8).

A l'inversion de la vitesse de rotation figure (3.10) et (3.11), nous remarquons que le système répond toujours sans dépassement avec pratiquement le même temps de réponse que le système à hystérésis classique.





**Hystérésis Redressé**

**Hystérésis Classique**

**Figure 3.6 Résultats de simulation de la MAS associée à la commande vectorielle par la technique d'hystérésis des courants redressés (à vide).**

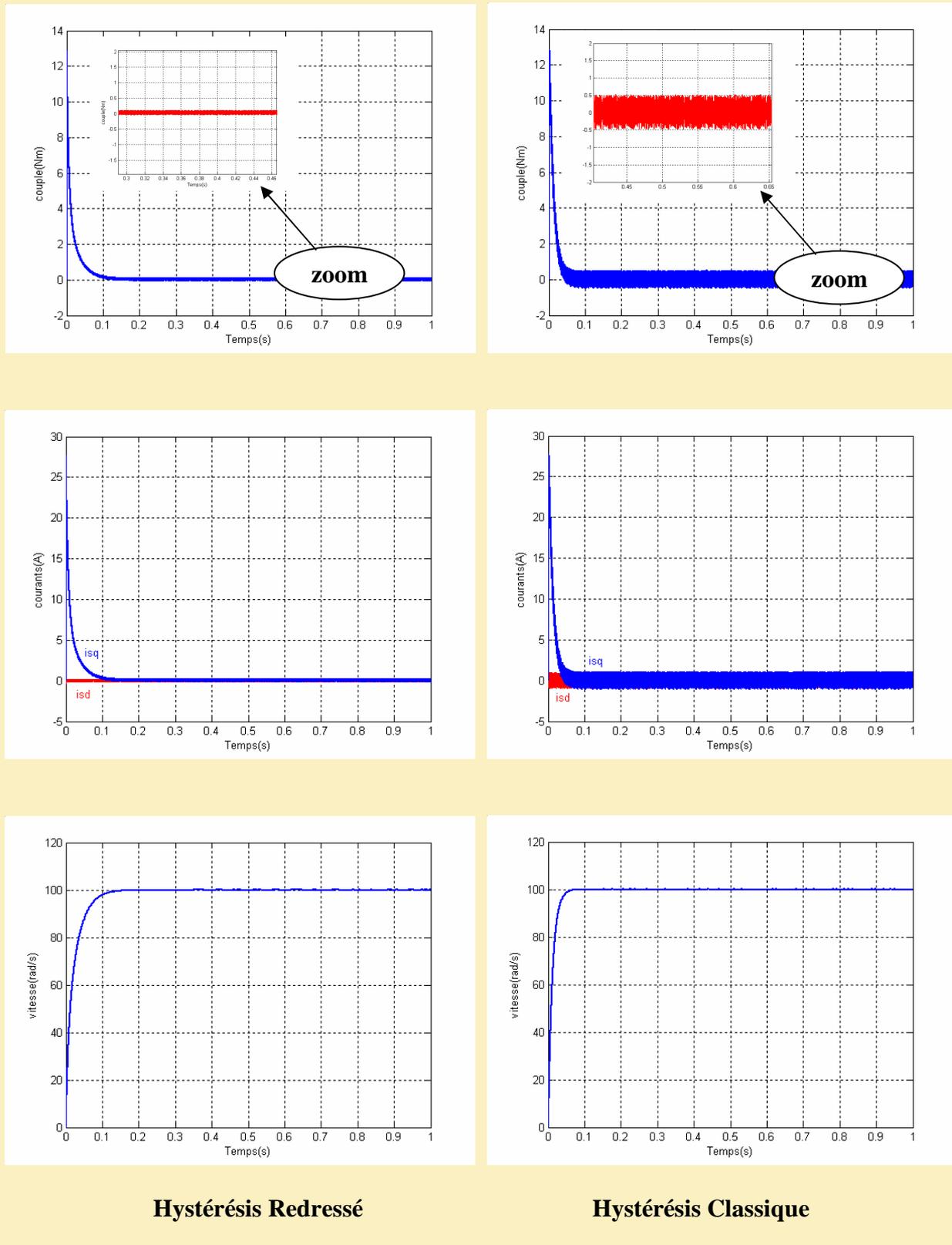
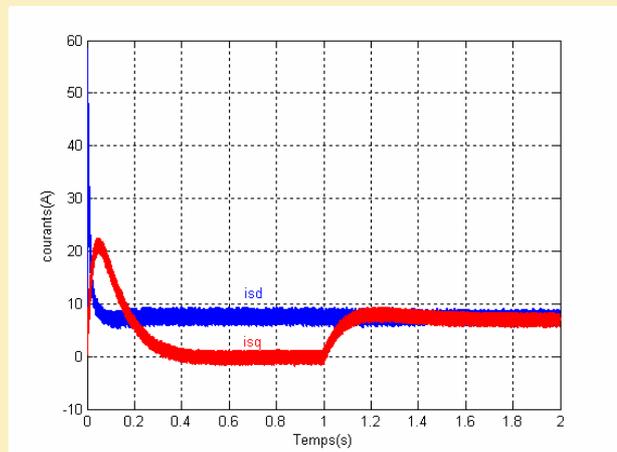
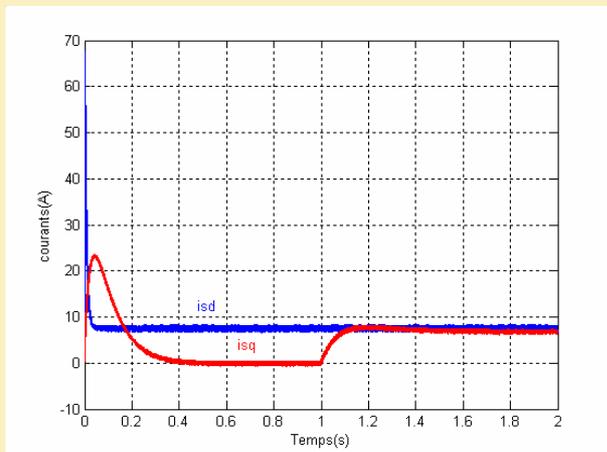
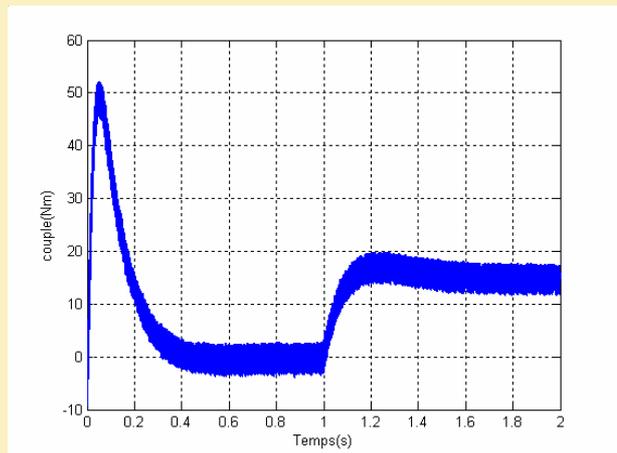
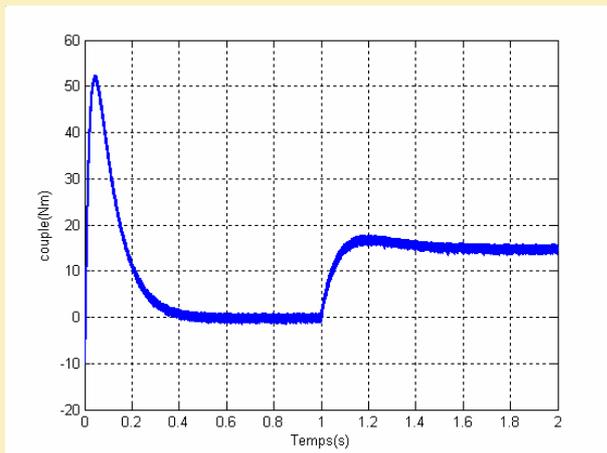


Figure 3.7 Résultats de simulation de la MSAP associée à la commande vectorielle par la technique d'hystérésis des courants redressés (à vide ).



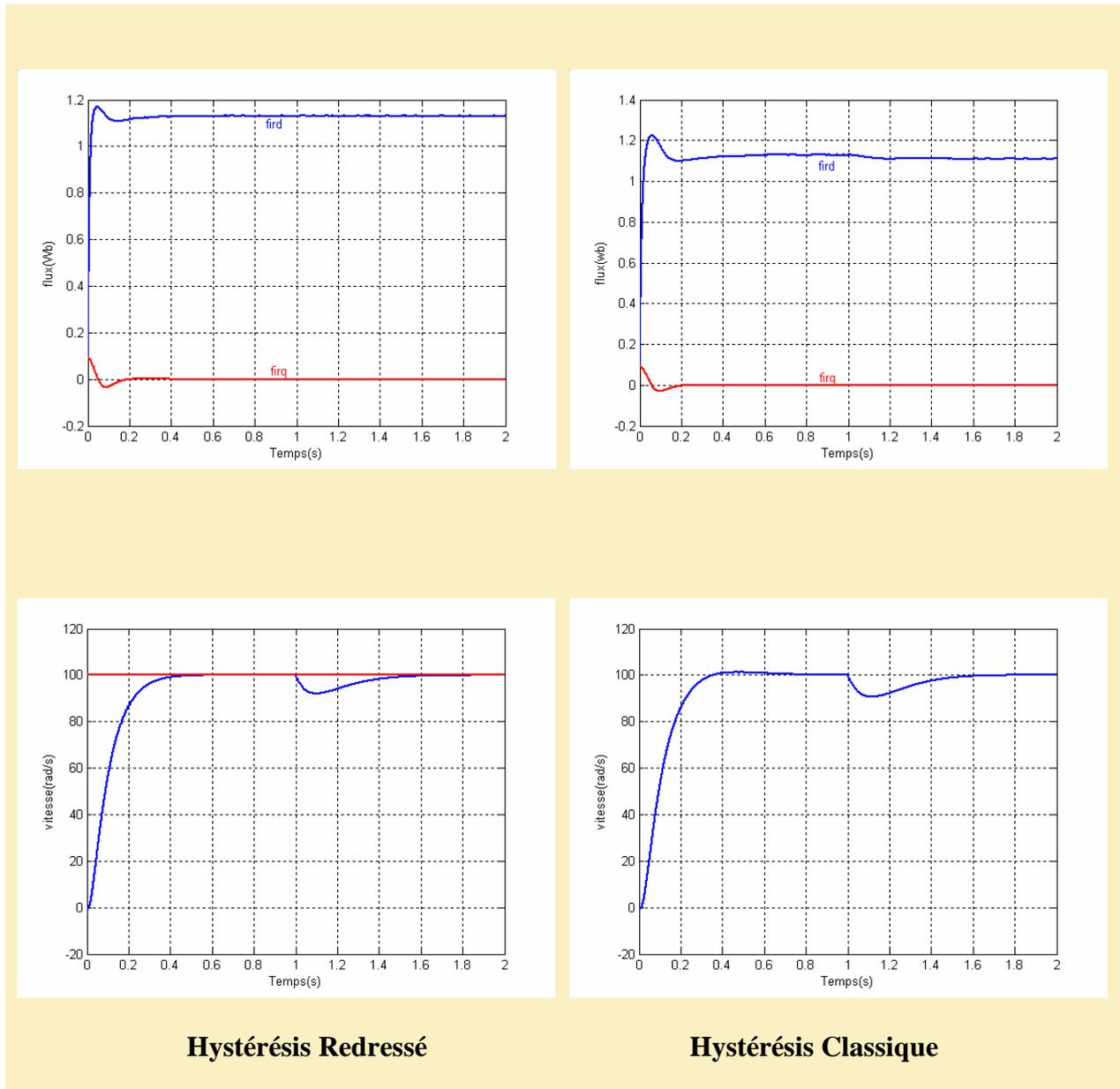
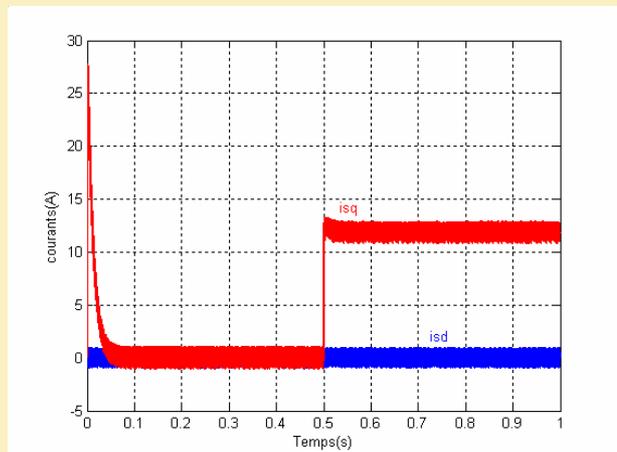
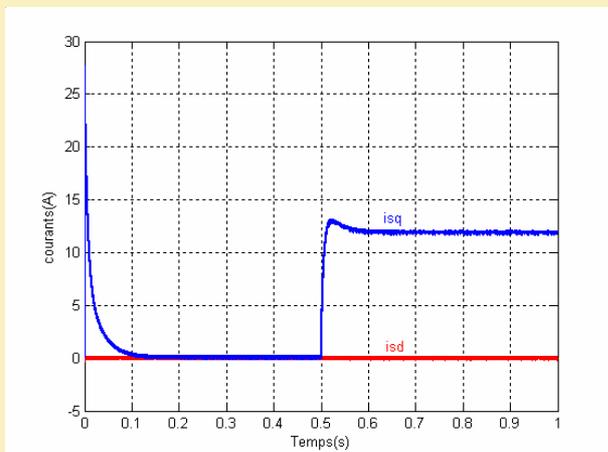
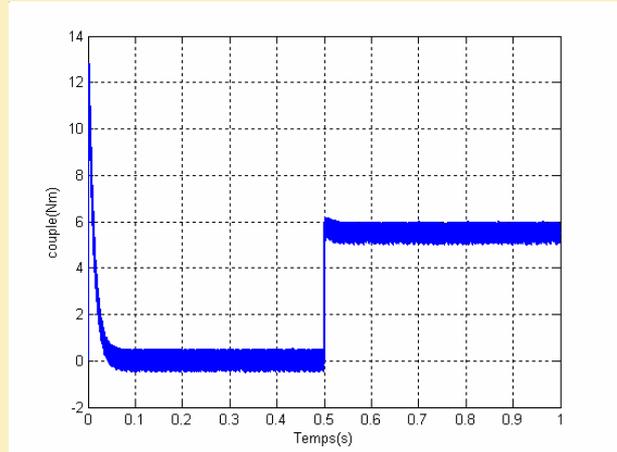
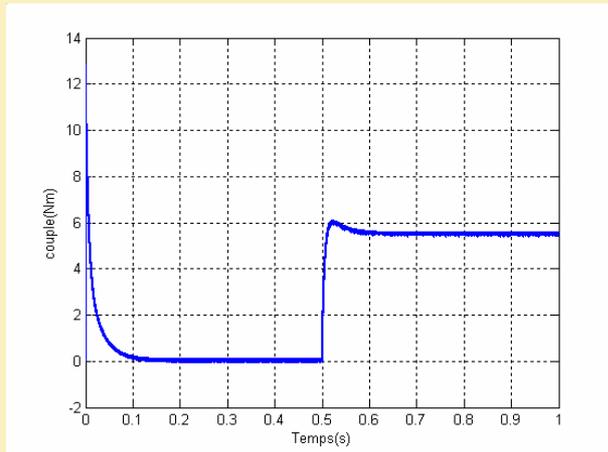


Figure 3.8 Résultats de simulation de la MAS associée à la commande vectorielle par la technique d'hystérésis des courants redressés (en charge).



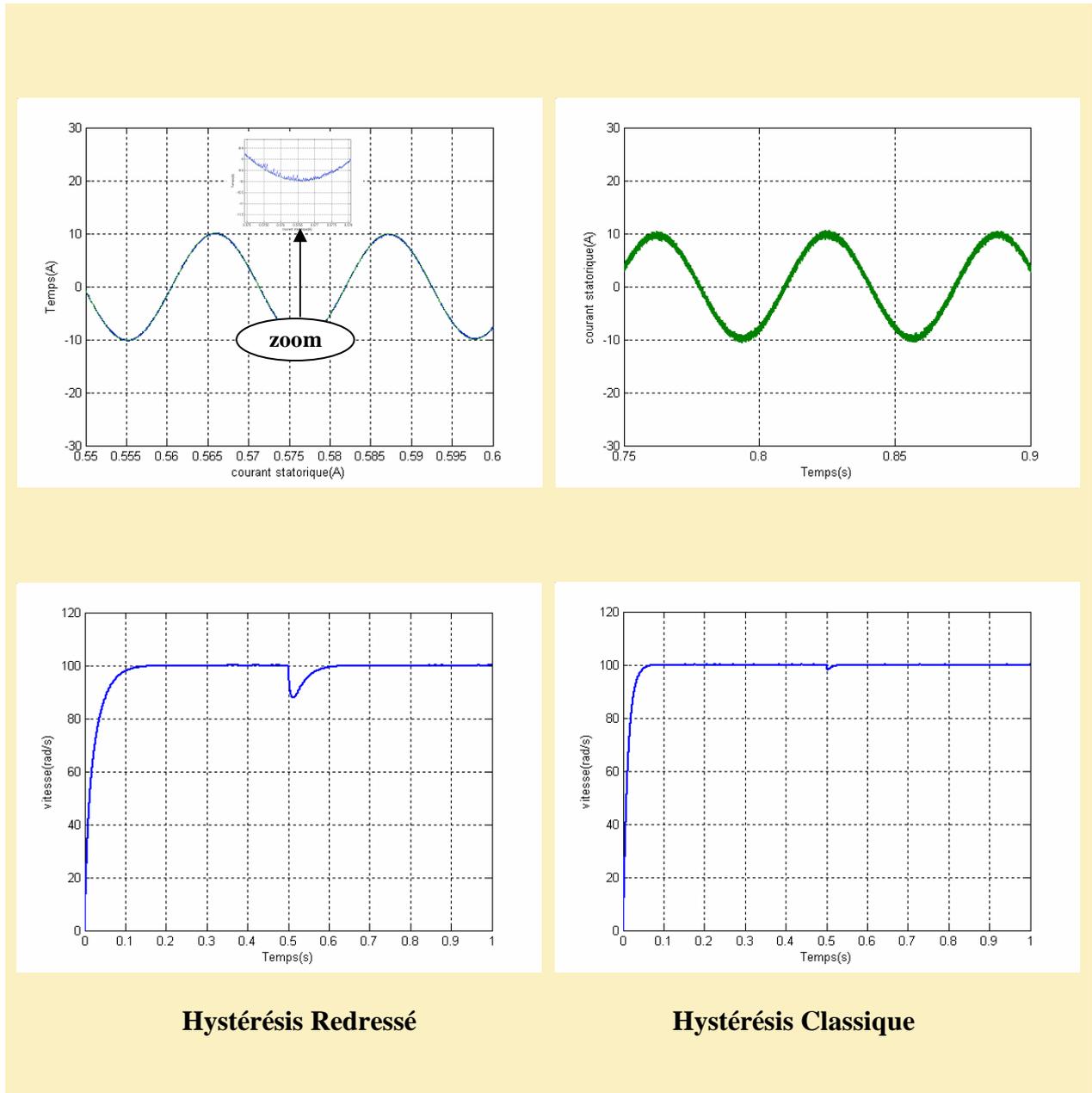
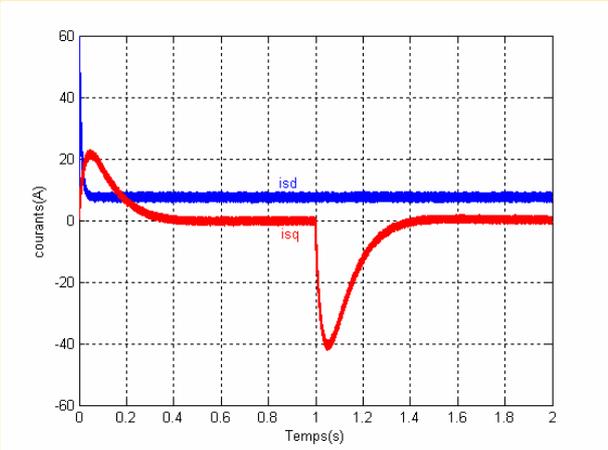
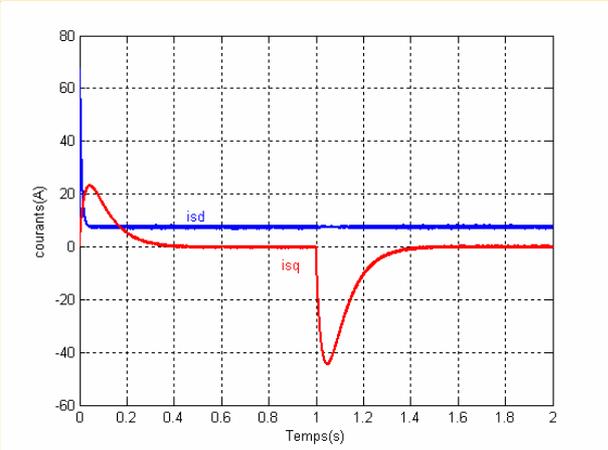
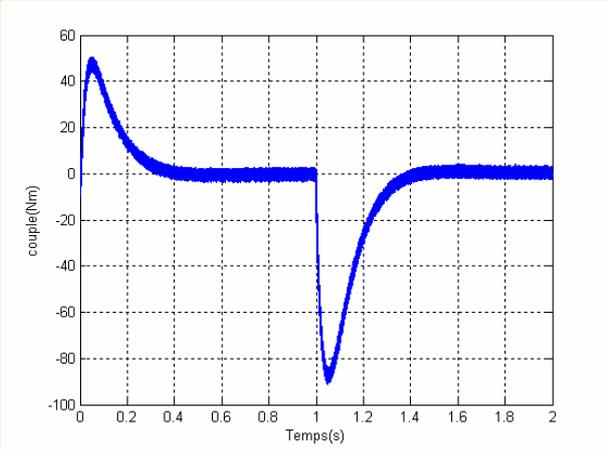
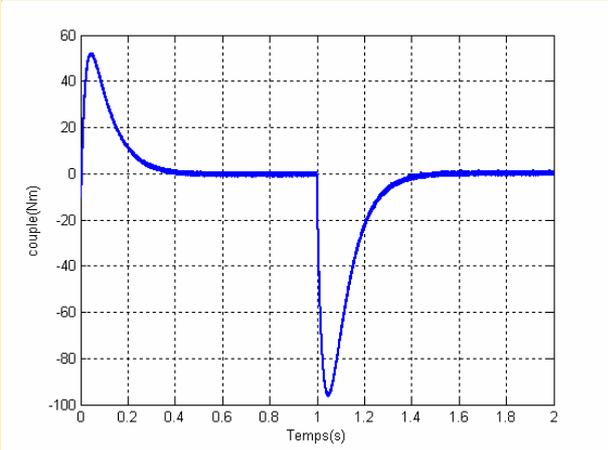
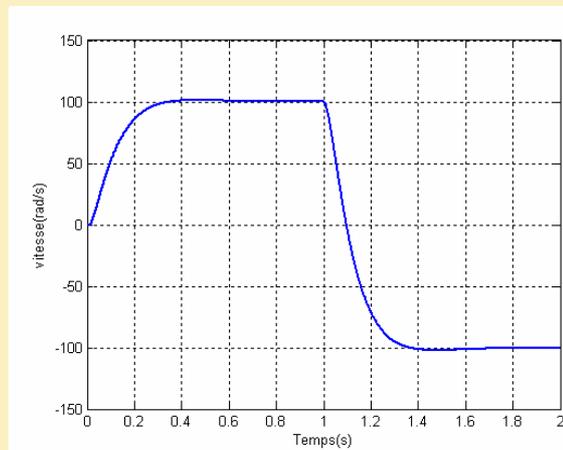
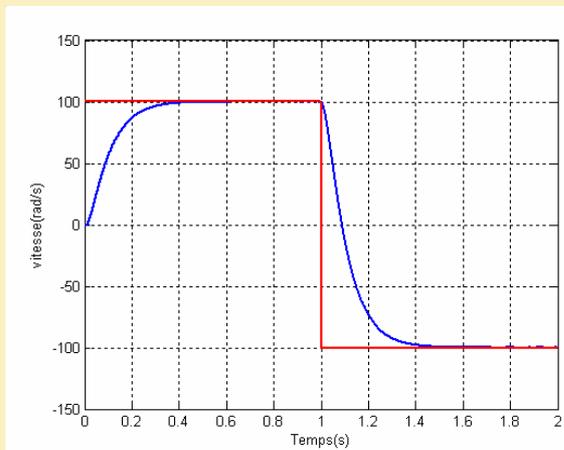
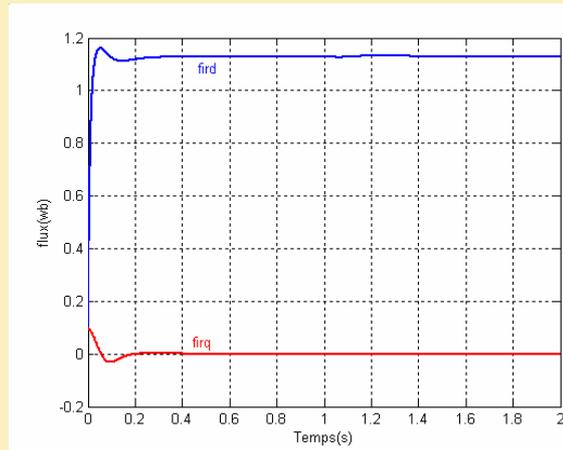
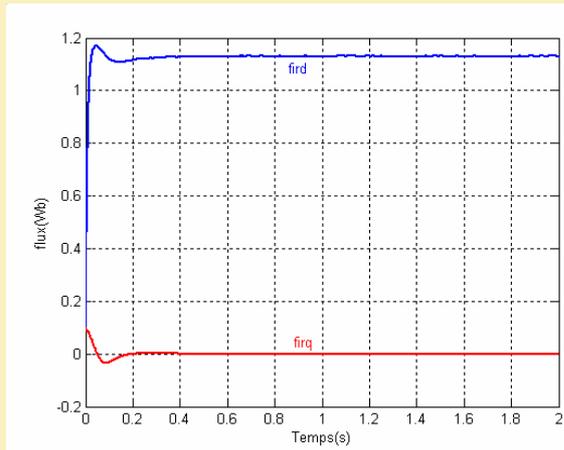


Figure 3.9 Résultats de simulation de la MSAP associée à la commande vectorielle par la technique d'hystérésis des courants redressés (en charge).





**Hystérésis Redressé**

**Hystérésis Classique**

**Figure 3.10 Résultats de simulation de la MAS associée à la commande vectorielle par la technique d'hystérésis des courants redressés à un échelon de vitesse (mode normal).**

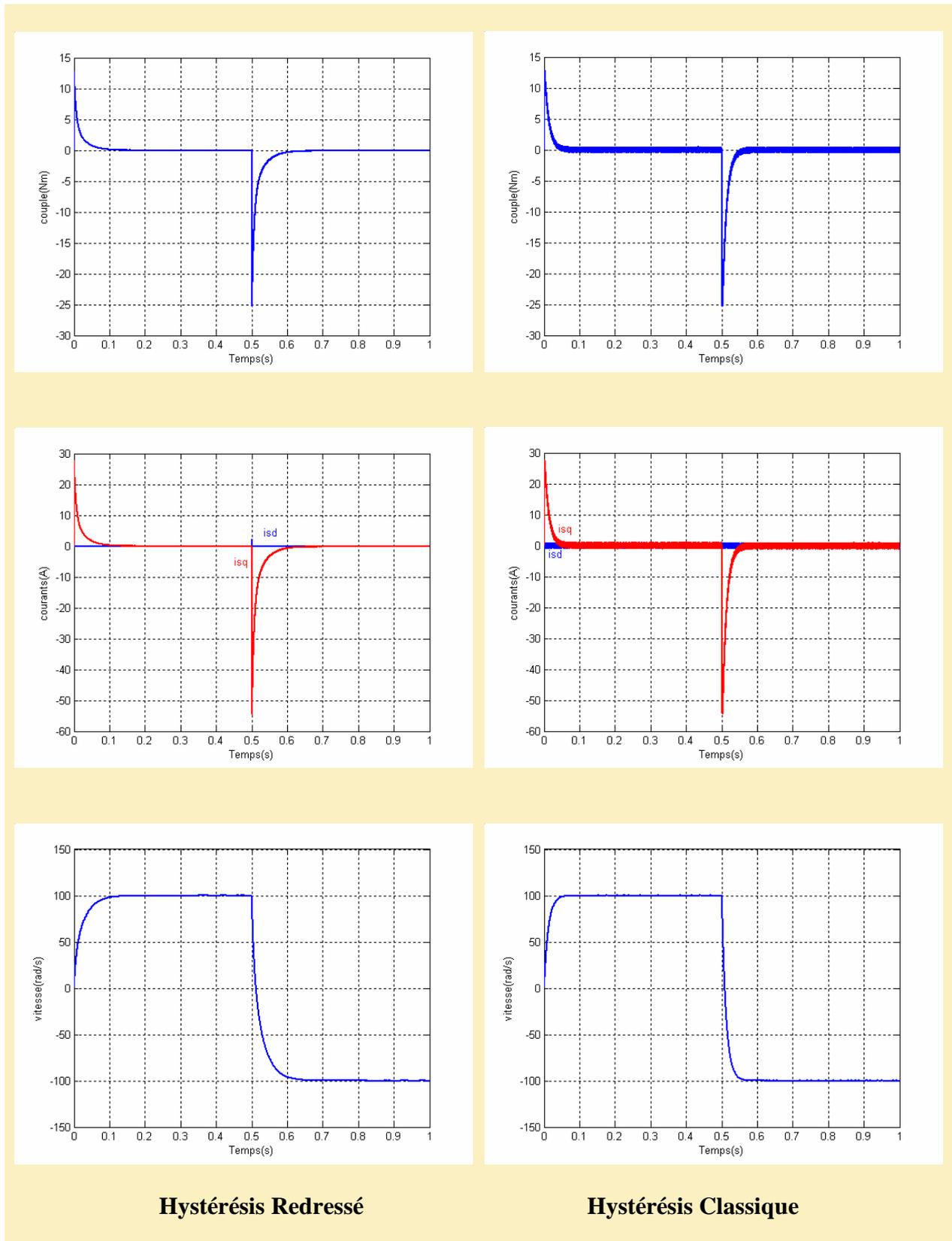


Figure 3.11 Résultats de simulation de la MSAP associée à la commande vectorielle par la technique d'hystérésis des courants redressés à un échelon de vitesse (mode normal).

### **3.4. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons simulé les deux machines (MAS, MSAP) associées à un onduleur de tension contrôlé en courant par la technique d'hystérésis des courants redressés

La méthode de contrôle des courants par la technique d'hystérésis classique, les courants statoriques sont asservis à leur référence d'une manière assez fidèle. Néanmoins, cette technique présente l'inconvénient d'un dépassement des courants de phase des limites de la bande imposée par le régulateur à hystérésis et une fréquence de commutation qui varie en fonction des conditions de fonctionnement.

L'autre technique consistant à redresser les courants statoriques avant d'être contrôlés par les régulateurs à hystérésis impose une dynamique beaucoup plus lente à l'intérieur de la bande à hystérésis. De ce fait, la fréquence de commutation y considérablement réduite.

# Chapitre 4

***Application de la logique floue  
à la commande  
de la MAS et la MSAP***

## 4.1. Introduction

La majorité des systèmes industriels complexes sont difficiles à contrôler automatiquement. Ces problèmes sont dus à la non linéarité et à la variation des paramètres de ces systèmes ainsi que la qualité des variables mesurables.

Afin d'apporter une solution à ces problèmes, une nouvelle stratégie de commande basée sur la "Théorie de la logique floue" a été élaborée [36] [37] [38] [39]. L'origine du développement de cette théorie a été le contrôle des processus basé sur l'expertise de l'opérateur.

En effet, les études effectuées [40] ont montré que, dans une boucle de régulation, l'homme réagit comme un contrôleur robuste non linéaire dont les paramètres varient au cours du temps. Cette stratégie de contrôle "Humain" intègre la connaissance du processus à commander. Dans la pratique, on voit bien l'intérêt de ce type de commande ; l'être humain peut prendre une action de contrôle même en présence de non linéarité, distorsion, etc.... Ainsi les contrôleurs flous peuvent être vus comme un cas de commande expert caractérisée par l'utilisation d'un mécanisme représentatif du jugement de l'être humain.

Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh [39]. A cette époque, cette théorie n'a pas été prise au sérieux. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglages [41]. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

La méthodologie du contrôle flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques conventionnelles ou quand les sources d'information sont jugées non précises ou incertaines [42].

Pour améliorer les performances des deux machines associées à l'onduleur de tension avec hystérésis à trois niveaux, des régulateurs flous sont élaborés et introduit pour la régulation de la vitesse, et également la régulation des courants en substituant le régulateur du courant à hystérésis par un régulateur d'hystérésis flou.

## 4.2. Comparaison entre régulation par logique floue et conventionnelle

La comparaison entre régulation en logique floue et régulation conventionnelle fait apparaître des différences sur plusieurs aspects [43] :

1. Les types processus qui se prête à la régulation par l'une ou l'autre stratégie.
2. La difficulté de mise en œuvre de chaque stratégie.
3. La difficulté de réglage d'une régulation de processus.
4. Le comportement de la régulation dans des conditions industrielles normales.
5. Le comportement de la régulation en présence de parasites.
6. La fiabilité du système de régulation.

Un système conventionnel se caractérise comme suit :

- Il ne peut réguler en principe que des processus linéaires.
- Une boucle de régulation conventionnelle ne demande que quelques lignes. Par contre les processus complexes demandent un grand effort de programmation.
- Un bon réglage suppose qu'une description mathématique du processus est possible.
- Une boucle de régulation conventionnelle n'est réglable de façon optimale dans la plupart des cas que pour une plage réduite.
- Une boucle de régulation conventionnelle est en général passablement sensible aux parasites.

Un système en logique floue se caractérise comme suit :

- La logique floue s'adapte à la régulation de processus aussi bien linéaire que non linéaire. C'est une différence importante entre la logique floue et la régulation conventionnelle.
- La régulation en logique floue d'une boucle de régulation simple demande en principe un plus grand effort que la conception d'une boucle simple de régulation conventionnelle. Pour un processus compliqué, la logique floue reprendra l'avantage.
- La simplicité de réglage est la différence la plus frappante entre une régulation conventionnelle et une régulation floue.
- La régulation en logique floue peut surpasser la régulation conventionnelle pour ce qui est de la qualité de réponse dynamique du système.
- L'ensemble du système de régulation floue se comporte comme un amortisseur de perturbations.

### 4.3. Rappels des principes de la logique floue

Les éléments de base de la logique floue sont:

- Les définitions des variables linguistiques.
- Les déductions floues (inférences).
- Les opérateurs.

#### 4.3.1. Définition des variables linguistiques

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues. Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance. Dans ce contexte, on attribue à chaque valeur de variable linguistique des fonctions d'appartenance  $\mu$ , dont la valeur varie entre 0 et 1 [44]. Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance des formes trapézoïdales ou triangulaires. Cependant parfois, on fait appel à d'autres formes telles que les formes de cloche et les formes obtenues à partir de fonctions trigonométriques [45].

En toute généralité, la fonction d'appartenance est désignée par  $\mu_E(x)$ . L'argument "x" se rapporte à la variable linguistique, tandis que "E" indique l'ensemble concerné. Pour une meilleure compréhension, prenant l'exemple de réglage de température "T" d'un local. Dans le cas le plus simple, on peut distinguer deux valeurs "froid" et "chaud" de la variable linguistique température. Elles forment deux ensembles flous (Figure 4.1). Ainsi une température de 16° appartient avec un facteur d'appartenance  $\mu = 0,7$  à l'ensemble "froid" et avec  $\mu = 0,3$  à l'ensemble "chaud". On écrit alors  $\mu_{\text{froid}}(T = 16^\circ) = 0,7$  et  $\mu_{\text{chaud}}(T = 16^\circ) = 0,3$ .

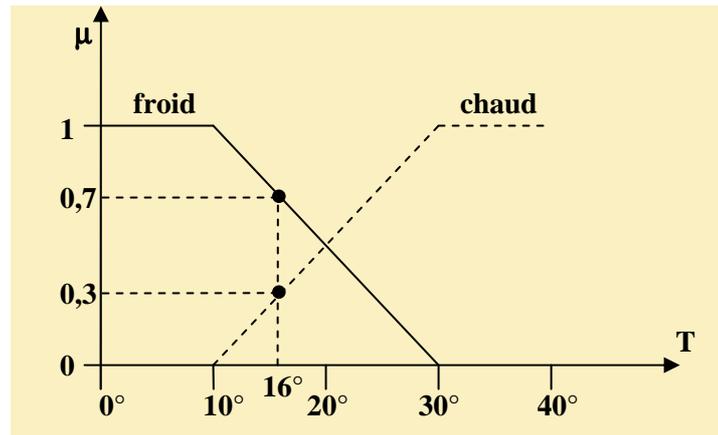


Figure 4.1 Fonction d'appartenance avec deux ensembles pour la variable linguistique température.

### 4.3.2. Déductions floues (inférences)

Généralement, plusieurs valeurs de variables linguistiques sont liées entre elles par des règles afin de tirer des inférences ou des déductions floues. On peut distinguer deux genres de règles d'inférences :

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

Le cas d'une inférence avec une seule règle se présente lorsqu'il faut comparer plusieurs concurrents dans une certaine situation et en choisir l'optimum. Si  $x_1, x_2, \dots, x_n$  sont les variables linguistiques pour évaluer une certaine situation, le critère pour la prise de décision peut être formulée par une règle, comme par exemple :

$$y = [x_1 \text{ ou } (x_2 \text{ et } x_3) \text{ ou } \dots] \text{ et } x_n \quad (4.1)$$

Le cas d'une inférence avec plusieurs règles se présente lorsqu'une ou plusieurs variables nécessitent une prise de décision différente suivant les valeurs qu'atteignent ces variables. Les règles peuvent alors être exprimées sous forme générale :

$$y := \begin{array}{l} \text{si conditions 1, alors opération 1, ou} \\ \text{si conditions 2, alors opération 2, ou} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \text{si conditions m, alors opération m.} \end{array} \quad (4.2)$$

### 4.3.3. Opérateurs de la logique floue

Les variables linguistiques sont liées entre elles au niveau des inférences par des opérateurs flous. Parmi ces opérateurs, on trouve les opérateurs ET, OU et NON.

### 4.3.3.1. Opérateur NON

Dans la logique floue cet opérateur peut être défini par des fonctions d'appartenance de la manière suivante :

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \quad (4.3)$$

L'opérateur NON, peut être appelé aussi "Complément", "Négation" ou "Inverse".

### 4.3.3.2. Opérateur ET

L'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum. Appliqué aux fonctions d'appartenance  $\mu_a(x)$  et  $\mu_b(x)$ , cet opérateur s'exprime par :

$$\mu_c(x) = \text{Min}[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (4.4)$$

L'opérateur peut également être réalisé par la formation du produit selon la relation suivante :

$$\mu_c(x) = \mu_a(x) \mu_b(x) \quad (4.5)$$

### 4.3.3.3. Opérateur OU

La réalisation de l'opérateur OU au niveau de la logique floue se fait en général par la formation du maximum. Cet opérateur s'exprime par :

$$\mu_c(x) = \text{Max}[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (4.6)$$

Par analogie avec l'opérateur ET, l'opérateur OU peut être réalisé par la formation de la somme et plus précisément par la valeur moyenne, à savoir :

$$\mu_c(x) = [\mu_a(x) + \mu_b(x)] / 2 \quad (4.7)$$

### 4.3.3.4. Opérateur OU flou et ET flou

Les opérateurs OU flou et ET flou sont des opérateurs combinés entre l'opérateur maximum, minimum et la moyenne arithmétique :

L'opérateur ET flou est défini par :

$$\mu_c(x) = \lambda \text{Min}[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\lambda}{2} [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (4.8)$$

et l'opérateur OU flou par :

$$\mu_c(x) = \lambda \text{Max}[\mu_a(x), \mu_b(x)] + \frac{1-\lambda}{2} [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (4.9)$$

Avec le facteur de pondération  $\lambda \in [0,1]$ , il est possible de pondérer l'influence des deux termes.

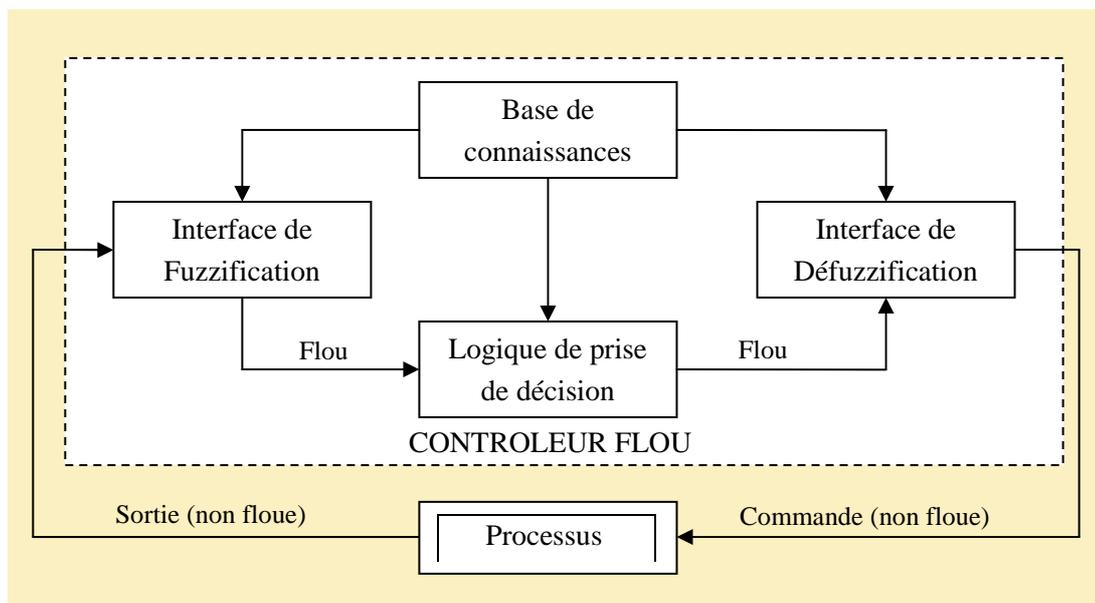
### 4.3.3.5. Opérateur Min – Max

Cet opérateur est défini par la combinaison des opérateurs minimum et maximum, selon :

$$\mu_c(x) = \lambda \text{Min}[\mu_a(x), \mu_b(x)] + (1-\lambda) \text{Max}[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (4.10)$$

## 4.4. Contrôleur flou

Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté par la figure (4.2).



**Figure 4.2 Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.**

A partir du schéma de la figure (4.2), on peut distinguer les niveaux suivants [15][42]:

- Une interface de fuzzification.
- Une base de connaissance.
- Une logique de prise de décision.
- Une interface de défuzzification.
- Le système à contrôler.

L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes [15][46]:

- Mesure des variables d'entrée
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Représentation de la fonction de fuzzification convertissant les données d'entrée en variables linguistiques.

La base de connaissance est composée :

- D'une base de données fournissant les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur.
- D'une base de règles caractérisant les buts et les stratégies de commande émis par les experts au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle.

La logique de prise de décision (inférences) :

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou; sa fonction est la prise de décision en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférences.

L'interface de défuzzification:

Cette interface réalise les fonctions suivantes:

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

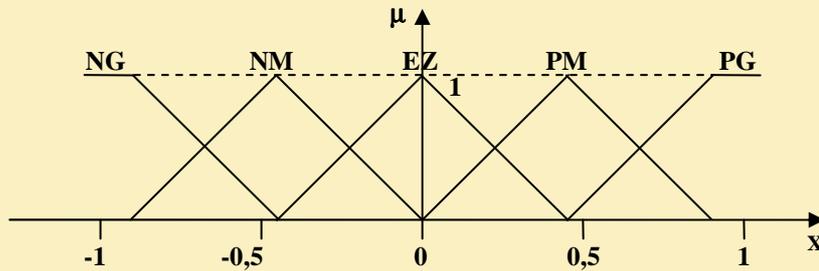
#### **4.4.1. Fuzzification**

Les grandeurs provenant du système à régler, utilisées par le régulateur par logique floue, sont mesurées à l'aide d'organes de mesure généralement de type analogique. Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait presque exclusivement de manière digitale, il faut prévoir donc un convertisseur analogique/digital.

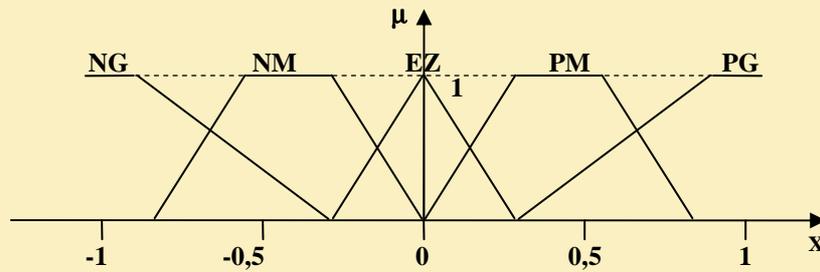
La définition des fonctions d'appartenance pour les différentes variables d'entrée se fait après le passage des grandeurs physiques (grandeurs déterminées) en variables linguistiques (grandeurs ou variables floues) qui peuvent être traitées par les inférences.

Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes ou non équidistantes (Figure 4.3). Il faut éviter les chevauchements (Figure 4.4.a) et les lacunes (Figure 4.4.b) entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet, cela provoque des zones de non intervention du régulateur (zones mortes), ce qui conduit le plus souvent à une instabilité de réglage.

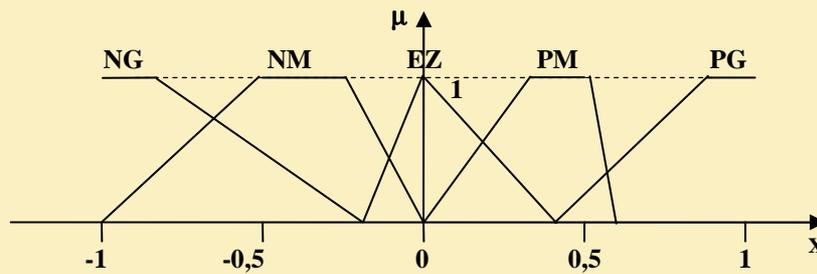
En général, on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenance. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la résolution et de l'intervention du réglage désirée.



a. Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes

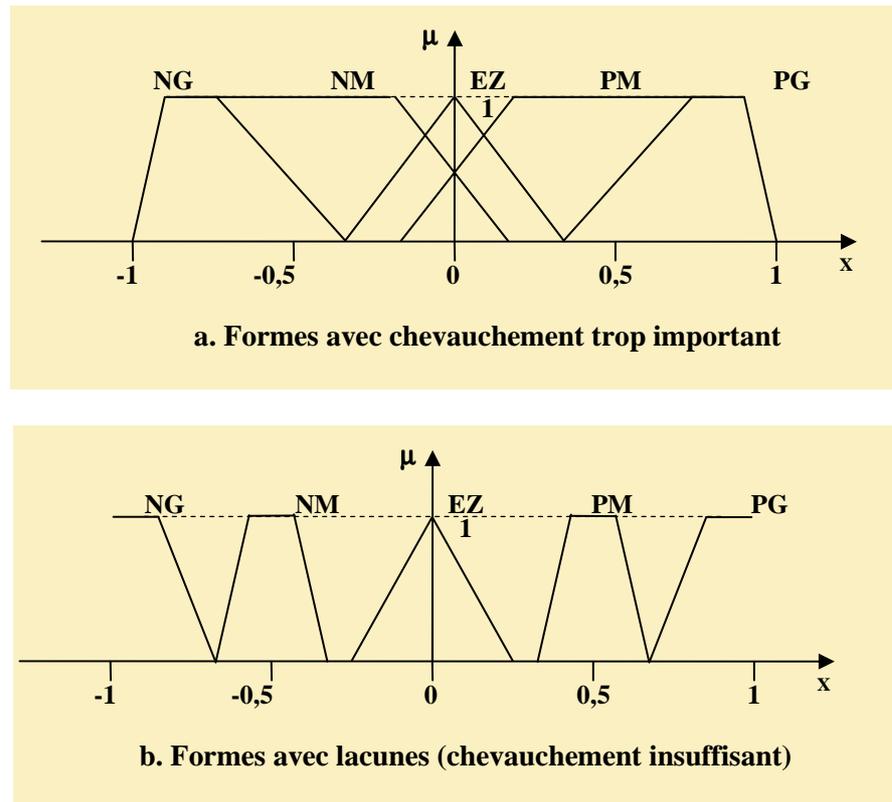


b. Fonctions d'appartenance symétriques et non équidistantes



c. Fonctions d'appartenance non symétriques et non équidistantes

Figure 4.3 Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.



**Figure 4.4** Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée

#### 4.4.2. Inférences (déductions floues)

Les déductions floues lient les grandeurs mesurées (transformées en variables linguistiques) à la variable de sortie exprimée également comme variable linguistique.

Il existe différentes possibilités d'exprimer les inférences, à savoir par description linguistique, par description symbolique, par matrices d'inférence ou par tableau d'inférence [15][36].

Plusieurs possibilités existent pour la réalisation des opérateurs de la logique floue qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. A partir de ces possibilités, on introduit la notion de méthodes d'inférences permettant un traitement numérique de ces inférences; en général, on utilise l'une des méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence Max - Min (contrôleur de type Mamdani).
- Méthode d'inférence Max - Prod (contrôleur de type Larsen).
- Méthode d'inférence Somme - Prod (contrôleur de type Zadeh).

#### 4.4.3. Exemple de la méthode d'inférence Max-Min

Afin de mettre en évidence le traitement numérique des inférences, on fera appel à un cas de deux variables d'entrée  $x_1$  et  $x_2$  et une variable de sortie  $x_r$ . Chacune est composée de trois ensembles NG (négatif grand), EZ (environ zéro) et PG (positif grand) et définie par des fonctions d'appartenance, comme le montre la figure (4.5). Pour les variables d'entrée on suppose que les valeurs numériques sont  $x_1=0,44$  et  $x_2=-0,67$ .

Dans cet exemple, l'inférence est composée de deux règles :

$x_r :=$  si ( $x_1$  PG ET  $x_2$  EZ), ALORS  $x_r :=$  EZ OU  
 si ( $x_1$  EZ OU  $x_2$  NG), ALORS  $x_r :=$  NG.

La première condition ( $x_1$  PG ET  $x_2$  EZ) implique pour  $x_1=0,44$  un facteur d'appartenance  $\mu_{PG}(x_1=0,44) = 0,67$  et pour  $x_2 = -0,67$  un facteur d'appartenance  $\mu_{PG}(x_2=-0,67) = 0,33$ . La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur minimale de ces deux facteurs d'appartenance  $\mu_{c1}=0,33$  à cause de l'opérateur ET. La fonction d'appartenance  $\mu_{EZ}(x_r)$  pour la variable de sortie est donc encrêtée à 0,33 et cela à cause de l'opérateur alors réalisé par la formation du minimum. La fonction d'appartenance partielle  $\mu_{R1}(x_r)$  pour la variable de sortie  $x_r$  est mise en évidence par un trait renforcé sur la figure(4.5).

La condition ( $x_1$  EZ OU  $x_2$  NG) de la deuxième règle implique des facteurs d'appartenance  $\mu_{EZ}(x_1=0,44)=0,33$  et  $\mu_{NG}(x_2=-0,67)=0,67$ . La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur maximale de ces deux facteurs  $\mu_{c2}=0,67$  à cause de l'opérateur OU. De la même manière que la première condition, la fonction d'appartenance de la deuxième condition  $\mu_{NG}(x_r)$  de la variable de sortie est encrêtée à 0,67. La fonction d'appartenance partielle  $\mu_{R2}(x_r)$  est également mise en évidence par un trait renforcé (Figure 4.5).

La fonction d'appartenance résultante  $\mu_{Res}(x_r)$  s'obtient par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance partielles  $\mu_{R1}(x_r)$  et  $\mu_{R2}(x_r)$  puisque ces deux fonctions sont liées par l'opérateur OU. Cette fonction est hachurée à la figure (4.5).

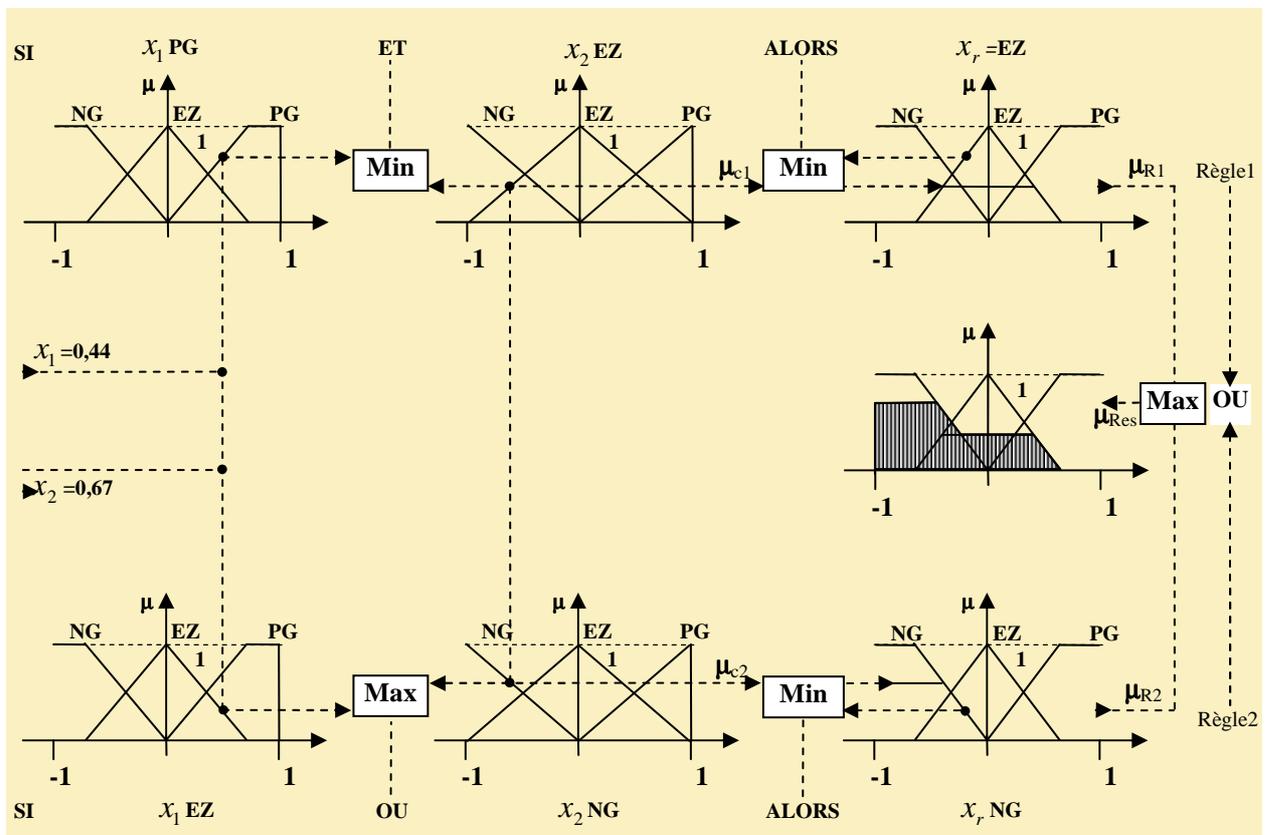


Figure 4.5- Méthode d'inférence Max-Min pour deux variables d'entrée et deux règles.

En toute généralité, on obtient la fonction d'appartenance partielle  $\mu_{Ri}(x_r)$  de chaque règle par les relations :

- Pour la méthode d'inférence Max - prod et Somme - prod

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_r) \quad (4.11)$$

- Pour la méthode d'inférence Max-Min

$$\mu_{Ri}(x_r) = \text{Min}[\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_r)] \quad \text{avec } i = 0, 1, \dots, m. \quad (4.12)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par les expressions suivantes :

- Pour la méthode d'inférence Max-prod et Max-Min

$$\mu_{Res}(x_r) = \text{Max}[\mu_{R1}(x_r), \mu_{R1}(x_r), \dots, \mu_{Rm}(x_r)] \quad (4.13)$$

- Pour la méthode d'inférence Somme – prod :

$$\mu_{Res}(x_r) = [\mu_{R1}(x_r) + \mu_{R1}(x_r) + \dots + \mu_{Rm}(x_r)] / m \quad (4.14)$$

#### 4.4.4. Défuzzification

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification. Etant donné que l'organe de commande nécessite un signal de commande  $U_{cm}$  précis à son entrée, il faut donc prévoir une information déterminée (physique).

Cette transformation est assurée par le bloc de défuzzification. Ce même bloc réalise la conversion inverse de la fuzzification (conversion digitale/analogique).

Plusieurs stratégies de défuzzification peuvent être utilisées [15][36]; parmi lesquelles on trouve:

- Méthode de défuzzification par centre de gravité.
- Méthode de défuzzification par valeur maximale.
- Méthode de défuzzification par valeur moyenne des maxima.

##### 4.4.4.1. Défuzzification par centre de gravité

L'une des méthodes de défuzzification les plus utilisées est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante  $\mu_{Res}(x_r)$ .

##### a. Centre de gravité lors de la méthode d'inférence Somme - Prod

Pour la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante, il suffit de calculer son abscisse dont l'expression est donnée par :

$$x_r^* = \frac{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} x_i^* S_i}{\sum_{i=1}^m \mu_{ci} S_i} \quad (4.15)$$

$$\text{Avec : } S_i = \int_{-1}^1 \mu_{oi}(x_r) dx_r \quad (4.16)$$

$$\text{et : } X_i^* = \frac{1}{S_i} \int_{-1}^1 x_r \mu_{oi}(x_r) dx_r \quad (4.17)$$

### b. Centre de gravité lors de fonction d'appartenance sans chevauchement

Par analogie avec la relation (4.15), l'abscisse du centre de gravité dans ce cas de fonctions se calcul à l'aide de l'expression suivante:

$$x_r^* = \frac{\sum \mu_{CE} x_E^* S_E}{\sum \mu_{CE} S_E}$$

avec :

$$\mu_{CE} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{CEi} \text{ pour la méthode Somme - Prod.}$$

et

$$\mu_{CE} = \text{MaX}[\mu_{CEi}] \text{ pour les méthodes MaX - Min et MaX - Prod}$$

### c. Centre de gravité lors de la méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode est un cas particulier des fonctions d'appartenance sans chevauchement. Dans ce cas toutes les surfaces  $S_E$  des fonctions d'appartenance sont uniformisées et prises égales à 1. L'abscisse du centre de gravité se réduit à l'expression suivante:

$$x_r^* = \frac{\sum \mu_{CE} x_E^*}{\sum \mu_{CE}} \quad (4.19)$$

#### 4.4.4.2. Défuzzification par valeur maximale

La méthode de défuzzification par centre de gravité exige en général une envergure de calcul assez importante. Par conséquent, il sera utile de disposer d'une méthode plus simple. Quelques fois on fait appel à la méthode de défuzzification par valeur maximale.

Le principe de cette méthode réside dans le choix de l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante. Cependant cette méthode présente un inconvénient. Lorsque l'abscisse de la valeur maximale est limitée entre  $x_{r1}$ , et  $x_{r2}$ (Figure 4.6); toutes les valeurs comprises entre ces deux limites peuvent être utilisées. Cette méthode n'est donc pas recommandable pour le réglage par logique floue.

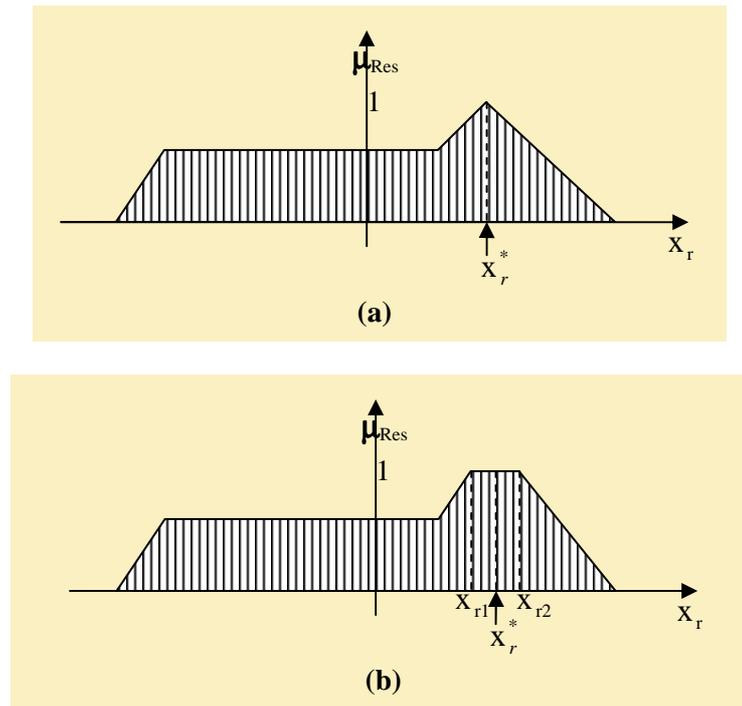


Figure 4.6 Défuzzification par valeur maximale.

#### 4.4.4.3. Défuzzification par la valeur moyenne des maxima

Pour éviter l'indétermination présentée lors de la méthode par valeur maximale, on fait appel à la méthode de défuzzification par valeur moyenne des maxima. Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne des abscisses de toutes les fonctions d'appartenance maximales. Cependant, cette méthode présente également un grand inconvénient qui réside dans le saut du signal de sortie si la dominante change d'une fonction d'appartenance partielle à une autre (Figure 4.7). Par conséquent, ce comportement provoque un mauvais comportement du circuit de réglage.

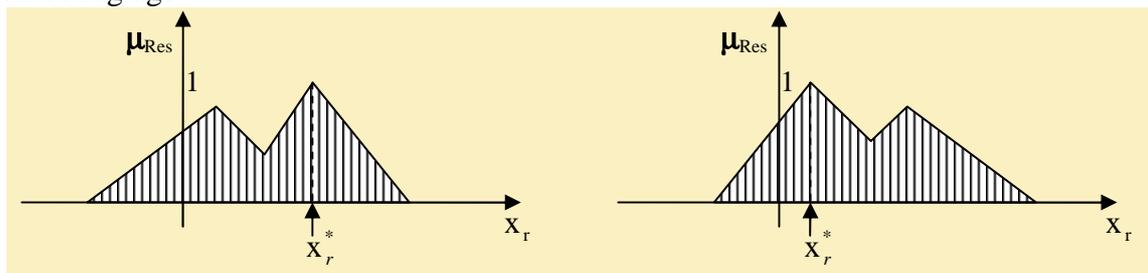


Figure 4.7 Discontinuité lors de la défuzzification par valeur maximale.

### 4.5. Différentes approches pour la détermination des règles

Il existe deux approches principales pour la détermination des règles d'un contrôleur flou. La première est une méthode purement heuristique; les règles sont déterminées de telle sorte que l'écart entre la consigne et la sortie puisse être corrigé. Cette détermination repose sur la connaissance qualitative du comportement du processus [37]. La seconde approche est une méthode pouvant déterminer d'une manière systématique la structure linguistique et/ou les paramètres satisfaisants les objectifs et les contraintes de contrôle.

Une autre méthode a été introduite [38] pour la détermination des règles et cela en se référant à la trajectoire du système en boucle fermée. La recherche intuitive du comportement du système en boucle fermée, pour la détermination des règles dans le domaine temporel, utilise fréquemment l'erreur  $e$  (observation) et la variation de l'erreur  $\Delta e$ . (dynamique du processus) ainsi que la variation de la commande  $\Delta U$  (entrée du processus à réguler).

La procédure à suivre, pour la détermination des règles du contrôleur flou est expliquée en considérant les points indiqués sur la figure (4.8). Pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante :

Règle 1: Si  $e=PG$  et  $\Delta e=EZ$  alors  $\Delta U=PG$ . Départ.

Règle 2: Si  $e=PG$  et  $\Delta e=NP$  alors  $\Delta U =PM$ . Augmentation de la commande pour garder l'équilibre.

Règle 3: Si  $e=PM$  et  $\Delta e =NP$  alors  $\Delta U =PP$ . Très faible augmentation de la commande pour ne pas dépasser la valeur limite.

Règle 4: Si  $e=PP$  et  $\Delta e=NP$  alors  $\Delta U=EZ$ . Convergence vers l'équilibre.

Règle 5: Si  $e=EZ$  et  $\Delta e=NP$  alors  $\Delta U=NP$ . Freinage du processus.

Règle 6: Si  $e=NP$  et  $\Delta e=PP$  alors  $\Delta U =NM$ . Freinage et inversion de la variation de la commande.

Règle 7: Si  $e=NM$  et  $\Delta e=EZ$  alors  $\Delta U=NM$ . Rappel du processus vers l'équilibre.

Règle 8: Si  $e=NP$  et  $\Delta e=EZ$  alors  $\Delta U=EZ$ . Convergence vers l'équilibre.

Règle 9: Si  $e=EZ$  et  $\Delta e=EZ$  alors  $\Delta U=EZ$ . Equilibre.

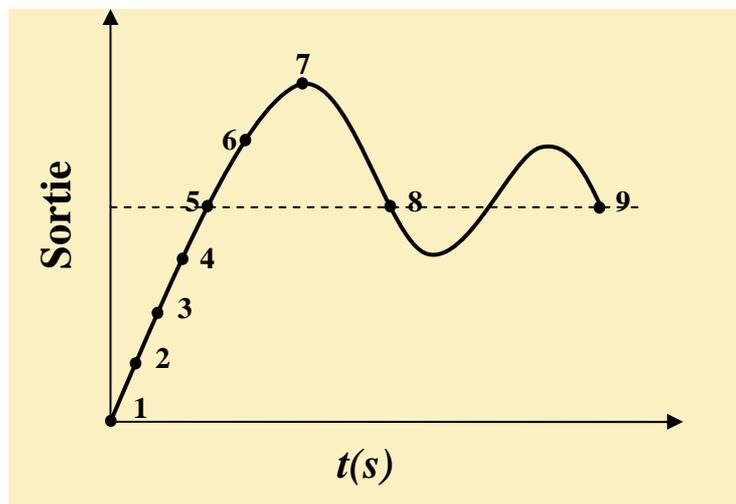


Figure 4.8 Ecriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle.

En considérant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table du contrôle flou de base qui correspond à la table de règle très connue de Mac Vicar-whilan [36][37] :

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau N°1 Trajectoire de phase du comportement décrit sur la figure 4.8

Sur la diagonale de la matrice d'inférence, on attribue à la variation de la commande l'ensemble EZ. Par conséquent, le système à régler se trouve dans un état transitoire qui ne nécessite pas d'intervention importante pour atteindre le régime stationnaire.

### 4.6. Développement pratique du contrôleur flou

La majorité des contrôleurs flous utilisent des algorithmes se basant sur le schéma simple de Mamdani [39]; pour un système mono-variable, ce schéma est représenté par la figure (4.9).

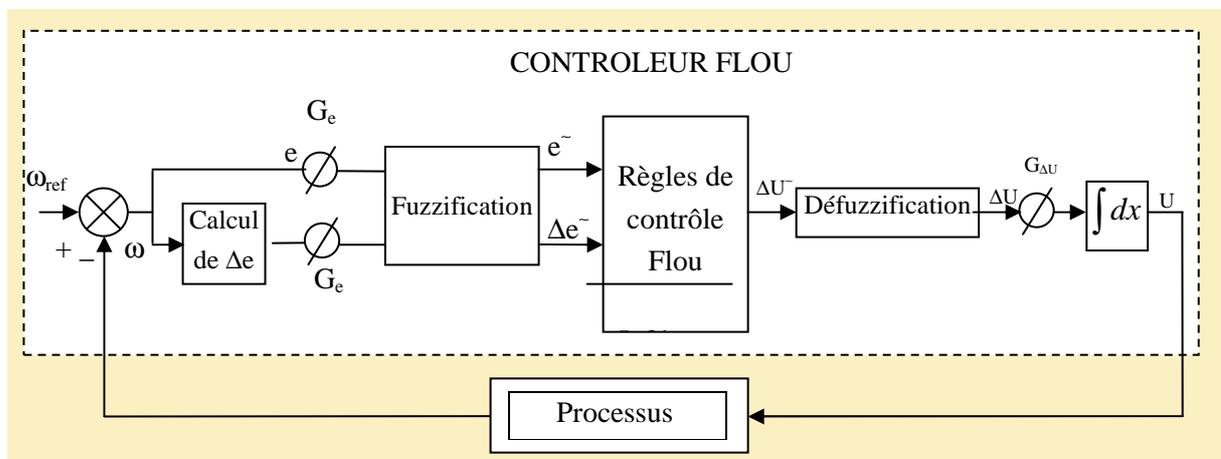


Figure 4.9 Schéma bloc d'une boucle régulation à contrôleur flou.

D'après le schéma ci-dessus, le système de régulation floue se compose essentiellement du contrôleur flou et du processus à contrôler.

Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps ( $\Delta e$ ).
- Les facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à celle de la commande.
- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Les règles de contrôle flou.
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande.
- Un bloc intégrateur.

### 4.6.1. Loi de commande

La loi adoptée est fonction de l'erreur et de sa variation ( $U=f(e, \Delta e)$ ). Par conséquent, la variation de la commande nécessaire est donnée par l'activation de l'ensemble des règles de décision associées. Dans les cas simples, cette variation de commande est obtenue par lecture d'une table de décision définie hors ligne. La forme générale de cette loi de commande est donnée par:  $U_{k+1}=U_k+G_k+1 \Delta U_{k+1}$   
Où  $G_{k+1}$  est le gain associé à la commande  $U_{k+1}$ , généralement choisi faible pour assurer la stabilité du système et  $\Delta U_{k+1}$  est la variation de la commande.

### 4.6.2. Implémentation

La valeur de la commande correspondant à une telle situation peut être obtenue en suivant les étapes suivantes :

1. Calcul de la présente erreur et de sa variation.  
 $e(K+1)= \text{Référence} - \text{Sortie du processus.}$   
 $\Delta_e (K+1)=e(K+1)-e(K).$
2. Normalisation de l'erreur et de sa variation à l'aide de facteurs d'échelle ou gains correspondants.  
 $e^*(K+1)=e(K+1)*G_e$   
 $\Delta e^*(K+1)=\Delta e(K+1)*G \Delta e$
3. Conversion des valeurs obtenues en variables floues.
4. Lecture du niveau de quantification de la variation de la commande dans la table de décision correspondante.
5. Conversion du niveau obtenu en valeur numérique normalisée de la variation de la commande.
6. Détermination de la commande à appliquer à l'entrée du processus à réguler à l'aide du facteur d'échelle ou du gain correspondant

$$U^*(K+1)=U^*(K)+G_u U(K+1)$$

## 4.7. Application du contrôleur flou de Mamdani à la régulation de la machine synchrone à aimants permanents et à la machine asynchrone

Nous allons simuler le comportement des deux machines (MAS, MSAP) lorsque l'onduleur est commandé selon la technique de contrôle à hystérésis à trois niveaux.

Il faut définir un ensemble de stratégies de contrôle basé sur l'erreur entre une consigne prédéterminée et la sortie réelle du processus qui est, dans ce cas, la vitesse de rotation de la machine et la variation de cette erreur.

Les entrées du contrôleur flou sont donc :

- La vitesse de rotation de la machine  $\omega$  (sortie du processus).
- La référence de vitesse.
- L'erreur à l'instant  $t_1=e_1$ .
- L'erreur à l'instant  $t_2=e_2$ .

### 4.7.1. Fonction d'appartenance

Pour le choix des formes des fonctions d'appartenance, nous avons utilisé les formes trigonométriques, Figure (4.10).

#### 4.7.1.1. Choix du nombre de classes ou sous ensembles flous

Pour les variables d'entrées (l'erreur et la variation de l'erreur), nous avons choisi un nombre de sous ensembles flous égale à 7. Pour la variation de la commande, nous avons choisi 7 sous ensembles flous et cela dans le but d'avoir un réglage fin. Ces sous ensembles sont symbolisés comme suit :

Positif Grand	PG	Négatif Grand	NG
Positif Moyen	PM	Négatif Moyen	NM
Positif Petit	PP	Négatif Petit	NP
Zéro	ZE		

### 4.7.2. Règles de décision de contrôle flou

Les règles de décision se composent de paires situation/action de la forme : si  $e$  est A ET  $\Delta e$  est B, ALORS  $\Delta U$  est C. Cet ensemble de règles devrait regrouper toutes les situations possibles du système évaluées pour les différentes valeurs attribuées à  $e$  et  $\Delta e$  et toutes les valeurs correspondantes de  $\Delta U$ .

Pour le cas de notre application, nous avons opté pour la base de règles de Mac vicar-Whelan [46]. Cette dernière est organisée sous la forme d'une table de décision diagonale symétrique (Tableau N°2).

### 4.7.3. Choix de la méthode d'inférence

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. La formulation concrète des inférences dépend du comportement statique et dynamique du système à régler et de l'organe de commande, ainsi que des buts de réglage envisagés. Parmi les méthodes d'inférences citées précédemment, notre choix s'est porté sur la méthode d'inférences Max-Min du fait qu'elle est facile à implémenter et donne de bons résultats [9].

### 4.7.4. Choix de la méthode de défuzzification

A partir des méthodes de défuzzification traitées dans les sections précédentes, notre choix s'est porté sur l'une des méthodes les plus utilisées à savoir la méthode de défuzzification par centre de gravité des hauteurs pondérées. Ce choix est particulièrement motivé par le fait qu'elle est facile à implémenter et ne demande pas beaucoup de calcul.

$\Delta e$	$e$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
	$\Delta U$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
N		NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
ZE		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
P		NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM

Tableau N°2 Table de décision diagonale Mac vicar-Whelan.

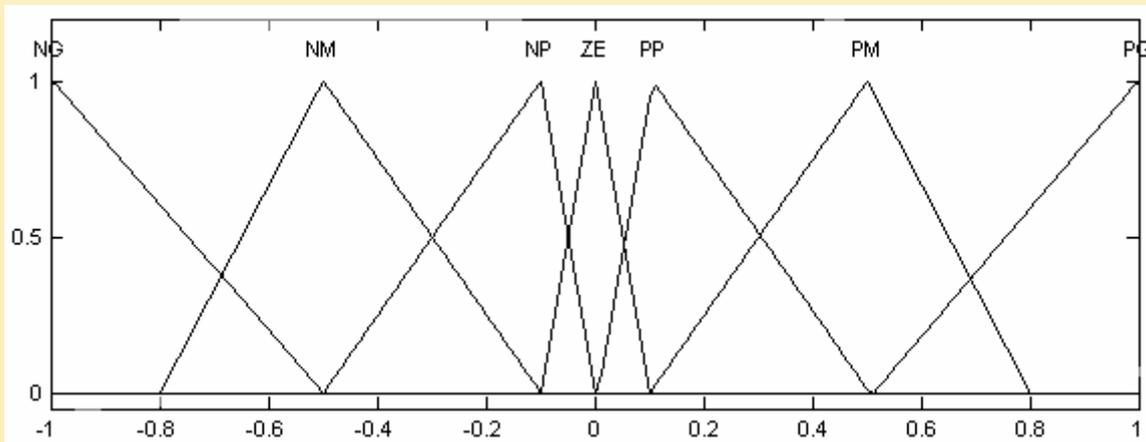
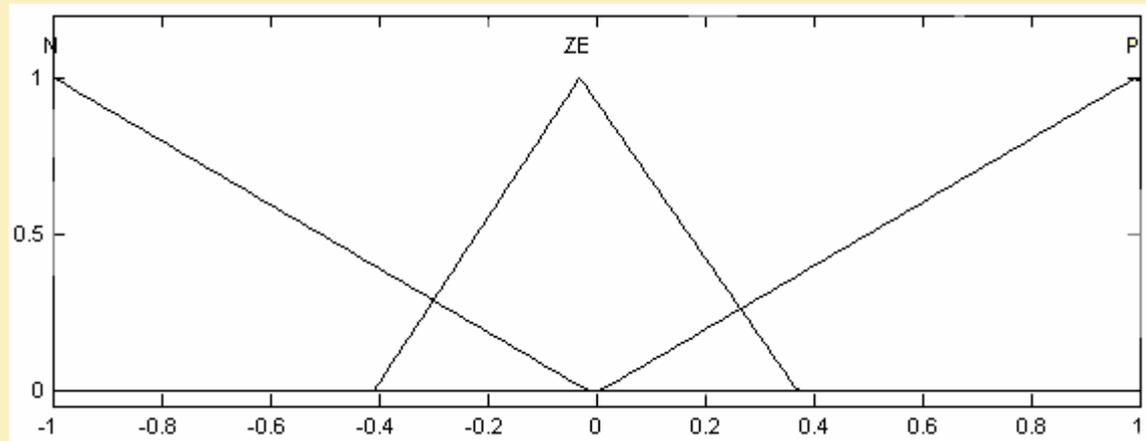
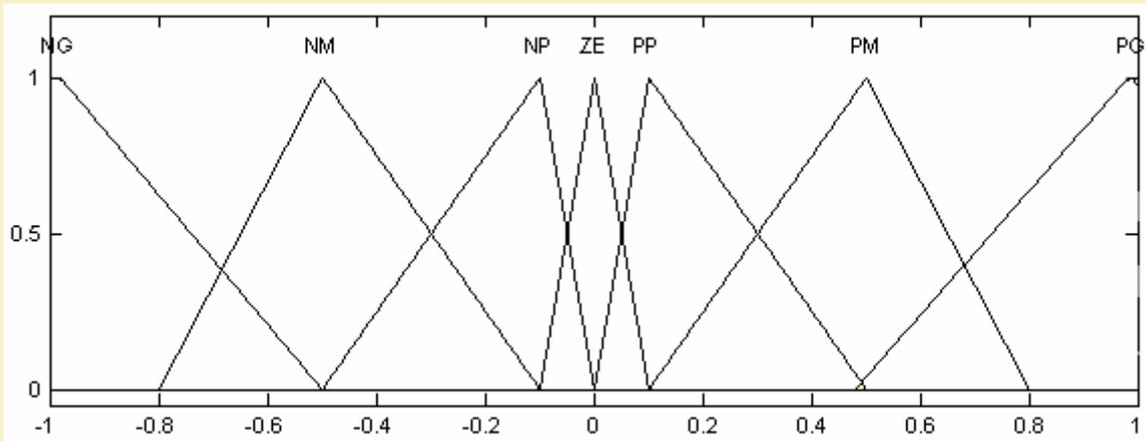


Figure 4.10 Distribution des sous ensembles flous relatifs à e, Δe et ΔU.

#### 4.8. Substitution de l'hystérésis à deux niveaux par un contrôleur flou

Dans cette étape, nous avons substitué l'hystérésis à trois niveaux par un contrôleur flou.

Les variables d'entrée et de sortie sont :

$$e(K+1) = \text{référence} - \text{sortie du processus}$$

$$\Delta e(K+1) = e(K+1) - e(K)$$

La sortie de ce contrôleur indique directement si le courant doit être augmenté, diminué, ou maintenir constant.

$$S=1 \quad \text{si } \Delta u \text{ est max.}$$

$$S=-1 \quad \text{si } \Delta u \text{ est min}$$

$$S=0 \quad \text{si } \Delta u = \text{est constant}$$

La table des règles est représentée par le tableau ci-dessous.

e Δe   Δu	NG	NP	ZE	PP	PG
	N	-1	-1	0	1
ZE	-1	0	0	0	1
P	0	0	0	0	0

**Tableau N°3 : Table de contrôleur flou d'hystérésis à trois niveaux.**

PG: Positif Grand,      NG: Négatif Grand,

PP: Positif Petit,      NP: Négatif Petit,

ZE: Zéro.

Le langage des règles de la table peut s'exprimer comme suit :

\* Si (e est NG et Δe est N) alors (Δu est -1)

\* Si (e est PP et Δe est N) alors (Δu est 1)

Les formes des sous ensembles flous relatifs e, Δe et Δu sont représentées sur la figure (4.11)

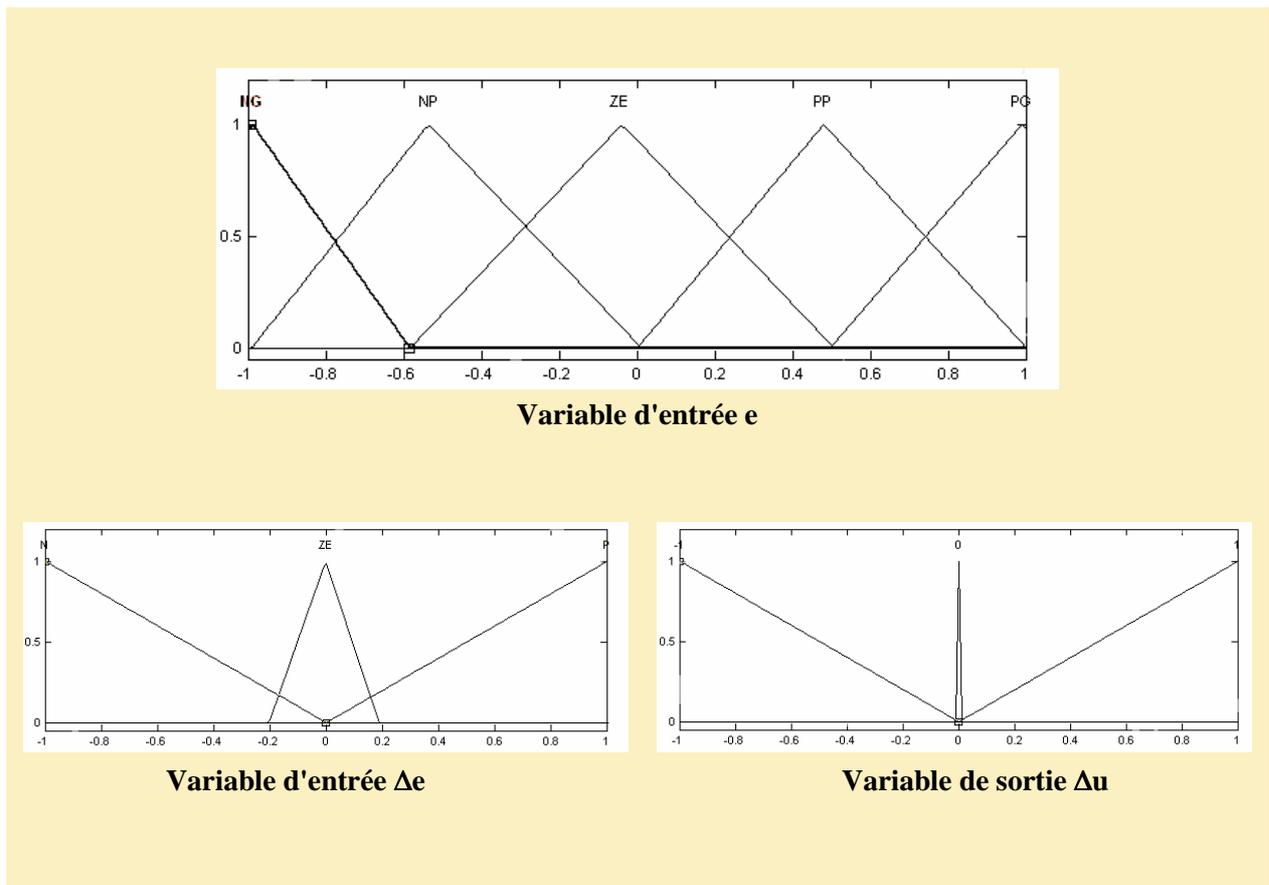


Figure 4.11 Distribution des sous ensembles flous relatifs à  $e$ ,  $\Delta e$  et  $\Delta u$ .

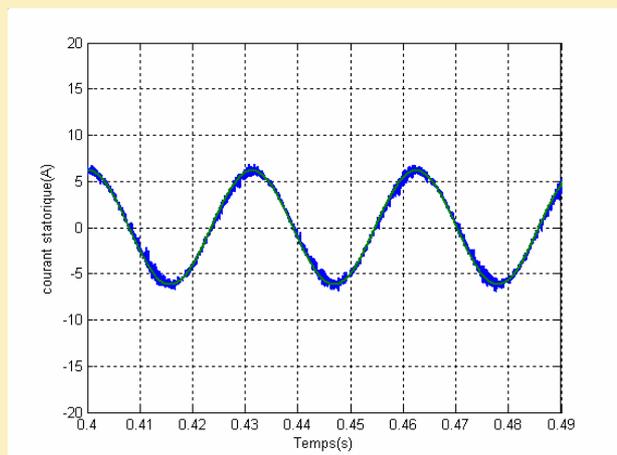
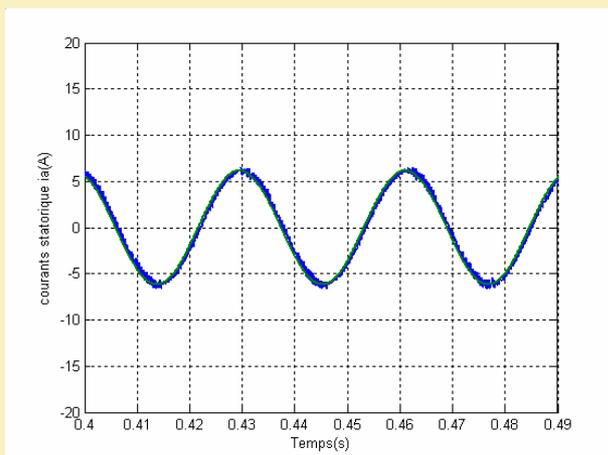
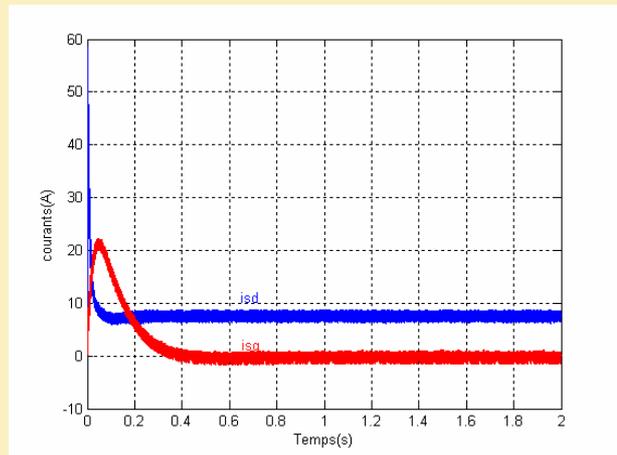
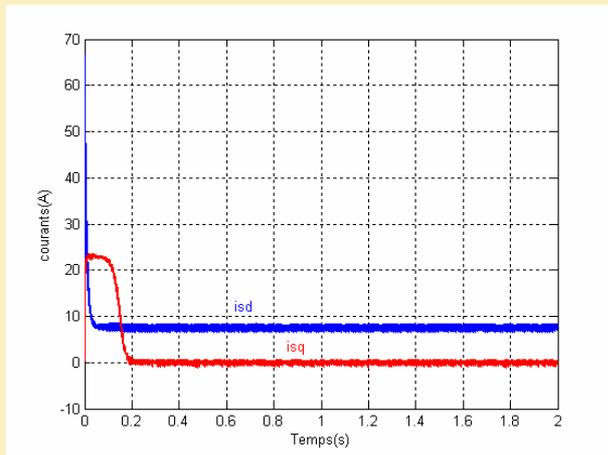
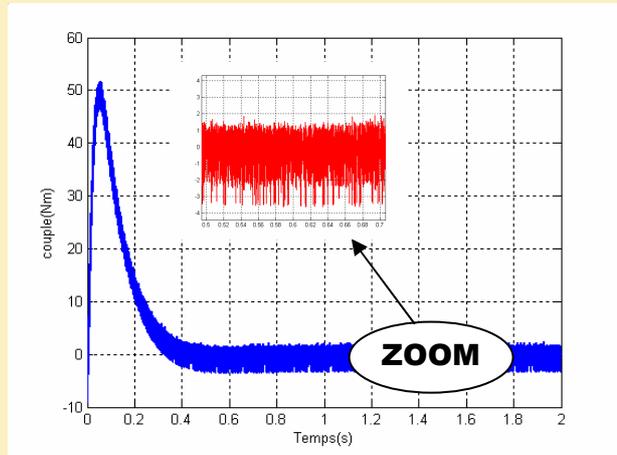
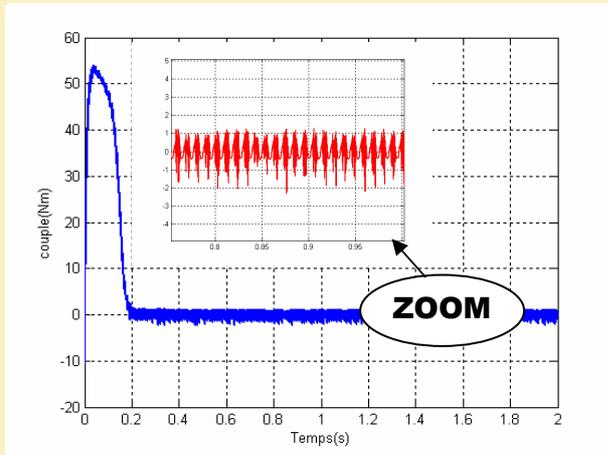
#### 4.8.1. Résultats de simulation

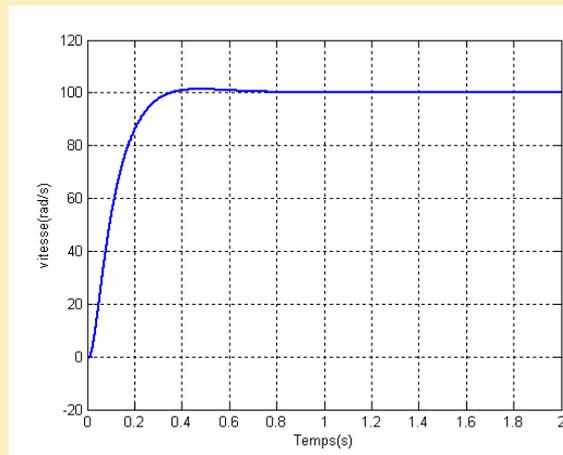
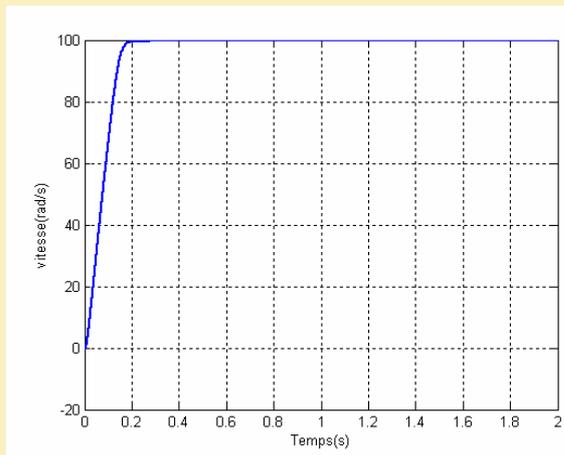
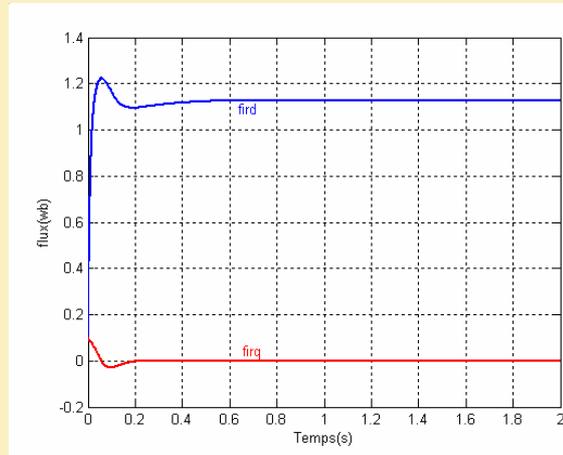
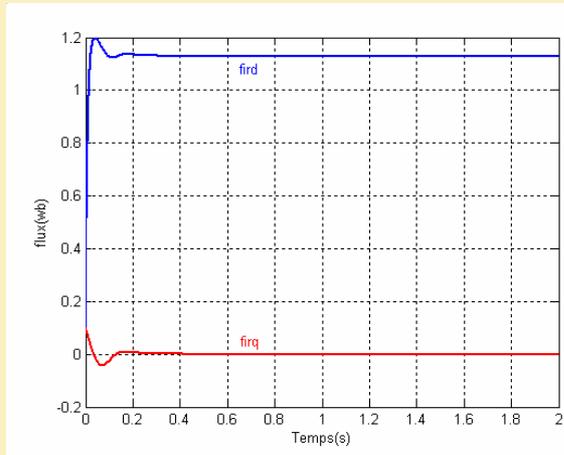
Les résultats de la simulation ont mis en évidence son efficacité.

Les figures (4.12) et (4.13) illustrent les résultats de simulation à vide pour les deux machines, on constate que le temps de réponse est plus rapide que l'hystérésis classique.

Pour l'essai en charge, nous constatons qu'une diminution remarquable des harmoniques aux niveaux du couple, et les courants par rapport à l'hystérésis classique figures (4.14) et (4.15).

Lors de l'inversion de la vitesse, nous remarquons que le système répond toujours sans dépassement avec un temps de réponse plus rapide que le système à hystérésis classique. (4.16) et (4.17).

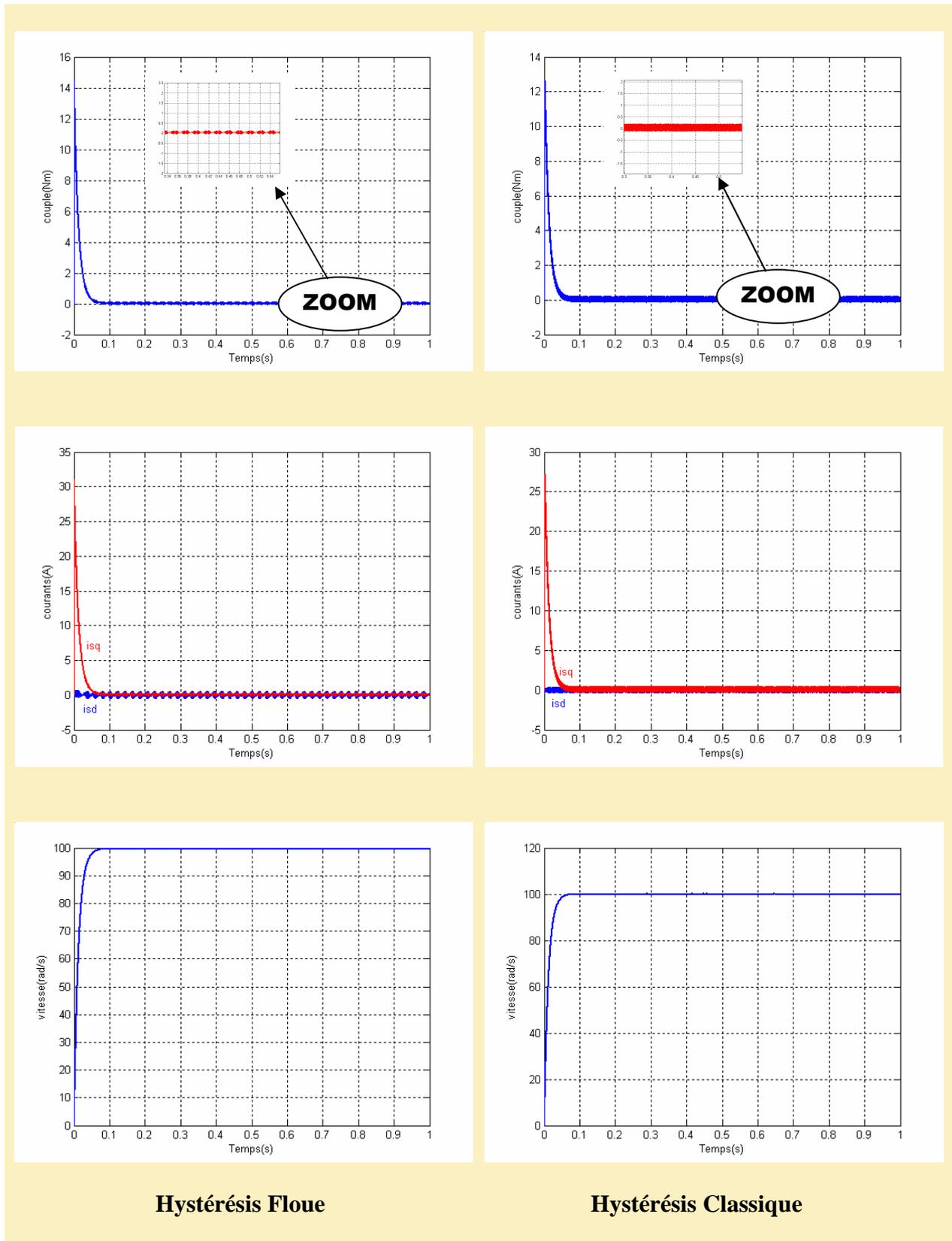




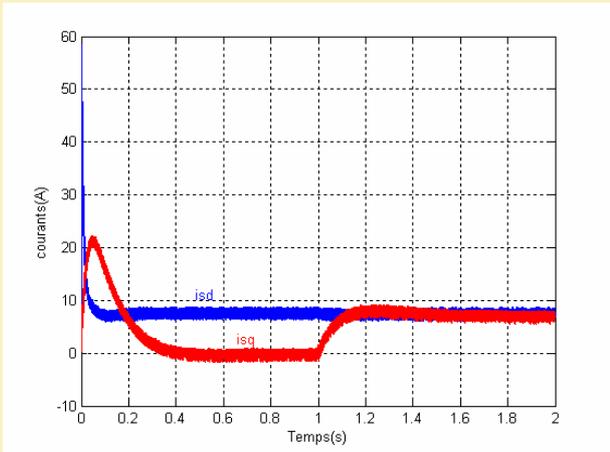
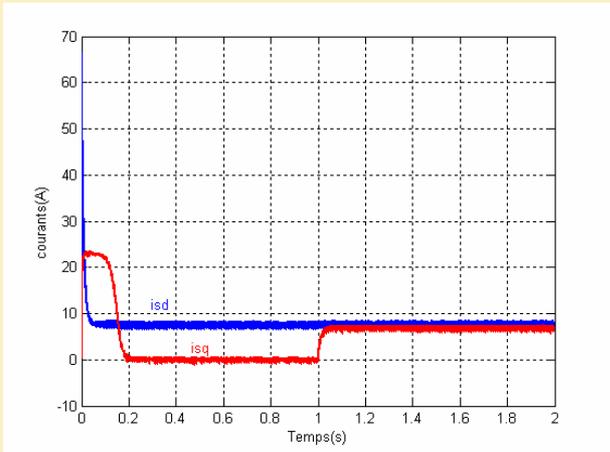
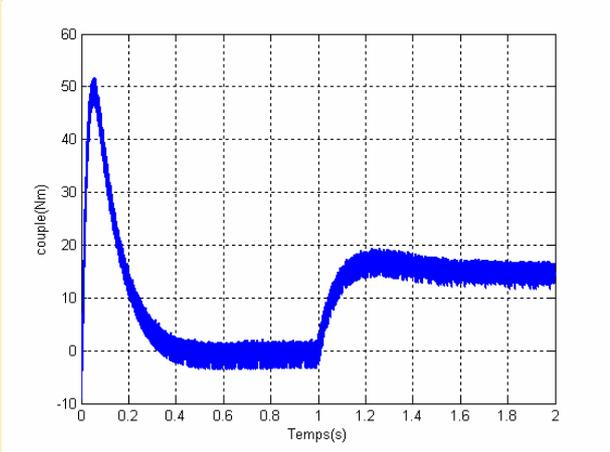
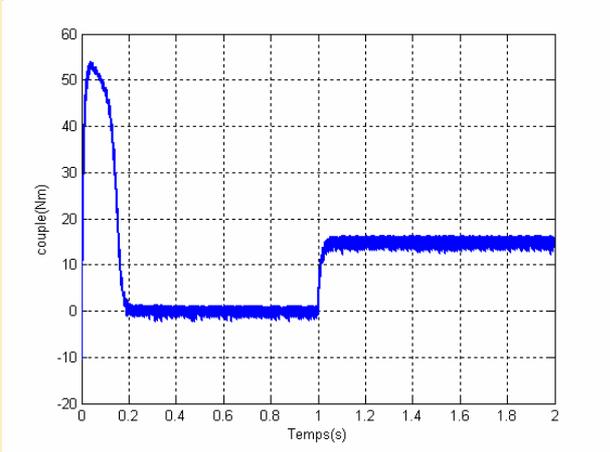
**Hystérésis Flou**

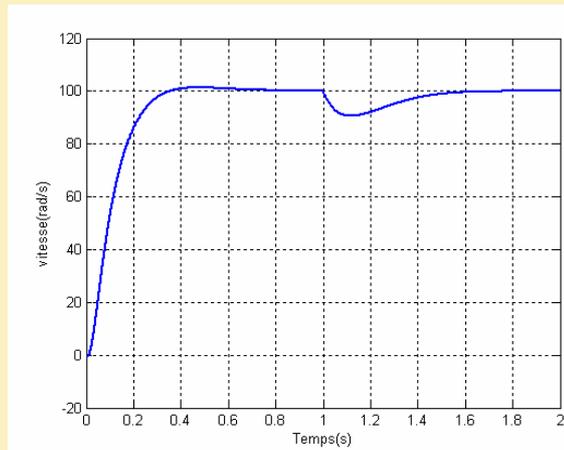
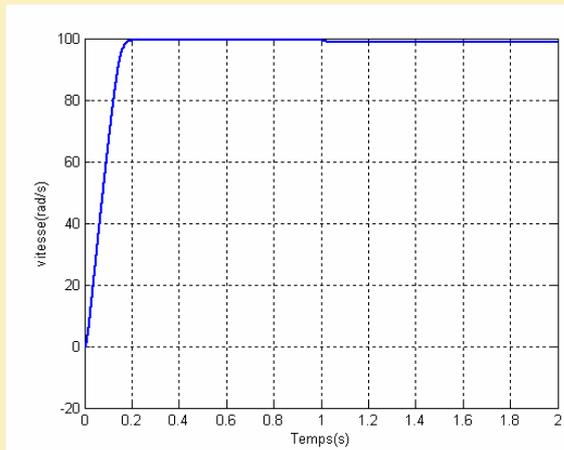
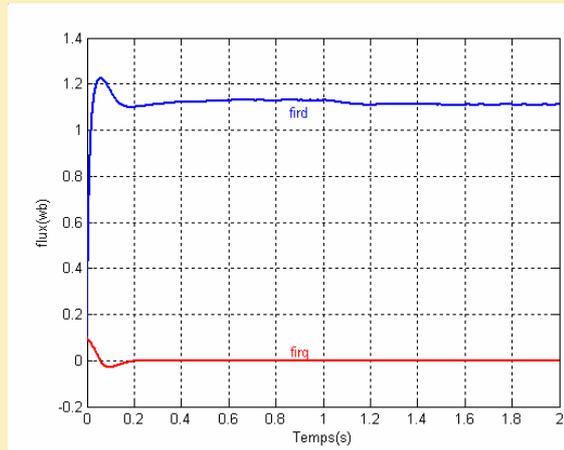
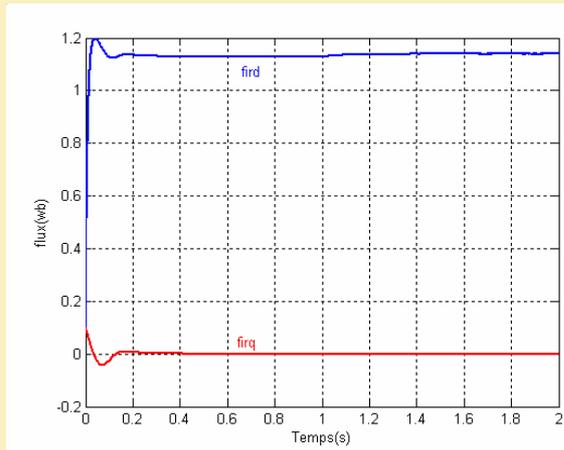
**Hystérésis Classique**

**Figure 4.12 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS associés à un onduleur de tension MLI hystérésis flou à vide.**



**Figure 4.13 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSAP associés à un onduleur de tension MLI hystérésis flou à vide.**

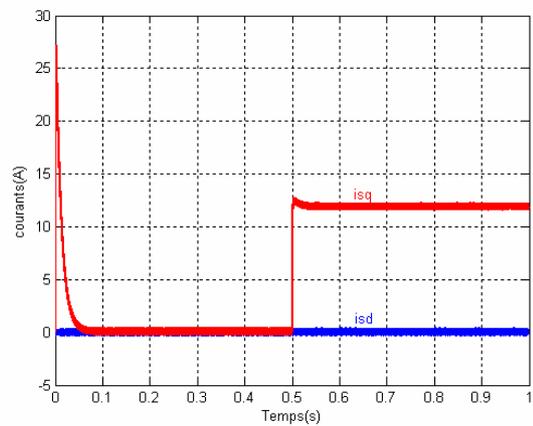
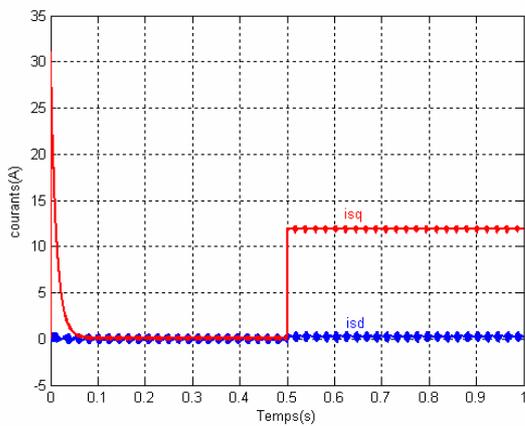
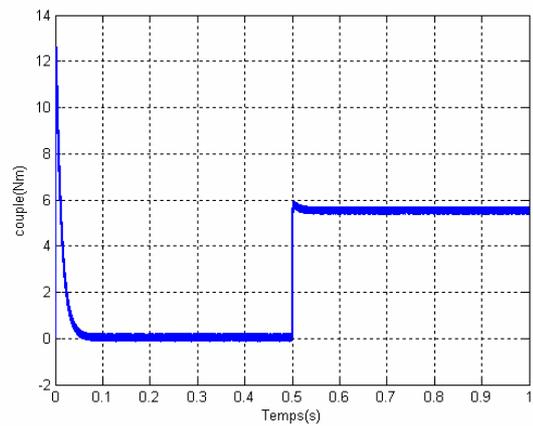
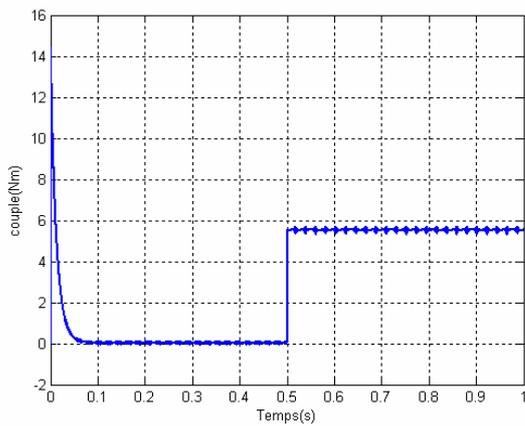


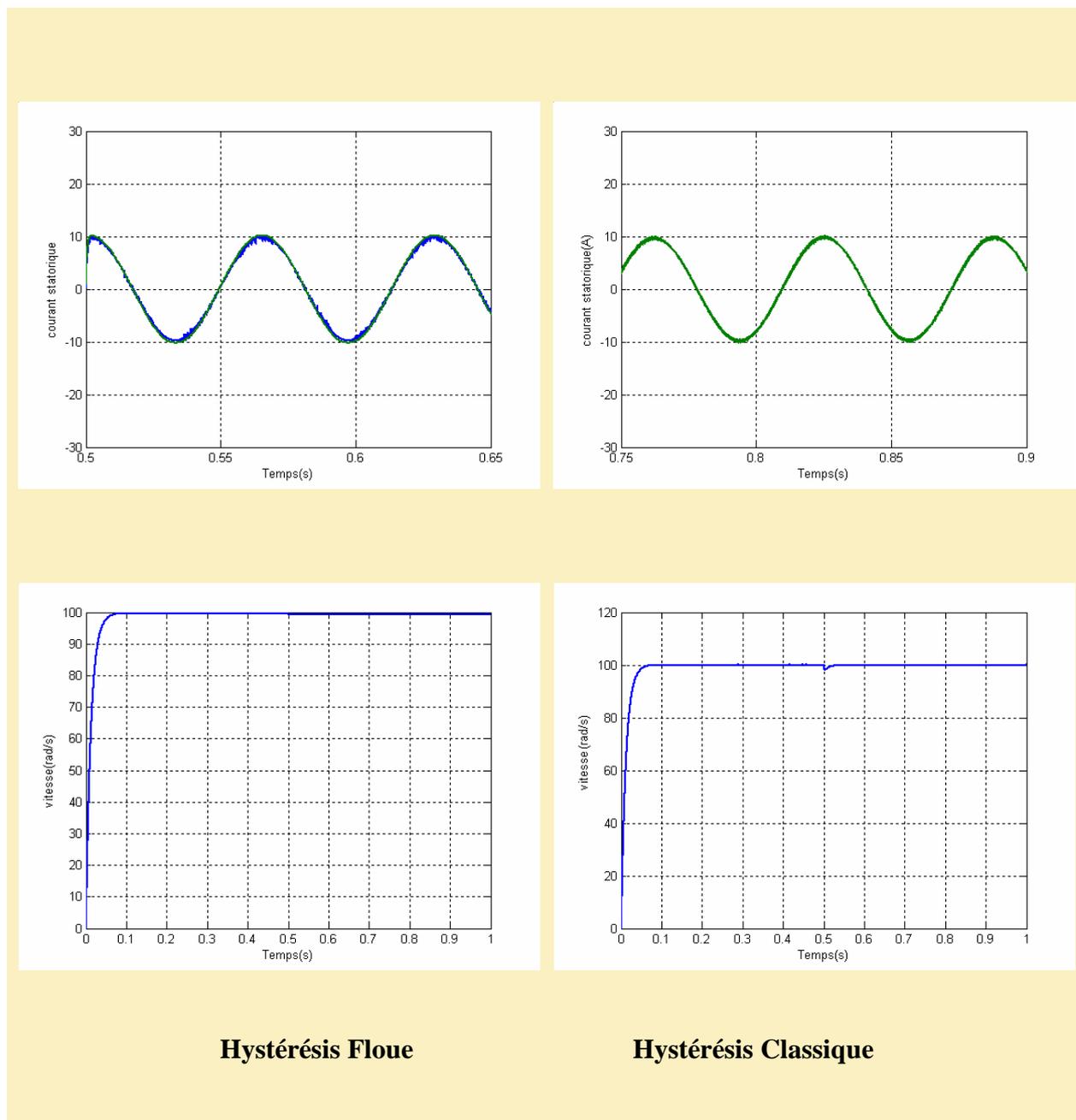


**Hystérésis Floue**

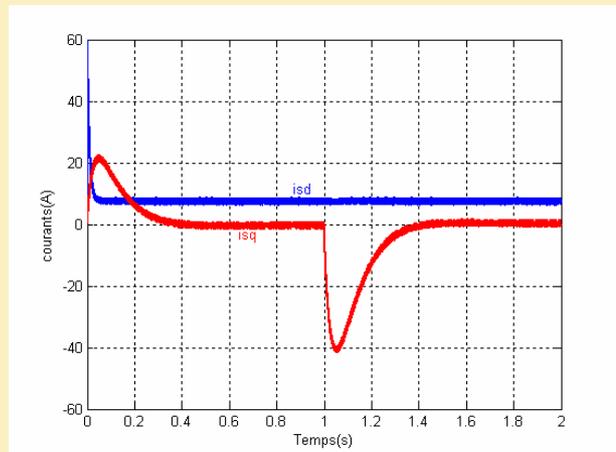
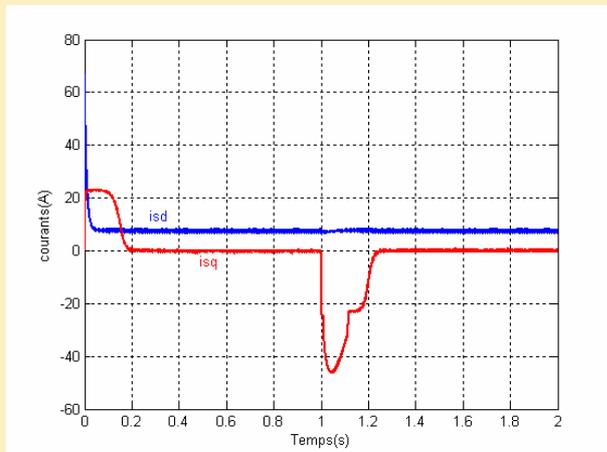
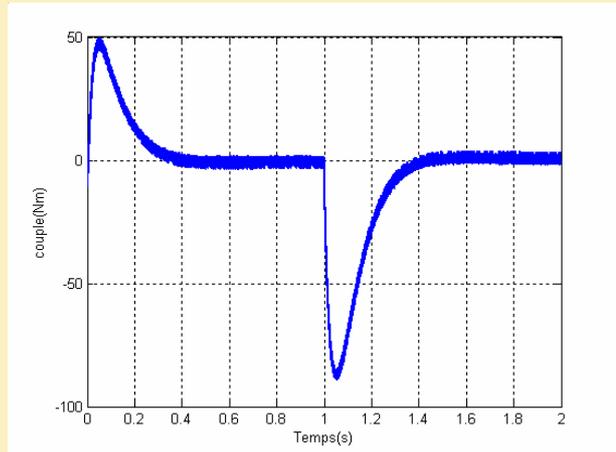
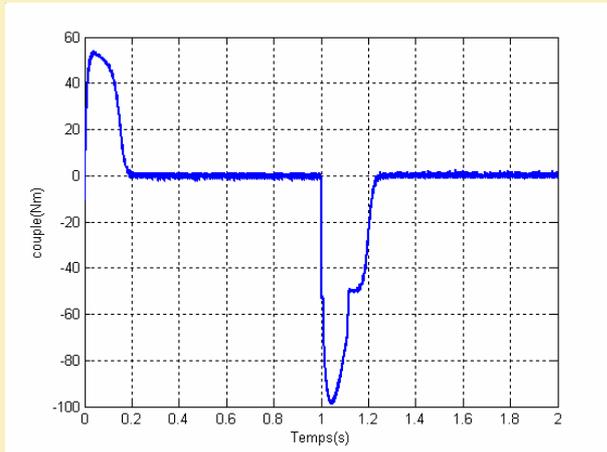
**Hystérésis Classique**

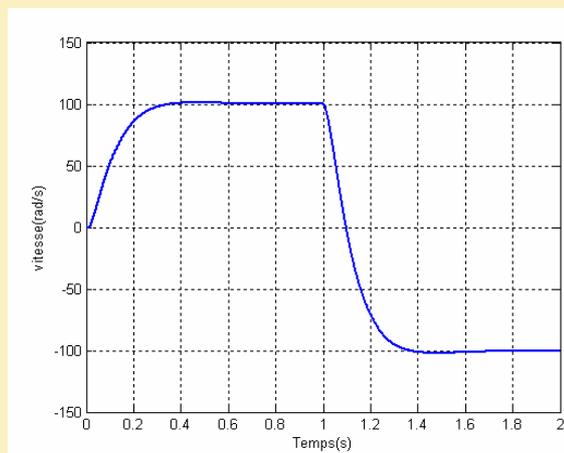
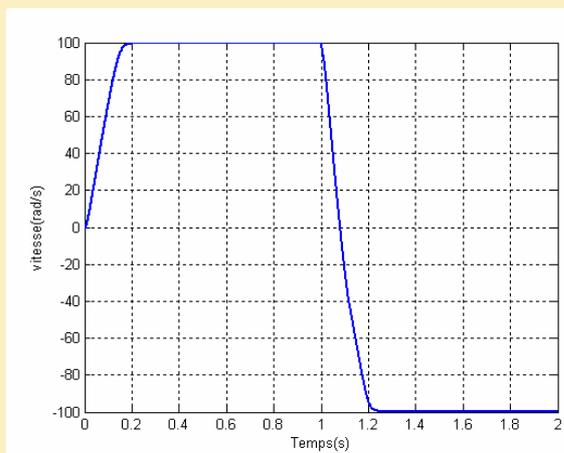
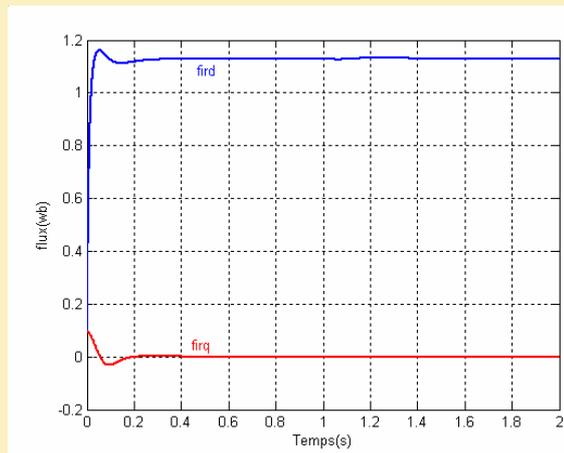
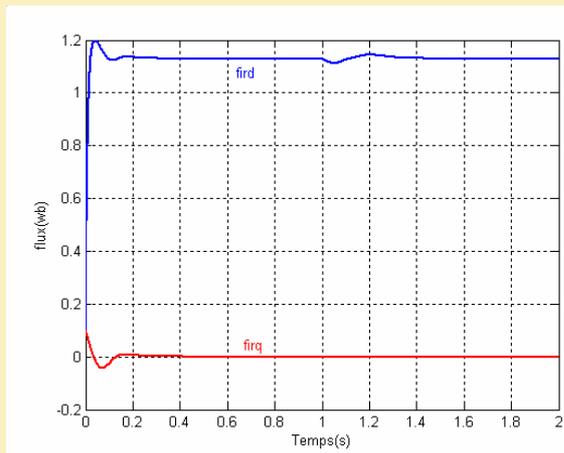
**Figure 4.14 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS associés à un onduleur de tension MLI hystérésis flou en charge.**





**Figure 4.15 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSAP associés à un onduleur de tension MLI hystérésis flou en charge.**

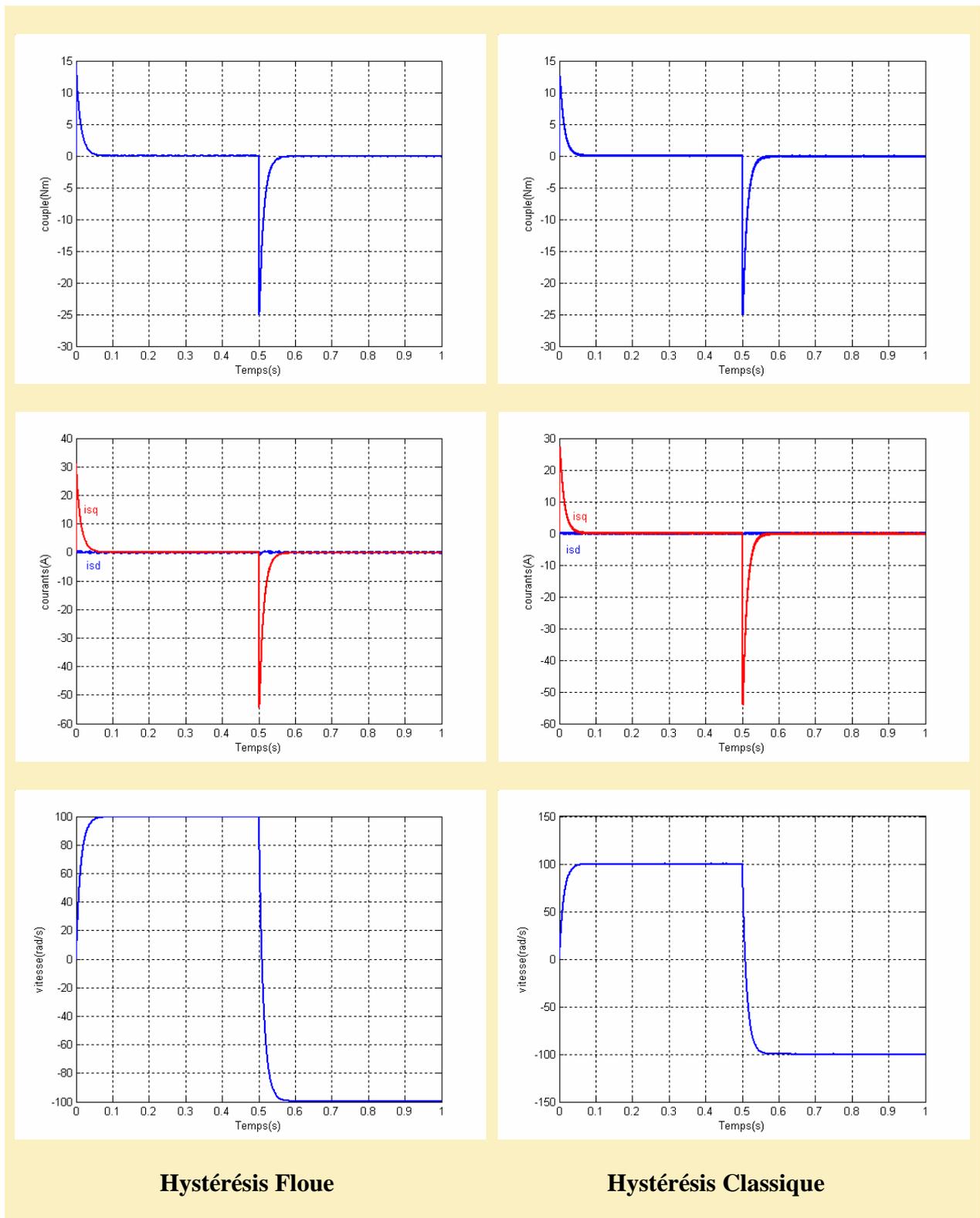




**Hystérésis Floue**

**Hystérésis Classique**

**Figure 4.16 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MAS associés à un onduleur de tension MLI hystérésis flou à vitesse inversée mode normal.**



**Figure 4.17 Résultats de simulation de la commande vectorielle d'une MSAP associés à un onduleur de tension MLI hystérésis flou à vitesse inversée mode normal.**

## **4.9. Conclusion**

Les résultats obtenus en utilisant un contrôleur flou appliqué aux machines à courant alternatif (MAS, MSAP) étudiées nous permettent de conclure que :

- La régulation par logique floue donne de bonnes performances pour ce qui est de la qualité des réponses dynamiques du système. C'est l'une des principales propriétés de la logique floue qui permet de définir et d'atteindre avec facilité un équilibre optimal.
- Le système de régulation par logique floue se comporte comme un amortisseur de perturbations surtout lors d'une inversion du sens de rotation du moteur.
- Les Résultats de la simulation ont mis en évidence son efficacité lorsque l'hystérésis classique est substitué par un contrôleur flou.

# Chapitre 5

***Commande directe de couple  
associée à un contrôleur  
d'hystérésis flou***

## 5.1. Introduction

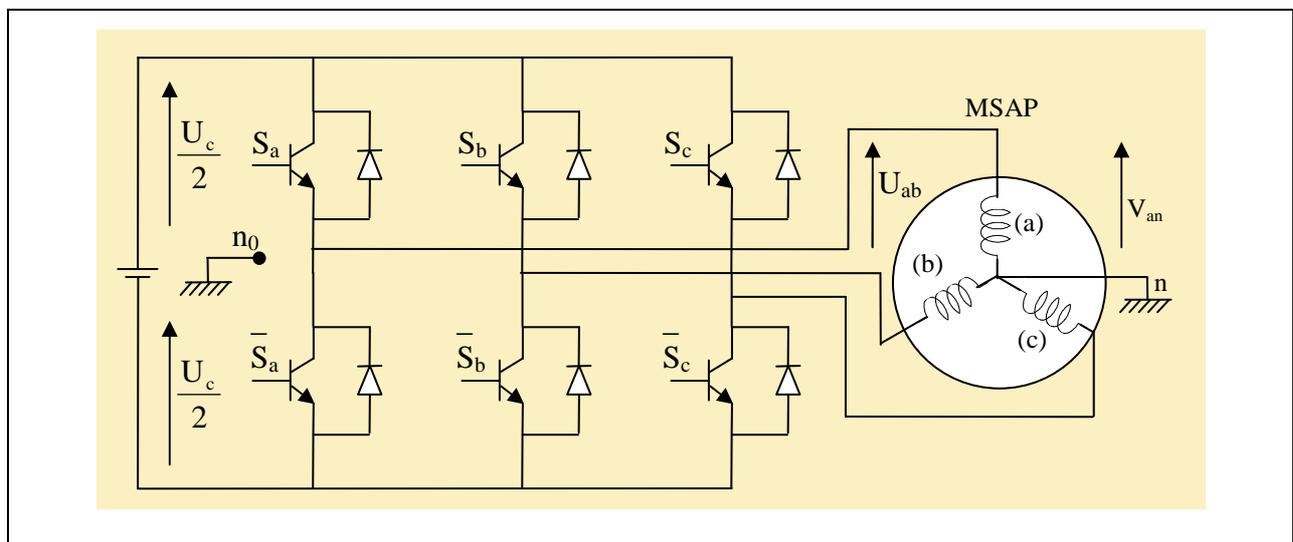
Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, les méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques.

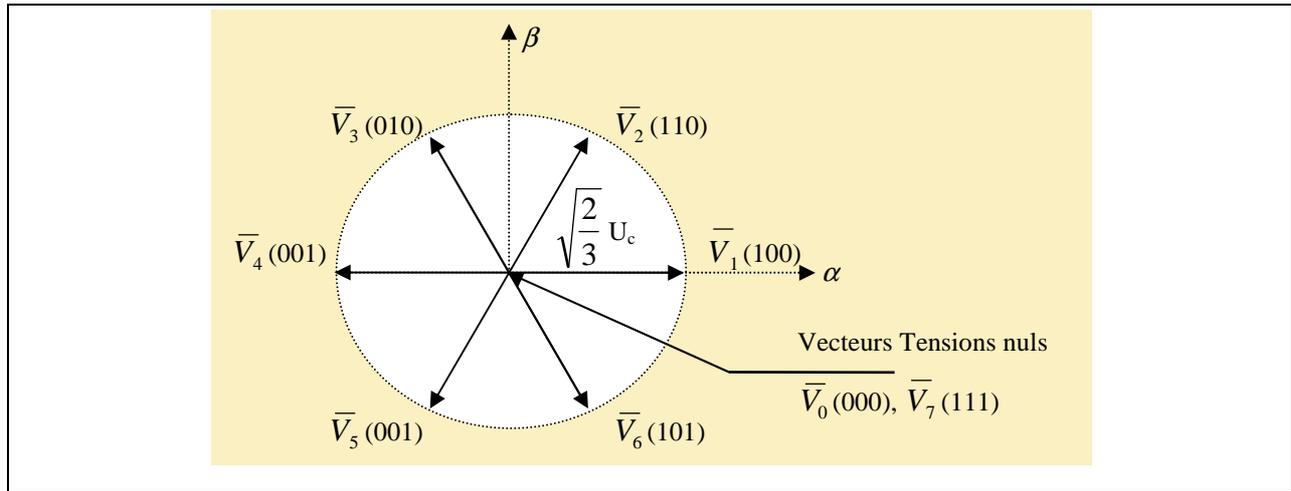
Les méthodes de contrôle direct du couple des machines à courant alternatif sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation de largeur d'impulsion (MLI) et sur découplage du flux et du couple moteur par orientation du champs magnétique. Par opposition aux lois de commande en durée entre (MLI), ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux.

Plusieurs études sont envisagées [47][48][49][50][51][52], pour diminuer les harmoniques aux niveaux du couple et du flux. C'est dans cet optique que se situe notre étude, est de substituer l'hystérésis du couple par un contrôleur flou.

## 5.2. Principes généraux sur la commande directe de couple

La commande directe de couple des machines est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension (figure 5.1). Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude flux stator et du couple électromagnétique [53][54][55][56].





**Figure 5.1 Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tension  $\bar{V}_s$**

On place dans un repère fixe  $\alpha$  B lié au stator de la machine.  
Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{J}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \Rightarrow \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (5.1)$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique pour simplifier notre étude, on aura [55]:

$$\bar{\phi}_s \approx \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (5.2)$$

Lorsque le vecteur tension  $\bar{V}_s$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\bar{\phi}_s$  est donnée par sa dérivée  $\frac{d}{dt} \bar{\phi}_s$  correspondant à la force électromotrice  $E_s$ . Ainsi la vitesse de déplacement de l'extrémité de  $\bar{\phi}_s$ , en négligeant le terme  $R_s \bar{i}_s$ , est donnée par,  $\frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \approx \bar{V}_s$ , soit le module de  $\bar{V}_s$  qui est égal à  $\frac{2}{3}E$ .

La vitesse de rotation de  $\bar{\phi}_s$ , dépend fortement du choix de  $\bar{V}_s$ , elle est maximale pour un vecteur  $\bar{V}_s$  perpendiculaire à la direction de  $\bar{\phi}_s$ , elle est nulle si on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative [49][54].

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même quand des vecteurs tensions nuls ne sont appliqués depuis que l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent les vecteurs tensions nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes  $\bar{\phi}_s$  devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [50][53].

Il est bien connu que le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux statorique et rotorique.  
Pour une machine synchrone à aimants permanents, l'expression du couple électromagnétique peut être exprimé comme suit :

$$c_{em} = K(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_f) = K \|\bar{\phi}_s\| \|\bar{\phi}_f\| \sin \theta \quad (5.3)$$

Tel que:

$$K = P/L q_s$$

$\theta$ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

Cette expression nous montre que, le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs  $\bar{\phi}_s$  et  $\bar{\phi}_r$  et de leur position relative; si l'on parvient à contrôler le flux  $\bar{\phi}_s$  (à partir de  $\bar{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de  $\bar{\phi}_s$ , donc le couple [6].

De même que pour la machine asynchrone, le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs  $\bar{\phi}_s$  et  $\bar{\phi}_r$  et de leur position relative.

$$c_{em} = P \frac{M}{ML_s L_r} \bar{\phi}_r \times \bar{\phi}_s = P \frac{M}{ML_s L_r} \|\bar{\phi}_r\| \|\bar{\phi}_s\| \sin \theta_{sr} \tag{5.4}$$

Où  $\theta_{sr}$  représente l'angle entre les deux vecteurs flux statorique  $\bar{\phi}_s$  et rotorique  $\bar{\phi}_r$  exprimé au stator [51][56].

### 5.3. Présentation de la structure de contrôle

#### 5.3.1. Choix du vecteur tension $\bar{V}_s$

Le choix du vecteur  $\bar{V}_s$  ne porte pas uniquement sur l'erreur du module mais aussi sur le sens de rotation de  $\bar{\phi}_s$  et le secteur dans lequel se trouve le vecteur flux. A cet effet, le plan complexe ( $\alpha, \beta$ ) fixe du stator est subdivisé en six secteurs  $s_k$  avec  $k=1, \dots, 6$  tel que :

$$(2K - 3) \frac{\pi}{6} \leq S_k \leq (2K - 1) \frac{\pi}{6} \tag{5.5}$$

Chaque secteur  $s_k$  contiendra un vecteur d'espace actif  $V_k$  de tension de l'onduleur comme le montre le schéma de la figure (5.2).

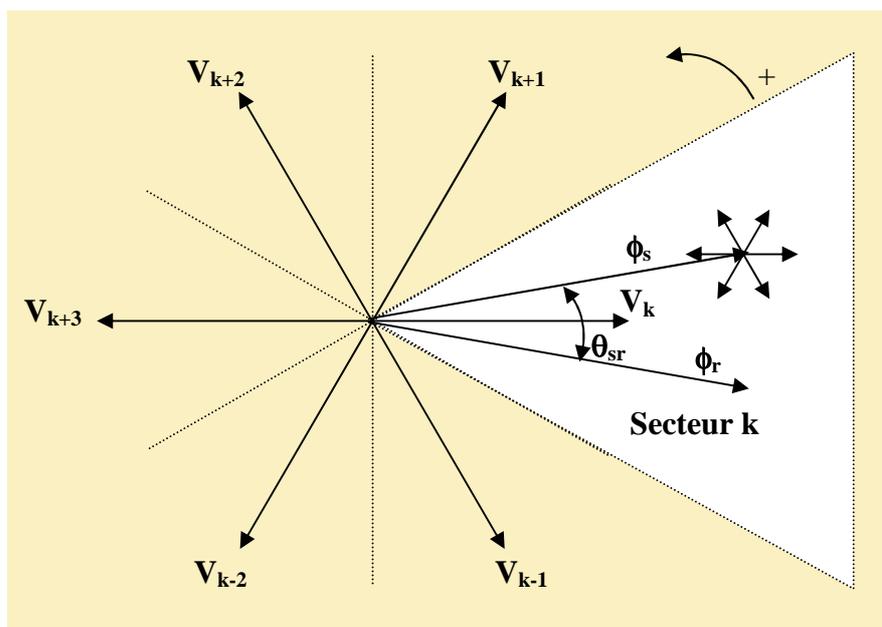


Figure 5.2 Vecteurs d'espace de tension de l'onduleur et les variations correspondantes du vecteur du flux statorique.

On constate que :

- L'application des vecteur d'espace  $V_k, V_{k+1}, V_{k-1}$  font augmenter le module du flux statorique dans le secteur  $k$  alors que les vecteurs  $V_{k+2}, V_{k+3}, V_{k-2}$  le font diminuer.
- D'autre part, les vecteurs qui tendent à augmenter l'angle  $\theta_{sr}$  font augmenter le couple électromagnétique. Alors l'application des vecteur  $V_{k+1}$  ou  $V_{k-2}$  aura pour effet d'augmenter ce dernier. Et les vecteurs  $V_{k-1}$  et  $V_{k-2}$  auront pour action de le diminuer.

\* La table (5.1) résume le choix des vecteurs d'espace de l'onduleur en fonction de l'évolution voulue sur les grandeurs contrôlées, le flux statique et le couple [47][54].

$C_e \uparrow \quad \phi_s \uparrow$	$C_e \uparrow \quad \phi_s \downarrow$	$C_e \downarrow \quad \phi_s \uparrow$	$C_e \downarrow \quad \phi_s \downarrow$
$V_{k+1}$	$V_{k+2}$	$V_{k-1}$	$V_{k-2}$

**Table 5.1 Table générale de vérité pour un vecteur flux statorique situé dans un secteur  $S_k$ .**

### 5.3.2. Estimateurs

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque le système de contrôle est appliqué aux machines à inducteur, le couple réactif est la troisième entrée du système de contrôle.

Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

#### 5.3.2.1. Estimation du flux statorique [55]

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes  $\alpha$  et  $\beta$ .  
A partir de l'équation suivante :

$$\bar{V} = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s \tag{5.6}$$

On obtient :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \tag{5.7}$$

Les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  sont obtenues à partir des commandes  $(s_a, s_b, s_c)$ , de la mesure de la tension  $U_c$  et de l'application de la transformation de concordia.

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{5.8}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (s_a - \frac{1}{2}(s_b - s_c)) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (s_b - s_c) \end{cases} \tag{5.9}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \tag{5.10}$$

Le secteur  $S_k$  dans lequel se situe le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est déterminé à partir des composantes  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ . L'angle  $\theta_s$  entre le référentiel ( $S$ ) et le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \tag{5.11}$$

### 5.3.2.2. Estimation du couple électromagnétique [8]

L'estimation du couple électromagnétique de la machine stators possible grâce à l'estimation des composants du flux et les grandeurs calculées du courant en utilisant l'équation suivante :  $C_e = P(\phi_{s\alpha}i_{s\beta} - \phi_{s\beta}i_{s\alpha})$  (5.12)

**NB :** Cette expression est valable pour tous les types de machines synchrones [55].

## 5.4. Elaboration du vecteur de commande

### 5.4.1. Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\bar{\phi}_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (5.3).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\bar{\phi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonne performance dynamique.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne ( $C_{flx}$ ) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $C_{flx} = 1$ ) ou diminuée ( $C_{flx} = 0$ ) de façon à maintenir:

$$\left| (\phi_s)_{ref} - \phi \right| \leq \Delta\phi_s \tag{5.13}$$

Avec:  $(\phi_s)_{ref}$  la consigne de flux et  $\Delta\phi_s$  la largeur d'hystérésis du correcteur[55].

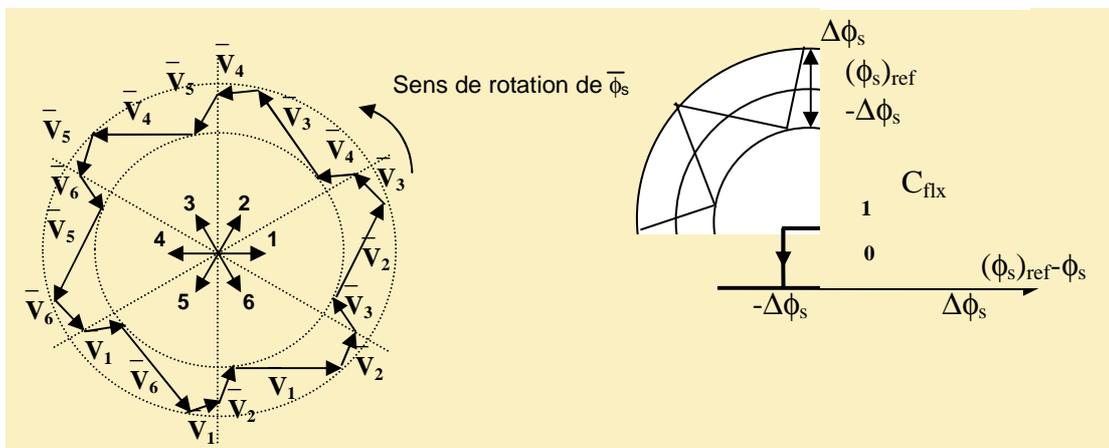


Figure 5.3 Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.

### 5.4.2. Le correcteur de couple

On définit l'erreur sur le couple, notée  $\epsilon_{ce}$ , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée:

$$\epsilon_{ce} = c_e^* - \hat{c}_e \tag{5.14}$$

Contrairement au flux, le réglage du couple nécessite un comparateur à trois niveaux, en effet, on peut avoir besoin d'augmenter ou de diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de le maintenir constant. La figure (5.4) représente une schématisation du comparateur qu'on peut adopter.

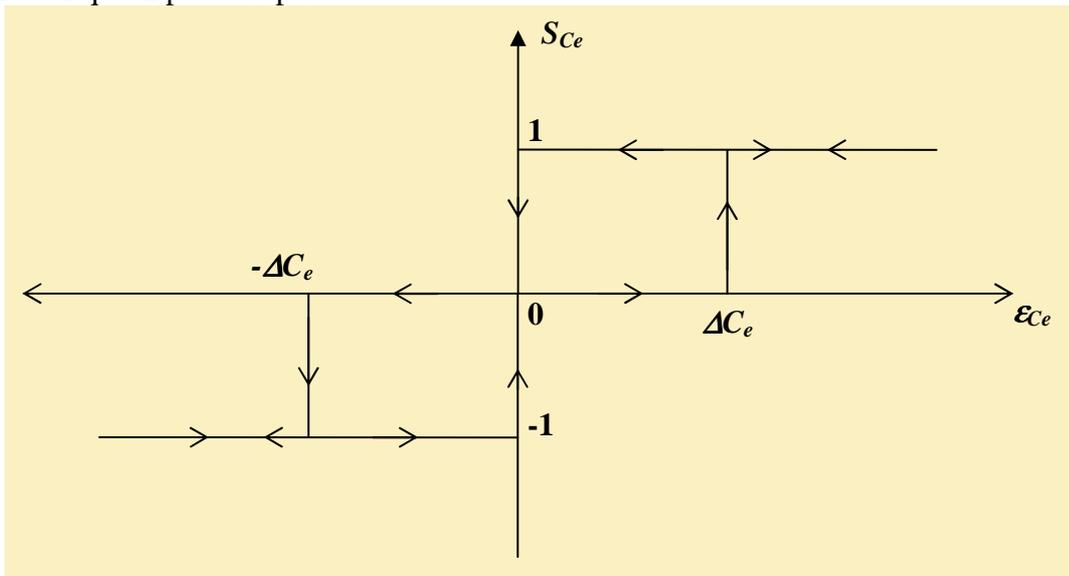


Figure 5.4. Comparateur à hystérésis pour le couple.

La sortie de ce comparateur prend la valeur 1, -1 ou 0, il faut diminuer, augmenter ou maintenir le couple constant, respectivement [48] [49].

### 5.5. Elaboration de la table de vérité

Le remplissage de la table de vérité peut se faire à partir de la table (5.1).

	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	
$S_{\phi}=1$	$S_{ce}=1$	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	$S_{ce}=0$	V1	V2	V3	V3	V5	V6
	$S_{ce}=-1$	V6	V1	V2	V1	V4	V5
$S_{\phi}=0$	$S_{ce}=1$	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	$S_{ce}=0$	V4	V5	V6	V1	V2	V3
	$S_{ce}=-1$	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Table 5.2. Table de vérité ou "switching table (ST)" pour le  $\Delta TC$

Avec:

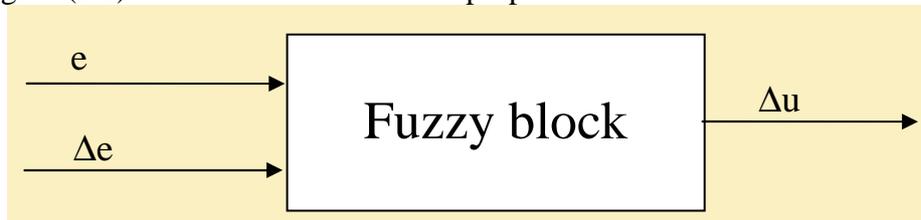
$S_{ce}$ : la sortie du comparateur à hystérésis de l'erreur sur le couple.

$S_{\phi s}$  : la sortie du comparateur à hystérésis de l'erreur sur le flux.

## 5.6. Application du contrôleur flou à la bande d'hystérésis du couple

Pour améliorer les performances du système au niveau du couple, on a substitué l'hystérésis classique à trois niveaux par un contrôleur flou.

La figure (5.5) montre le contrôleur flou proposé.



**Figure 5.5** Contrôleur flou proposé.

Les entrées du contrôleur flou choisies sont :

$$e(k+1) = \text{référence} - \text{sortie du processus}$$

$$\Delta e(k+1) = e(k+1) - e(k)$$

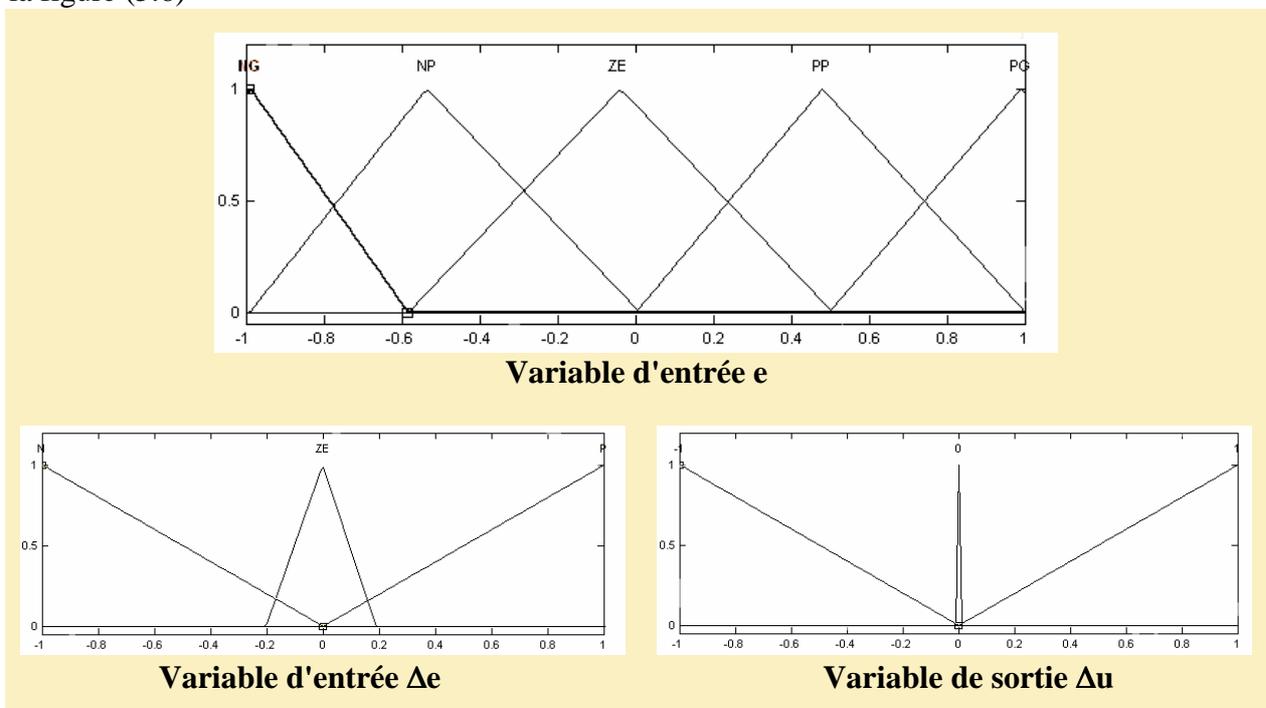
La sortie de ce contrôleur indique directement si leu couple doit être augmentée, diminuée ou maintenir le couple constant.

$$S=1 \quad \text{si } \Delta u \text{ est max.}$$

$$S=-1 \quad \text{si } \Delta u \text{ est min}$$

$$S=0 \quad \text{si } \Delta u = \text{est contant}$$

Les formes des sous ensembles flous relatifs  $e_1$ ,  $e_2$  et  $\Delta e$  sont représentées sur la figure (5.6)



**Figure 5.6** Distribution des sous ensembles flous relatifs à  $e$ ,  $\Delta e$  et  $\Delta u$ .

En considérant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table des règles du contrôleur flou ci-dessous.

$\Delta e$ \ e	e	NG	NP	ZE	PP	PG
	$\Delta u$					
N		-1	-1	0	1	1
ZE		-1	0	0	0	1
P		0	0	0	0	0

Tableau N°3 : Table de contrôleur flou d'hystérésis à trois niveaux.

PG: Positif Grand, NG: Négatif Grand,  
 PP: Positif Petit, NP: Négatif Petit,  
 ZE: Zéro.

Le langage des règles de la table peut s'exprimer comme suit :

- Si (e est NG et  $\Delta e$  est N) alors ( $\Delta u$  est -1)
- Si (e est PP et  $\Delta e$  est N) alors ( $\Delta u$  est 1)

### 5.7. Structure générale du contrôle direct de couple

La figure (5.7) représente les éléments essentiels d'un système du contrôle direct de couple d'une machine:

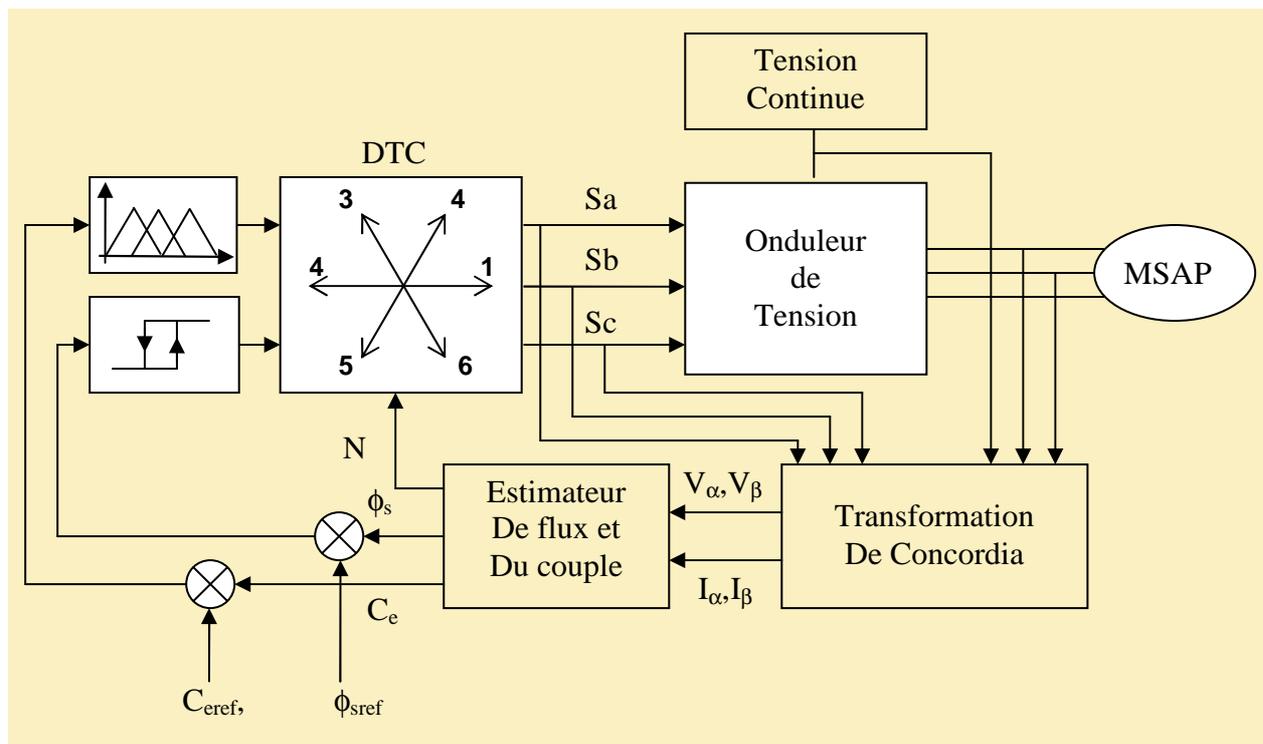


Figure 5.7. Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

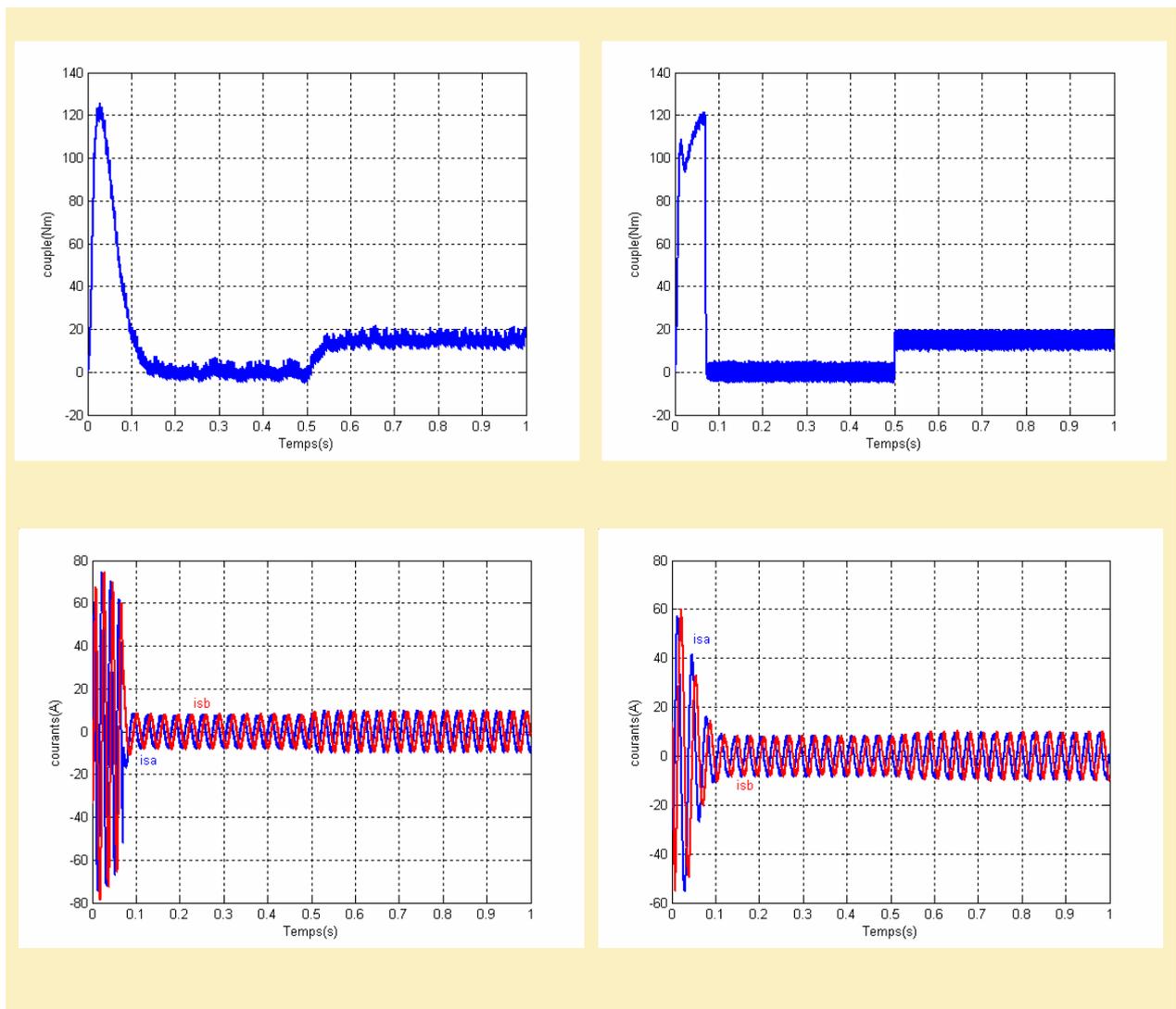
## 5.8. Résultats de simulation

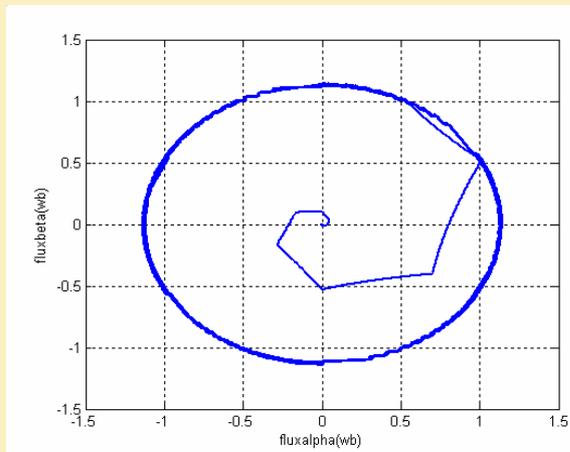
En appliquant la table de commutation (5.2) pour les deux machines (MAS, MSAP) et avec un régulateur à hystérésis flou.

Les figures (5.8) et (5.9) présentent les résultats de simulation pour les deux machines en charge.

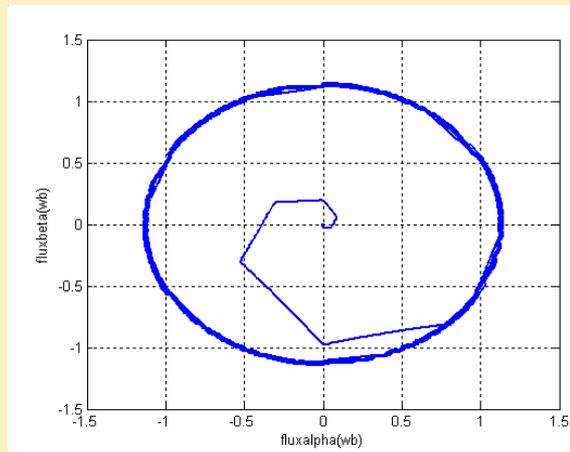
On constate que la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire pour les deux machines (MAS, MSAP).

Nous constatons également que le couple électromagnétique obtenu dans le cas du DTC associé à un contrôleur d'hystérésis flou est beaucoup moins chargé d'harmoniques par rapport au DTC classique.



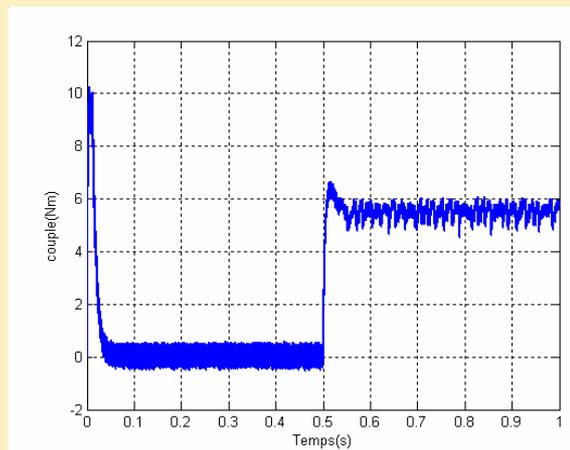
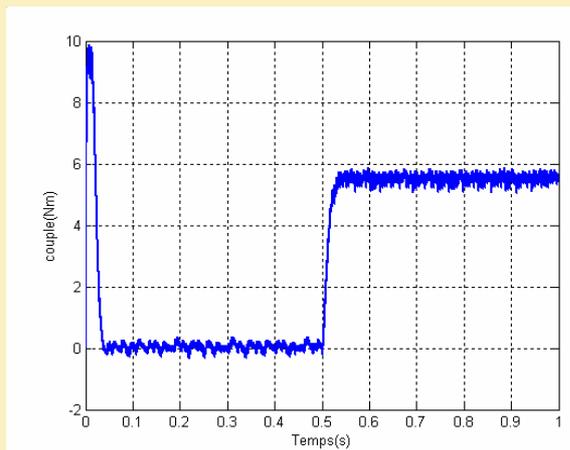


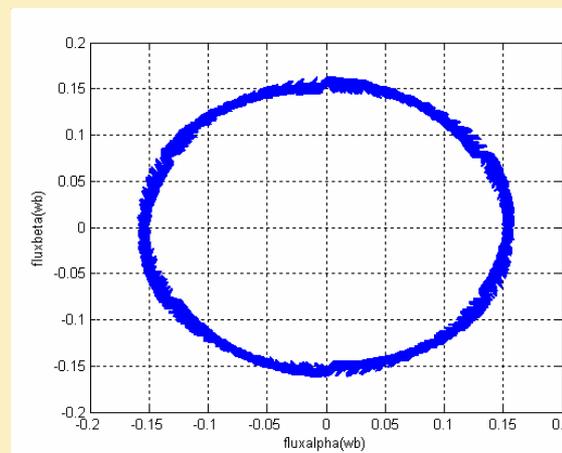
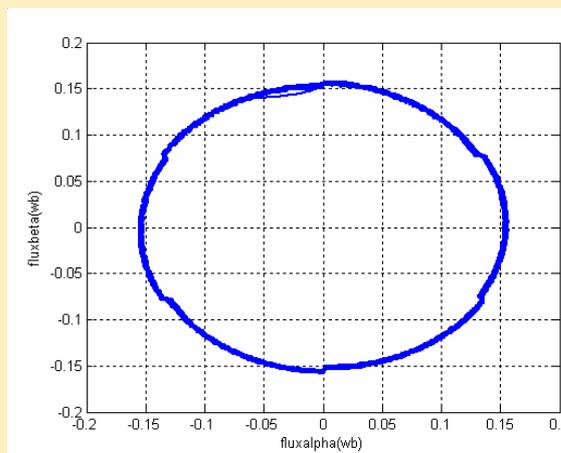
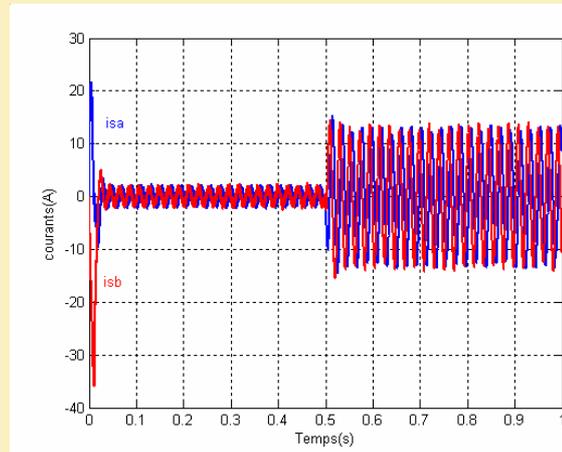
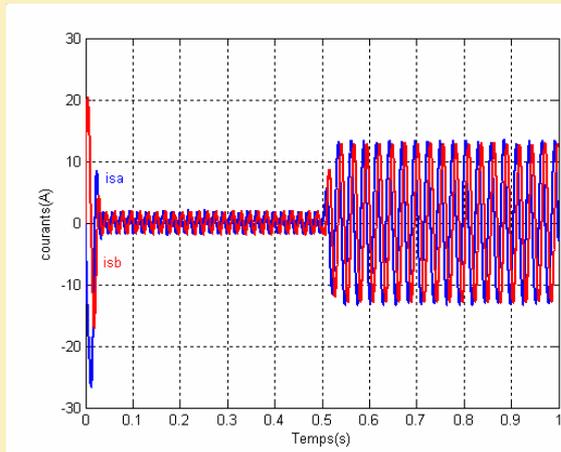
Hystérésis Flou



Hystérésis Classique

Figure 5.8 Résultats de simulation de la commande directe du couple associée à un régulateur d'hystérésis flou pour la MAS (en charge).





**Hystérésis Flou**

**Hystérésis Classique**

**Figure 5.9 Résultats de simulation de la commande directe du couple associée à un régulateur d'hystérésis flou pour la MSAP (en charge).**

## **5.9. Conclusion**

Le contrôle du couple des machines à courant alternatif basé sur la structure DTC permet d'obtenir de hautes performances dynamiques. Cette méthode apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans les autres structures de contrôle (Commande vectorielle).

Dans ce chapitre, nous avons pu valider la théorie de la structure DTC par une simulation numérique, et nous avons pu montrer que la DTC est une méthode souple de contrôle de couple, robuste, performante et précise.

Les courbes obtenues par la technique du DTC classique et ceux obtenus par la DTC associé à un contrôleur flou sont approximativement les mêmes. Une légère différence de dépassement en couple est observée.

## **CONCLUSION GENERALE**

En premier lieu, nous avons vu brièvement la théorie de base des machines à courant alternatif (MAS, MSAP) ainsi que leurs modélisation. Par la suite nous avons étudié la commande vectorielle sans onduleur pour les deux machines.

Dans une deuxième étape, nous avons présenté des différentes stratégies de contrôle de courants par la technique d'hystérésis à deux niveaux et la technique d'hystérésis à trois niveaux pour les deux machines.

Le contrôle par hystérésis des courants de phase constitue la solution la mieux adaptée. En effet, son circuit est simple, robuste et permet un contrôle rigoureux du couple développé par la machine. Nous avons constaté que ce type de contrôle est caractérisé par des fréquences de commutation élevées ainsi que par des courants dépassant les limites des différentes bandes à hystérésis.

Une nouvelle technique issue du principe de contrôle à hystérésis, où les courants des trois phases de la machine sont redressés avant d'être contrôlés par le comparateur à hystérésis, permet un fonctionnement à fréquence de commutation réduite.

Dans le but d'asservir la vitesse de rotation des machines à courant alternatif (MAS, MSAP), nous avons introduit un régulateur de vitesse, de type proportionnel intégral conventionnel, dans la chaîne de commande. Après simulation numérique du système d'étude, les résultats ont montré que ce régulateur éprouve des difficultés à prendre en charge les changements des conditions de fonctionnement. Ces difficultés résident dans la non linéarité et les conditions de mesure des paramètres du système d'étude. Afin de remédier à ces problèmes, nous avons développé un régulateur flou en utilisant la notion de table de décision définie hors ligne (contrôleur flou). Ce contrôleur a été introduit dans la commande du système par la technique d'hystérésis à trois niveaux en substituant le régulateur de courant à hystérésis par un contrôleur flou.

Les résultats de la simulation numérique montrent d'une part, la robustesse du contrôleur flou vis-à-vis de la variation de la dynamique du système à commander et d'autre part, l'avantage du contrôleur flou au niveau du temps de montée par rapport à la commande conventionnelle.

En substituant l'hystérésis classique par un contrôleur flou, les résultats de simulation montrent l'efficacité de ce contrôleur.

En fin, nous avons présenté une étude théorique minutieuse de la structure de commande directe du couple (DTC), considérée comme une solution pour le contrôle par flux orienté et qui est peut sensible aux variations des paramètres de la machine. Cette structure est une alternative au contrôle indirect des courants.

Les perspectives de recherche future consisteraient à implanter ce type de contrôle (logique floue) sur une carte DSP ainsi que la réalisation pratique d'un prototype d'essais permettant l'étude des problèmes liés à la commande par les différentes techniques à hystérésis.

## Références

- [1] **F. YAQUN**; "Commande vectorielle des Machines à Courant Alternatif : Etude des problèmes Liés à la Numérisation des Régulateurs", Thèse de Doctorat en Sciences Appliquées, Université Catholique de Louvain, Décembre 1995.
- [2] **P.C. SEN, E. HO**; "High-Performance Decoupling Control Techniques for Various Rotating Field Machines", IEEE Trans.On Ind.Electr., Vol. 42, N°11, pp.40-49, Feb. 1995.
- [3] **M.LAJOIE, M.AZENC, C.VILLANUEVA, J.HECTOR**; "Study and Implementation on Hystérésis Controlled Inverter of a permanent Magnet Synchronous machines".IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 1A-21, N°02, March/April 1985.
- [4] **R. KETATA**; "Méthodologie de régulation numérique incluant la Logique Floue", Thèse de Doctorat de l'I.N.S.A de Toulouse, Juillet 1992.
- [5] **K.L. TANG, R.J. MULHOLLAND**; "Comparing Fuzzy Logic with Classical Controller Designs", IEEE Tran.Syst.Man Cybern., Vol.SMC-17, N°6, pp.116-132, 1985.
- [6] **W. PEDRYCZ**; "Fuzzy Control and Fuzzy System", Departement of Electrical Engineering University of Manitoba Winnipeg, Canada, R.S.P, Taunton, Sonerset, England, 1988.
- [7] **G. GUY, C. GUY** ; "Actionneurs électriques, principes modèles commande", édition Eyrolles, 2000.
- [8] **S. KHELFA**; "Commande vectorielle d'une machine à induction; impacts de la saturation de la machine et la modulation du convertisseur ", Thèse de Magister en électricité industrielle, Batna, 2001.
- [9] **M.S NAIT-SAID**; "Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone à cage d'écuriel: Robustesse contre les dérives paramétriques, amélioration des performances énergétiques", Thèse Doctorat d'état, Université de Batna 1999.
- [10] **P. FAUSSIÉ**; "Contribution à l'intégration des systèmes de commande des machines électriques à courant alternatif", Thèse de Doctorat, Lyon, France, 1998.
- [11] **G. GRELLET, G. CLERC**; "Actionneurs électriques", éditions Eyrolles, 1997.
- [12] **C. CARLOS** ; "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones 1", Edition Hermes Science Europe 2000.
- [13] **B. N. MOBARAKEH**; " commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification 'en ligne' des paramètres ", Thèse de Doctorat, I.N.Polytechnique de Lorraine, 2001.

- [14] **L. WIDED**; "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse et de position", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2001.
- [15] **Y. BENBOUAZZA**; "Commande vectorielle sans capteur mécanique incluant la logique floue d'une PMSM alimentée par onduleur de tension contrôlé en courant", thèse de magister, université d'Alger 2002.
- [16] **M.N. UDDIN, T.S. RADWAN, G.H. GEORGE, M.A. RAHMAN**; " Performance of current controllers for IPMSM drive", proc. Of the IEEE 1999, pp. 1018-1025.
- [17] **K.M. RAHMAN, M.R. KHAN, M.A. CHOUDHURY, M.A. RAHMAN**; "Variable band hysteresis controllers for PWM VSI", IEEE trans. PE. Vol.12, No.6 Nov 97, pp.964-970.
- [18] **M.P. KAZMIERKOWSKI, L. MAESANI**; "Current control techniques for 3 phases voltage source PWM converters", IEEE trans. IE, vol.45, No.5 Oct.98, pp.691-703.
- [19] **M. KADJOUJ, M.EH. BENBOUZID, R. ABDESSEMED, C. GHENNAI**; "Current control of PMSM fed by two and three levels VSI", proc. of the EPE/PEMC, Slovakia Sept. 2000, vol. 7, pp. 69-74.
- [20] **S. SENINI, P. WOLFS**; "Space vector modulation-A Novel implementation using integer microcontrollers", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Australia, Vol. 19, No 1&2, pp. 59-65.
- [21] **M. SC. M. MALINOWSKI**; "Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers", Ph.D. thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland 2001.
- [22] **R. PEÑAEGUILUZ**; "Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destinée à la traction ferroviaire", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [23] **H. BUHLER**; "Convertisseurs statiques", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne 1991.
- [24] **C. TUTAS**; "Voltage-Source Inverter fed Asynchronous Machine with Hysteresis Control of Rectified Motor Currents". EPE'95, pp.1.695-1.700, Sevilla 1995.
- [25] **A.GHAZEL, J.C. HAPIOT, A.DHOUIB**. "Analysis of Current Regulation Techniques and development of low Cost Control For a Voltage – fed Induction Motor". 17<sup>ème</sup> Journées Tunisiennes d'Electronique et d'Automatique, Nebeul, Tunisie, Novembre 1997.
- [26] **Y. BENBOUAZZA, Y. AIT GOUGAM, R. IBTIOUEN**. "Régulation par logique floue d'une PMSM Alimentée par onduleur de tension contrôlé en courant". COMAEI'98, Bejaïa, Décembre 1998.
- [27] **M. LAFOZ, I.J. IGLESIAS, C. VEGANZONES, M. VISIERS**; "A Novel double hysteresis-band current control for a three-level voltage source inverter", Madrid, Spain 2000.

- [28] **K.A. CORZINE**; "A hysteresis current-regulated control for multi-level drives", IEEE transactions on energy conversion, vol. 15, n° 2, June 2000.
- [29] **C.T. PAN, Y.S. HUANG, T.L. JONG**; "A constant hysteresis-band current controller with fixed switching frequency", Dept. of El. Eng. National Tsing Hua University, Hsinchu, 300, Taiwan, R.O.C.
- [30] **M.P. KAZMIERKOWSKI, L. MALESANI**; "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey", IEEE trans. Ind. Electron. 1998, 45, (5), pp. 691-703.
- [31] **B.J. KANG, C.M. LIAW**; "Robust hysteresis current-controlled PWM scheme with fixed switching frequency", IEEE Proc. Electr. Power Appl. Vol. 148, N° 6, November 2001.
- [32] **L. MALESANI, P. MATTAVELLI, P. TOMASIN**; "Improved constant-frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feed forward bandwidth prediction", IEEE trans. Ind. Appl. 1997, 33, (5), pp. 1194-1202.
- [33] **L. MALESANI, P. TENTI**; "A novel hysteresis control method for current controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency", IEEE trans. Ind. Appl. 1990, 26, (1), pp. 88-92.
- [34] **C.T. PAN, T.Y. CHANG**; "An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency", IEEE trans. Power. Electron., Vol. 9, n° 1, pp. 97-104, Jan. 1994.
- [35] **M.S. MONGKOL KONGHIRUN**; "Fast-transient current control strategy and other issues for vector controlled AC drives", the degree doctor of philosophy in the graduate school of the Ohio state University, Ohio, 2003.
- [36] **H. HENAO, G.A. CAPOLINO, J.A. MARTINEZ-VELASCO**; "A new structure of fuzzy-hysteresis current controller for vector controlled induction machine drives", Proceedings of IEEE conference on power electronics, 1996, pp. 708-712.
- [37] **M. RODRIGUES, et al**; "Fuzzy logic torque ripple reduction by turn-off angle compensation for switched reluctances motors", IEEE trans. On Ind. Electronics 48 n°3 (2001), 711-715.
- [38] **A.H. H.AMIN, H.W. PING, H. AROL, H.A.F. MOHAMED**; "Fuzzy logic control of a three phase induction motor using field oriented control method", University of Malaya, Malaysia; 2002.
- [39] **L.A.ZADEH**; "Fuzzy Sets, Information and Control", Vol. 08, pp. 29 - 44, 1965.
- [40] **W. PEDRYCZ**; "Fuzzy Control and Fuzzy System", Département of Electrical Engineering University of Manitoba Winnipeg, Canada, R.S.P, Taunton, Sonerset, England, 1988.
- [41] **E. MAMDANI**; "An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller", International Journal on Man-Machine Studies, Vol. 07, pp. 1-13, 1975.

- [42] **R. KETATA**; "Méthodologie de régulation numérique incluant, la logique floue", Thèse de Doctorat de l'I.N.S.A de Toulouse, Juillet 1992.
- [43] **H. SCHOLTEN**; "Logique floue et régulation PID", Fuzzy Mode d'Emploi, Août 1995.
- [44] **H. BUHLER**; "Conception de Systèmes Automatiques", Presses Polytechniques, Romandes, Lausanne, 1988.
- [45] **A.M. ALIMI**; "Thé Bêta Fuzzy System : Approximation of Standard Membership Functions", 17ème Journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'Automatique, 1997.
- [46] **C.C. LEE**; "Fuzzy Logic in Control System: Fuzzy Logic Controller - PART I", IEEE Trans.Syst. Man Cybern, Vol. 20, 02, pp. 404-418, Mars/Avril 1990.
- [47] **A. LLOR, B. ALLARD, L. XUEFANG, J.M. RETIF**; "Comparaison of DTC implementation for synchronous machines", Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35 th Annual, Volume 5, 20-25 June 2004 Page(s): 3581-3587 Vol.5
- [48] **P. MARINO, M. D'INCECCO, N. VISCIANO**; "A comparaison of direct torque control methodologies for induction motor", Power Tech Proceedings, 2001 IEEE Porto, Volume2, 10-13 Sept. 2001, vol.2
- [49] **M. ELBULUK**; "Torque ripple minimization in direct torque control of induction machines", University of Akron, 2003.
- [50] **J.K. KANG, et al** ; "Direct torque control of induction machine with variable amplitude control of flux and torque hysteresis bands", conf. rec. IEEE-IAS, pp. 640-642, 1999.
- [51] **M. CIRRINCIONE, M. PUCCI, G. VITALE, G. CIRRINCIONE**; "A new direct torque control strategy for the minimization of common-mode emissions" Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 42, Issue 2, March-April 2006 Page(s): 504-517.
- [52] **A. LLOR, B. ALLARD, L. XUEFANG, J.M. RETIF**; "Comparaison of DTC implementation for synchronous machines", Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35 th Annual, Volume 5, 20-25 June 2004 Page(s): 3581-3587 Vol.5
- [53] **P. MARINO, M. D'INCECCO, N. VISCIANO**; "A comparaison of direct torque control methodologies for induction motor", Power Tech Proceedings, 2001 IEEE Porto, Volume2, 10-13 Sept. 2001, vol.2.
- [54] **M. CIRRINCIONE, M. PUCCI, G. VITALE, G. CIRRINCIONE**; "A new direct torque control strategy for the minimization of common-mode emissions" Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 42, Issue 2, March-April 2006 Page(s): 504-517.
- [55] **C. C. DE WIT**; "Modélisation contrôle vectoriel et DTC "chapitre6"
- [56] **C. ELMOUCARY**; "Contribution à l'étude de commandes directe de couple et du flux de la machine à induction", thèse de doctorat, université Paris XI, 2000.

## ANNEXE

### ▪ Paramètres des machines

Les machines objets de notre étude sont :

- La machine asynchrone à cage
- La machine synchrone à aimant permanent (pôle saillants)

Dont leurs paramètres sont [1,2] [3] :

Machine asynchrone	Paramètres	Machine synchrone	Paramètres
Puissance nominale	4 KW	Tension nominale	380 V
Tension nominale ( $\Delta/Y$ )	220/380 V	Courant nominal	6.2 A
Courant nominal ( $\Delta/Y$ )	15/8.6 A	$R_s$	1.4 $\Omega$
Vitesse nominale	1440 tr/m	$L_d$	6.6 mH
$R_s$	1.2 $\Omega$	$L_q$	5.8 mH
$R_r$	1.8 $\Omega$	Flux des aimants	0.1546 Wb
$L_s$	0.156 H	Inertie du rotor	0.00176 N.m.s <sup>2</sup> /rd
$L_r$	0.156 H	Coeff. frottement	0.000388 N.m.s/rd
M	0.15 H	Couple nominale	6.1 Nm
J	0.02 Kg m <sup>2</sup>	Nombre de paire de pôles	3
f	0.001 N.m.s/rd		

### ▪ Paramètres de simulation :

#### 1. Commande vectorielle

	Machine Asynchrone	Machine synchrone
Tension d'alimentation de l'onduleur (V)	380	380
Période d'échantillonnage (s)	0.00005	0.00001
Couple de charge (Nm)	15	5.5
Bande du contrôleur du courant (A)	0.25	0.25

#### 2. Contrôle direct du couple

	Machine Asynchrone	Machine synchrone
Période d'échantillonnage (s)	0.00005	0.00001
Bande du contrôleur du flux (Wb)	0.01	0.00018
Flux de référence (Wb)	1.13	0.1546
Couple de charge (Nm)	15	5.5
Tension d'alimentation de l'onduleur (V)	240	240
Bande du contrôleur du couple (Wb)	0.00005	0.001