

M0010/014

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**Ecole Nationale Polytechnique**

Département de Génie Electrique

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

# Thèse

En vue de l'obtention du diplôme de :

## MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

**Option : Electronique de Puissance et Commande**

Présentée par :

**SALAH BOULKHRACHEF**

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'ENP

**ANALYSE ET COMMANDE D'UN ONDULEUR  
A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC.  
APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE  
COMMANDEE PAR LOGIQUE FLOUE**

Soutenue publiquement le 17 juin 2001 devant le jury composé de :

**E.M. BOUCHERIT**  
**E.M. BERKOUK**  
**B. HEMICI**  
**D. BOUKHETALA**  
**C. LARBES**

**Maître de conférences, ENP**  
**Maître de conférences, ENP**  
**Chargé de cours, ENP**  
**Chargé de cours, ENP**  
**Chargé de cours, ENP**

**Président**  
**Rapporteur**  
**Examineur**  
**Examineur**  
**Examineur**

## AVANT PROPOS

---

---

**C**E travail a été effectué au sein du Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande du Département du Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) sous la direction de **E. M. BERKOUK**, maître de conférences à l'ENP, qu'il trouve ici mes remerciements les plus sincères pour sa disponibilité, pour ses conseils précieux et ses encouragements qui ont beaucoup contribué à enrichir et à mener à bien ce travail.

Je remercie très sincèrement Monsieur **M.S. BOUCHERIT**, maître de conférences à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse.

Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur **B. HEMICI**, chargé de cours à l'ENP, je suis très honoré de sa présence dans le jury de cette thèse.

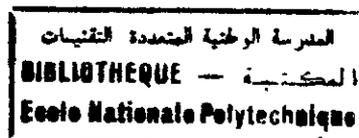
J'exprime ma grande gratitude à Monsieur **D. BOUKHETALA**, chargé de cours à l'ENP, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour avoir accepté de participer à ce jury.

Je remercie également Monsieur **C. LARBES**, chargé de cours à l'ENP, pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

Je ne saurais terminer sans remercier chaleureusement mes amis: L. MANSOUR OUAHCHIA, L. KADRI, M. BOUSRI, Y. ZAIDI, N. KHAMES, C. BOUBAKIR, A. KADRI, H. TLEMSANI

Et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, trouvent ici l'expression de ma très vive reconnaissance.

# SOMMAIRE



## INTRODUCTION GENERALE .....

### **Chapitre I : MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC**

Introduction .....	3
1.1 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux.....	4
1.1.1 Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux.....	4
1.1.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC .....	5
1.1.2.1 Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux .....	5
1.1.2.2 Cellule de commutation multi-tripôle.....	7
1.1.2.3 réseau de Petri d'un bras.....	8
1.2. Modélisation en vue de la commande.....	10
1.2.1 Commandabilité des convertisseurs statiques.....	10
1.2.2 Modèle de connaissance de l'onduleur à cinq niveaux.....	11
1.2.2.1 Relations de conversion simples .....	14
1.2.2.2 Relations de conversion composées.....	16
Conclusion.....	19

### **Chapitre II : STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC**

II.1 Commande par hystérésis en courant.....	21
II.2 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.....	25
II.3 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.....	29
II.4 Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.....	32
II.5 Modulation vectorielle.....	43
II.6 Modulation calculée.....	47
Conclusion.....	54

### **Chapitre III : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR L'ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC**

III.1 Modélisation de la machine asynchrone.....	56
III.2 Principe de la commande vectorielle.....	57
III.3 Orientation du flux rotorique.....	58
III.4 Réglage de vitesse/position par la commande vectorielle directe.....	60
III.5 Réglage de vitesse/position par la commande vectorielle indirecte.....	68
Conclusion .....	710

**Chapitre IV : METHODOLOGIES ET CONTROLE FLOU D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR L'ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX**

IV.1 Principe fondamental de la logique floue .....	72
IV.2 Rappelles des principes de la logique floue .....	73
IV.2.1 Ensembles flous .....	73
IV.2.2 Opérations ensemblistes élémentaires .....	74
IV.2.3 Variables linguistiques et ensembles flous .....	75
IV.2.4 Fonction d'appartenance .....	76
IV.2.5 Implication floue .....	77
IV.2.6 logique floue et raisonnement approché .....	77
IV.3 Contrôleur flou .....	78
IV.3.1 Stratégie de fuzzification .....	79
IV.3.2 Base de données .....	80
IV.3.3 Base de règles .....	80
IV.3.4 Logique de prise de décision .....	83
IV.3.5 Défuzzification .....	85
IV.4 Les avantages et les inconvénients des contrôleurs flous .....	86
IV.5 Commande floue d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux.....	87
IV.5.1 Description du contrôleur flou typique .....	87
IV.5.2 Loi de commande .....	88
IV.5.3 Contrôleur flou à gain adaptatif.....	91
IV.5.4 Réglage de vitesse/position d'une MAS, alimentée par l'onduleur de tension à cinq niveaux, commandée par la méthode directe du flux orienté avec un contrôleur flou à gain adaptatif.....	93
IV.5.4 Réglage de vitesse/position d'une MAS, alimentée par l'onduleur de tension à cinq niveaux, commandée par la méthode indirecte du flux orienté avec un contrôleur flou à gain adaptatif.....	96
Conclusion.....	98

**Chapitre V . ADAPTATION DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE EN UTILISANT UN CONTROLEUR FLOU**

V.1 Positionnement du problème.....	100
V.2 Influence de la variation de Tr sur le réglage en boucle fermée.....	103
V.3 Identification de la constante de temps rotorique Tr.....	104
Conclusion .....	108

**Chapitre VI . CHANGEURS DE FREQUENCE UTILISANT L'ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC**

VI.1 Cascade d'une batterie –Onduleur à cinq niveaux -MAS.....	110
VI.2 Cascade redresseur à deux niveaux –Onduleur à cinq niveaux-MAS.....	112
VI.3 Cascade deux redresseurs à deux niveaux–Onduleur à cinq niveaux-MAS.	116
VI.1 Cascade quatre redresseurs à deux niveaux–Onduleur à cinq niveaux-MAS	120
VI.1 Cascade redresseur à cinq niveaux –Onduleur à cinq niveaux-MAS.....	124

VI.6 Pont de clamping.....	128
VI.6.1 Cascade redresseur à deux niveaux - pont de clamping - onduleur à cinq niveaux - MAS .....	128
VI.6.2 Cascade deux redresseurs à deux niveaux - pont de clamping - onduleur à cinq niveaux - MAS .....	129
VI.6.3 Cascade quatre redresseurs à deux niveaux - pont de clamping - onduleur à cinq niveaux - MAS .....	130
VI.6.4 Cascade redresseur à cinq niveaux - pont de clamping - onduleur à cinq niveaux - MAS .....	132
VI.6.5 Influence des paramètre du pont de clamping et du filtre capacitif .....	133
Conclusion.....	134

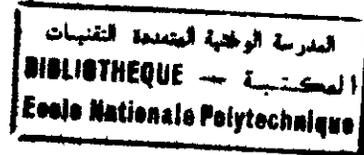
**Chapitre VII . ASSERVISSEMENT DES REDRESSEURS DES CHANGEURS DE FREQUENCE A ONULEUR TRIPHASE A CINQ NIVEAUX**

VII.1 Asservissement du redresseur de courant à deux niveaux.....	136
VII.1.1 Modèle de la boucle de tension.....	136
VII.1.2 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade redresseur à deux niveaux - pont de clamping - onduleur à cinq niveaux - MAS .....	137
VII.1.3 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de deux redresseurs à deux niveaux - pont de clamping - onduleur à cinq niveaux - MAS .....	139
VII.2 Asservissement du redresseur de courant à cinq niveaux.....	141
VII.2.1 Modèle de la boucle de tension.....	141
VI.6.4 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade redresseur à cinq niveaux - pont de clamping - onduleur à cinq niveaux - MAS .....	142
VII.3 Réglage de vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur dont l'onduleur de sortie est à cinq niveaux, commandée par la méthode indirecte du flux orienté avec un contrôleur flou à gain adaptatif.....	144
Conclusion .....	149

CONCLUSION GENERALE .....	150
---------------------------	-----

**ANNEXES**

**REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**



## INTRODUCTION GENERALE

*Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu; cependant les machines à courant alternatif (machine asynchrone) présentent de nombreux avantages, notamment en ce qui concerne la simplicité de conception qui est due à l'absence du collecteur mécanique. Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur; sa structure dynamique est fortement non linéaire, et les variables internes de la machine tels que le couple et le flux sont fortement couplées, ce qui complique la commande. La commande vectorielle (commande par orientation du flux), permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu à excitation séparée.*

*Malgré l'existence d'une diversité de méthode de calcul, les performances d'un régulateur classique restent bien souvent limités en raison de la complexité réelle des systèmes à commander (non linéarité, variation des paramètres, ...). Afin d'améliorer les performances, le réajustement des paramètres du régulateur en fonction des variables de la dynamique du système sous contrôle s'avère nécessaire. Or, la mise en œuvre de ces techniques de réajustement, surtout dans un milieu industriel, est compliquée. Dès lors, la nécessité s'est faite sentir d'adapter automatiquement la loi de commande aux effets des perturbations qui agissent sur la dynamique du système sous contrôle; ceci peut être confié à la commande adaptative. Mais, l'emploi de cette stratégie de contrôle nécessite une modélisation du processus à commander. Or, cette modélisation n'est pas toujours évidente surtout lorsque s'agit d'un système complexe et/ou non linéaire. D'autre problème dus à la complexité numérique des algorithmes d'identification et à la quantité d'informations acquises limitent les performances du système à commandé. Pour résoudre ces problèmes, des nouvelles stratégies de commande basées sur l'expertise de l'opérateur ont été élaborées.*

*Le point clef de ces nouvelles stratégies réside dans l'utilisation du calcul symbolique pour la modélisation de l'algorithme de commande. Cette méthodologie ouvre une nouvelle voie par l'utilisation d'heuristiques, en remplaçant la modélisation du régulateur par une loi de commande sophistiquée. La théorie des ensembles flous permet de manipuler ces données dont les caractéristiques s'accordent mal avec le calcul et la logique classique : données incertaines, mal quantifiées. Ainsi les contrôleurs flous peuvent être vus comme un cas de commande experte, elle même caractérisée par l'utilisation d'un mécanisme représentatif des jugements de l'être humain.*

*La commande des machines à courant alternatif nécessitent une alimentation alternative capable de délivrer une tension la plus sinusoïdale possible et à fréquence et amplitude variables. Dans les applications industrielles, on utilise généralement les onduleurs à deux niveaux, ces convertisseurs sont limités en puissance et en tension de sortie. De même, les caractéristiques spectrales des tensions délivrées sont limitées. Pour remédier à ces problèmes, on utilise généralement des groupements en série ou en parallèle de ces onduleurs à deux niveaux.*

Le développement des composants à semi-conducteurs a permis récemment l'apparition de nouvelles structures de convertisseurs (onduleurs multi-niveaux), dans le cadre de notre travail, on va s'intéresser aux onduleurs de tension à cinq niveaux à structure NPC.

Le but de la première partie est le développement du modèle de connaissance sans a priori sur la commande de l'onduleur. Pour un fonctionnement en mode commandable, on a développé un modèle en vue de la commande au sens des valeurs moyennes du convertisseur en utilisant la notion de fonctions génératrices. Le deuxième chapitre est consacré au développement de différentes stratégies de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Le troisième chapitre présente la commande directe et indirecte par orientation du flux rotorique. Afin de réaliser le découplage entre le couple et le flux de la machine.

Le quatrième chapitre donne une méthode de développement d'un contrôleur flou à gain adaptatif. Puis en présentant les performances de réglage en vitesse et en position de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC en utilisant ce régulateur flou.

Le cinquième chapitre montre l'influence de la constante de temps rotorique sur la dynamique du système, pour cela nous proposons la méthode d'énergie réactive en utilisant le contrôleur flou à gain adaptatif comme solution pour compenser cette variation.

Pour des applications de fortes puissances, généralement on utilise pas des batteries, mais des redresseurs. Pour ce faire, le chapitre six est consacré à l'étude du problème des sources d'alimentation continue de l'onduleur.

Enfin, pour résoudre le problème des sources, nous proposons un algorithme d'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur en jouant sur le redresseur à deux ou à cinq niveaux du changeur de fréquence à onduleur de sortie à cinq niveaux.

# CHAPITRE I

## MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

---

---

*D*ifférentes études sont faites sur les onduleurs à deux niveaux, aussi bien du point de vue modélisation que stratégies de commande [Berkouk 95b], et presque tous les travaux développés sur les onduleurs de tension multi-niveaux sont partis à l'origine des résultats connus sur les onduleurs de tensions à deux niveaux.

*Ce chapitre se compose de deux parties :*

*La première partie sera consacrée à l'élaboration du modèle de fonctionnement des onduleurs de tension à cinq niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant le réseau de Petri, comme un langage universel de description des phénomènes discontinus, pour expliciter les conditions de commutation des interrupteurs et pour préciser le fonctionnement séquentiel de leur commande.*

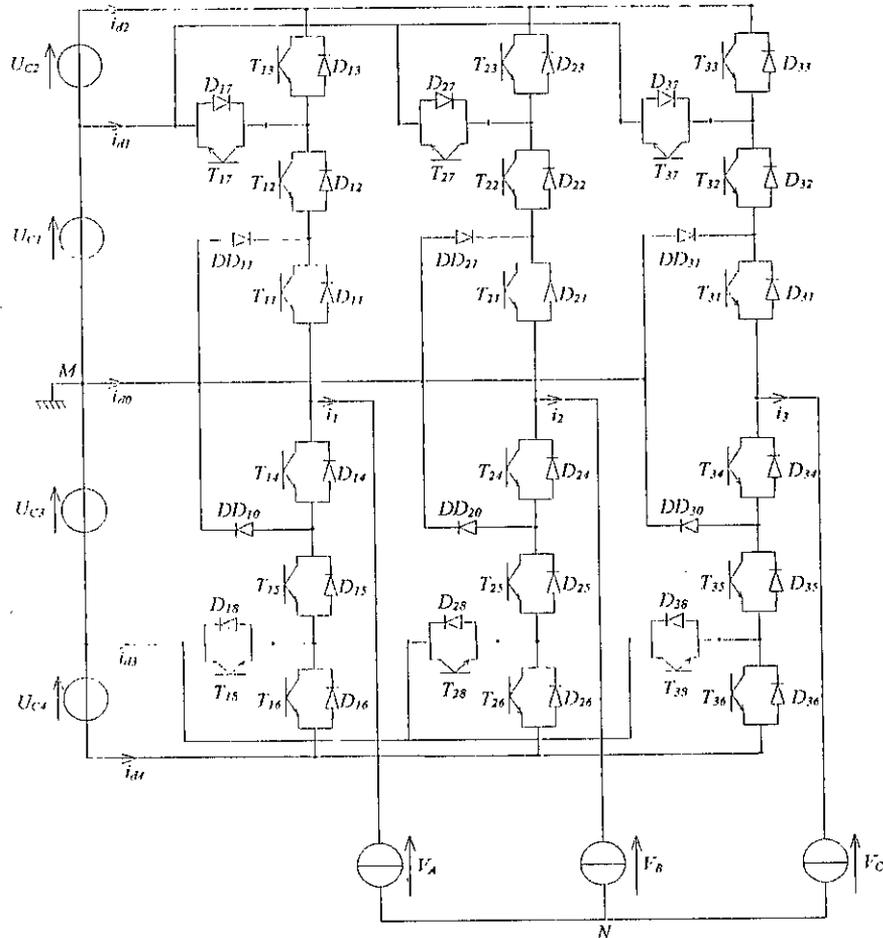
*Dans la seconde partie, nous développerons le modèle de connaissance et de commande de l'onduleur. L'application de ce modèle sera faite dans le chapitre suivant consacré aux stratégies de commande de l'onduleur. On définira en particulier les notions de fonctions de connexion, de commutation, de conversion et de fonction génératrice.*

**I.1. Modélisation du fonctionnement de l'onduleurs à cinq niveaux à structure NPC**

**I.1.1. Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux [Lourci 98]**

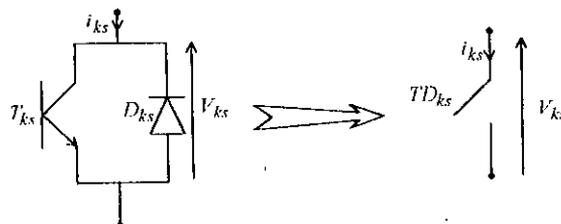
Cet onduleur est dit à cinq niveaux car il délivre cinq niveaux de tension (+2Uc, +Uc, 0, -Uc, -2Uc).

La structure choisie dans cette étude est celle de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping), représentée par la figure (I.1).



**Figure I.1: Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.**

Afin d'élaborer un modèle de fonctionnement de cet onduleur sans a priori sur la commande, et réduire le nombre de places du réseau de Petri correspondant, on représente chaque paire transistor ( $T_{ks}$ )- diode ( $D_{ks}$ ) par un seul interrupteur bidirectionnel ( $TD_{ks}$ ) (figure I.2).



**Figure I.2 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor - diode.**

### I.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

Pour simplifier la modélisation, on modélisera d'abord un bras de l'onduleur triphasé sans a priori sur la commande et on en déduira le modèle de la structure globale.

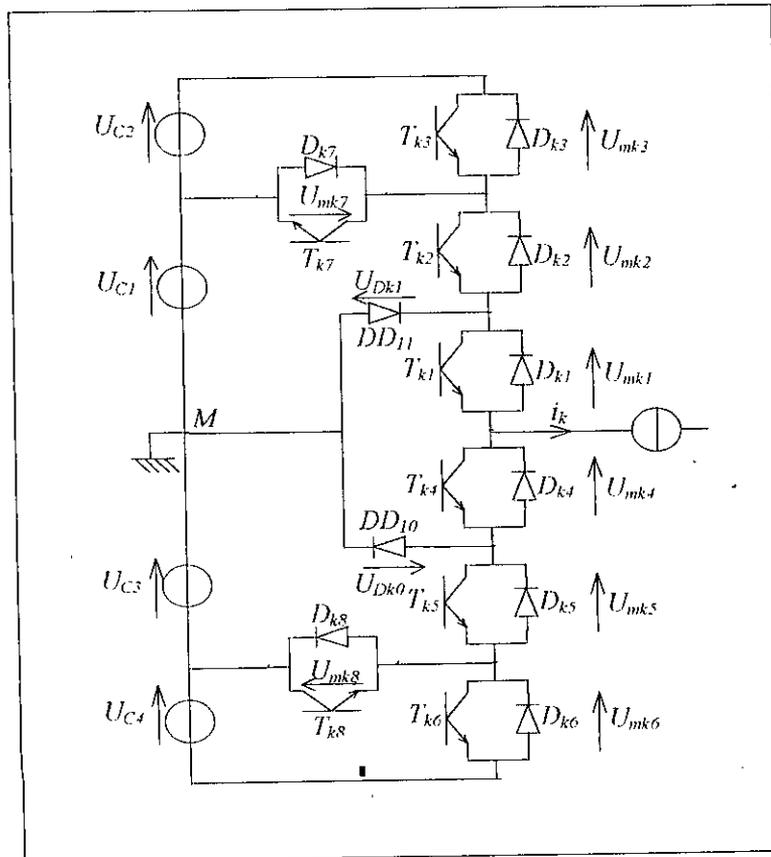


Figure I.3 : Un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

#### I.1.2.1. Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux

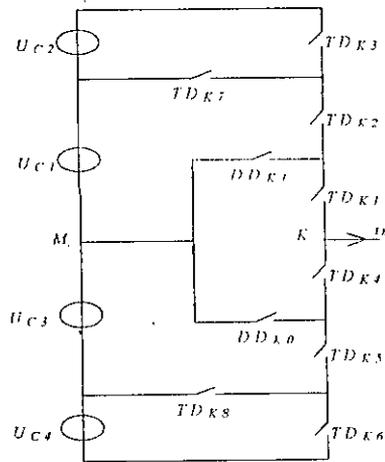
L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC montre sept configurations possibles.

Ces différentes configurations sont représentées par les figures (1.4.1-7). Le tableau (1.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec  $M$  origine des potentiels et  $V_{kM}$  le potentiel du nœud  $k$  du bras  $k$ ).

**N.B.** : Pour la configuration  $E_0$ , le potentiel de  $V_{kM}$  dépend de la charge de l'onduleur.

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras dépendent :

- d'une commande externe  $B_{ks}$  (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bidirectionnel  $T_{ks}$ ).
- et d'autre part d'une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.



Configuration	Grandeurs électriques
$E_0$	$i_k=0$
$E_1$	$V_{KM} = U_{C1} + U_{C2} = 2U_C$
$E_2$	$V_{KM} = U_{C1} - U_C$
$E_3$	$V_{KM} = 0$
$E_4$	$V_{KM} = -U_{C3} = -U_C$
$E_5$	$V_{KM} = -U_{C3} - U_{C4} = -2U_C$
$E_6$	$V_{KM} = 0$

Tableau I.1: Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.

Figure I.4.1: La configuration  $E_0$

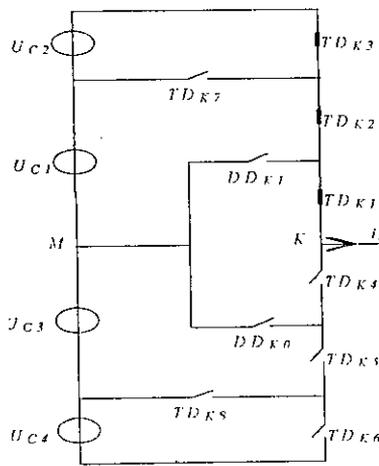


Figure I.4.2 : La configuration  $E_1$

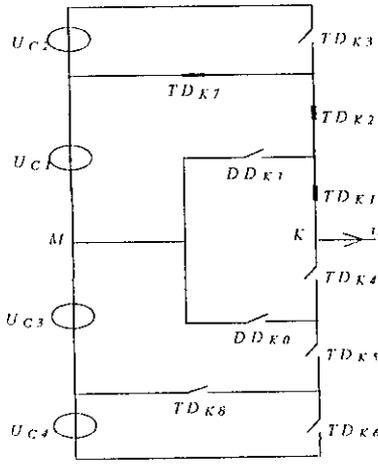


Figure I.4.3: La configuration  $E_2$

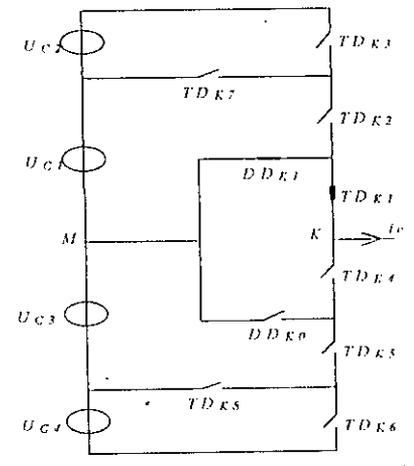


Figure I.4.4: La configuration  $E_3$

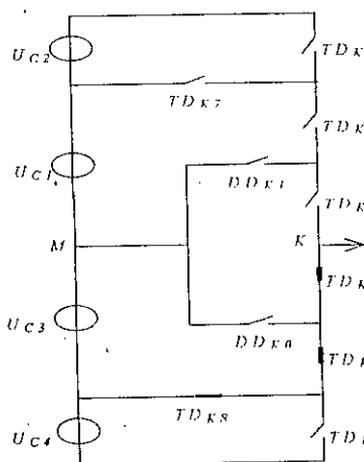


Figure I.4.5 : La configuration  $E_4$

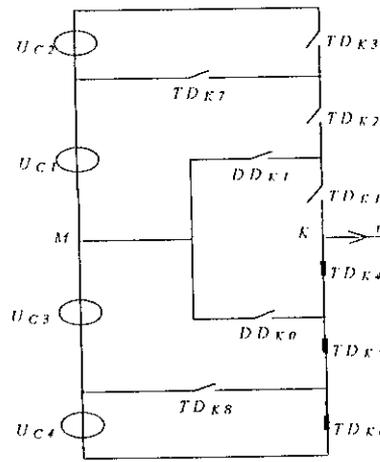


Figure I.4.6 La configuration  $E_5$

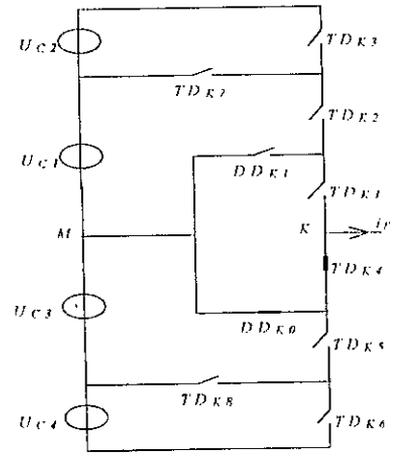
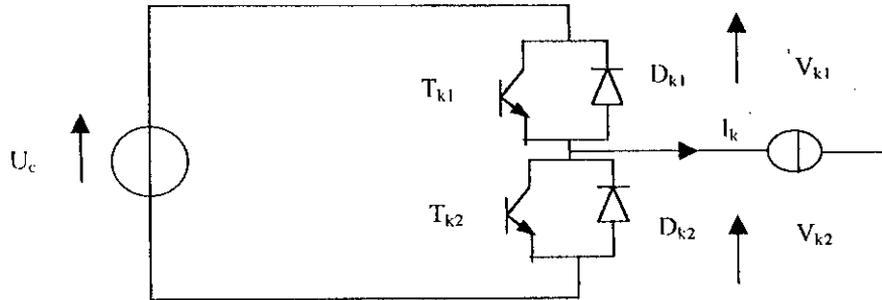


Figure I.4.7: La configuration  $E_6$

Figure I.4 : Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur.

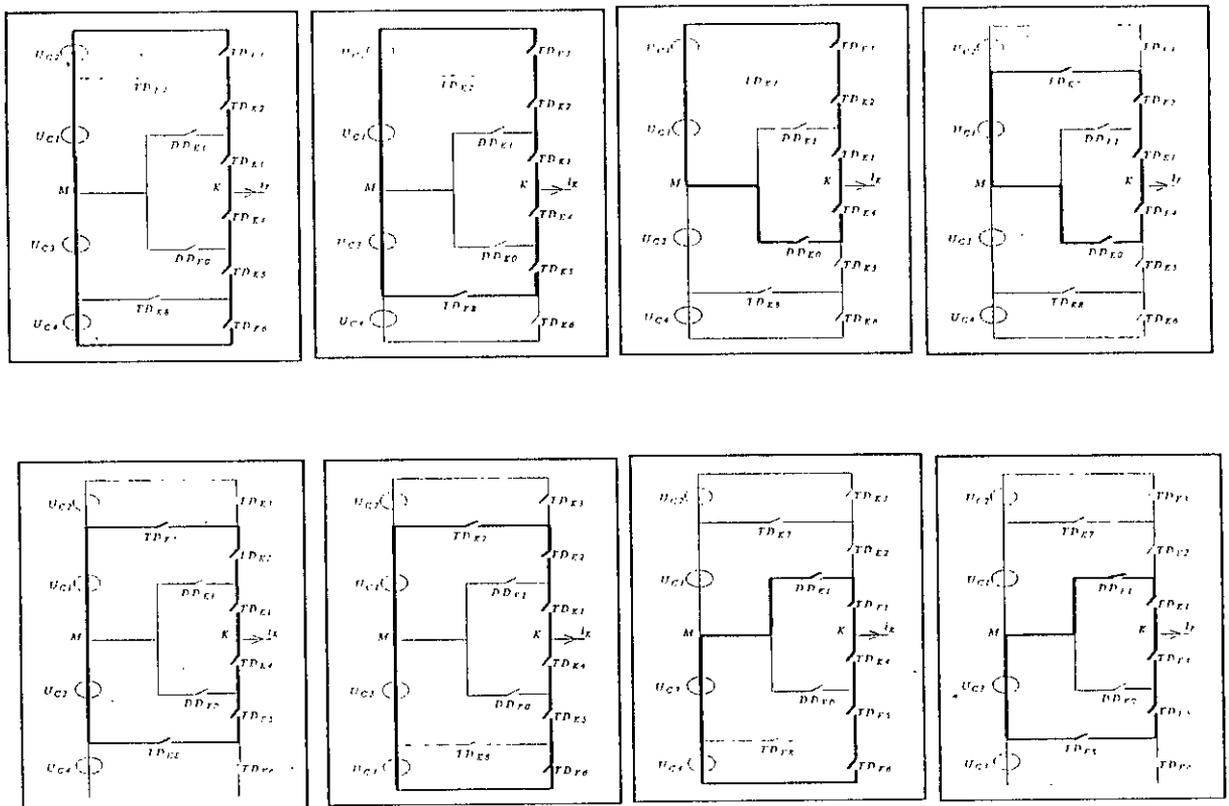
**I.1.2.2. Cellule de commutation multi-tripôle**

Une cellule de commutation tripôle est constituée de deux interrupteurs qui fonctionnent de manière complémentaire afin d'assurer la continuité énergétique entre les deux sources. Son schéma est représenté à la figure (I.5).



**Figure I.5 : Cellule de commutation type tripôle**

Chaque bras  $k$  d'onduleur à cinq niveaux (Fig.I.1) constitue une cellule de commutation multi-tripôle [Berkouk 95]. Les semi-conducteurs de cette cellule se combinent pour donner plusieurs cellules tripôle (Figure I.6 ).



**Figure I.6 : les huit cellules tripôles contenues dans la cellule multi-tripôle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.**

### I.1.2.3. Réseau de Petri d'un bras

Après la détermination des sept configurations possibles et après définition des huit cellules tripôles, on peut déterminer les réceptivités du réseau de Petri pour le fonctionnement de l'onduleur, à partir des conditions de transition entre ces différentes configurations (figure.1.7).

La variable  $R_{nm}$  intervenant dans le réseau de Petri représente la réceptivité de transition de la configuration  $E_m$  à la configuration  $E_n$ . Les différentes variables sont explicitées ci-dessous :

$$R_{01} = \left[ (U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ (U_{mk2} > 0 \ \& \ B_{k2}) \ \& \ (U_{mk3} > 0 \ \& \ B_{k3}) \right] \text{ou} \left[ (U_{mk1} < 0) \ \& \ (U_{mk2} < 0) \ \& \ (U_{mk3} < 0) \right]$$

$$R_{02} = \left[ (U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ (U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[ (U_{mk1} < 0) \ \& \ (U_{mk2} < 0) \ \& \ B_{k7} \right]$$

$$R_{03} = \left[ (U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ \bar{B}_{k2} \ \& \ (U_{Dk1} > 0) \right]$$

$$R_{04} = \left[ (U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ (U_{mk5} > 0 \ \& \ B_{k5}) \ \& \ \bar{B}_{k6} \right] \text{ou} \left[ (U_{mk4} < 0) \ \& \ (U_{mk5} < 0) \ \& \ B_{k8} \right]$$

$$R_{05} = \left[ (U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ (U_{mk5} > 0 \ \& \ B_{k5}) \ \& \ (U_{mk6} > 0 \ \& \ B_{k6}) \right] \text{ou} \left[ (U_{mk4} < 0) \ \& \ (U_{mk5} < 0) \ \& \ (U_{mk6} < 0) \right]$$

$$R_{06} = \left[ (U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ \bar{B}_{k5} \ \& \ (U_{Dk0} > 0) \right]$$

$$R_{10} = (i_k = 0)$$

$$R_{12} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k7} \right]$$

$$R_{13} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k2} \right]$$

$$R_{14} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \right]$$

$$R_{15} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \ \& \ B_{k6} \right]$$

$$R_{16} = \left[ (i_k < 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k4} \right]$$

$$R_{20} = (i_k = 0)$$

$$R_{21} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ B_{k3} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k7} \right]$$

$$R_{23} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k2} \right]$$

$$R_{24} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \right]$$

$$R_{25} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k8} \right] \text{ou} \left[ (i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \ \& \ B_{k6} \right]$$

$$R_{26} = \left[ (i_k < 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k4} \right]$$

$$R_{30} = (i_k = 0)$$

$$R_{31} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ B_{k3} \right]$$

$$R_{32} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \right]$$

$$R_{34} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right]$$

$$R_{35} = \left[ (i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k8} \right]$$

$$R_{36} = \text{impossible}$$

$$\begin{aligned}
 R_{40} &= (i_k = 0) \\
 R_{41} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k,8} \& B_{k,1} \& B_{k,2} \& B_{k,3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k,4} \& \bar{B}_{k,7}] \\
 R_{42} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k,8} \& B_{k,1} \& B_{k,2} \& \bar{B}_{k,3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k,4} \& B_{k,7}] \\
 R_{43} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k,8} \& B_{k,1} \& \bar{B}_{k,2}] \\
 R_{45} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k,8}] \text{ou} [(i_k < 0) \& B_{k,4} \& B_{k,5} \& B_{k,6}] \\
 R_{46} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k,5}] \\
 R_{50} &= (i_k = 0) \\
 R_{51} &= [(i_k > 0) \& B_{k,1} \& B_{k,2} \& B_{k,3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k,4}] \\
 R_{52} &= [(i_k > 0) \& B_{k,1} \& B_{k,2} \& \bar{B}_{k,3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k,4} \& B_{k,7}] \\
 R_{53} &= [(i_k > 0) \& B_{k,1} \& \bar{B}_{k,4}] \\
 R_{54} &= [(i_k > 0) \& B_{k,4} \& B_{k,5} \& B_{k,8}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k,6}] \\
 R_{56} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k,5}] \\
 R_{60} &= (i_k = 0) \\
 R_{61} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k,4}] \\
 R_{62} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k,4} \& B_{k,7}] \\
 R_{63} &= \text{impossible} \\
 R_{64} &= [(i_k < 0) \& B_{k,4} \& B_{k,5} \& \bar{B}_{k,6}] \\
 R_{65} &= [(i_k < 0) \& B_{k,4} \& B_{k,5} \& B_{k,6}]
 \end{aligned}$$

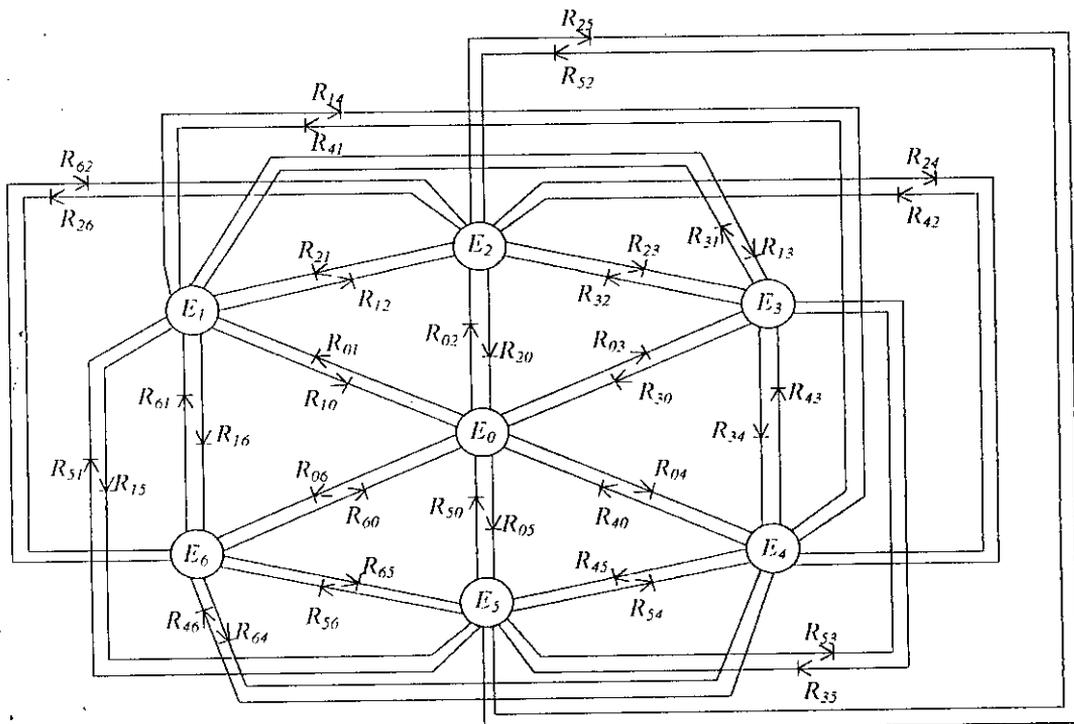


Figure.I.7 : Réseau de Petri du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux.

## I.2. Modélisation en vue de la commande

L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. En pratique cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant  $i_k$  délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante ( $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$ ).

La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de Volts.

### I.2.1. Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion.

#### I.2.1.1. Fonction de connexion

Chaque interrupteur  $TD_{ks}$  introduit une fonction de connexion  $F_{ks}$ , qui décrit son état ouvert ou fermé, tel que :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé.} \\ 0 & \text{dans le cas contraire.} \end{cases}$$

#### I.2.1.2. Fonction génératrice

La fonction génératrice de connexion  $F_{ksg}$  est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue de connexion  $F_{ks}$  sur une période de commutation  $T_c$ . Cette période  $T_c$  est supposée infiniment petite. La fonction génératrice de connexion  $F_{ksg}$  est donnée par l'expression suivante :

$$F_{ksg} = \left[ \frac{1}{T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} F_{ks}(\tau) d\tau \right] \in [0,1] \quad \text{avec } n \in \mathbb{N} \text{ et } T_c \rightarrow 0. \quad (1.1)$$

#### I.2.1.2. Commande complémentaire

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

Pour un bras  $k$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux (Figure. I.1) plusieurs commande complémentaires sont possibles, la commande optimale est définie comme suit :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (1.2)$$

Avec  $B_{ks}$ , commande de base du transistor  $T_{ks}$  de ce bras  $k$ . Ainsi avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras  $K$  sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (1.3)$$

Pour l'onduleur NPC à cinq niveaux, on définit en plus une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera  $F_{km}^b$  avec :

$k$  : numéro du bras.

$m=1$  pour le demi-bras du haut, et  $m=0$  pour le demi-bras du bas.

Pour un bras  $k$ , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \end{cases} \quad (1.4)$$

$F_{k1}^b$  est associée au demi-bras du haut ( $TD_{k1}, TD_{k2}, TD_{k3}$ ), et  $F_{k0}^b$  au demi-bras du bas ( $TD_{k4}, TD_{k5}, TD_{k6}$ ).

### 1.2.2. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur triphasé avec une charge triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé. Dans notre cas particulier, cette charge sera constituée par la MAS. Nous allons tout d'abord définir les notations et les hypothèses que nous avons utilisé :

- Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge :  $V_A, V_B, V_C$ .
- Tensions entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur :  $V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}$ .
- Tension entre le point neutre de la charge (point  $N$ ) et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur (point  $M$ ) :  $V_{NM}$ .
- Charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé :

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (1.5)$$

Les potentiels des nœuds  $A$ ,  $B$  et  $C$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu  $M$  sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}(1-F_{13})U_{C1} + F_{11}F_{12}F_{13}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{14}F_{15}(1-F_{16})U_{C3} - F_{14}F_{15}F_{16}(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}(1-F_{23})U_{C1} + F_{21}F_{22}F_{23}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{24}F_{25}(1-F_{26})U_{C3} - F_{24}F_{25}F_{26}(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}(1-F_{33})U_{C1} + F_{31}F_{32}F_{33}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{34}F_{35}(1-F_{36})U_{C3} - F_{34}F_{35}F_{36}(U_{C3} + U_{C4}) \end{cases} \quad (1.6)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} \end{cases}, \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{12}F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} \end{cases}, \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \quad (1.7)$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placée en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11}F_{12}(1 - F_{13}) \\ F_{18} = F_{14}F_{15}(1 - F_{16}) \end{cases}, \begin{cases} F_{27} = F_{21}F_{22}(1 - F_{23}) \\ F_{28} = F_{24}F_{25}(1 - F_{26}) \end{cases}, \begin{cases} F_{37} = F_{31}F_{32}(1 - F_{33}) \\ F_{38} = F_{34}F_{35}(1 - F_{36}) \end{cases} \quad (1.8)$$

En introduisant ces fonctions dans le système (I.6), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17}U_{C1} + F_{11}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{18}U_{C3} - F_{10}^b(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{BM} = F_{27}U_{C1} + F_{21}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{28}U_{C3} - F_{20}^b(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{CM} = F_{37}U_{C1} + F_{31}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{38}U_{C3} - F_{30}^b(U_{C3} + U_{C4}) \end{cases} \quad (1.9)$$

Sous forme matricielle (I.9) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \quad (1.10)$$

Le système (I.10) montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où  $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$ , la relation (I.10) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (1.11)$$

Les équations des mailles du système source - onduleur - charge donnent :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (1.12)$$

La relation (II.5) permet d'exprimer :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (1.13)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (1.14)$$

A partir des relations (I.10) et (I.14), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \right\} \quad (I.15)$$

Dans le cas où  $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$ , la relation (I.15) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (I.16)$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras et des interrupteurs, on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \right\} \quad (I.18)$$

Dans le cas où  $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$ , cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (I.19)$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge  $i_1, i_2$  et  $i_3$  en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{14}F_{15}F_{16}i_1 + F_{24}F_{25}F_{26}i_2 + F_{34}F_{35}F_{36}i_3 \end{cases} \quad (1.20)$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système (1.20) devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (1.21)$$

Le courant  $i_{d0}$  s'exprime en fonction des courants d'entrée et courants de charge par la relation :

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (1.22)$$

d'où le courant  $i_{d0}$  :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)i_1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)i_2 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)i_3 \quad (1.23)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux le vecteur d'état est :  $[\bar{U}_{C1} \ U_{C2} \ U'_{C1} \ U'_{C2} \ i_1 \ i_2 \ i_3]^T$ , et ses entrées internes sont :

$$[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d3} \ i_{d4} \ i_{d0}] \text{ ou } [U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d3} \ i_{d4} \ i_{d0}]$$

### 1.2.2.1. Relations de conversion simples

Cette relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (1.24) \quad ; \quad \begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

On appellera  $[N(t)]$  donnée par (1.26) matrice de conversion simple.

- *Matrice de conversion simple :*

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)] & -\frac{1}{3} (2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b) & -\frac{1}{3} [2(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3} (2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17} + F_{11}^b) + 2(F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b) & -\frac{1}{3} [-(F_{18} + F_{10}^b) + 2(F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) + 2(F_{37} + F_{31}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b) & -\frac{1}{3} [-(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) + 2(F_{38} + F_{30}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17} & F_{27} & F_{37} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18} & F_{28} & F_{38} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

- *Matrice de conversion composée :*

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) & (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b) & (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{37} + F_{31}^b) - (F_{17} + F_{11}^b) & (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{38} + F_{30}^b) - (F_{18} + F_{10}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17} & F_{27} & F_{37} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18} & F_{28} & F_{38} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

### I.2.2.2. Relations de conversion composées

Cette relation est définie par (I.25) avec :  $[M(i)]$  donnée par (I.27), est appelée matrice de conversion composée.

La figure (I.8) montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à cinq niveaux en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée et sa charge triphasée, on distingue :

- La partie commande qui est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable (Figure I.7). Cette partie génère la matrice de conversion en utilisant la relation (I.25).
- La partie opérative qui est constituée :
  - D'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion.
  - D'un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

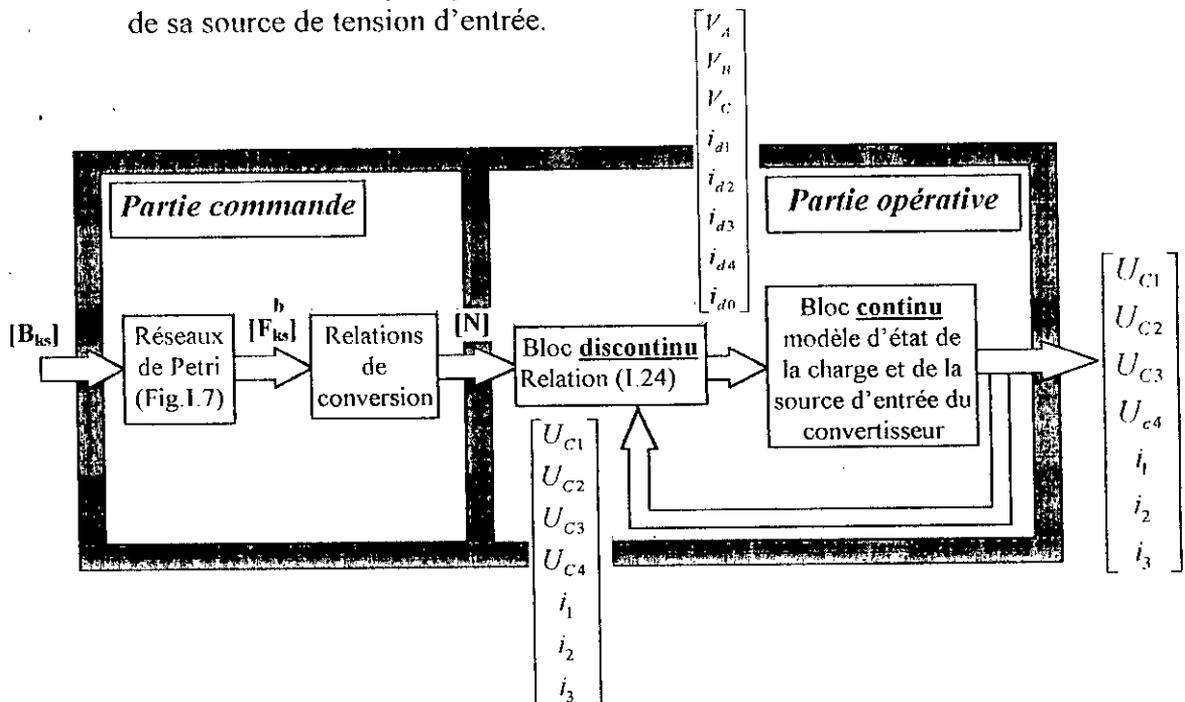


Figure.I.8 : Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, à structure NPC

### I.2.3. Modèle de commande

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (figure.I.8) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Pour l'adapter à la commande de l'onduleur par un calculateur numérique, on définit un modèle de commande en utilisant la notion de fonction génératrice (I.1). Cette notion consiste à découper le fonctionnement de l'onduleur en intervalles de temps réguliers, qui définissent la période de commutation de l'onduleur, nous noterons cette période par  $T_e$ . L'utilisation de ces fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance (Figure I.8).

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur un intervalle  $T_e$  ( $T_e$  infiniment petit), les relations (1.24) et (1.25) de l'onduleur triphasé à cinq niveaux deviennent respectivement (1.28) et (1.29) avec  $[N_g(t)]$  et  $[M_g(t)]$  données par (1.30) et (1.31) respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composé.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (1.28) ;$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d3} \\ i_{d4} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

La figure (1.9) présente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

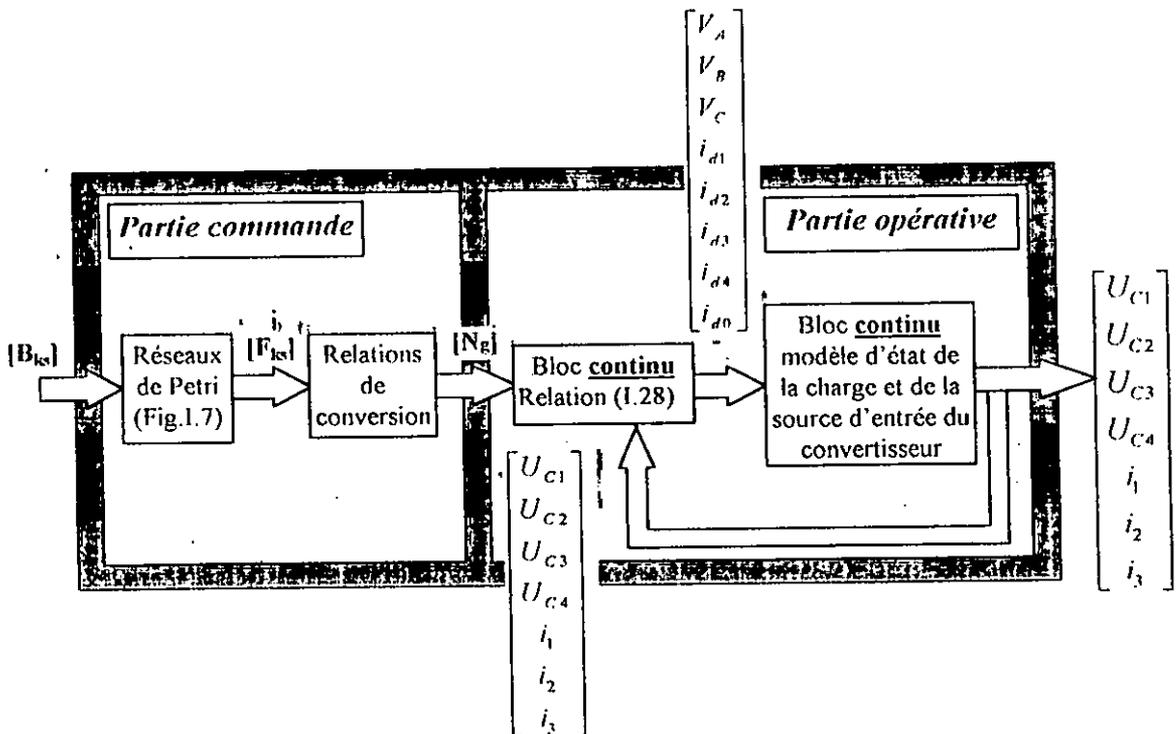


Figure.1.9 : Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.



**CONCLUSION :**

Dans ce chapitre, on a élaboré le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant le réseau de Petri.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, on a élaboré son modèle sans a priori sur la source de tension et de courant. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues.

L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, nous a permis d'avoir l'analogie entre les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et celles à deux niveaux. On a montré également que l'onduleur triphasé à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

## CHAPITRE II

# STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

---

---

*Le principe d'alimentation par convertisseurs statiques consiste à imposer des tensions ou des courants variables en amplitude et en phase en fonction des caractéristiques électromécaniques désirées. Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations : les cycloconvertisseurs et les onduleurs. Dans cette étude c'est l'alimentation par onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC qui nous intéresse.*

*Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines.*

*L'analyse des différentes stratégies pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, sera basée sur les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par cet onduleur et sur la bande de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie.*

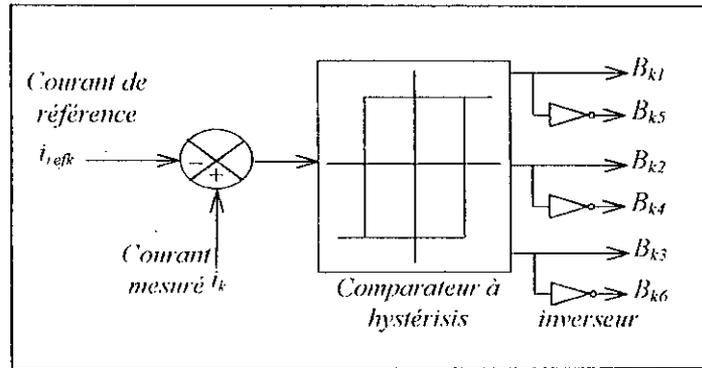
*Dans ce chapitre, on abordera les commandes suivantes :*

- 1. Commande par hystérésis en courant.*
- 2. Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.*
- 3. Commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse avec injection de l'harmonique trois.*
- 4. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (2 algorithmes).*
- 5. Modulation vectorielle.*
- 6. Modulation calculée (2 algorithmes)*

### II.1. Commande par hystérésis en courant

Le principe de cette méthode de contrôle des courants par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soit limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références de courants, les références de courants sont de préférence sinusoïdales dans le cas des moteurs à f.e.m sinusoïdales [Rekioua 91].

La figure (II.1) montre le schéma synoptique de cette stratégie.



**Figure.II.1 :** Schéma synoptique de la commande d'hystérésis en courant des onduleurs à cinq niveaux.

Les courants de référence alimentant la machine sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{ref1} = \sqrt{2}I_{eff} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{ref2} = \sqrt{2}I_{eff} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}marche\right) \\ i_{ref3} = \sqrt{2}I_{eff} \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}marche\right) \end{cases} \quad (II.1)$$

La variable « marche » permet l'inversion du champ tournant, et par suite le sens de rotation de la machine.

Si on désigne par  $\varepsilon_k$  l'écart entre le courant réel  $i_k$  et le courant de référence  $i_{refk}$  :  $\varepsilon_k = i_k - i_{refk}$  ( $k=1,2,3$ ), les ordres de commande  $B_{ks}$  des interrupteurs du bras  $k$  sont donnés par l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} C_1: & \varepsilon_k > 2\Delta i \Rightarrow B_{k1}=0; B_{k2}=0; B_{k3}=0; \\ C_2: & \Delta i < \varepsilon_k < 2\Delta i \Rightarrow B_{k1}=0; B_{k2}=0; B_{k3}=1; \\ C_3: & -2\Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i \Rightarrow B_{k1}=1; B_{k2}=1; B_{k3}=0; \\ C_4: & \varepsilon_k < -2\Delta i \Rightarrow B_{k1}=1; B_{k2}=1; B_{k3}=1; \end{cases} \quad (II.2)$$

*Si ce n'est pas le cas, la commande des semi-conducteurs reste inchangée*

Les figures (II.2.\*) et (II.3.\*) montrent respectivement la tension de sortie de l'onduleur et les courants de référence et réel pour  $\Delta i=0.1A$  et  $\Delta i=0.5A$ .

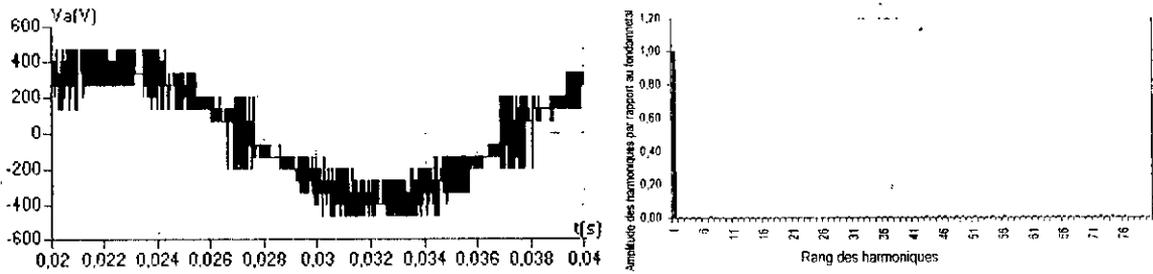


Figure.II.2.a : La tension  $V_A$  de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.1A$ ).

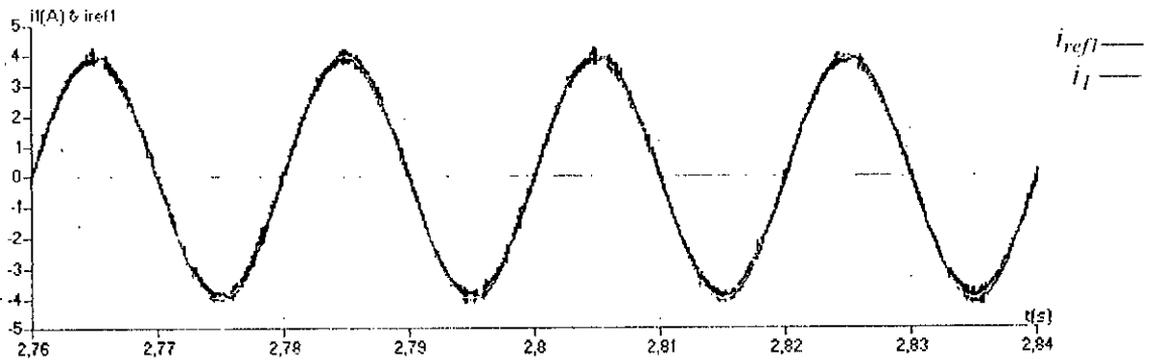


Figure.II.2.b : Les courants de référence et réel de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.1A$ ).

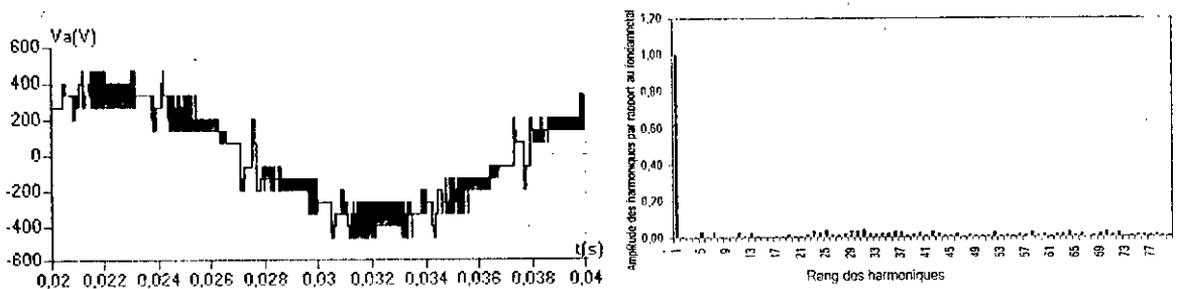


Figure.II.3.a : La tension  $V_A$  de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.5A$ ).

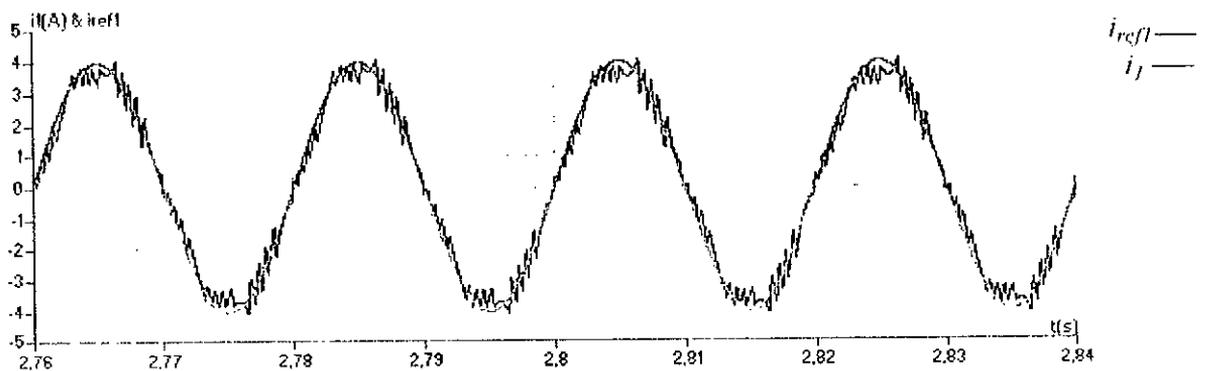


Figure.II.3.b : Les courants de référence et réel de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.5A$ ).

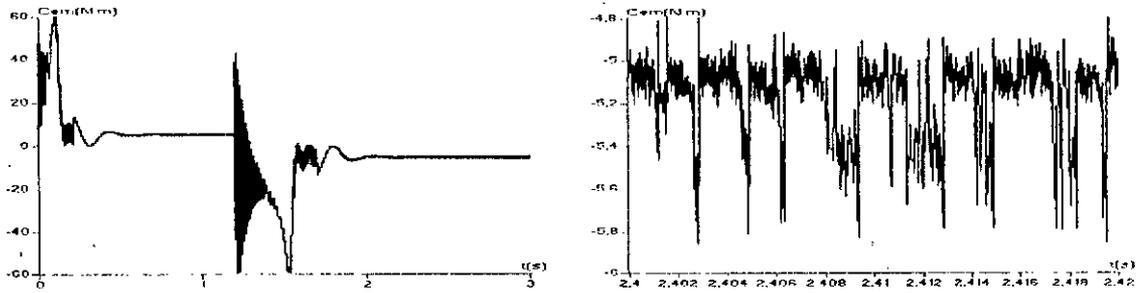


Figure.II.4.a : Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.1A$ ).

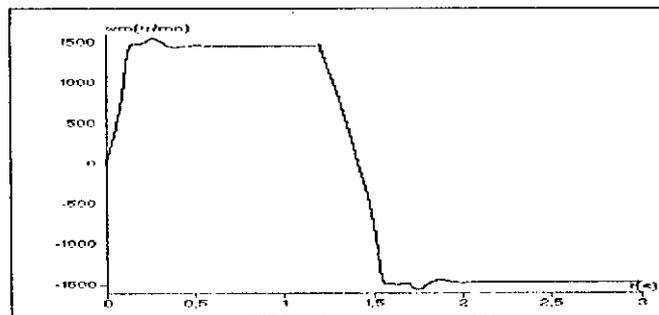


Figure.II.4.b : La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.1A$ ).

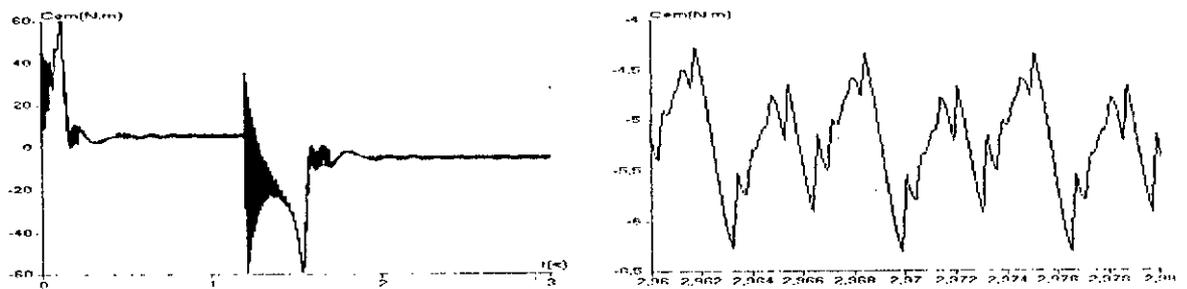


Figure.II.5.a : Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.5A$ ).

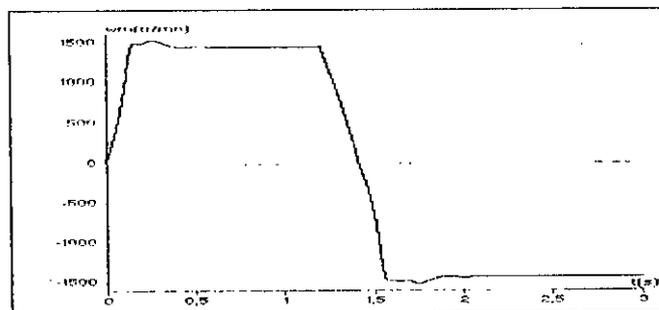


Figure.II.5.b : La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ( $\Delta i=0.5A$ ).

Les figures (II.2.\*) et (II.3.\*) montrent respectivement les résultats de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant pour  $\Delta i=0.1A$  et  $\Delta i=0.5A$ . La charge impose à la machine un couple résistant de 4 Nm.

Les courants de la machine suivent bien leurs références pour des faibles valeur de  $\Delta i$ , ce dernier reste un paramètre très important de la stratégie. Lorsque  $\Delta i$  est très petit le nombre des commutations est très élevés. Le spectre de la tension  $V_A$ , présente des harmoniques pairs et impairs, d'amplitudes pratiquement négligeables devant celle du fondamental.

La méthode de contrôle des courants par hystérésis ne nécessite pas de connaître la valeur des paramètres internes de la machine mais présente l'inconvénient d'une variation aléatoire de la fréquence de commutation des interrupteurs suivant les conditions de fonctionnement.

On constate donc que le contrôle des courants par hystérésis est caractérisé par une fréquence de modulation variable. Cette variation sera d'autant plus élevée que la valeur d'hystérésis sera faible.

Le choix de la valeur minimale d'hystérésis sera donc lié aux possibilités de commutation des interrupteurs de l'onduleur et sera fonction en particulier de leur temps en conduction et de leur temps de blocage.

## II.2 : Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse

La méthode de contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions (MLI) à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la tension de référence sinusoïdale. Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection du signal de la tension de référence appelée "modulatrice" avec un signal triangulaire de haute fréquence appelé "porteuse". Dans ce cas de la MLI triphasé le principe de modulation est le suivant :

- La porteuse est commune pour trois phases.
- La modulatrice est propre à chaque phase.

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

- Indice de modulation  $m$  : égal au rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence

$$f \text{ de la référence } m = \frac{f_p}{f}$$

- Taux de modulation, ou coefficient de réglage de tension  $r$  : égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_m$  à deux fois la valeur crête  $U_{pm}$  de la porteuse  $r = \frac{V_m}{2U_{pm}}$ .

La modulation est synchrone quand  $m$  est entier, et asynchrone dans le cas contraire.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse, ainsi que la porteuse triangulaire sont données par les équations (II.3) et (II.4) :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \text{ marche}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \text{ marche}\right) \end{cases} \quad (II.3)$$

$$U_p(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.4)$$

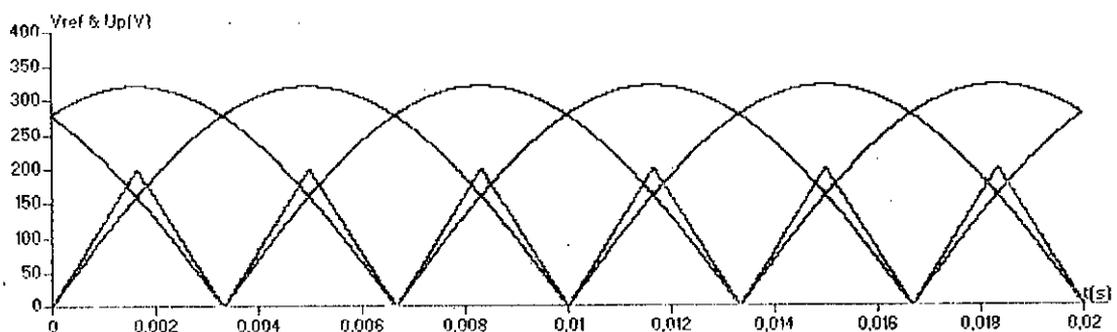


Figure II.6 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ( $m=6, r=0.8$ ).

### • Algorithme de la stratégie

L'algorithme de la stratégie pour un bras  $k$  de cet onduleur est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 C_1: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_2: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_3: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_4: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V'_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_5: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V'_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_6: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V'_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_7: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V'_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ; \\
 \text{avec: } V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}
 \end{array} \right. \quad (II.5)$$

Les figures (II.7.\*) représentent la tension simple  $V_A$  d'un bras d'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.

On constate pour cette stratégie que :

- Pour  $m$  pair, on a une symétrie par rapport à  $\pi/2$  et  $\pi$ , et donc seul les harmoniques impairs existent (figure.II.7, a, c et e). Pour  $m$  impair, on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Figure.II.7.b et d).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ( $f_p = m.f$ ). La première famille centrée autour de la fréquence  $m.f$  est la plus importante du point de vue amplitude (Figure.II.7.\*).
- L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.
- La caractéristique de réglage est linéaire de  $r=0$  à  $1$ , et le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de  $r$  (Figure.II.8.a)

On déduit la tension de sortie de la phase  $k$  de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée à partir des impulsions de commande du système (II.5) de cette stratégie :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = 0 \\
 (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V_{refk})U_c \\
 (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V'_{refk})U_c \\
 (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V'_{refk})2U_c \\
 \text{avec: } V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}
 \end{array} \right. \quad (II.6)$$

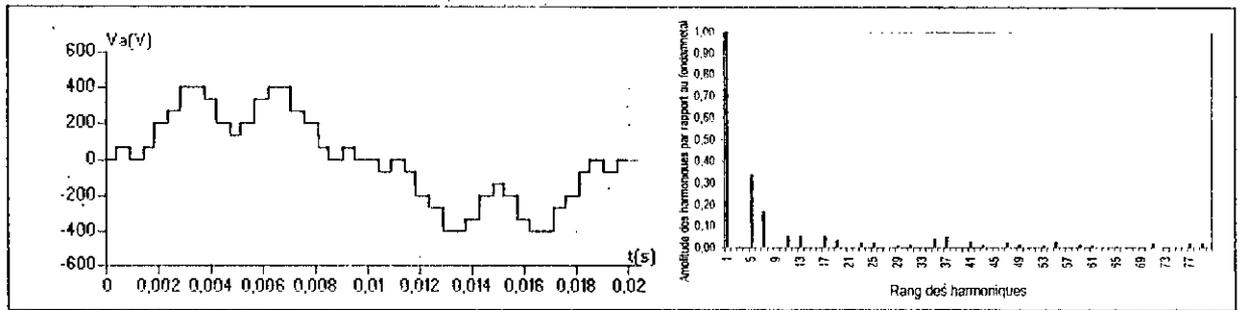


Figure.II.7.a :  $m=6, r=0.8$

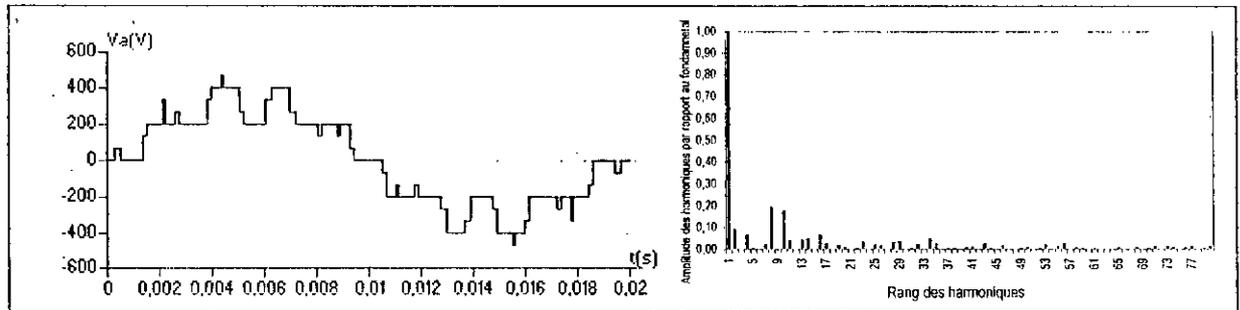


Figure. II.7.b :  $m=9, r=0.8$

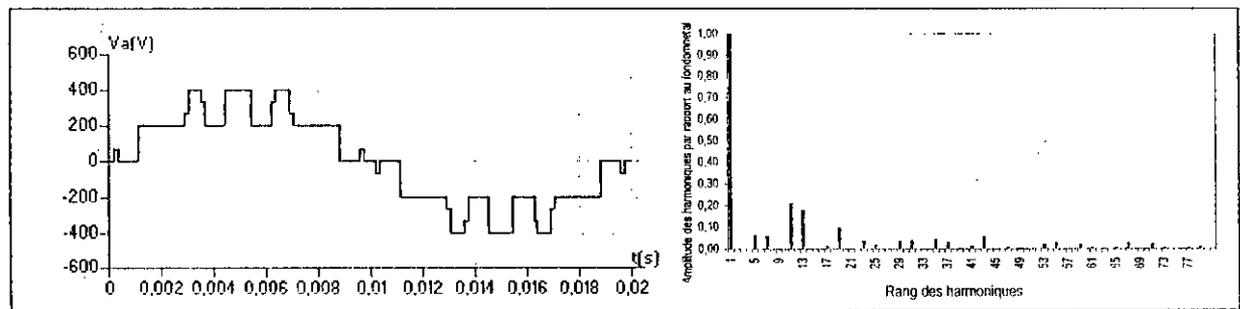


Figure. II.7.c :  $m=12, r=0.8$

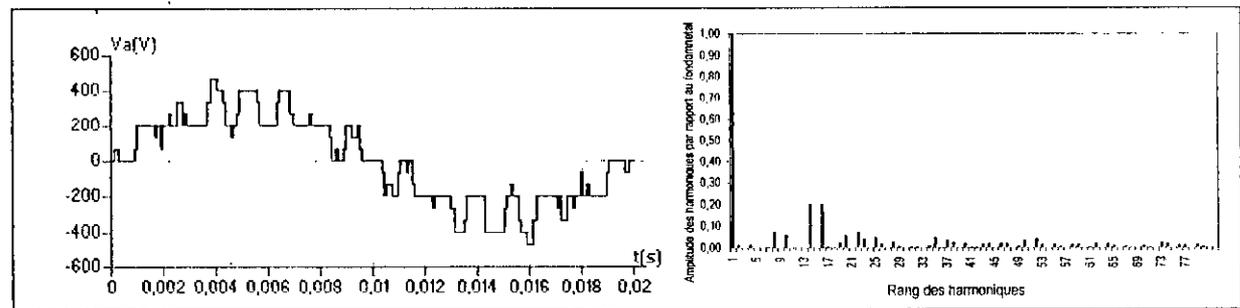


Figure. II.7.d :  $m=15, r=0.8$

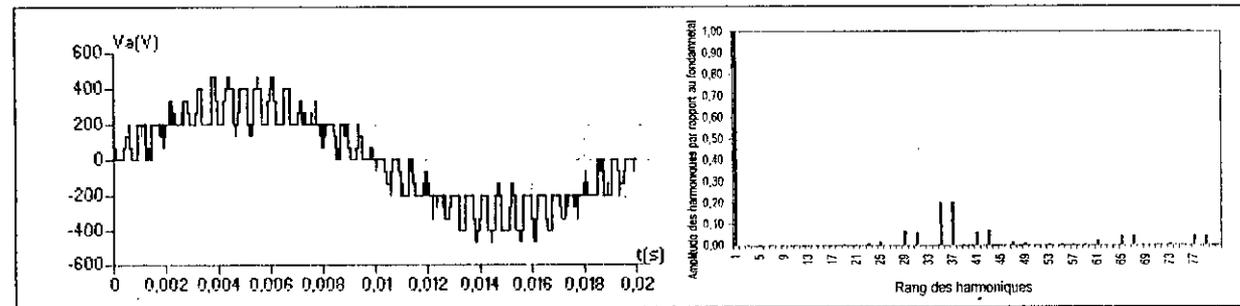


Figure. II.7.e :  $m=36, r=0.8$

Figure. II.7.\* : La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

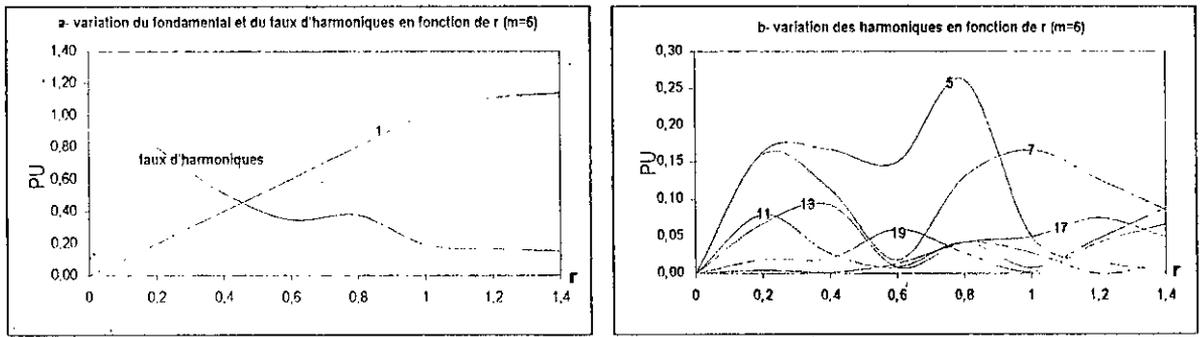


Figure. II.8.\* : Les caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ( $m=6$ ).

Les figures (II.9.\*) montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

La fréquence du couple de la machine est six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (figure.II.9.a). Cela est dû à l'existence des harmoniques 5 et 7 (Figure.II.7.a).

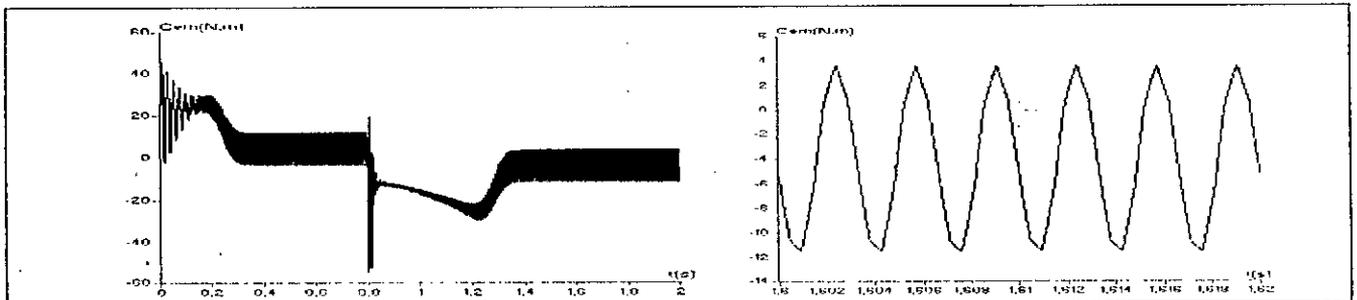


Figure.II.9.a : Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ( $m=6$ ).

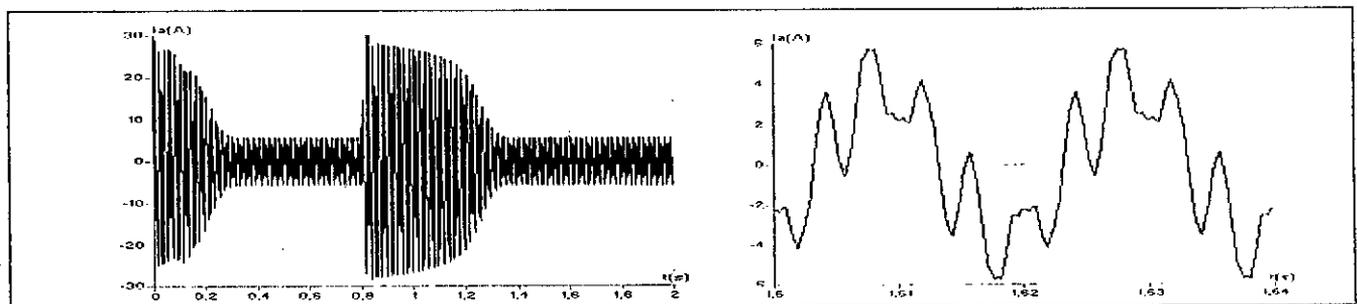


Figure.II.9.b : Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ( $m=6$ ).

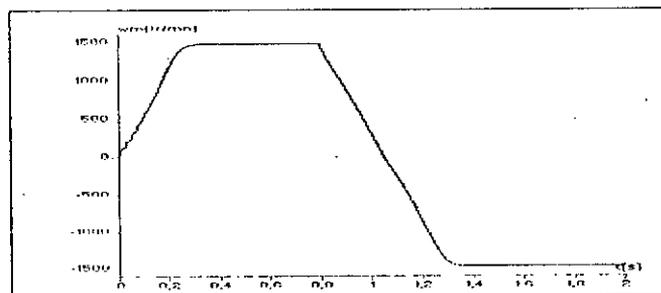


Figure.II.9.c : La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ( $m=6$ ).

### II.3. Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

Comme les harmoniques de rang multiples de trois sont nuls pour les tensions simples et composées des onduleurs triphasés, on peut alors injecter ces harmoniques dans les tensions de référence afin d'élargir la zone linéaire de réglage de l'onduleur triphasé à cinq niveaux. Ainsi, les nouvelles tensions de référence, en injectant l'harmonique trois, seront :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \left[ \sin(\omega t - \varphi) + a \sin(3\omega t) \right] \\ V_{ref2} = V_m \left[ \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \text{ marche}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \\ V_{ref3} = V_m \left[ \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \text{ marche}\right) + a \sin(3\omega t) \right] \end{cases} \quad (II.7)$$

L'algorithme de commande étant le même que celui proposé dans le cas de la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse vu au paragraphe précédent.

La figure (II.10) représente les nouvelles tensions de référence et la porteuse unipolaire triangulaire utilisées.

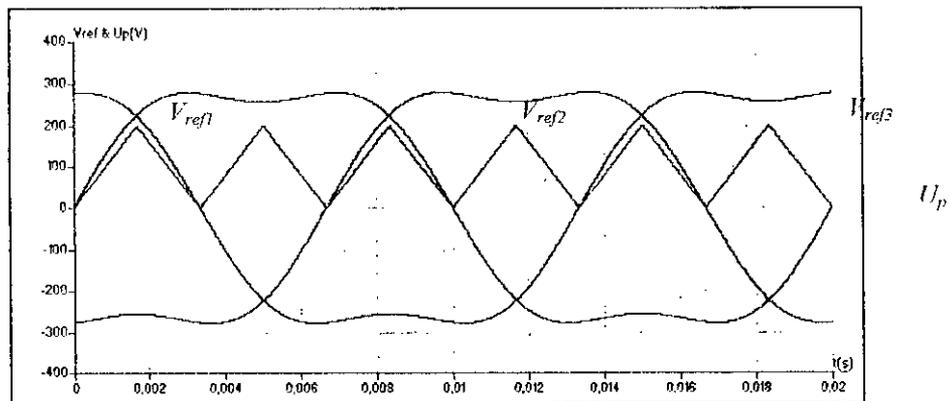


Figure.II.10 : Les différentes signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ( $m=9, r=0.8$ )

Les figures (II.11.\*) représentent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre d'un bras  $k$  de l'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

Les figures (II.11.\*) montrent les performances de la conduite de la machine triphasée alimentée par l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

Pour les résultats présentés dans cette partie, on a pris  $a=0.2$ , et on note :

- Par rapport au cas sans injection de l'harmonique trois, la zone linéaire de la caractéristique de réglage s'élargit de 15% (Figure.II.12.\*).
- Le taux d'harmoniques diminue quand  $r$  augmente.
- Les harmoniques les plus importants sont toujours de rang 5 et 7. Leurs amplitudes passent par leurs maximums respectivement pour  $r=0.4$  et  $r=0.85$ .
- D'une manière générale, les harmoniques sont pratiquement les mêmes que pour le cas sans injection de l'harmoniques trois.
- Le couple a toujours une fréquence égale à six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur.

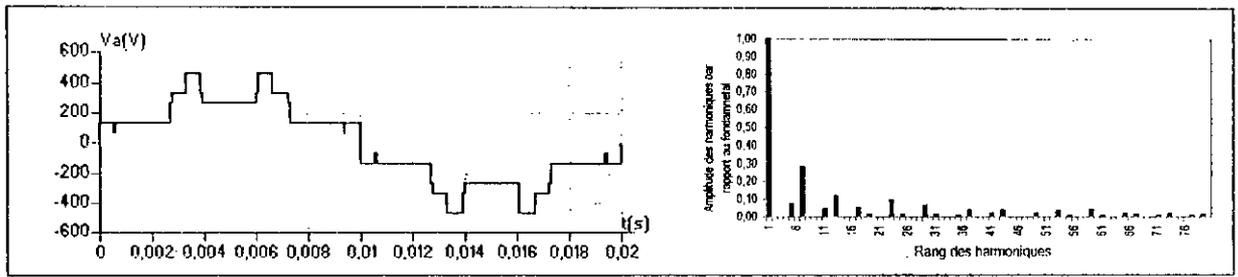


Figure.II.11.a :  $m=6, r=0.8$

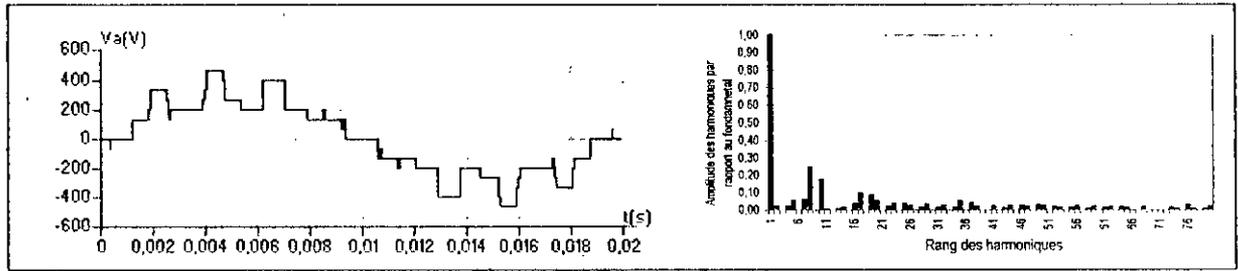


Figure.II.11.b :  $m=9, r=0.8$

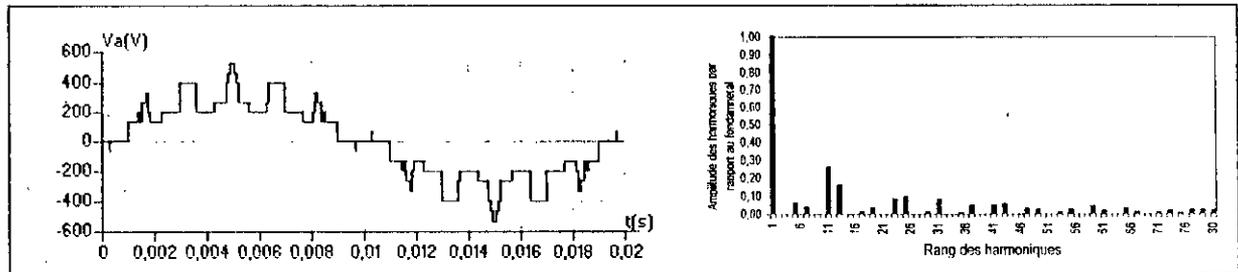


Figure.II.11.c :  $m=12, r=0.8$

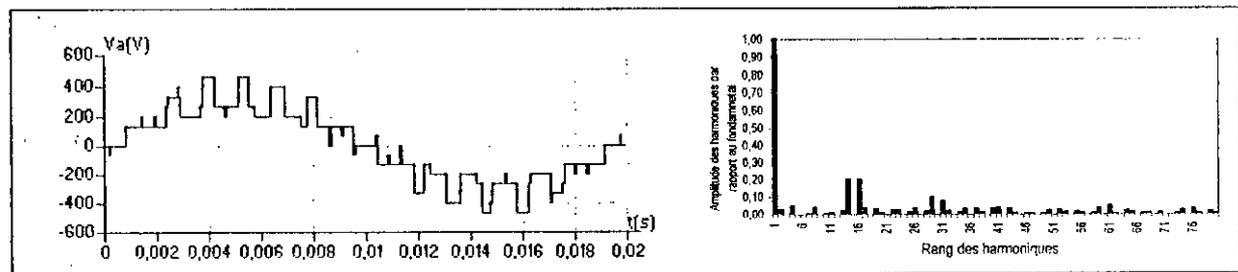


Figure.II.11.d :  $m=15, r=0.8$

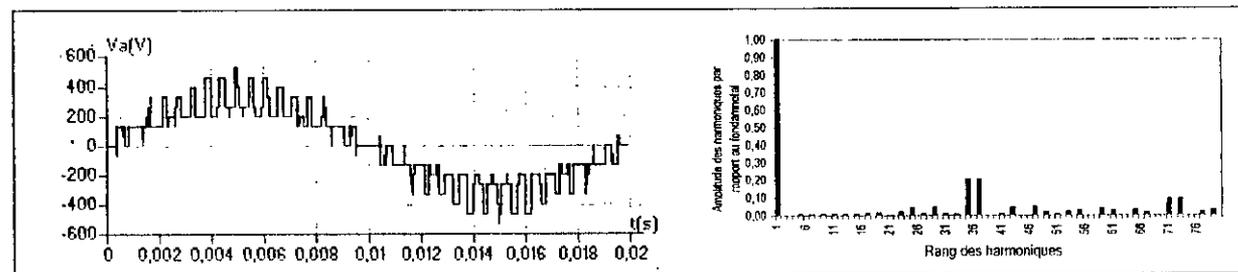


Figure.II.11.e :  $m=36, r=0.8$

Figure.II.11.\* : La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

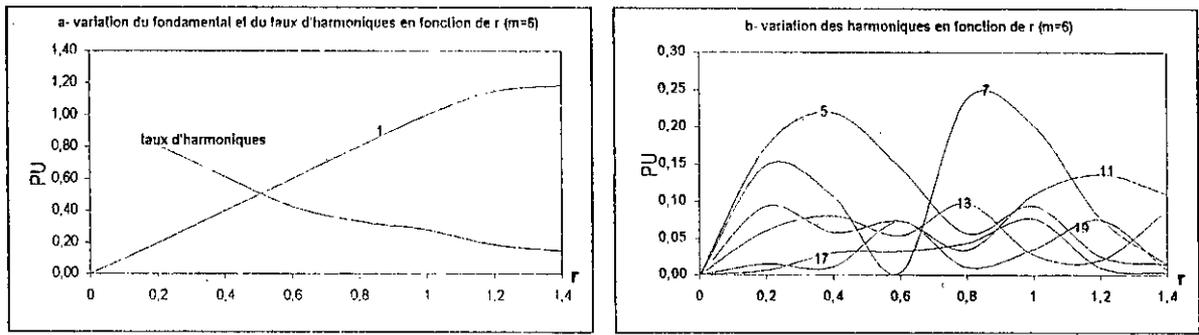


Figure.II.12.\* : Les caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ( $m=6$ ).

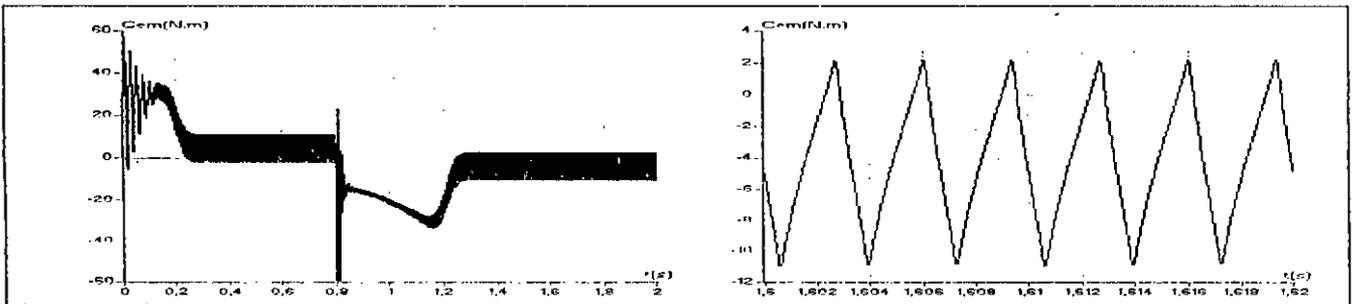


Figure.II.13.a : Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ( $m=6$ ).

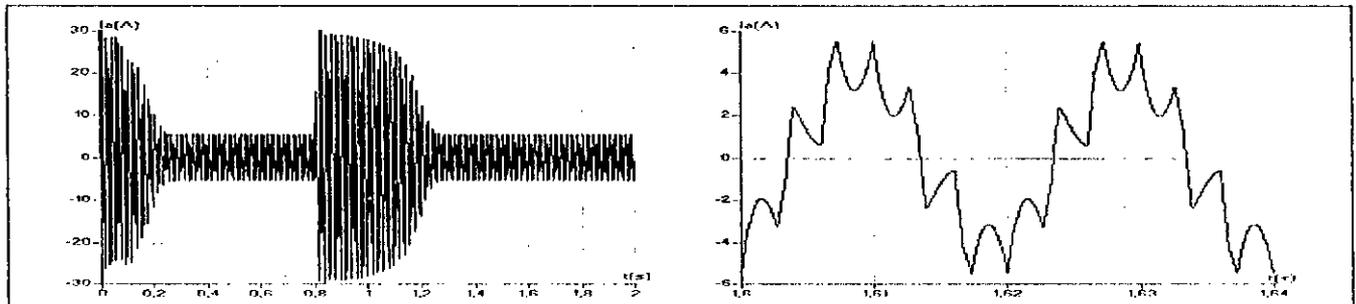


Figure.II.13.b : Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ( $m=6$ ).

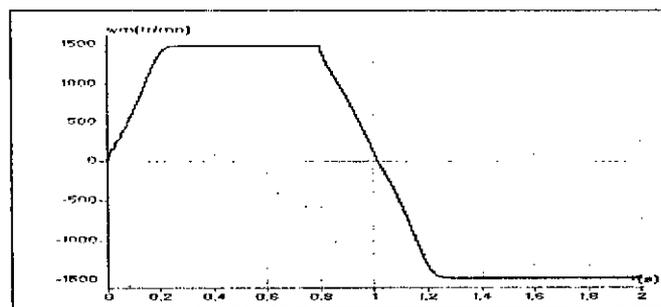


Figure.II.13.c : La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ( $m=6$ ).

## II.4. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses

Dans ce paragraphe, on va présenter deux algorithmes de commande pour la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses. Différentes porteuses sont possibles, à savoir, porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dent de scie unipolaire ou bipolaire.

Comme pour la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse, cette stratégie est aussi caractérisée par l'indice de modulation  $m$ , et le taux de modulation  $r$ .

### • Algorithme 1 :

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux et afin d'améliorer le taux d'harmoniques, on utilise quatre porteuses en dents de scie bipolaires ( $U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$ ) déphasées d'un quart de période ( $T_p/4$ ) l'une par rapport à l'autre ( $T_p$  période de la porteuse) (Figure.II.14).

$$\begin{aligned}
 U_{p1}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - 1 \right); & 0 \leq t < T_p \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} + \frac{1}{2} \right); & 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{3}{2} \right); & \frac{T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases} \\
 U_{p2}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} \right); & 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - 2 \right); & \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \end{cases} \\
 U_{p3}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right); & 0 \leq t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right); & \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases} \\
 U_{p4}(t) &= \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - 1 \right); & 0 \leq t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left( \frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right); & \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases} \quad (II.8)
 \end{aligned}$$

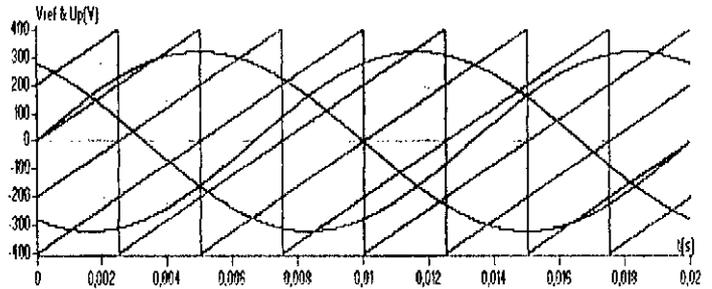


Figure.II.14 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (algorithme 1) ( $m=2, r=0.8$ )

Pour cet algorithme, le coefficient de réglage  $r$  a pour expression :  $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$

**1<sup>er</sup> étape :** détermination des tensions intermédiaires ( $V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$ ) :

$$\begin{aligned}
 &\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = U_c \end{cases} \\
 &\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = U_c \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 \end{cases} \\
 &\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -U_c \end{cases} \\
 &\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -U_c \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -2U_c \end{cases} \quad (II.9)
 \end{aligned}$$

2<sup>ème</sup> étape : détermination du signal  $V_{kM}$  et des ordres de commande  $B_{ks}$  des interrupteurs :

$$\begin{aligned}
 V_{kM} &= V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \\
 \left\{ \begin{array}{l}
 V_{kM} = 2E \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 \\
 V_{kM} = E \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 \\
 V_{kM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 \\
 V_{kM} = -E \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 \\
 V_{kM} = -2E \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0
 \end{array} \right. & \quad (II.10)
 \end{aligned}$$

Les figures (III.15.\*) représentent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 1).

On constate pour cette stratégie que :

- Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation  $m$ , on n'a aucune symétrie et donc en plus harmoniques impaires, des harmoniques paires existent (Fig.III.15.\*).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence  $f_p' = 4mf = 4f_p$  (avec  $f_p$ : fréquence des quatre porteuses).

- La première famille centrée autour de la fréquence  $4mf$  est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés (Figure.II.15.e).

Les figures (II.16.\*) montrent les variations, en fonction du taux de modulation  $r$ , de l'amplitude du fondamental et le taux d'harmoniques et celles des harmoniques pour  $m=6$ , on constate que :

- Le taux de modulation  $r$  permet, comme pour la stratégie à porteuse unique, un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de  $r=0$  à 1.
- Le taux d'harmoniques diminue quand  $r$  augmente. Il est meilleur avec cette stratégie qu'avec celle d'une seule porteuse.
- Les harmoniques de rang 23 et 25 sont les plus importants pour  $r=0.2$ , pour  $r=1$  sont les harmoniques 13 et 23, Et à partir de 0.2 jusqu'au 0.8 on a les harmoniques 17 et 19 qui sont importants.

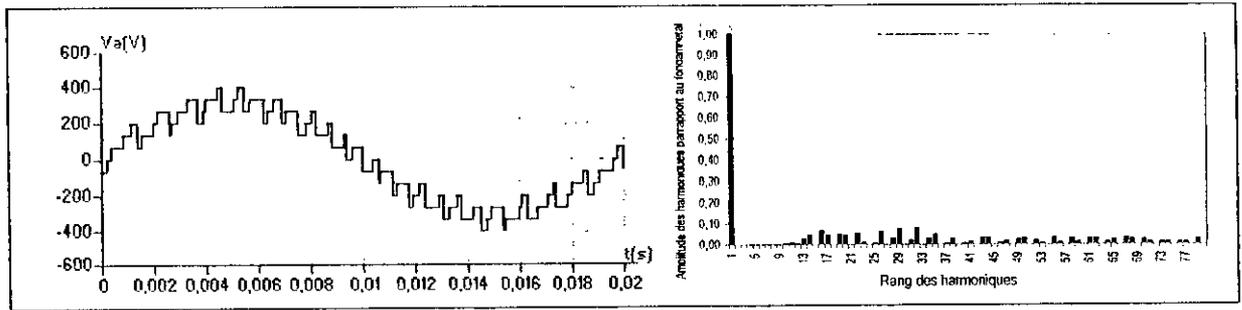


Figure.II.15.a :  $m=6, r=0.8$

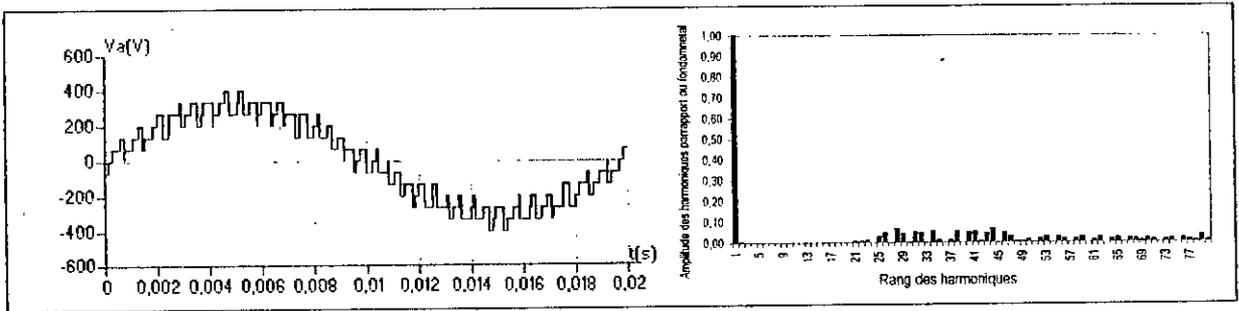


Figure.II.15.b :  $m=9, r=0.8$

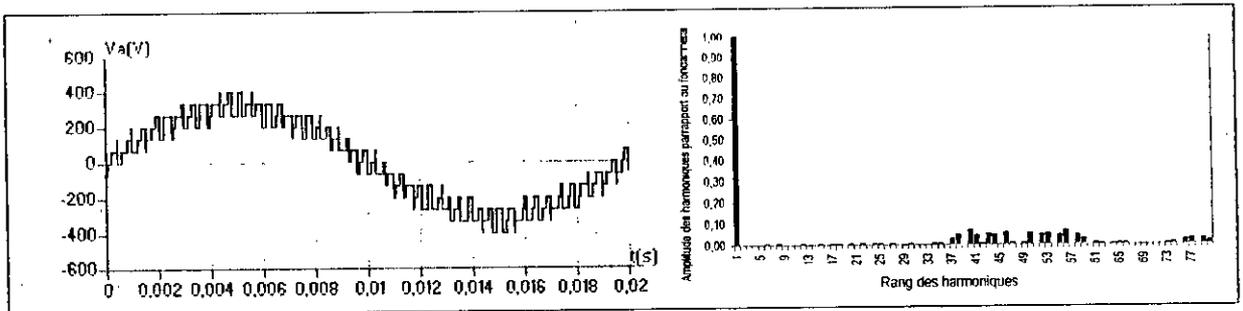


Figure.II.15.c :  $m=12, r=0.8$

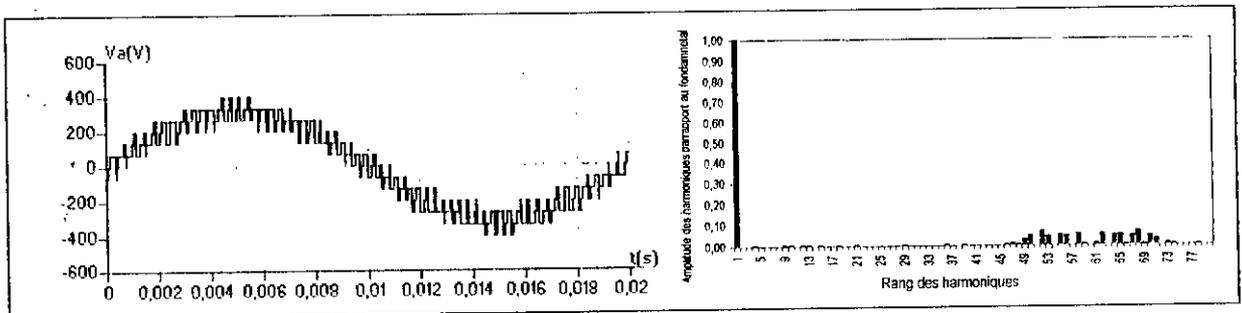


Figure.II.15.d :  $m=15, r=0.8$

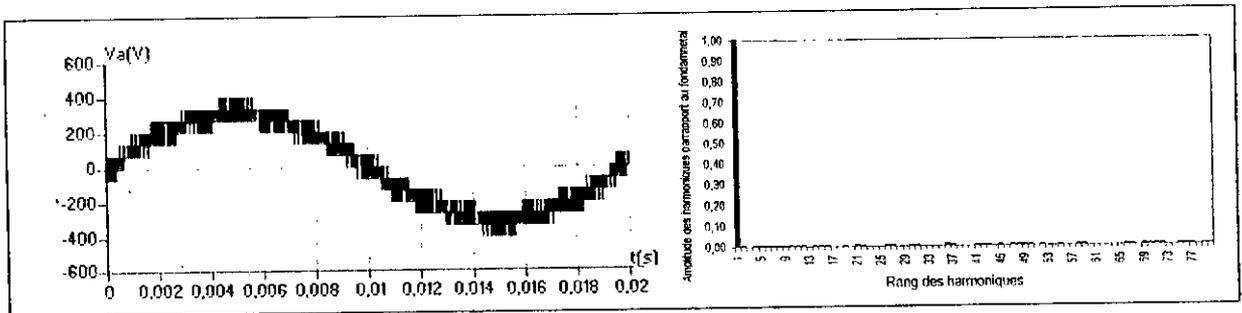


Figure.II.15.e :  $m=36, r=0.8$

Figure.II.15.\* : La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1)

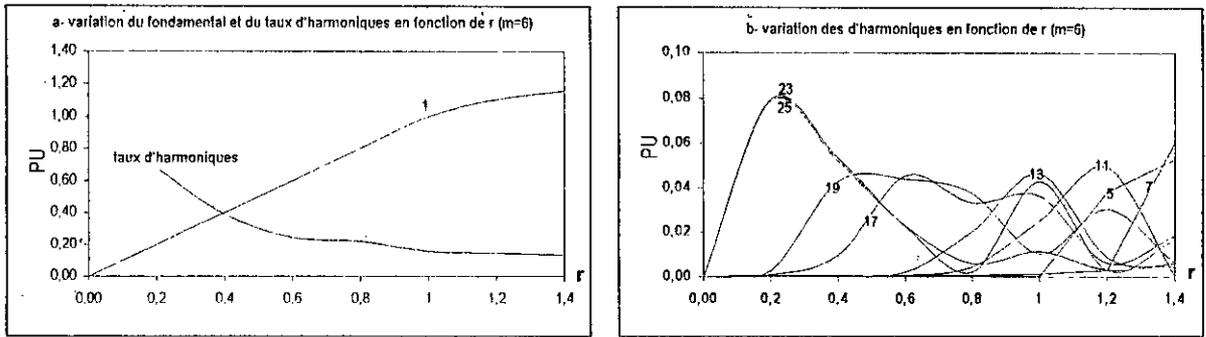


Figure.II.16.\* : Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1) ( $m=6$ ).

Les figures (II.17.\*) montrent la conduite de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1).

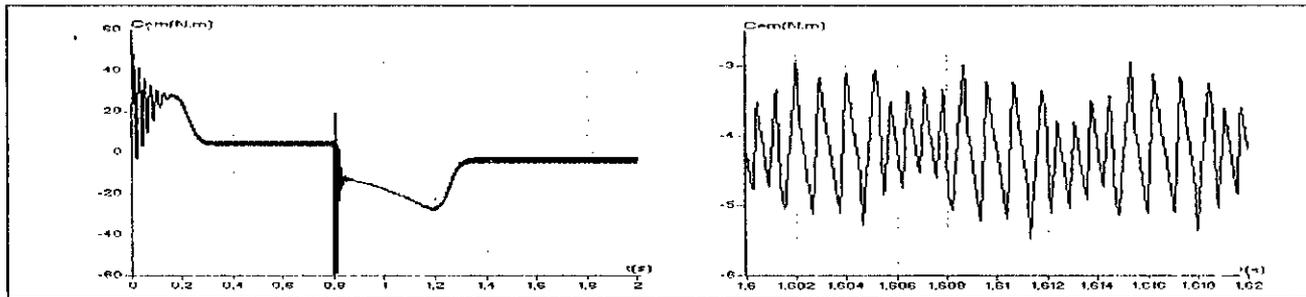


Figure.II.17.a : Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1) ( $m=6, r=0.8$ ).

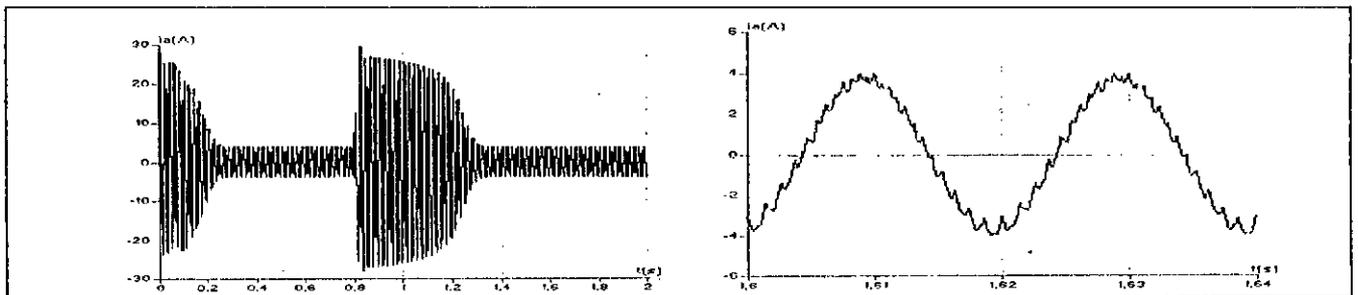


Figure.II.17.b : Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1) ( $m=6, r=0.8$ ).

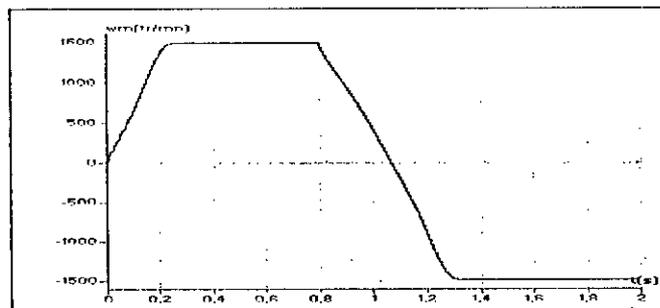


Figure.II.17.c : La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1) ( $m=6, r=0.8$ ).

Afin d'améliorer le taux d'harmoniques de l'algorithme 1 et éliminer les harmoniques pairs, on utilise quatre porteuses triangulaires (Figure.II.18). Les équations de ces porteuses sont données par le système (II.11).

$$\begin{cases}
 U_{p1} = \begin{cases} U_{pm} \left( \frac{4t}{T_p} - 1 \right) & ; 0 < t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left( -\frac{4t}{T_p} + 3 \right) & ; \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p2} = \begin{cases} U_{pm} \left( -\frac{4t}{T_p} \right) & ; 0 < t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left( \frac{4t}{T_p} - 2 \right) & ; \frac{T_p}{4} < t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left( -\frac{4t}{T_p} + 4 \right) & ; \frac{3T_p}{4} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p3} = -U_{p1} \\
 U_{p4} = -U_{p2}
 \end{cases} \quad (II.11)$$

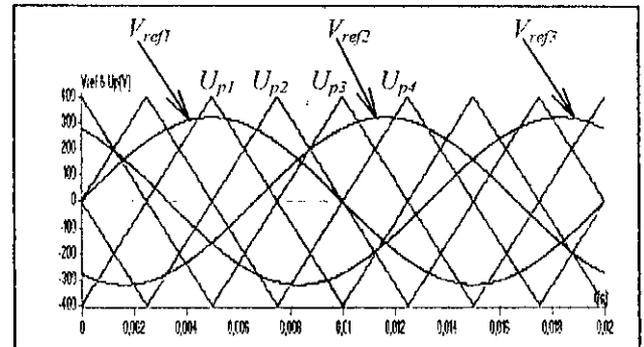


Figure.II.18 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1) ( $m=2, r=0.8$ )

Les figures (II.19.\*) représentent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

Les figures (II.20.\*) montrent les performances de la conduite de la machine triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par cette stratégie. La charge impose un couple résistant de 4Nm.

- Avec cette stratégie et quelque soit  $m$  pair ou impair, la tension  $V_A$  ne présente que des harmoniques impairs. On remarque aussi que ces harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $4mf$  comme dans le cas de la stratégie précédente.

- Le taux d'harmoniques est légèrement supérieur à celui obtenu avec la stratégie précédente. Il représente un minimum à  $r=0.6$ , et un maximum à  $r=0.8$ . La caractéristique de réglage est linéaire de 0 à 1.

- Les harmoniques les plus importants sont de rang 23 et 25. Ils représentent 10% par rapport au fondamental pour  $r=0.8$ .

- Dans la zone de réglage linéaire, les harmoniques de rang 5,7,11 et 13 qui sont les plus nuisibles pour la machine sont pratiquement négligeables (Figure .II.21.b)

Figure.11.19\* : La tension simple  $V_a$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteurs triangulaires (algorithme 1)

Figure.11.19.e :  $m=36, r=0.8$

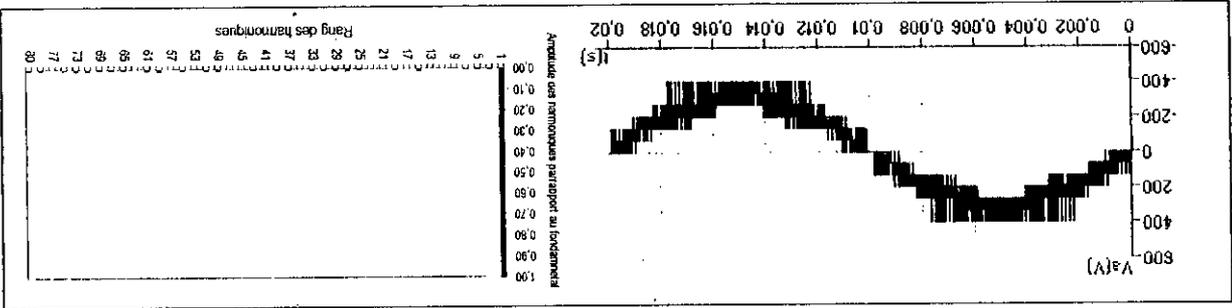


Figure.11.19.d :  $m=15, r=0.8$

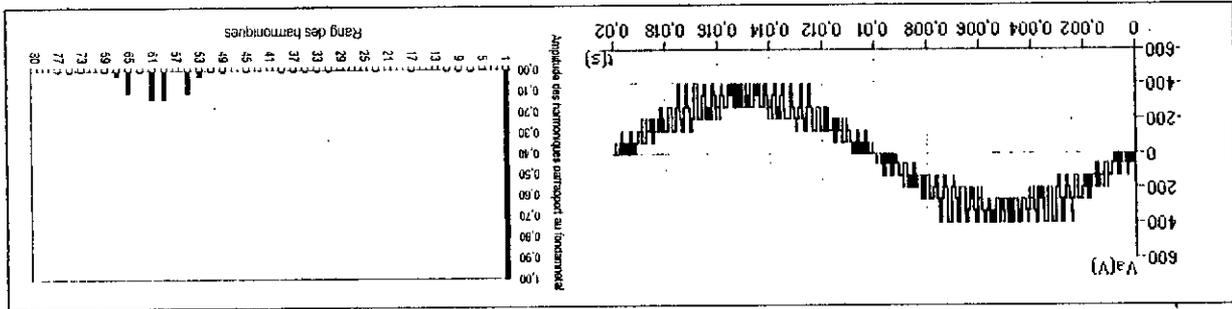


Figure.11.19.c :  $m=12, r=0.8$

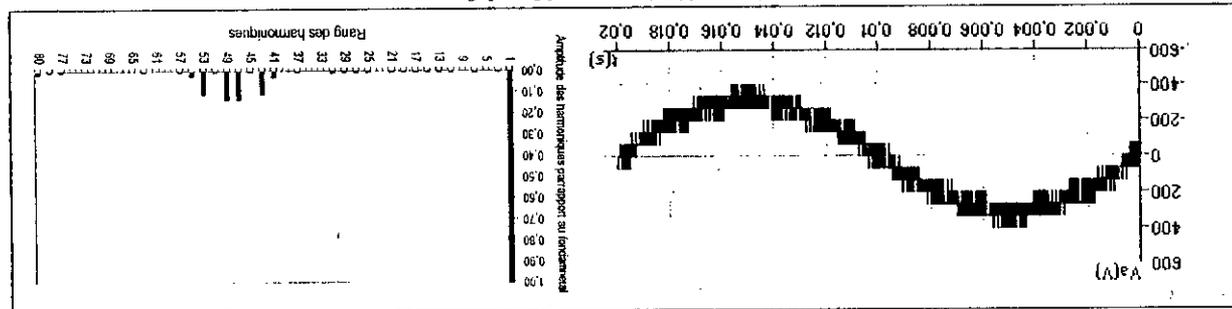


Figure.11.19.b :  $m=9, r=0.8$

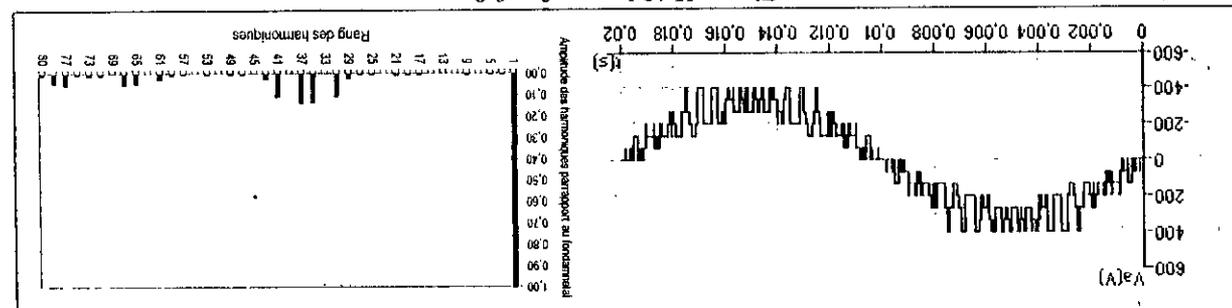
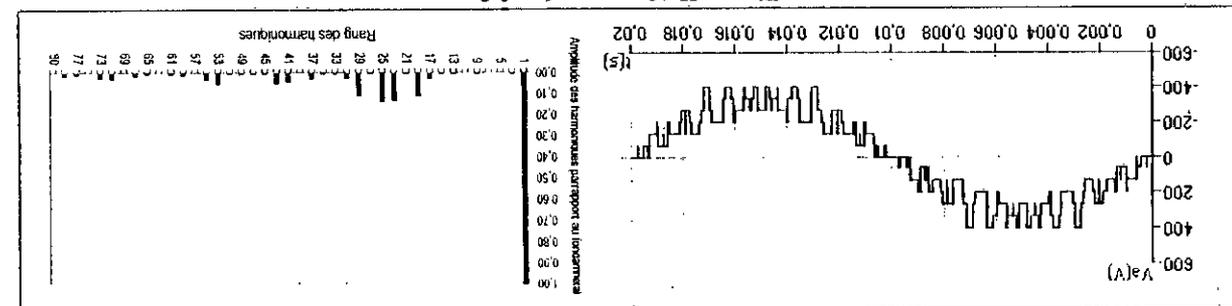


Figure.11.19.a :  $m=6, r=0.8$



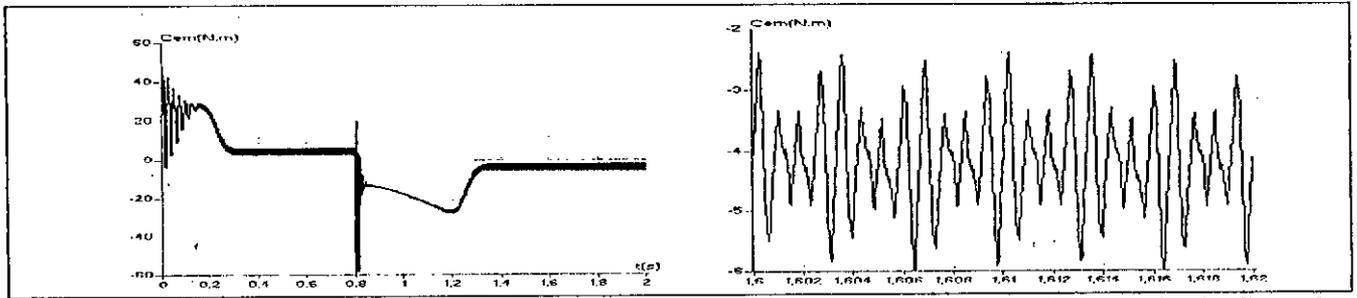


Figure.II.20.a : Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (algorithme 1) ( $m=6$ ).

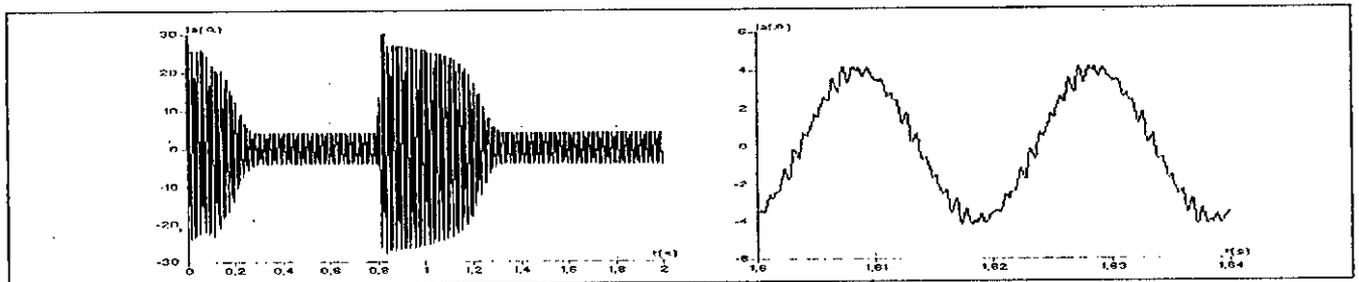


Figure.II.20.b : Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (algorithme 1) ( $m=6$ ).

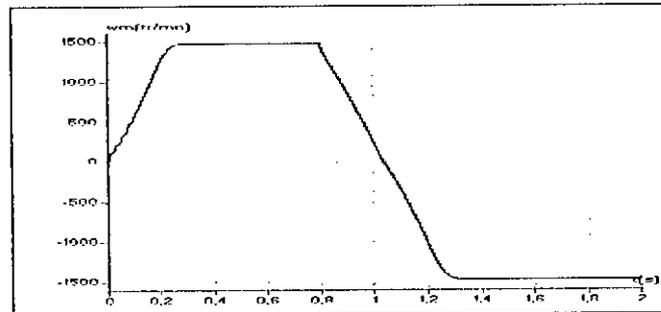


Figure.II.20.c : La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (algorithme 1) ( $m=6$ ).

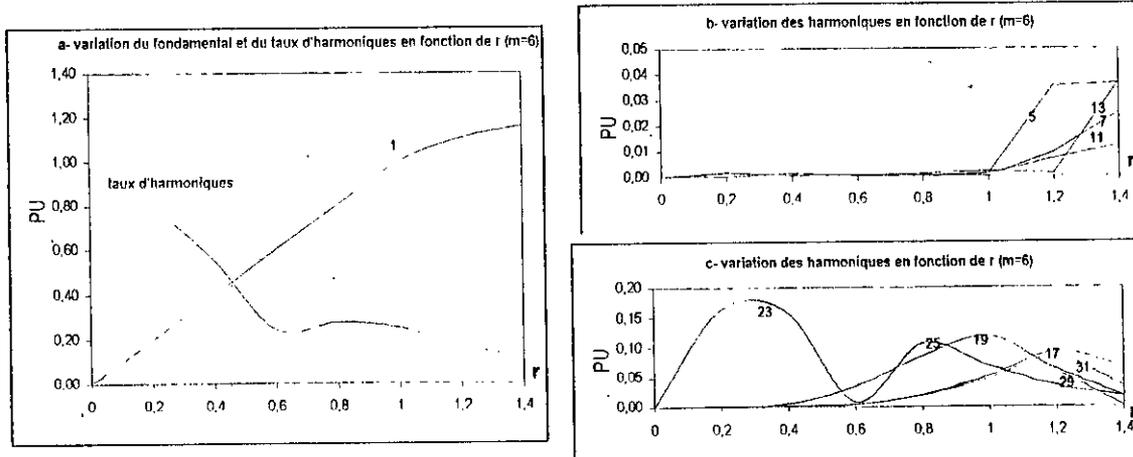


Figure.II.21.\* : Caractéristiques, de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1) ( $m=6$ )

• **Algorithme 2 :**

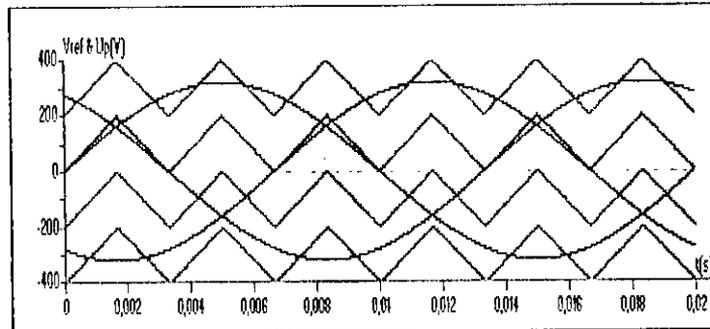
Dans cet algorithme on utilise quatre porteuses triangulaires ( $U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$ ), décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension  $U_{pm}$  (fig.III.28). D'où les équations des porteuses suivantes :

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.12)$$

$$U_{p2}(t) = U_{p1}(t) + U_{pm}$$

$$U_{p3}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm}$$

$$U_{p4}(t) = U_{p1}(t) - 2U_{pm}$$



**Figure.II.23 :** Les différentes signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2) ( $m=6, r=0.8$ )

Pour cet algorithme le coefficient de réglage  $r$  a pour expression :  $r = \frac{V_m}{2U_{pm}}$

L'algorithme de commande est le même que celui vu précédemment (algorithme 1), Les figures (II.24.\*) représentent la tension de sortie  $V_A$  et son spectre, pour différentes valeurs de  $m$ , commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 2).

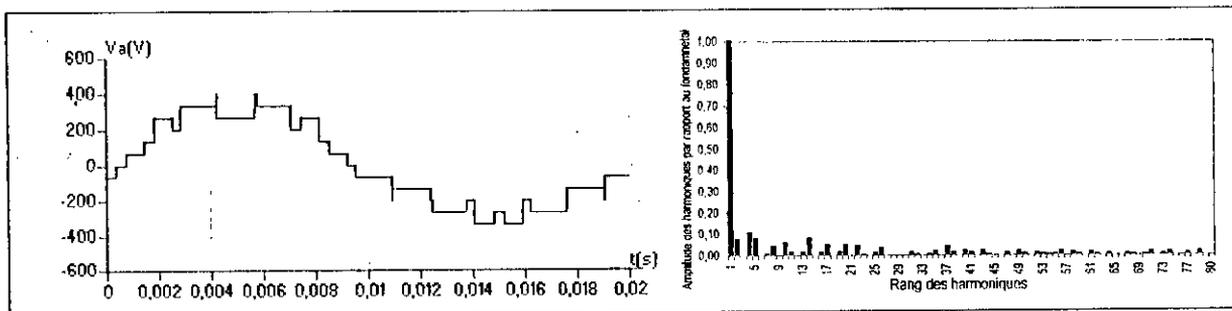


Figure II.24.a :  $m=6, r=0.8$

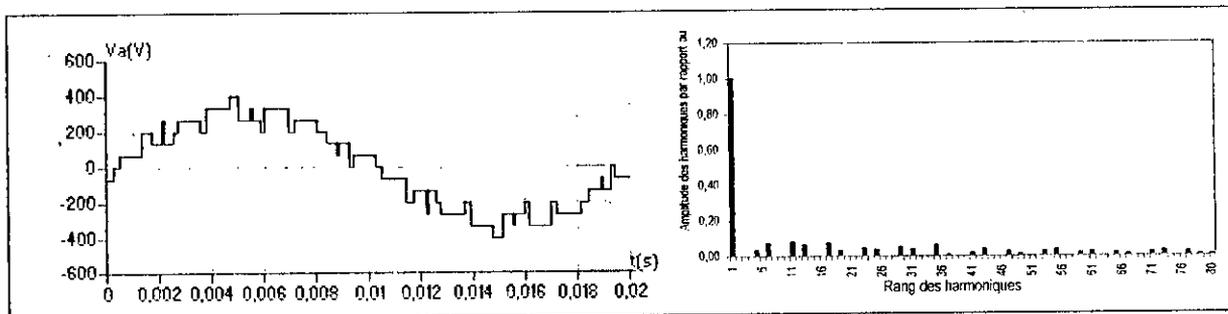


Figure II.24.b :  $m=9, r=0.8$

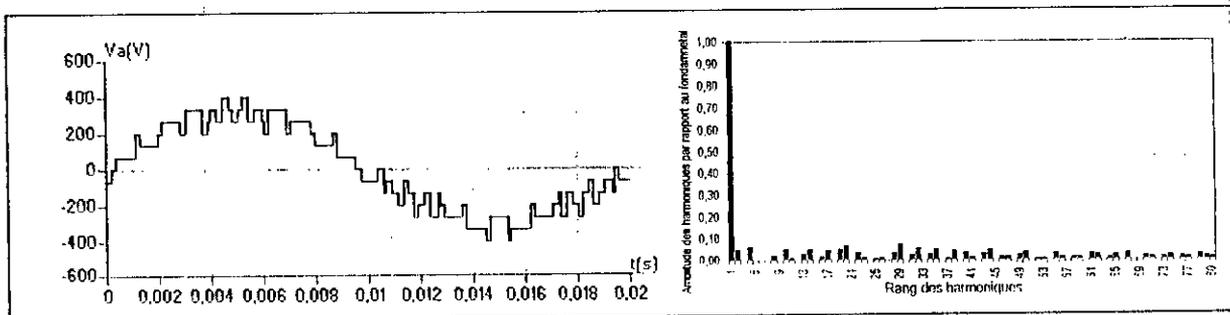


Figure II.24.c :  $m=12, r=0.8$

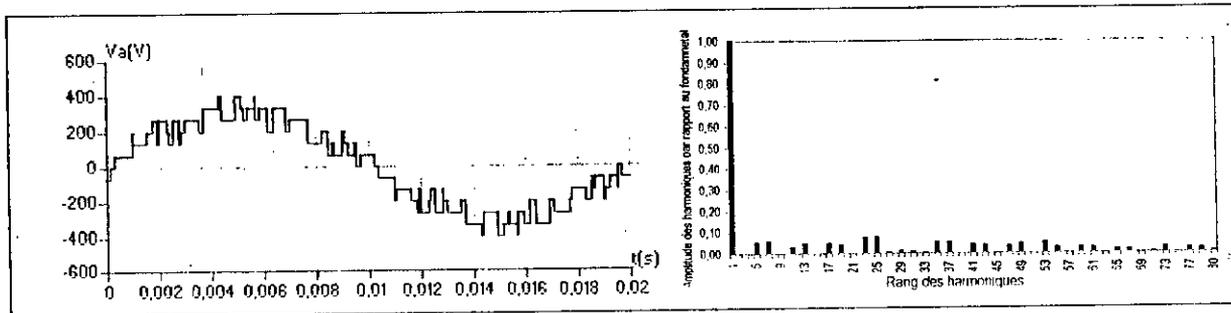


Figure II.24.d :  $m=15, r=0.8$

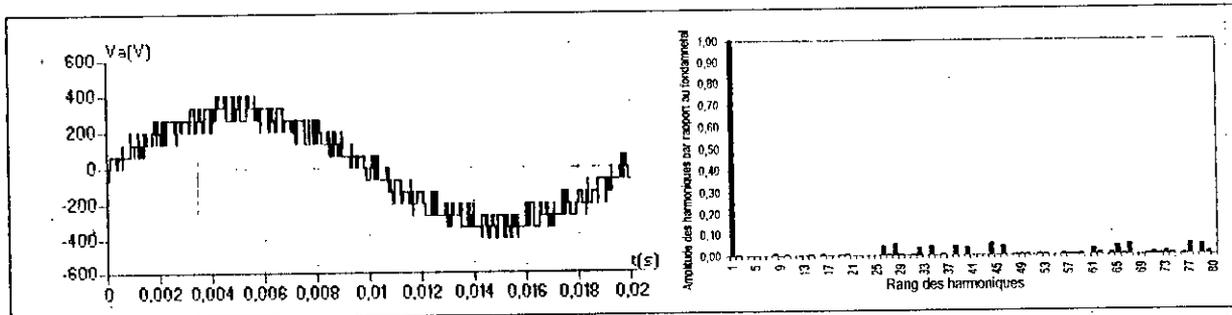


Figure II.24.e :  $m=36, r=0.8$

Figure II.24.\* : La tension simple  $V_A$  et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 2)

Les figures (II.25.\*) montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (Algorithme 2).

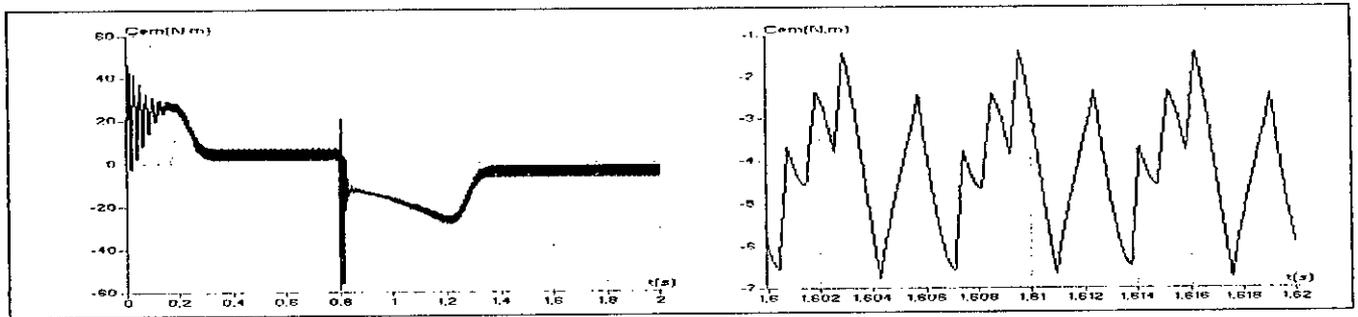


Figure.II.25.a : Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (Algorithme 2)

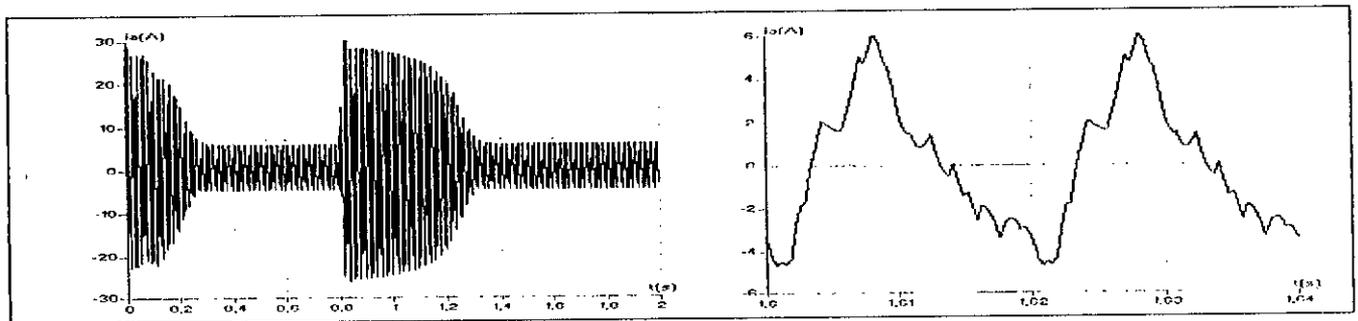


Figure.II.25.b : Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (Algorithme 2)

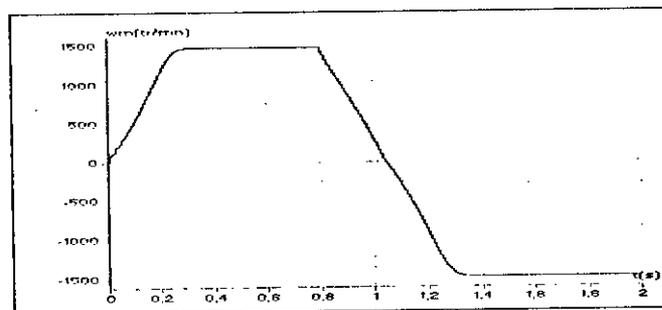


Figure.II.25.c : La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses (Algorithme 2)

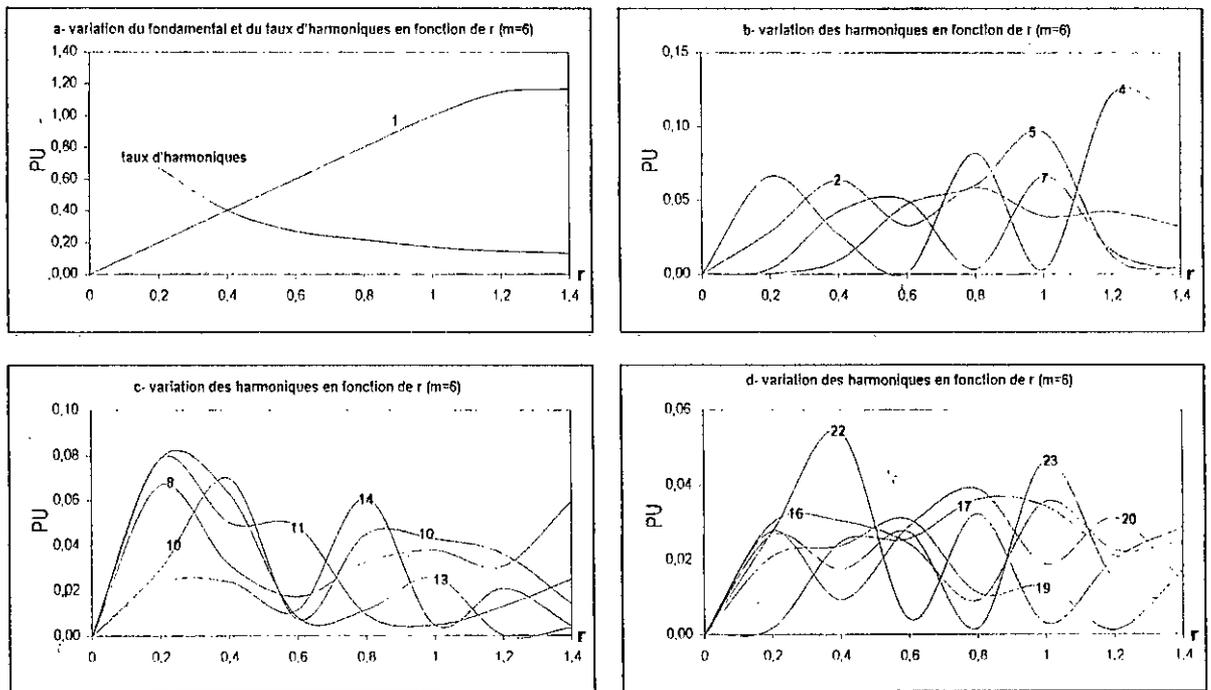


Figure.11.26.\*- Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre portuses (algorithme 2) ( $m=6$ ).

On note que :

- Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur à cause de la présence des harmoniques de rang 2 et 4.
- La présence des harmoniques pairs et impairs dans le cas de  $m$  pair, et seulement des harmoniques impairs dans le cas de  $m$  impair.
- L'allure de la vitesse est presque identique pour les deux algorithmes. La machine atteint la vitesse de 1460 tr/mn au bout de 0.28 seconde.
- La caractéristique de réglage obtenue avec cet algorithme est linéaire de  $r=0$  à 1.15.

**II.5. Modulation vectorielle**

• **Principe**

Cette nouvelle modulation vectorielle peut utiliser aussi bien une ou quatre porteuses. Nous nous présentons l'algorithme utilisant quatre porteuses bipolaires en dents de scie (comme déjà fait pour la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses).

Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur à cinq niveaux est une association en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

On définit à partir du vecteur de référence  $V_{sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})'$  quatre nouveaux vecteurs de référence  $V_{sref1}, V_{sref2}, V_{sref3}$  et  $V_{sref4}$ . Ces nouveaux vecteurs de référence sont définis comme suit :

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + 2V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref3}[i] = V_{sref}[i] - V_0 \\ V_{sref4}[i] = V_{sref}[i] - 2V_0 \end{cases} \quad \text{avec } i=1,2,3 \quad (II.13)$$

La tension  $V_0$  de fréquence  $3f$  ( $f$ : est la fréquence des tensions du vecteur de référence) est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = \frac{\{ \max(V_{sref}) + \min(V_{sref}) \}}{4} \quad (II.14)$$

$U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}$  et  $U_{p4}$  sont les quatre porteuses triangulaires (les mêmes que celles utilisées dans la commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires).

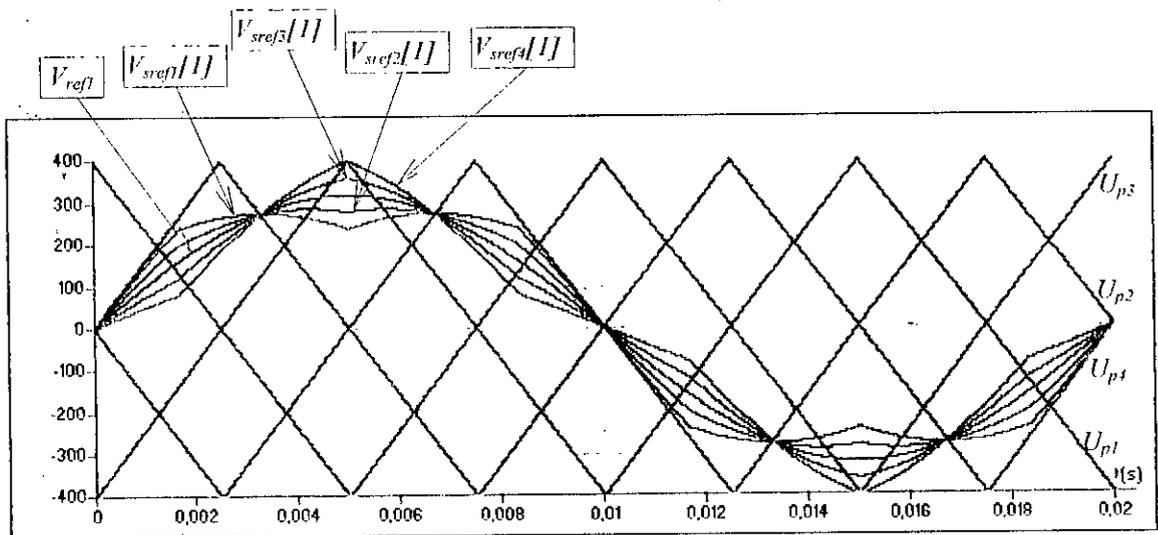


Figure.II.26 : Différentes signaux de la stratégie de modulation vectorielle ( $m=2, r=0.8$ )

### Algorithme de commande

L'algorithme de la génération des ordres de commande des interrupteurs avec cette stratégie se résume aux deux étapes suivantes :

**Etape 1 :** Détermination des tensions intermédiaires  $V_{1M}[i], V_{2M}[i], V_{3M}[i]$  et  $V_{4M}[i]$  (images de sortie des quatre onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à cinq niveaux)

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = 2U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = U_c \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref2}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = U_c \\ V_{sref2}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = 0 \end{cases} \quad (II.15)$$

$$\begin{cases} V_{sref3}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = 0 \\ V_{sref3}[i] < U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = -U_c \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref4}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -U_c \\ V_{sref4}[i] < U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -2U_c \end{cases}$$

**Etape 2 :** détermination de la variable intermédiaire  $V_{0M}[i]$  image de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et des ordres de commande des interrupteurs :

$$V_{0M}[i] = V_{1M}[i] + V_{2M}[i] + V_{3M}[i] + V_{4M}[i] \quad (II.16)$$

d'où les commandes des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{0M}[i] = 2U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1; \\ V_{0M}[i] = U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 0; \\ V_{0M}[i] = 0 & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; \\ V_{0M}[i] = -U_c & \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 1; \\ V_{0M}[i] = -2U_c & \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; \end{cases} \quad (II.17)$$

Les figures (II.27.\*) montrent que la tension présente des harmoniques pairs et impairs. Les harmoniques de rang 2 et 4 ont des amplitudes comparables. Les premiers harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de rang 8,10,14 et 16 pour  $m=12$  (Figure.II.27.a).

Les harmoniques sont centrés autour de la fréquence multiple de  $mf$  et non  $4mf$  (Figure.II.27.\*).

Les figures (II.28.\*) montrent les caractéristiques de la conduite de la machine alimentée par l'onduleur triphasé commandé par la stratégie de modulation vectorielle ( $m=12, r=0.8$ ). Le moteur entraîne une charge imposant un couple résistant de 4 Nm. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur à cause de l'interaction des harmoniques de rang 2 et 4 pour  $m=12$ .

Les caractéristiques de réglage de l'amplitude du fondamental des tensions est linéaire de  $r=0$  à 1, et le taux d'harmoniques décroît avec  $r$  (Figure.II.29.\*).

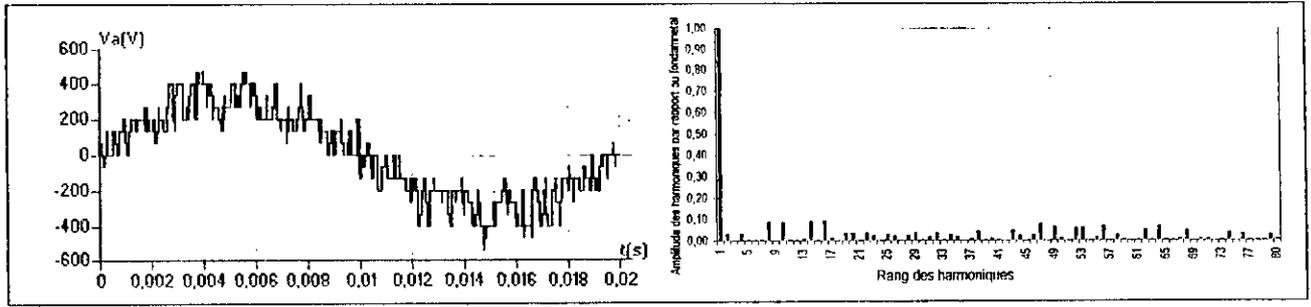


Figure. II.27.a :  $m=12, r=0.8$

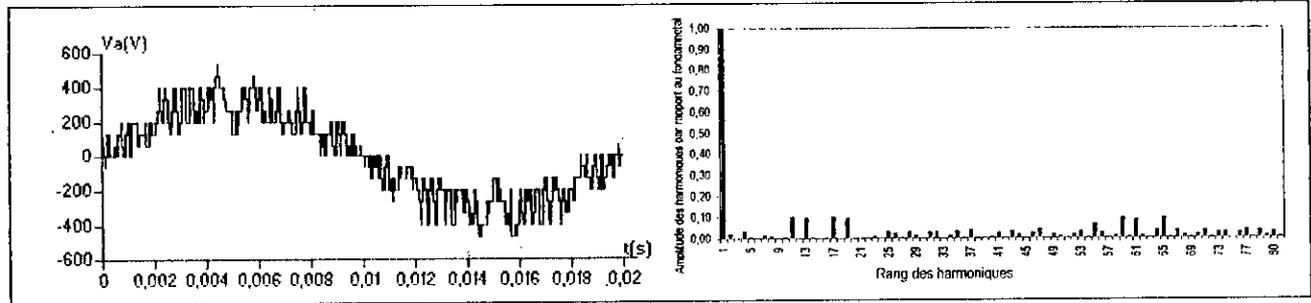


Figure. II.27.b :  $m=15, r=0.8$

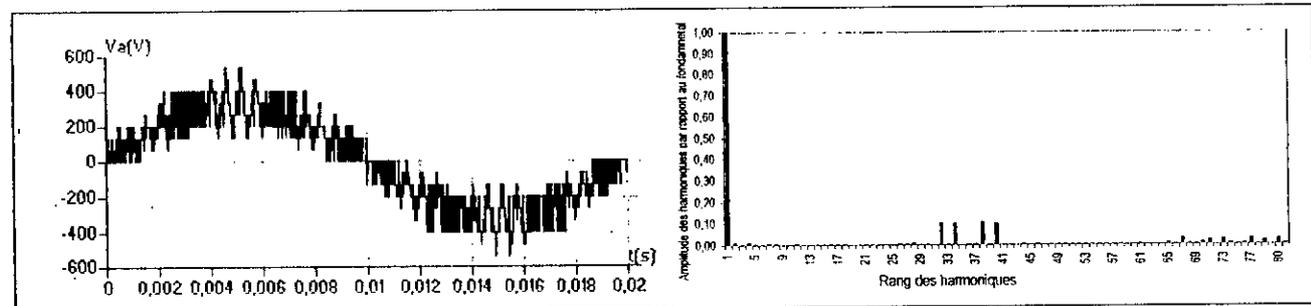


Figure. II.27.c :  $m=36, r=0.8$

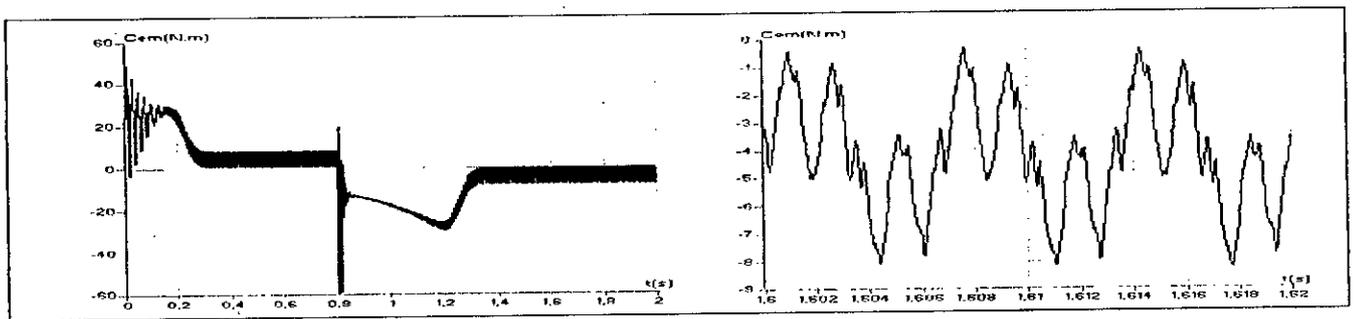


Figure. II.28.a : Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ( $m=12$ ).

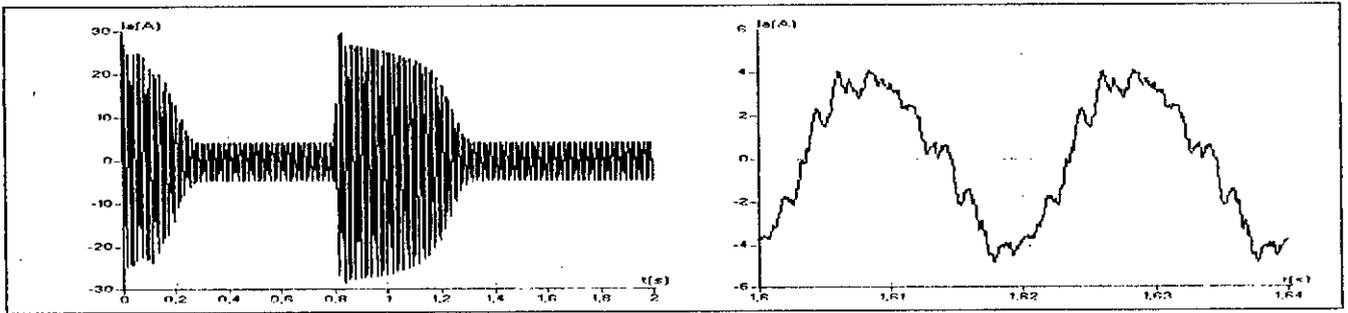


Figure.II.28.b : Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ( $m=12$ ).

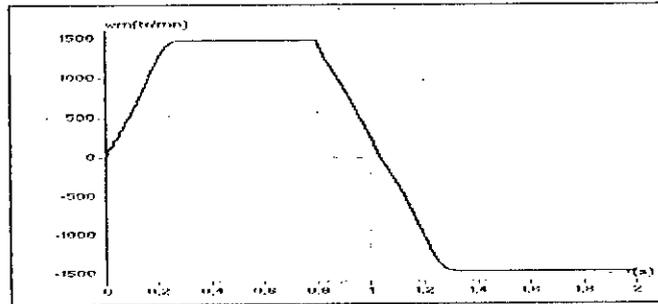


Figure.II.28.c : La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ( $m=12$ ).

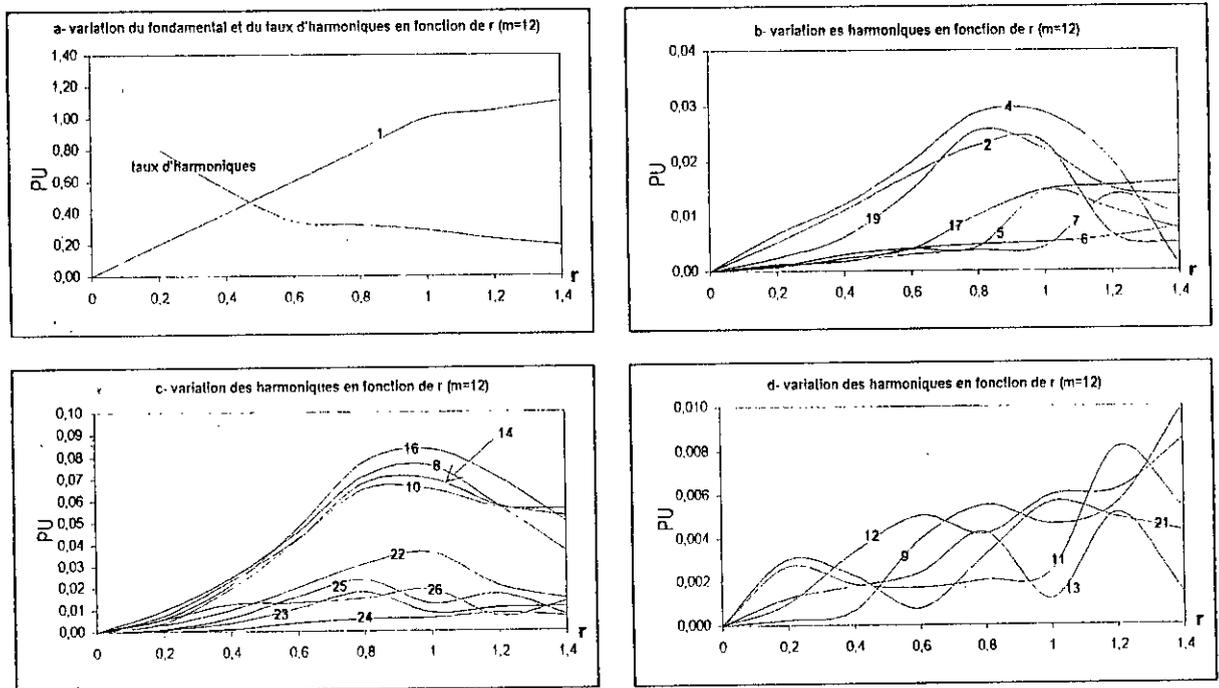


Figure.II.29.\* : Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ( $m=12$ ).

## II.6- Modulation calculée

Dans cette partie, on va présenter deux algorithmes de commande des onduleurs à cinq niveaux destinés à une réalisation numérique, et utilisant les modèles de commande de ces convertisseurs présentés dans le (chapitre I).

L'organigramme général d'une stratégie de commande utilisant ces modèles de commande est présenté à la figure (II.30).

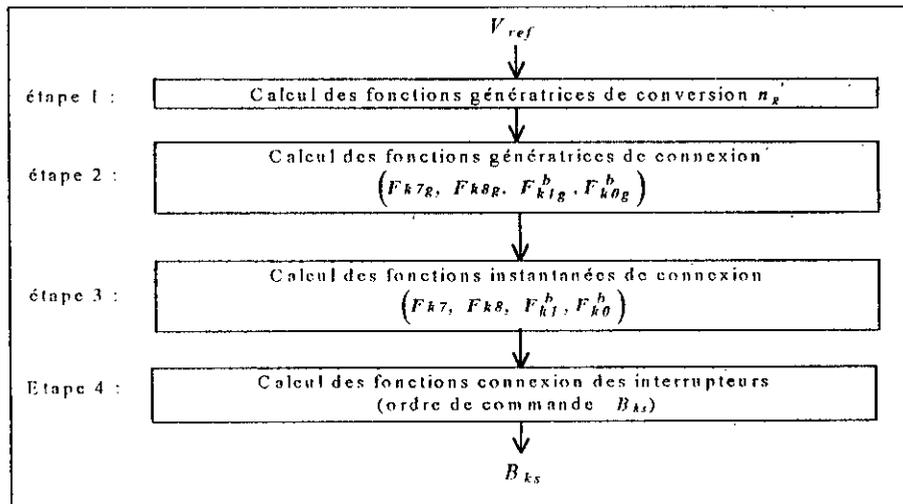


Figure.II.30 : Organigramme d'une modulation calculée utilisant les modèles de commande des onduleurs à cinq niveaux à structure NPC.

- **Algorithme 1 :**

Cet algorithme est basé sur la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse déjà présentée dans ce chapitre. Les différentes étapes de l'organigramme de la figure (II.30) s'expriment pour cet algorithme comme suit :

**Etape 1 :** Calcul des fonctions génératrices de conversion simples  $n_{gk}$  :

$$n_{gk} = \frac{V_{refk}}{U_c}; \quad k = 1,2,3 \quad (\text{II.18})$$

**Etape 2 :** Calcul des fonctions génératrices de connexion des demi bras :

$$\begin{cases} 0 < |n_{gk}| < 1 \Rightarrow \begin{cases} F_{k78g} = n_{gk} \\ F_{k01g}^b = 0 \end{cases} \\ 1 < |n_{gk}| < 2 \Rightarrow \begin{cases} F_{k01g}^b = \frac{n_{gk}}{2} \\ F_{k78g} = 0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

$F_{k01g}^b$  et  $F_{k78g}$  sont deux fonctions génératrices intermédiaires.

**N.B. :** Les deux algorithmes sont développés pour :  $-2 < n_{gk} < 2$  ,(c-à-d :  $r \in [0,1]$ ).

**Etape 3 :** Calcul des fonctions instantanées de connexion :

On définit dans cet algorithme les variables temporelles suivantes :

$$\begin{cases} T_{k1} = \frac{T_h}{2} |F_{k78g}| \\ T_{k2} = \frac{T_h}{2} (2 - |F_{k78g}|) \end{cases} \quad \begin{cases} T_{k3} = \frac{T_h}{2} |F_{k10g}^b| \\ T_{k4} = \frac{T_h}{2} (2 - |F_{k10g}^b|) \end{cases} \quad (II.20)$$

Le passage des fonctions génératrices de connexion à leurs fonctions instantanées est effectué selon l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} (T_{k1} \leq t \leq T_{k2}) \Rightarrow a_k = 1 \\ (0 < t < T_{k1}) \text{ or } (T_{k2} < t < T_h) \Rightarrow a_k = 0 \end{cases} \quad \begin{cases} (T_{k3} \leq t \leq T_{k4}) \Rightarrow b_k = 1 \\ (0 < t < T_{k3}) \text{ or } (T_{k3} < t < T_h) \Rightarrow b_k = 0 \end{cases} \quad (II.21)$$

$$\begin{cases} (F_{k78g} > 0) \Rightarrow (F_{k7} = a_k) \& (F_{k8} = 0) \\ (F_{k78g} < 0) \Rightarrow (F_{k7} = 0) \& (F_{k8} = a_k) \end{cases} \quad \begin{cases} (F_{k10g}^b > 0) \Rightarrow (F_{k1}^b = b_k) \& (F_{k0}^b = 0) \\ (F_{k10g}^b < 0) \Rightarrow (F_{k1}^b = 0) \& (F_{k0}^b = b_k) \end{cases}$$

**Etape 4 :** Cette étape est commune à toutes les modulations de ce type. Elle se résume aux deux parties suivantes :

a)- Détermination des fonctions de connexion des interrupteurs ( $F_{ks}$ ) à partir de celles des demi-bras ( $F_{ki}^b$ ) :

$$\begin{aligned} [(F_{k1}^b = 1) \& (F_{k0}^b = 1)] &\Rightarrow F_{k1} = 1; \quad F_{k2} = 0; \quad F_{k3} = 0; \\ [F_{k7} = 1] &\Rightarrow F_{k1} = 1; \quad F_{k2} = 1; \quad F_{k3} = 0; \\ [F_{k8} = 1] &\Rightarrow F_{k1} = 0; \quad F_{k2} = 0; \quad F_{k3} = 1; \\ [(F_{k1}^b = 1) \& (F_{k0}^b = 0)] &\Rightarrow F_{k1} = 1; \quad F_{k2} = 1; \quad F_{k3} = 1; \\ [(F_{k1}^b = 0) \& (F_{k0}^b = 1)] &\Rightarrow F_{k1} = 0; \quad F_{k2} = 0; \quad F_{k3} = 0; \end{aligned} \quad (II.22)$$

b)- Dédire les ordres de commande des semi-conducteurs :

$$\begin{cases} F_{ks} = 1 \Leftrightarrow B_{ks} = 1 \\ F_{ks} = 0 \Leftrightarrow B_{ks} = 0 \end{cases} \quad (II.23)$$

Pour cet algorithme, la variable t est réinitialisée à chaque fin de période de hachage  $T_h$ .

Les figures (II.31.\*) représentent la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée ( Algorithme 1)

On note pour les résultats obtenu avec cet algorithme que :

- Pour  $m$  pair, la tension de sortie  $V_A$  présente une symétrie par rapport à  $\pi/2$  et  $\pi$ , et donc seul les harmoniques impairs existent (fig.III.31, a et c). Pour  $m$  impair, on a une symétrie par rapport à  $\pi$  seulement, et donc en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Figure.II.31.b).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $m.f$ . La première famille centrée autour de la fréquence  $m.f$  est la plus importante du point de vue amplitude (Figure.II.31.\*).
- Pour  $m=12$ , les harmoniques les plus importants en amplitude sont de rang 11 et 13.
- La caractéristique de réglage est linéaire de  $r=0$  à 1, et le taux d'harmoniques décroît quand  $r$  augmente (Figure.II.32).

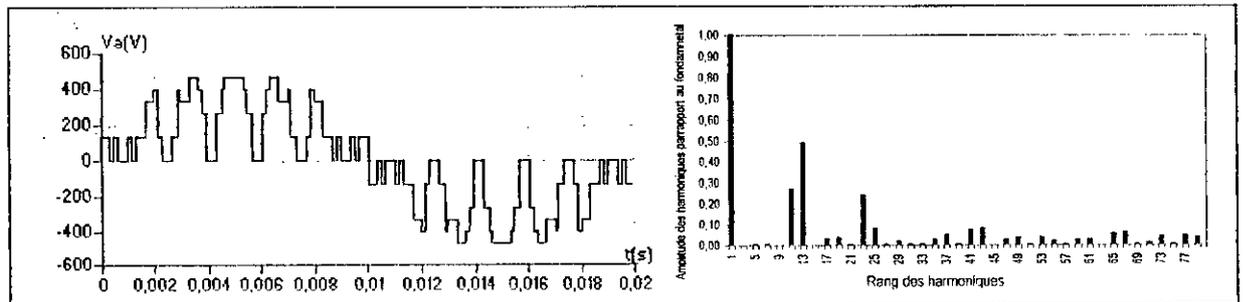


Figure.II.31.a :  $m=12, r=0.8$

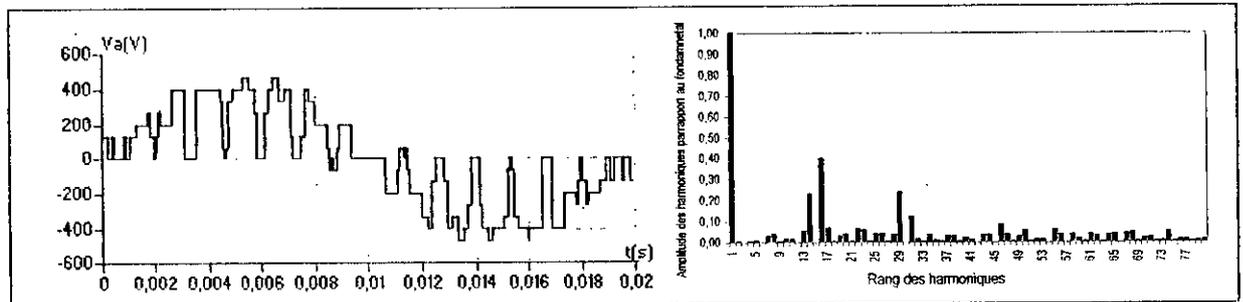


Figure.II.31.b :  $m=15, r=0.8$

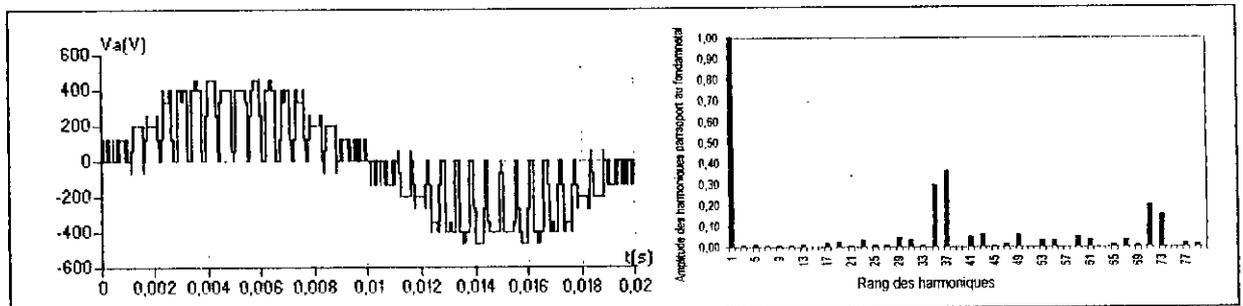


Figure.II.31.c :  $m=36, r=0.8$

Figure.II.31.\* : La tension de sortie et son spectre de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1)

Les figures (II.32.\*) représentent les caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur. Le taux d'harmoniques obtenu avec cet algorithme est maximal pour  $r=0.8$ . Il représente 60% par rapport au fondamental, ce qui est très nuisible pour la machine. La caractéristique de réglage est linéaire de  $r=0$  à 1.

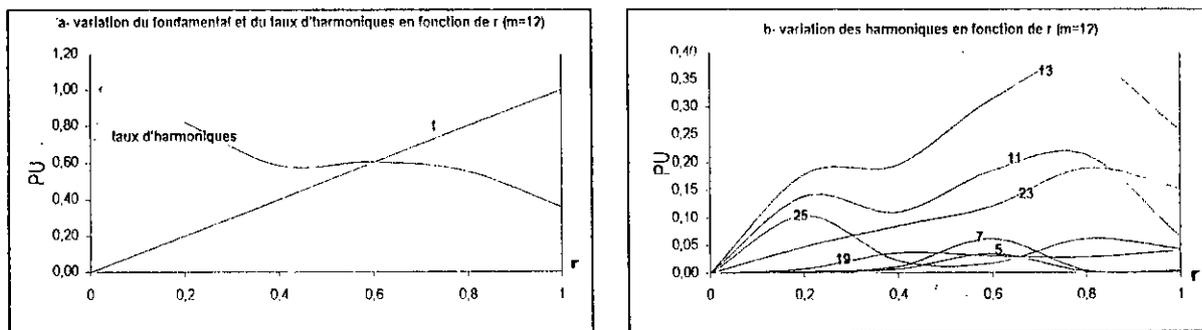


Figure.II.32.\* : Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1) ( $m=12$ ).

Les figures (II.33.\*) représentent la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 1).

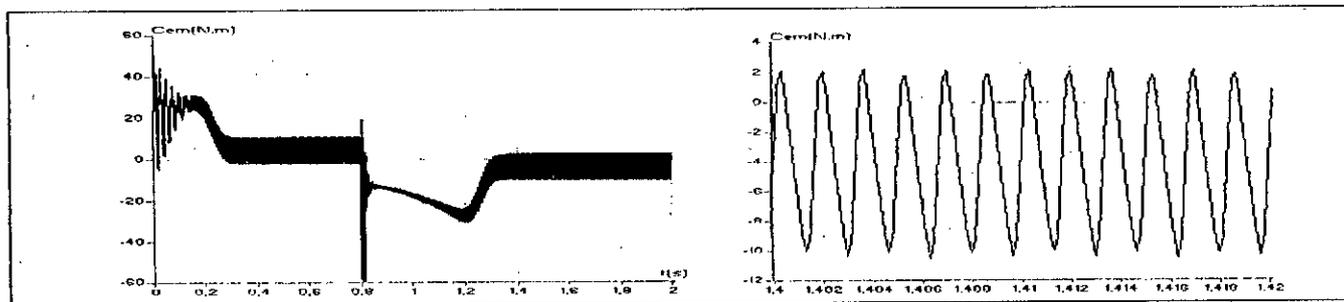


Figure. II.33.a : Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1) ( $m=12$ ).

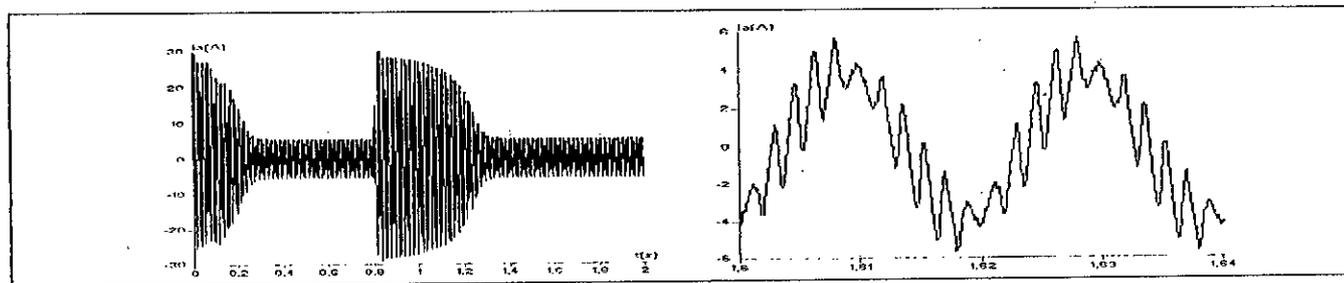


Figure. II.33.b : Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1) ( $m=12$ ).

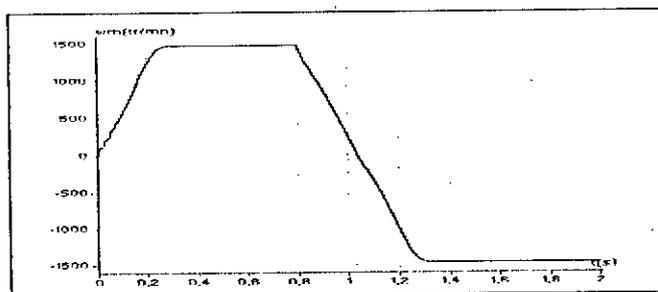


Figure. II.33.c : La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 1) ( $m=12$ ).

• **Algorithme 2 :**

Dans le but d'améliorer le taux d'harmoniques de la tension de sortie obtenu avec l'algorithme 1, on a développé un deuxième algorithme. La différence entre les deux algorithmes se situe dans le cas où  $1 < |n_{gk}| < 2$ .

En imposant une complémentarité entre les deux fonctions génératrices de connexion  $(F_{k7g}$  et  $F_{k1g}^b)$  et entre  $(F_{k8g}$  et  $F_{k0g}^b)$ , on aboutit à l'algorithme suivant :

$$\text{on pose : } \begin{cases} F_{k78g} + 2F_{k10g}^b = |n_{gk}| \\ F_{k78g} + F_{k10g}^b = 1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} F_{k78g} = 2 - |n_{gk}| \\ F_{k10g}^b = |n_{gk}| - 1 \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

D'où les étapes de l'organigramme de la figure (II.30) :

**Etape 1 :** Calcul des fonctions génératrices de conversion simples  $n_{gk}$  :

$$n_{gk} = \frac{V_{refk}}{U_c}; \quad k = 1, 2, 3 \quad (\text{II.25})$$

**Etape 2 :** Calcul des fonctions génératrices de connexion :

$$\begin{cases} 0 < |n_{gk}| < 1 \Rightarrow \begin{cases} F_{k78g} = |n_{gk}| \\ F_{k10g}^b = 0 \end{cases} \\ 1 < |n_{gk}| < 2 \Rightarrow \begin{cases} F_{k78g} = 2 - |n_{gk}| \\ F_{k10g}^b = |n_{gk}| - 1 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

**Etape 3 :** Calcul des fonctions instantanées de connexion :

On définit les deux variables temporelles suivantes :

$$\begin{cases} T_{k1} = \frac{T_h}{2} |F_{k78g}| \\ T_{k2} = \frac{T_h}{2} (2 - |F_{k78g}|) \end{cases} \quad \begin{cases} T_{k3} = \frac{T_h}{2} |F_{k10g}^b| \\ T_{k4} = \frac{T_h}{2} (2 - |F_{k10g}^b|) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Le passage des fonctions génératrices de connexion à leurs fonctions instantanées est effectué selon l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} (T_{k1} \leq t \leq T_{k2}) \& (0 < |n_{gk}| < 1) \Rightarrow a_k = 1 \quad \& \quad b_k = 0 \\ [(0 < t < T_{k1}) \text{ or } (T_{k2} < t < T_h)] \& (0 < |n_{gk}| < 1) \Rightarrow a_k = 0 \quad \& \quad b_k = 0 \end{cases} \quad (\text{II.29.a})$$

$$\begin{cases} (T_{k3} \leq t \leq T_{k4}) \& (1 < |n_{gk}| < 2) \Rightarrow a_k = 0 \quad \& \quad b_k = 1 \\ [(0 < t < T_{k3}) \text{ or } (T_{k4} < t < T_h)] \& (1 < |n_{gk}| < 2) \Rightarrow a_k = 1 \quad \& \quad b_k = 0 \end{cases} \quad (II.29.b)$$

$$\begin{cases} (F_{k78g} > 0) \Rightarrow (F_{k7} = a_k) \& (F_{k8} = 0) \\ (F_{k78g} < 0) \Rightarrow (F_{k7} = 0) \& (F_{k8} = a_k) \\ (F_{k10g}^b > 0) \Rightarrow (F_{k1}^b = b_k) \& (F_{k0}^b = 0) \\ (F_{k10g}^b < 0) \Rightarrow (F_{k1}^b = 0) \& (F_{k0}^b = b_k) \end{cases} \quad (II.30)$$

Les figures (II.34.\*) représentent la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée ( Algorithme 2)

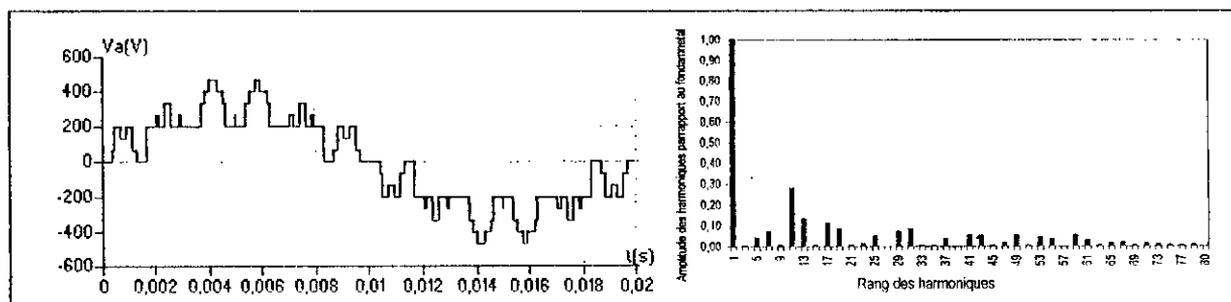


Figure.II.34.a :  $m=12, r=0.8$

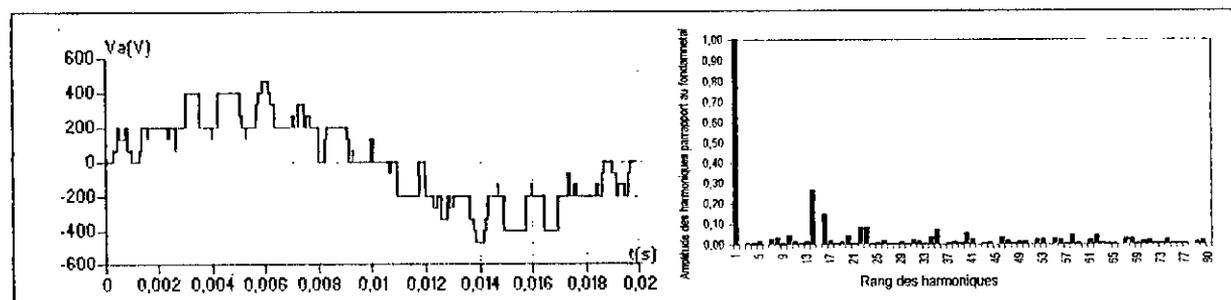


Figure.II.34.b :  $m=15, r=0.8$

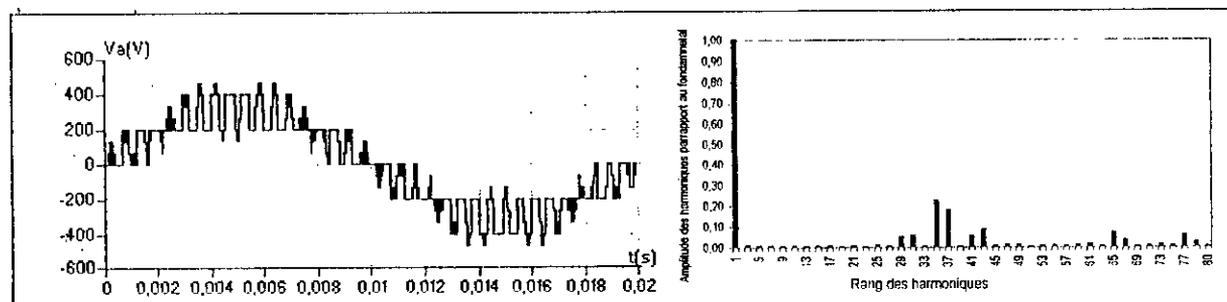


Figure.II.34.c :  $m=36, r=0.8$

Figure.II.34.\* : La tension de sortie et son spectre de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée ( Algorithme 2)

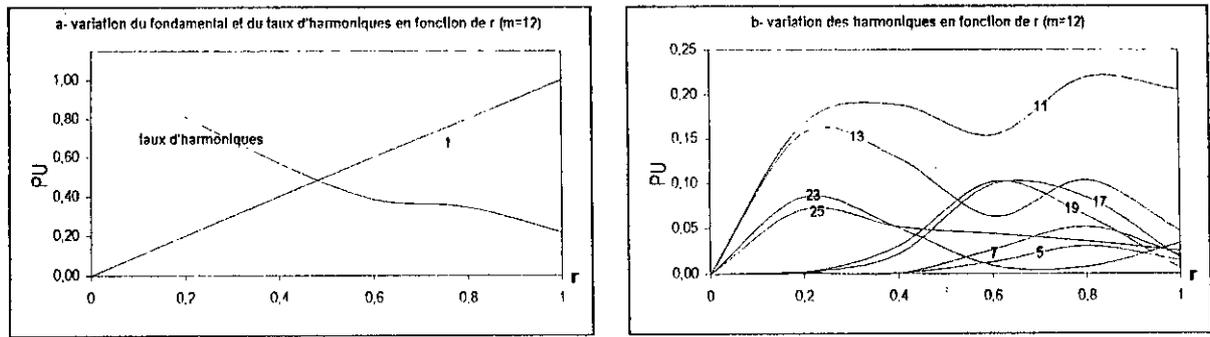


Figure.II.35.\* : Caractéristiques de la tension de sortie  $V_A$  de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 2) ( $m=12$ ).

On note que :

- Comme pour l'algorithme 1, on a une symétrie par rapport à  $\pi/2$  et  $\pi$  dans le cas de  $m$  pair, et donc seuls les harmoniques impairs existent (figure.II.34, a et c), et pour  $m$  impair, en plus des harmoniques impairs, des harmoniques pairs existent (Figure.II.34.b).

- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de  $m.f$ . La première famille centrée autour de la fréquence  $m.f$  est la plus importante de point de vue amplitude (Figure.II.34.\*).

- Pour  $m=12$ , les harmoniques les plus importants en amplitude sont de rang 11 et 13.

- La caractéristique de réglage est linéaire de  $r=0$  à  $1$ , et le taux d'harmoniques décroît quand  $r$  augmente (Figure.II.35.a).

- Le taux d'harmoniques a diminué de 20% par rapport au premier algorithme, (un taux d'harmonique de 60% avec l'algorithme 1 et de 40% avec l'algorithme 2).

Les figures (II.36.\*) représentent la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (algorithme 2).

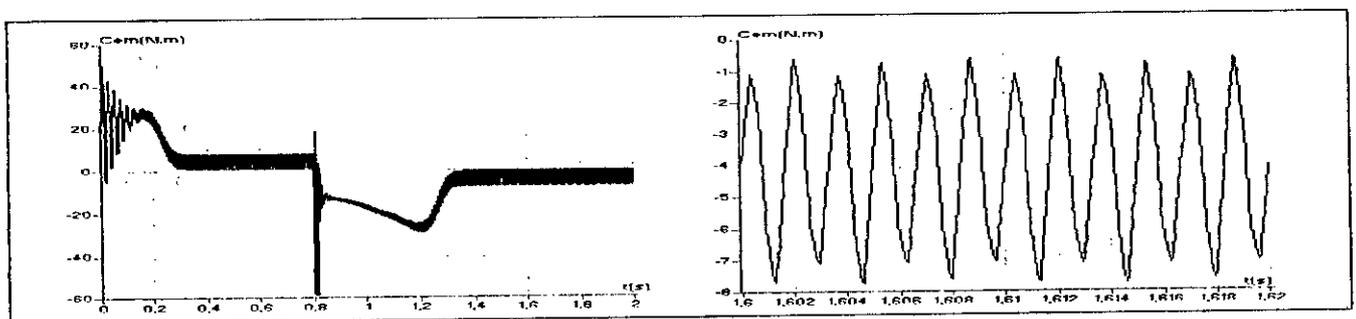


Figure. II.36.a : Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 2) ( $m=12$ ).

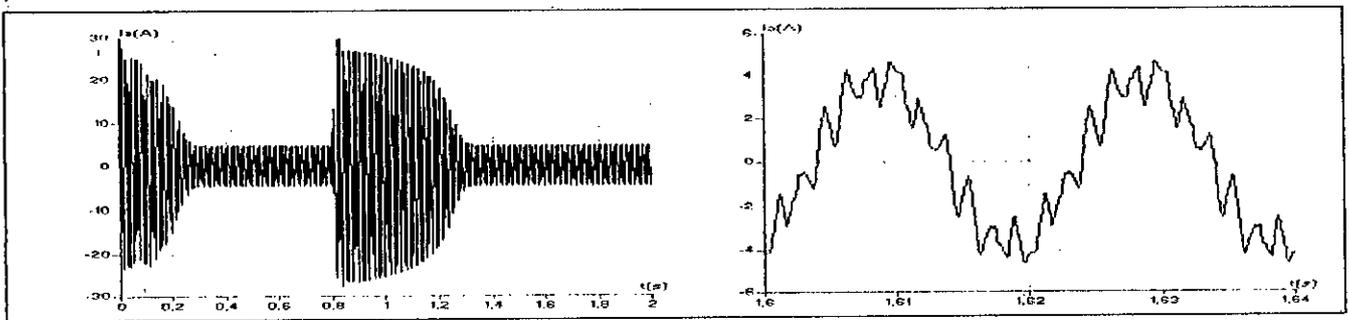


Figure. II.36.b : Le courant  $i_A$  transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 2) ( $m=12$ ).

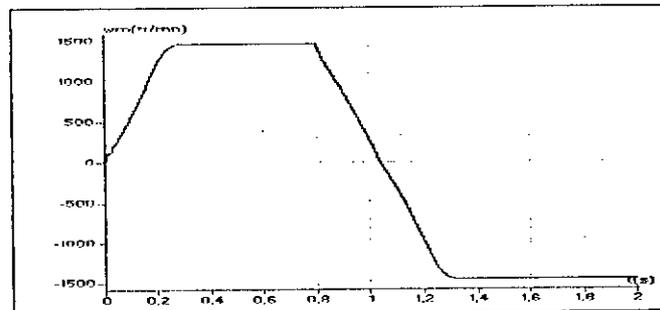


Figure. II.36.c : La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation calculée (Algorithme 2) ( $m=12$ ).

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié différentes stratégies de commande des onduleurs de tension triphasés à cinq niveaux. Ces stratégies sont d'une manière générale des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux.

Les stratégies triangulo-sinusoidales et modulation vectorielle utilisant une ou quatre porteuses peuvent être réalisées soit en analogique ou en numérique.

Le couple obtenu avec ces stratégies a une fréquence trois ou six fois celle de la tension de sortie. Le taux d'harmoniques décroît quand le taux de modulation augmente.

L'injection de l'harmonique trois dans les tensions de références permet d'augmenter la zone linéaire de réglage de la tension de sortie, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée.

## Chapitre III

# COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR L'ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

*L*à difficulté pour commander la machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse ou la position.

Pour un modèle de la machine asynchrone, plusieurs stratégies de commande sont envisageables en fonction du flux que l'on désire réguler [Vas 90] [Hautier 95].

Ces stratégies sont basées sur le découplage entre le couple, et le flux de manière à pouvoir agir sur le couple par l'intermédiaire d'un courant [Mendes 93]. On a alors une commande vectorielle de la machine asynchrone qui doit intrinsèquement comporter certaines caractéristiques:

- Contrôle précis du couple de la vitesse nulle à la vitesse nominale;
- Maintien du flux à sa valeur nominale pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale;
- Possibilité de désexcitation pour fonctionner en survitesse.

Ces objectifs peuvent être atteints de différentes manières [Pietrzak 92]. Deux méthodes de contrôle vectoriel de la machine asynchrone largement utilisées sont les méthodes du flux orienté, indirecte et directe, basées sur le modèle de la machine exprimé dans le repère du champ rotorique. La méthode du flux orienté indirecte est basée sur la régulation en boucle ouverte du flux rotorique. Alors que la méthode directe réalise une estimation en boucle ouverte du flux rotorique et régule ce flux en boucle fermée [Vas 90] [Robyns 93].

### III. 1. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La réalisation d'un actionneur asynchrone ayant de grandes performances dynamiques, nécessite la connaissance d'un modèle représentant correctement le comportement dynamique de cette machine. Le modèle utilisé repose sur certaines hypothèses simplificatrices [ Mendes 93] [Hautier 95].

- Structure sinusoïdale (méthode du premier harmonique);
- Circuit magnétique parfait (absence d'hystérésis, d'effet de peau, de saturation des parties matériaux magnétiques);
- Température de fonctionnement constante.

Ces hypothèses permettent de décrire le comportement dynamique de la machine asynchrone dans un système d'axes orthogonaux fixe ou tournant par rapport au stator. L'intérêt du modèle obtenu est d'être linéaire et à paramètres constants (résistances et inductances).

Afin de réduire le nombre d'équations, nous utilisons la représentation diphasée. Nous prenons comme variables d'état ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $\Phi_{dr}$ ,  $\Phi_{qr}$ ,  $\omega$ ). Le modèle de la machine dans un repère (d-q) lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme  $\omega_s$  est donné par le système III.1 [Vas 90] [Hautier 95].

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_{dr} \omega + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \omega_g \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{qs} - \omega_g \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_{dr} i_{qs} - \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_{qr} i_{ds} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \end{cases} \quad (III.1)$$

Où  $\sigma$  est le coefficient de dispersion donné par  $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$

Nous rappelons que les tensions et courants du référentiel (d - q) sont liés aux tensions et courants triphasés par la transformation modifiée de PARK, qui sera utilisée afin de conserver l'équivalence énergétique. Cette transformation est caractérisée par la matrice orthogonale suivante.

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (III.2)$$

### III. 2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe d, q et une loi de commande assurant le découplage entre le couple et le flux.

Or le couple est donné par:

$$C_e = p(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) = \frac{pM_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \tag{III. 3}$$

donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe d ( $\Phi_{dr} = \Phi_r$  et  $\Phi_{qr} = 0$ ).

D'un repère lié au champ tournant, ( $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ ) alors le couple devient:

$$C_e = \frac{pM_{sr}}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs}) \tag{III.4}$$

et l'évolution du flux est donnée par :

$$T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M_{sr} i_{ds} \tag{III.5}$$

Le courant  $i_{ds}$  fixe le flux et le courant  $i_{qs}$  le couple. On retrouve le comportement d'une machine à courant continu. La liaison du repère d, q avec le champ tournant ( $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ ) est assurée par l'autoplacement de la machine.

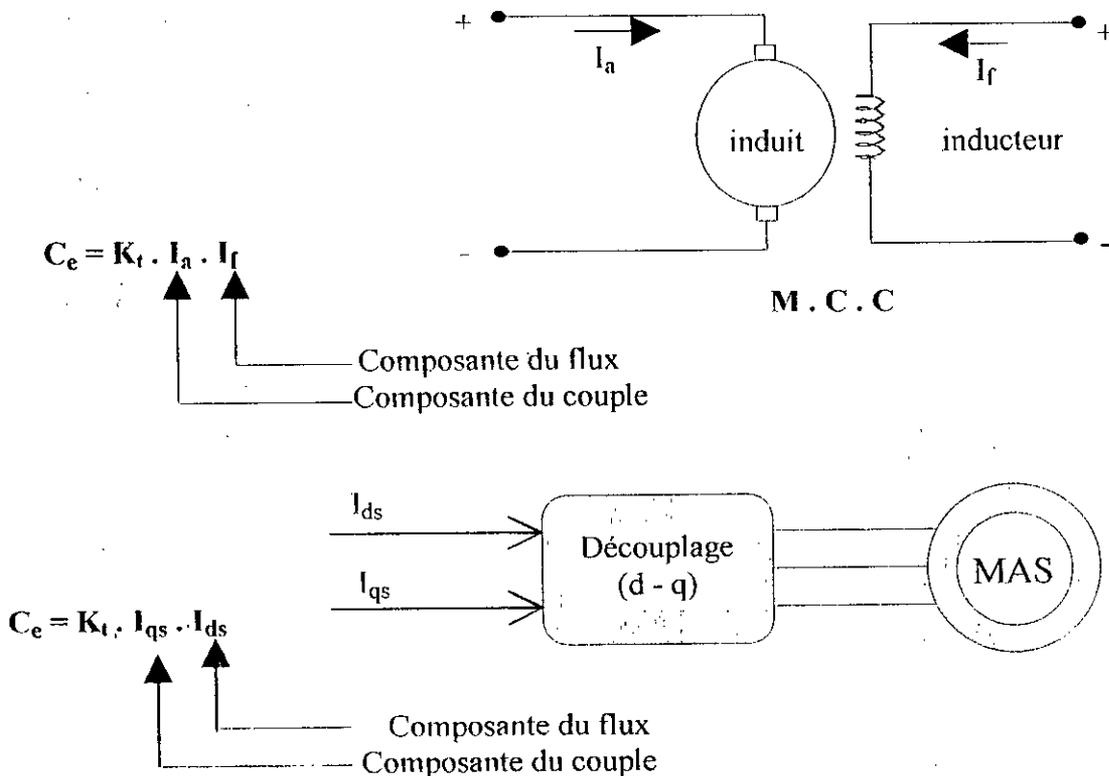


Figure III.1: Principe de la commande découplée

La régulation de flux peut être soit directe ou indirecte.

- **Contrôle direct:** le flux est régulé par une contre réaction. Il doit donc être mesuré (rarement) ou estimé. La pulsation statorique  $\omega_s$  est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator.
- **Contrôle indirect:** le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux, et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine.

La synthèse d'une commande vectorielle se déroule en plusieurs phases [Mendes 93]:

- Choisir la machine et son alimentation (source et convertisseur...),
- Choisir la nature des consignes (flux et couple, flux et glissement...),
- Déterminer le repère d,q et la nature de l'orientation (du flux rotorique sur l'axe d par exemple),
- En déduire les variables de commande (courants  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ , pulsation  $\omega_{gl}$ ...) adaptées au type d'alimentation, un modèle d'état de la machine faisant apparaître la variable intervenant dans l'orientation (le courant, le flux...),
- Déterminer, à partir du modèle d'état, la loi de commande assurant le découplage du flux et du couple et l'autopilotage réalisant l'orientation du repère.

Ce dernier peut être lié au stator:  $(\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega)$

Au rotor :  $(\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = 0)$

Ou au champ tournant:  $(\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega)$

En général, cette dernière solution est retenue pour réaliser le pilotage vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues dans ce référentiel. Pour agir sur les grandeurs réelles, il faut alors opérer un changement de référentiel c'est-à-dire la transformation inverse de PARK.

Dans ces travaux, nous nous intéressons à une commande en tension. Avec orientation du repère (d, q) lié au champ tournant.

### III. 3. ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

Dans la machine asynchrone, le principe d'orientation consiste à aligner le flux rotorique sur l'axe direct du repère de Park [Robyns 93][Trzynadlowski 94](figure III.2).

Il s'agit d'imposer la pulsation de glissement comme suit :

$$\omega_g = \frac{M_{st} R_r}{L_r \Phi_{dr}} i_{qs} \quad (III.6)$$

Ainsi, nous obtenons :

$$\Phi_r = \Phi_{dr} \quad \text{et} \quad \Phi_{qr} = 0$$

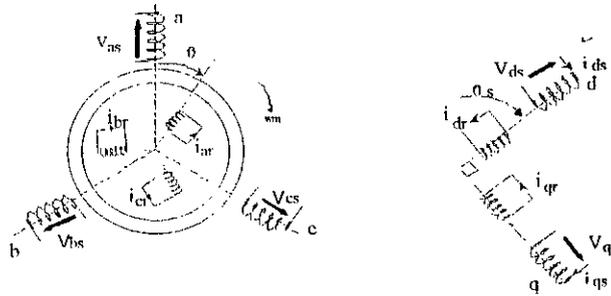


Figure III.2 : Principe d'orientation du flux rotorique

le modèle devient :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_r \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_r i_{qs} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \end{cases} \quad (III.7)$$

après transformation de Laplace, nous pouvons écrire :

$$\begin{aligned} \Phi_r &= \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{j_{ds}}{1 + \frac{s}{R_r}} \\ C_e &= \frac{p M_{sr}}{L_r} \Phi_r i_{qs} \end{aligned} \quad (III.8)$$

D'après les équations (III.8), nous constatons qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes du courant statoriques  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  respectivement [Vas 90].

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone réside dans la détermination de la position et l'amplitude du flux rotorique, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables. Or la connaissance de ces deux grandeurs est nécessaire pour contrôler le régime dynamique de la machine [Robyns 93].

### III. 4. REGLAGE DE VITESSE / POSITION PAR LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE.

Afin de déterminer la position et l'amplitude du flux rotorique, l'idée est de mesurer le flux dans la machine à l'aide d'un bobinage supplémentaire ou avec un capteur à effet Hall. Ceci fragilise le moteur et nécessite une construction spéciale de la machine. Le moteur perd son principal avantage qui est sa robustesse [Faidalah 95].

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique. Hasse a proposé une méthode basant sur le modèle dynamique du flux, qui nécessite des grandeurs facilement mesurables tel que les courants, les tensions statoriques et la vitesse de rotation [Vas 90].

Pour déterminer la position et le module du flux, on utilise souvent le modèle de la machine.

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_r}{dt} &= \frac{M_{sr}R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \\ \frac{d\theta_s}{dt} &= \omega + \frac{M_{sr}R_r}{L_r\Phi_r} i_{qs} \end{aligned} \quad (III.9)$$

Le module du flux rotorique et du couple électromagnétique seront contrôlés par contre-réaction. Alors que la pulsation de glissement est directement calculée par l'expression (III.6), à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

Pour une alimentation en tension (onduleur de tension triphasés à cinq niveaux à structure NPC) les tensions statoriques sont obtenues à partir du système (III.10).

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s s i_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_r} s \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s s i_{qs} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{aligned} \quad (III.10)$$

Afin d'éviter le couplage entre les deux équations, nous utilisons une méthode de compensation statique. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs de courant pour obtenir les tensions de références nécessaires pour le réglage [Faidallah 95]. Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient en relation du premier ordre avec les courants correspondants.

Les tensions à la sortie des régulateurs sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= R_s i_{ds} + \sigma L_s s i_{ds} \\ v_{qs}^r &= R_s i_{qs} + \sigma L_s s i_{qs} \end{aligned} \quad (III.11)$$

Les tensions de couplage sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ds}^c &= -\sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs}^c &= \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{aligned} \quad (III.12)$$

d'où les tensions de référence nécessaires pour le réglage sont:

$$V_{ds}^* = V_{ds}^c + V_{ds}^r$$

$$V_{qs}^* = V_{qs}^c + V_{qs}^r$$

(III.13)

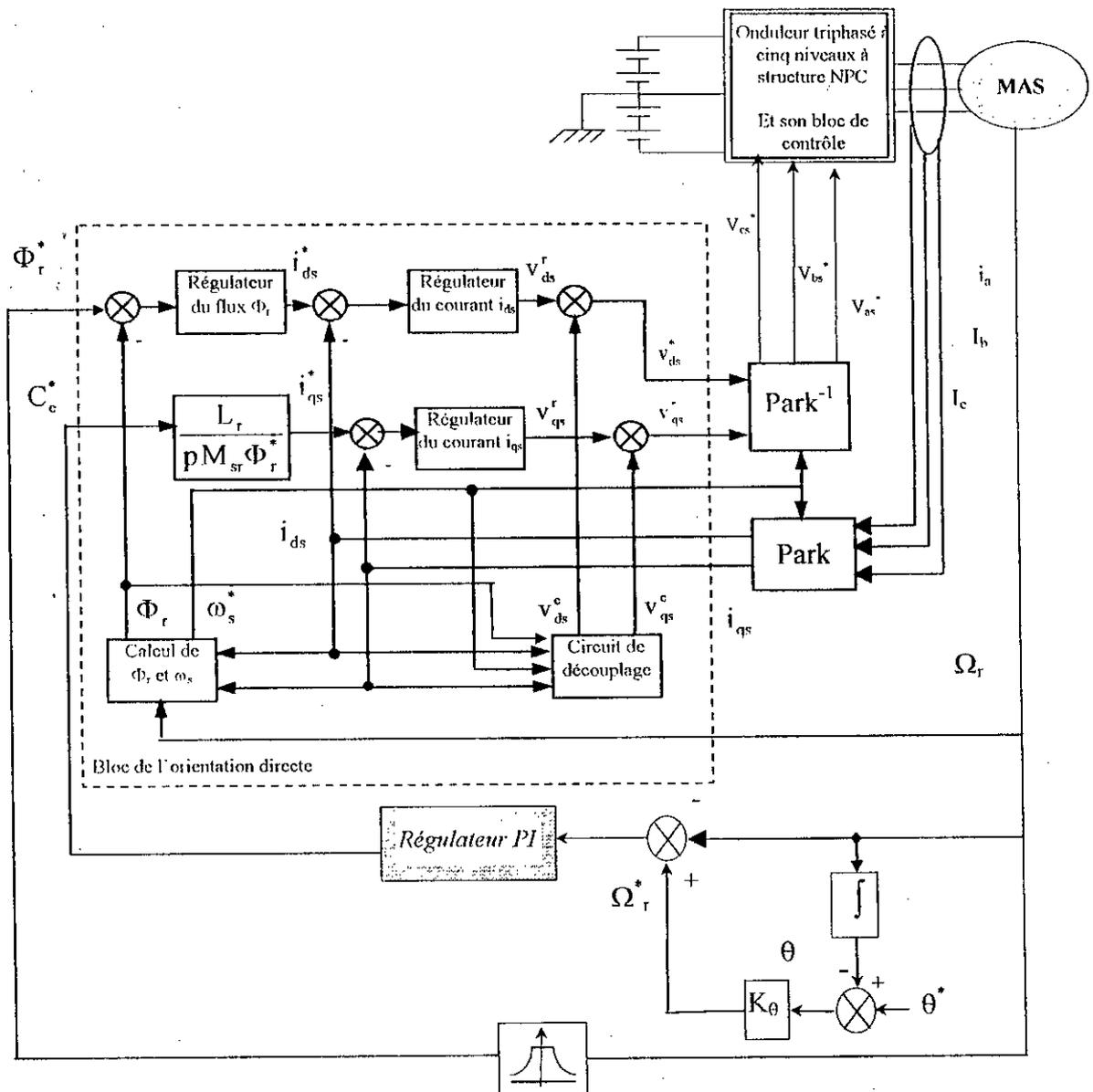


Figure III.3 : Schéma de principe de la commande vectorielle directe

Le calcul des régulateurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

### III. 4. 1. Régulateur du courant $i_{qs}$

Le régulateur du courant en quadrature fournit la tension  $v_{qs}^r$  nécessaire pour maintenir le couple à sa valeur de référence.

La fonction de transfert  $\frac{i_{qs}}{v_{qs}^r}$  est donnée par :

$$\frac{i_{qs}}{v_{qs}^r} = \frac{1/(\sigma L_s)}{s + \rho_s} \quad (\text{III.14})$$

avec  $\rho_s = R_s/(\sigma L_s)$

La boucle de régulation du courant est représentée par la figure (III.4).

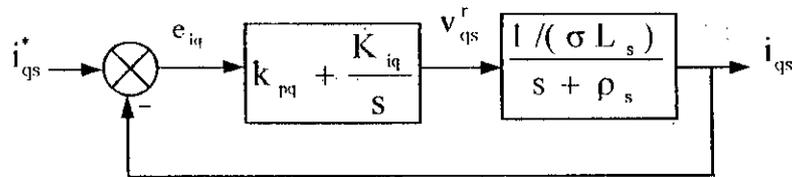


Figure III.4 : Schéma bloc de régulation du courant  $i_{qs}$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{(k_{iq} + sk_{pq})/(\sigma L_s)}{s^2 + s(\rho_s + \frac{k_{pq}}{\sigma L_s}) + \frac{k_{iq}}{\sigma L_s}} \quad (\text{III.15})$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimal, les pôles sont choisis complexes conjugués avec partie réelle égale à la partie imaginaire [Bühler 89].

En imposant les pôles  $s_{1,2} = -\rho \pm j \rho$ , le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{III.16})$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$k_{iq} = 2\rho^2 L_s \sigma \quad k_{pq} = (2\rho - \rho_s) \sigma L_s \quad (\text{III.17})$$

### III. 4. 2. Régulateur du courant $i_{ds}$

Le régulateur du courant direct fournit la tension  $v_{ds}^r$  nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.

La fonction de transfert  $\frac{i_{ds}}{v_{ds}^r}$  est donnée par :

$$\frac{i_{ds}}{v_{ds}^r} = \frac{1/(\sigma L_s)}{s + \rho_s} \quad (\text{III.18})$$

Les mêmes calculs effectués pour le régulateur du courant  $i_{qs}$  sont appliqués à ce régulateur. Les paramètres du régulateur sont donc les mêmes. Ils sont donnés par :

$$k_{id} = 2\rho^2 L_s \sigma \quad k_{pd} = (2\rho - \rho_s) \sigma L_s \quad (\text{III.19})$$

### III. 4. 3. Régulateur du flux $\Phi_r$

La boucle externe est consacrée pour la régulation du flux rotorique (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale.

D'après l'équation (III.8), nous avons :

$$\frac{\Phi_r}{i_{ds}} = \frac{M_{sr} R_r / L_r}{\rho_r + s} \quad (\text{III.20})$$

avec:  $\rho_r = R_r / L_r$

Comme la dynamique du courant est plus rapide que la dynamique du flux, le courant  $i_{ds}$  est supposé déjà atteint sa valeur de référence  $i_{ds}^*$  ( $\frac{i_{ds}}{i_{ds}^*} = 1$ ).

D'où le schéma bloc de régulation du flux rotorique.

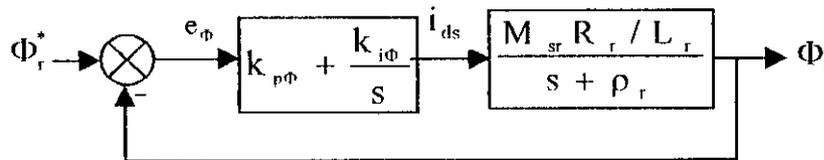


Figure III.5 : Schéma bloc de régulation du flux  $\Phi_r$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = \frac{(k_{i\phi} + s k_{p\phi}) M_{sr} R_r / L_r}{s^2 + s(\rho_r + k_{p\phi} \frac{M_{sr} R_r}{L_r}) + \frac{k_{i\phi} M_{sr} R_r}{L_r}} \quad (\text{III.21})$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles.

En imposant deux pôles ( $s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$ ), les paramètres du régulateur seront :

$$k_{i\phi} = 2\rho^2 L_r / (M_{sr} R_r) \quad k_{p\phi} = (2\rho - \rho_r) L_r / (M_{sr} R_r) \quad (\text{III.22})$$

### III. 4. 4. Réglage de la vitesse

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse ou de la position (la grandeur ayant une dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe sont plus proches à l'origine du plan des racines par rapport aux pôles de la boucle interne.

D'après l'équation mécanique, nous avons :

$$\frac{\omega}{C_e} = \frac{p/j}{s + \rho_m} \quad (\text{III.23})$$

avec  $\rho_m = f/j$

d'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse :

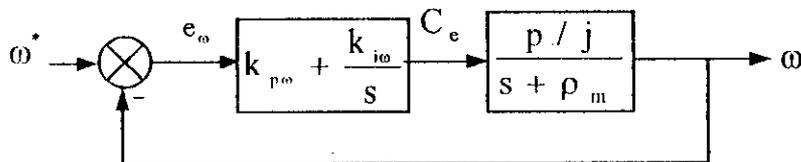


Figure III.6 : Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation  $\omega_r$

la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{C_e^*} = \frac{(k_{i\omega} + sk_{p\omega})p/j}{s^2 + s(\rho_m + k_{p\omega} \frac{p}{j}) + k_{i\omega} \frac{p}{j}} \tag{III.24}$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur.

$$k_{i\omega} = 2\rho^2 j/p \quad k_{p\omega} = (2\rho - \rho_m)j/p \tag{III.25}$$

### III. 4. 5. Réglage de la position

En tenant compte que la vitesse est plus rapide que la position, nous supposons que la vitesse est égale à sa valeur de référence ( $\frac{\omega}{\omega^*} = 1$ ).

d'après la fonction de transfert en boucle ouverte,

$$\frac{\theta}{\omega} = \frac{1}{s} \tag{III.26}$$

le correcteur est choisi à action proportionnelle.

la fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\theta}{\theta^*} = \frac{k_\theta}{s + k_\theta} \tag{III.27}$$

d'où le schéma bloc de régulation de la position :

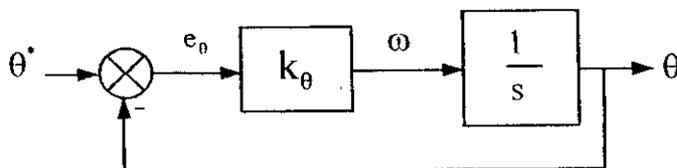


Figure III.7 : Schéma bloc du réglage de la position  $\theta$

Le coefficient de proportionnalité représente un pôle en boucle fermée. Il doit être plus petit que la partie réelle des pôles de la boucle de régulation de la vitesse, afin que la dynamique de la position soit moins rapide que celle de la vitesse [Bühler 89].

### III. 4. 6. limitation du courant $i_{qs}$

Afin de protéger les semi-conducteurs constituant l'onduleur, il faut atténuer tout dépassement possible du courant  $i_{qs}$ . La limitation du courant peut être indirecte en agissant sur les pôles imposés, mais cette méthode rend le système plus lent. La limitation directe repose sur un simple dispositif d'écrêtage défini comme suit :

$$i_{qsl}^* = \begin{cases} i_{qs}^* & \text{si } |i_{qs}^*| \leq i_{qs \max} \\ i_{qs \max} \cdot \text{signe}(i_{qs}^*) & \text{si } |i_{qs}^*| \geq i_{qs \max} \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

Cette limitation provoque un effet d'emballlement de l'action intégrale (effet windup). Ainsi l'état du régulateur doit être corrigé à l'aide d'un système d'anti-windup afin d'éviter un dépassement de la commande dû au fait que le régulateur continue à sommer une erreur qui ne correspond pas à la commande nécessaire [Bühler 86].

l'état du régulateur doit être corrigé comme suit :

$$e_{int} = e_{\omega} - \frac{1}{k_{\omega}(T_{\omega} + h)} (i_{qs}^* - i_{qsl}^*) \frac{p M_{sr} \Phi_r^*}{L_r} \quad (\text{III.29})$$

#### Remarque:

Le flux est maintenu constant à sa valeur nominale ( $\Phi_{rN}$ ) lors du fonctionnement à une vitesse inférieure à la vitesse de rotation nominale de la machine ( $\Omega_N = \omega_N/p$ ). Cependant, le flux doit être diminué lorsque la vitesse dépasse sa valeur nominale afin de limiter la tension d'alimentation de la machine [Faidallah 95]. Pour ce fait, nous définissons le flux de référence comme suit :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_{rN} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_N \\ \frac{\Omega_N}{\Omega} \Phi_{rN} & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_N \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

### III. 4. 7. Intérêts et inconvénients

Le principal intérêt de la méthode directe est de rester simple de mise en œuvre. En effet, elle permet de découpler totalement le couple et le flux de la machine asynchrone avec une loi de commande qui nécessite peu de calculs. De plus, un seul paramètre est réellement important: la constante de temps rotorique  $T_r$ . Les autres paramètres  $\sigma$ ,  $L_s$  n'interviennent que dans l'estimation du couple et lors du calcul du courant  $i_{qs}$  de référence; l'éventuelle mauvaise connaissance de ces paramètres sera compensée par le correcteur de vitesse ou de position.

Une estimation du flux est réalisée, cela engendrait un couplage entre le couple et le flux dépendant du niveau de bruit contenu dans l'estimation. Mais cette estimation du flux permet de palier le principal inconvénient de la méthode indirecte, à savoir la dépendance vis-à-vis de la bonne imposition des courants statoriques. En effet, si en raison de la saturation de l'onduleur  $i_{ds} \neq i_{ds}^*$  et  $i_{qs} \neq i_{qs}^*$ , l'orientation du champ n'est pas perdue: l'estimateur de flux connaît l'état réel de la machine par la mesure des courants statoriques et de la position (ou de la vitesse).

Le principal inconvénient de cette méthode est de réaliser une estimation en boucle ouverte du flux sans aucune correction. Le flux estimé ne sera identique à celui qui existe réellement dans la machine que si le modèle de comportement de la machine utilisé pour réaliser l'estimateur est conforme à la réalité. Or cette estimation est basé sur la connaissance de la constante de temps rotorique, qui peut connaître de fortes variations au cours du temps.

### III.4. 8. Résultats de simulation

Le schéma de contrôle simulé est celui présenté à la Figure (III.3). Les paramètres du réglage sont donnés par le tableaux suivant :

Boucle de régulation	Pôles	$k_p$	$k_i$
Courants ( $i_{ds}$ , $i_{qs}$ )	$200 \pm j 200$	7.5763	2485.26
Flux ( $\Phi_r$ )	$50 \pm j 50$	24.032	1395.6
Vitesse ( $\omega$ )	$35 \pm j 35$	00.574	20.165

Tableau III.1 : Paramètres des régulateurs

Les simulations présentées par la figure III.8 montrent les performances du réglage en vitesse de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC, commandée par la méthode directe du flux orienté. Lors d'un démarrage à vide avec application d'une charge nominale entre les instants 1s et 1.5s. Puis une inversion du sens de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s effectuée à l'instant  $t = 2$  s.

Après le changement brusque de la valeur de consigne, le régulateur PI se trouve devant un écart de réglage important. Le correcteur PI tente de minimiser cet écart, mais l'action proportionnelle peut provoquer un grand dépassement. Ce dernier peut être réduit en diminuant la rapidité du réglage en déplaçant les pôles vers l'origine du plan  $S$ , et par conséquent, nous diminuons la rapidité de convergence et la robustesse du réglage vis-à-vis de la perturbation. Une solution classique consiste à introduire un filtre correcteur pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque [Bühler 88][Barkati 97]. Ceci revient à un problème de poursuite de la grandeur de consigne filtrée ( $\omega_r^*$ ).

la fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{\omega_r^*}{\omega^*} = \frac{1}{1 + sT_f} \quad (III.31)$$

D'après la figure III.8, nous constatons que la vitesse de rotation suit la vitesse de référence. Le courant est bien limité à sa valeur admissible. Le découplage est parfaitement réalisé aux régimes permanents. Le réglage présente aussi des performances satisfaisantes vis-à-vis de la perturbation.

Les performances du réglage en position présentées par la figure III.9, montrent que la position suit bien la position de référence. Le flux rotorique suit sa référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature nulle.

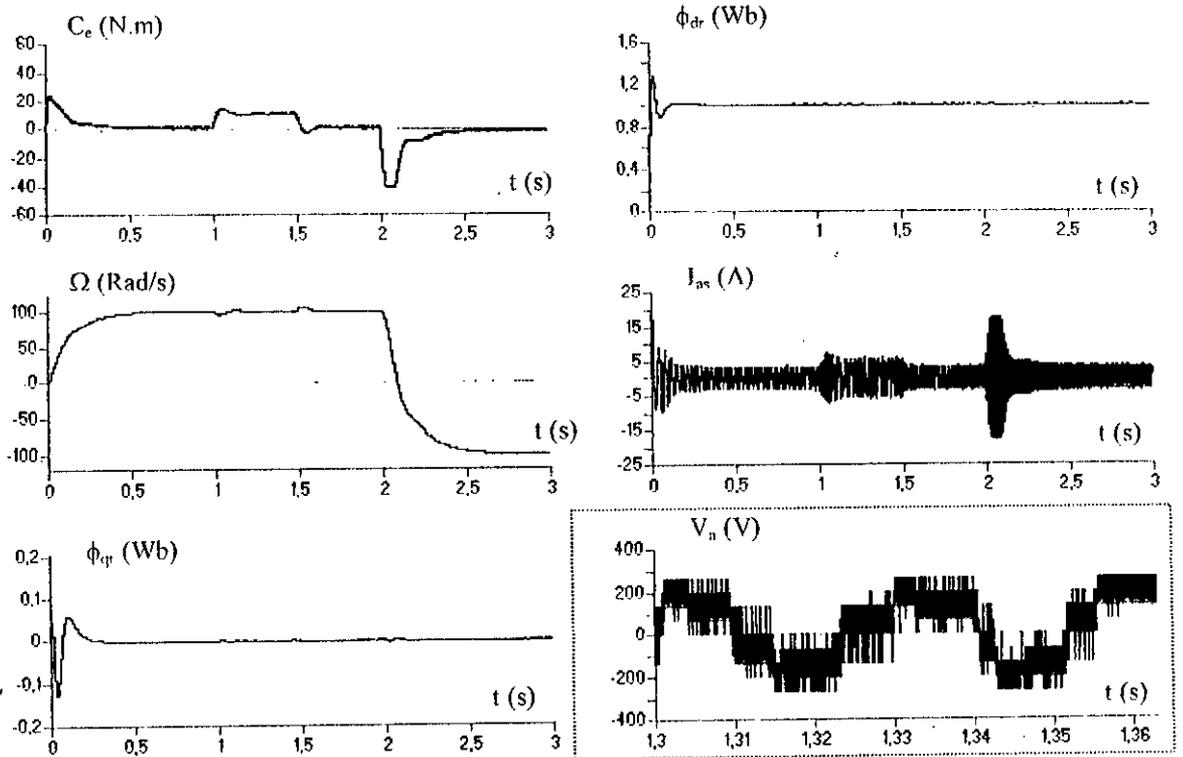


Figure III.8: Performances de réglage en vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Commandée par la méthode directe du flux orienté

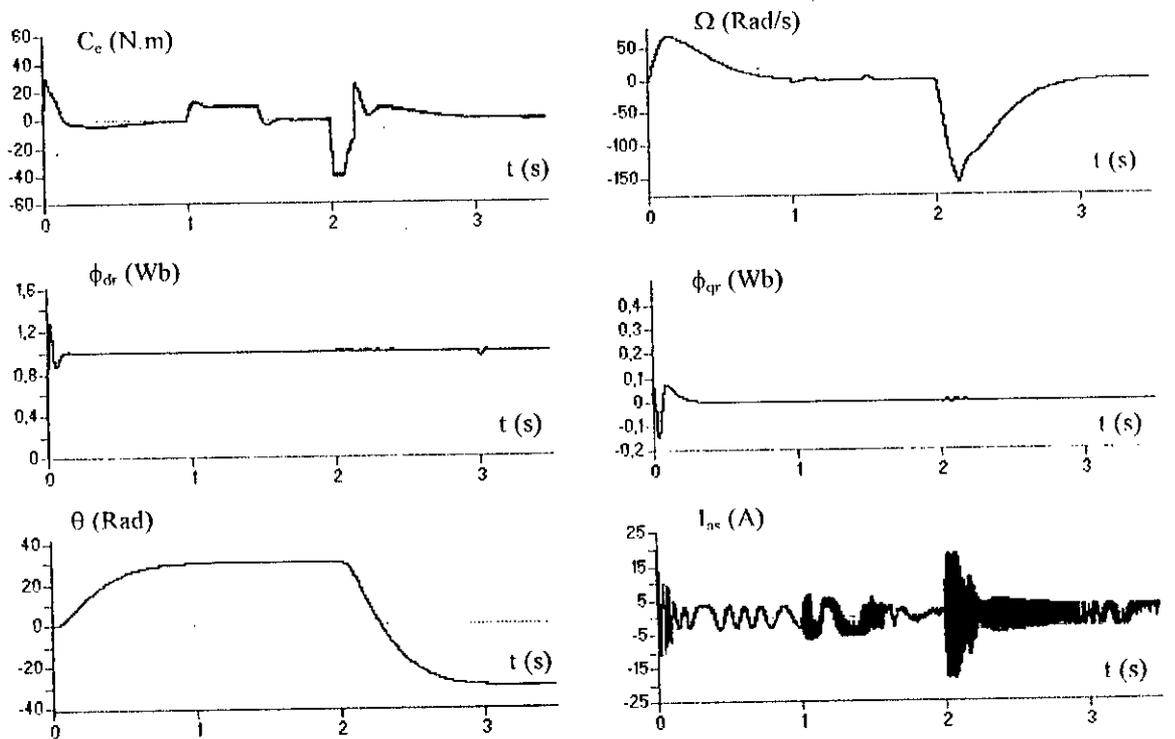


Figure III.9: Performances de réglage en position d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Commandée par la méthode directe du flux orienté

### III. 5. REGLAGE DE VITESSE / POSITION PAR LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE.

Le principe de cette méthode de contrôle de la fréquence consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence [Faidalah 95]. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de la vitesse rotorique.

Le schéma représentatif de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC est donné par la figure suivante.

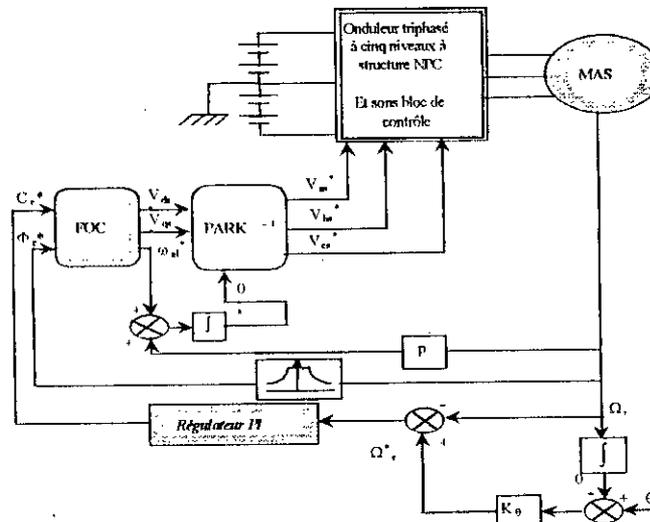


Figure III.10: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

Le bloc de contrôle FOC (field oriented control) est un bloc qui calcule les trois sorties ( $v_{ds}^*$ ,  $v_{qs}^*$ ,  $\omega_s^*$ ) donnant, ainsi, les trois tensions de référence, en fonction des deux entrées de référence ( $C_r^*$ ,  $\Phi_r^*$ ) qui assurent le découplage. Les équations (III.32) du FOC sont définies en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont égaux à leurs valeurs de référence.

D'après le modèle (III.7) en régime établi, nous tirons :

$$\begin{cases} v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \sigma L_s \omega_s^* i_{qs}^* \\ v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \sigma L_s \omega_s^* i_{ds}^* \\ \omega_s^* = \omega + \frac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_r^*} i_{qs}^* \end{cases} \quad (III.32)$$

avec

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M_{sr}} \\ i_{qs}^* = \frac{L_r C_e^*}{p M_{sr} \Phi_r^*} \end{cases} \quad (III.33)$$

Les grandeurs de commande générées par le FOC produisent, au sein de la machine, les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  de sorte qu'en régime permanent ces courants soient identiques aux courants de référence ( $i_{ds}^*$ ,  $i_{qs}^*$ ). Par conséquent, le flux et le couple prennent leurs valeurs de référence.

Le calcul des régulateurs de vitesse et de position est identique à celui présenté précédemment pour la commande vectorielle directe.

### III. 5. 1. Intérêts et inconvénients

La méthode de commande indirecte est caractérisée par le fait qu'aucune estimation du couple ou du flux n'est nécessaire. Cela permet d'allier la simplicité et l'efficacité du contrôle vectoriel.

Outre la sensibilité vis-à-vis des variations des paramètres de la machine et en particulier de la constante de temps rotorique  $T_r$ , que nous analyserons par la suite, cette méthode repose en grande partie sur la capacité de l'onduleur et de sa commande à imposer les courants désirés dans la machine. En effet, à partir de l'instant où le système n'impose pas les courants désirés, cette commande perd sa principale propriété de découplage entre le flux et le couple donc de commande vectorielle.

Néanmoins, cette méthode a l'avantage de ne nécessiter que la mesure de la position ou de la vitesse. Les courants de référence  $i_{ds}^*$  et  $i_{qs}^*$  ne sont déterminés qu'à partir de grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées [Mendes 93].

### III. 5. 2. Résultats de simulation

Les paramètres du correcteur de vitesse sont  $k_{pv}=0.574$  et  $k_{iv}=20.165$ . Alors que le coefficient de proportionnalité du correcteur de la position est  $k_{\theta}=3.5$ .

Pour illustrer les performances de la commande vectorielle indirecte, nous avons simulé un démarrage à vide avec application de la charge nominale entre 1s et 1.5 s. Puis une inversion de la consigne entre +100 et -100 rad/s pour le réglage de vitesse (Figure III.11) et entre +30 et -30rad/s pour le réglage de position (figure III.12).

D'après les deux figures III.11 et III.12 (réglage de vitesse et de position), la grandeur à régler suit sa valeur de référence, et peu sensible à la perturbation. Il est remarquable aussi que le courant est toujours limité à sa valeur admissible. Cependant, le découplage pour ce type de commande est plus affecté par rapport à la commande directe. Ceci revient directement à l'absence de la boucle fermée de régulation du flux.

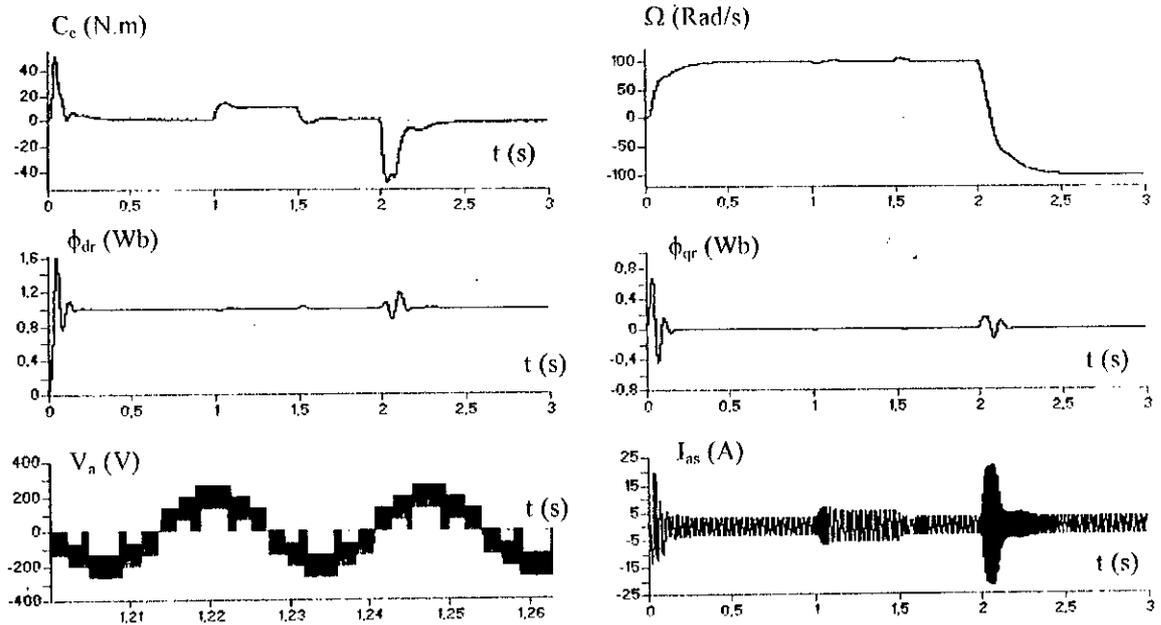


Figure III. 11: Performances de réglage en vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC Commandée par la méthode indirecte du flux orienté

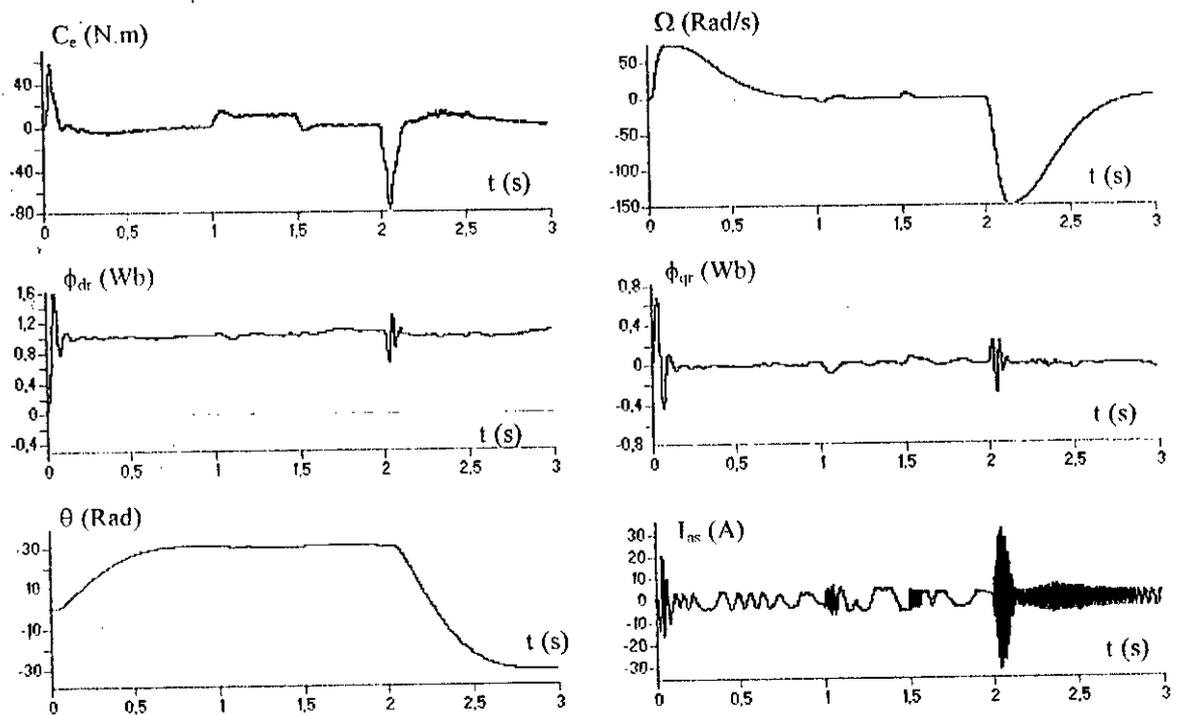


Figure III. 12: Performances de réglage en position d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC Commandée par la méthode indirecte du flux orienté

## CONCLUSION :

L'orientation suivant l'axe direct du repère d'observation (d,q) a eu pour but d'obtenir des modèles de contrôle réduits et découplés, semblables à ceux de la machine à courant continu à excitation indépendante.

Nous avons vu qu'un découplage parfait entre les axes d et q conduit à transformer notre système initial, comportant deux entrées et deux sorties, en deux sous système mono-entrée mono-sortie. Comme principaux avantages, de cette mise en équation, est l'obtention de deux systèmes mono-variables au lieu d'un système multi-variable, qu'est la machine asynchrone.

On note aussi que les régulateurs classiques dépendent fortement des paramètres de la machine, et une erreur d'identification de paramètre ou d'estimation des grandeurs à contrôler conduira obligatoirement à une détérioration des performances de la commande.

Par ailleurs, l'inconvénient majeur de la méthode indirecte c'est que le calcul de la vitesse de glissement  $\omega_{gl}$  nécessite la connaissance de la constante du temps rotorique  $T_r$  de la machine. Cette constante de temps varie durant le fonctionnement de la machine asynchrone, principalement à cause de la variation de la résistance rotorique avec la température, mais aussi à cause de la saturation du circuit magnétique de la machine. Cette imprécision sur la valeur de  $T_r$  conduit à une erreur sur la détermination de la position du flux rotorique, ce qui introduit un couplage entre le flux et le couple. Ce couplage peut conduire à des instabilités du système à contrôler.

## CHAPITRE IV

# METHODOLOGIES ET CONTROLE FLOU D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

L'origine du développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a été le contrôle des processus basé sur la connaissance de l'opérateur.

La stratégie de contrôle d'un tel opérateur est formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend, essentiellement, du processus sous contrôle.

Le contrôleur ainsi envisagé nécessite un algorithme permettant la conversion de la stratégie de contrôle linguistique, basée sur la connaissance experte, en une stratégie de contrôle automatique.

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un contrôleur flou (technique non conventionnelle) sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnel. En particulier, la méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques quantitatives conventionnelles ou quand les sources d'informations sont jugées non précises ou incertaines. Ainsi, le contrôle par la logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine.

Actuellement, la technique de la mesure et de la régulation est basée essentiellement sur la connaissance et l'analyse mathématique du processus.

Le dimensionnement d'un contrôleur conventionnel PID demande la connaissance précise du modèle du système à contrôler. Les valeurs d'entrées du PID doivent être mesurées le plus exactement possible pour éviter d'entacher d'une erreur l'image de l'état du système qu'elles décrivent.

Un contrôleur flou, lui ne demande aucune de ces deux spécifications. Il n'est pas nécessaire de connaître le modèle analytique du processus pour le concevoir. Le contrôleur flou ne traite pas des relations mathématiques bien définies mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques, ces inférences sont alors traitées par les opérateurs de la logique floue.

Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques de la forme Si ..., Alors ... Ainsi, on obtient un algorithme heuristique. Le réglage par logique floue se prête particulièrement bien à deux domaines d'applications [Bühler 94] :

Conception des régulateurs pour des processus mal modélisés

Conception des régulateurs non linéaires pour des processus modélisables.

Enfin, un contrôleur flou bénéficie d'un aspect d'adaptabilité, de robustesse et de stabilité et plusieurs études et réalisations industrielles ont montré que ce dernier peut donner de meilleurs résultats que les régulateurs classiques.

## IV. 1. PRINCIPE FONDAMENTAL DE LA LOGIQUE FLOUE

Afin de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, on présente un exemple simple. Celui de la classification des personnes en trois ensembles "jeune", "entre deux âges" et "âgé".

Selon la logique classique (logique de Boole) qui n'admet pour les variables que les deux valeurs 0 et 1. Une telle classification pourrait se faire comme le montre la figure IV.1. Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans sont alors considérées comme appartenant à l'ensemble "jeune" et toutes les personnes âgées de plus de 50 ans comme appartenant à l'ensemble "âgé".

Cependant, une telle logique de classification n'est même pas logique. Pourquoi une personne, lorsqu'elle a eu 50 ans, doit-elle être considérée comme appartenant à l'ensemble "âgé"? En réalité, un tel passage se fait progressivement et individuellement.

La logique floue, dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance  $\mu$ ), permet de tenir compte de cette réalité. La figure IV.2 montre une classification possible pour l'exemple précédent, cette fois-ci, à l'aide de la logique floue. Ainsi, une personne de 25 ans appartient à l'ensemble "jeune" avec une valeur de 0,75 de la fonction d'appartenance et à l'ensemble "entre deux âges" avec  $\mu=0,25$ . Par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur  $\mu=1$  de la fonction d'appartenance à l'ensemble "âgé". Evidemment, la forme des fonctions d'appartenance n'est pas rigide et peut dépendre du contexte envisagé, à savoir professionnel, sportif ou autre.

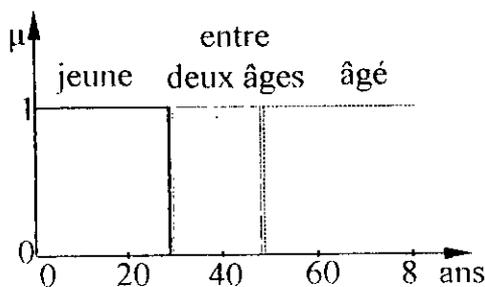


Fig. IV.1: Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique

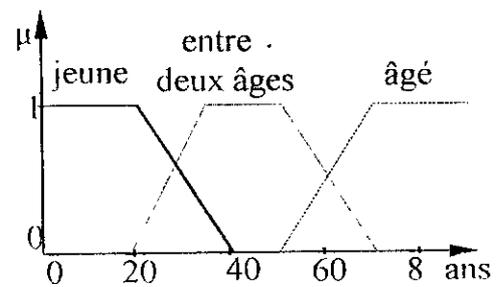


Fig. IV.2: Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue

## IV. 2. RAPPELS DES PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans ce qui suit, nous résumons les concepts de la théorie des ensembles flous nécessaires pour la conception des contrôleurs flous.

### IV. 2. 1. Ensembles flous

Si l'on considère une grandeur physique  $u$ , dire que  $u$  appartient à un ensemble flou revient à lui attribuer une propriété de définition imprécise (linguistique):  $u$  est grand, petit, voisin de zéro, etc.

**Définition 1: Ensembles flous**

Un ensemble flou peut être vu comme une généralisation de concept d'ensemble ordinaire dont la fonction d'appartenance prend seulement deux valeurs {0, 1} (ensemble "booléen").

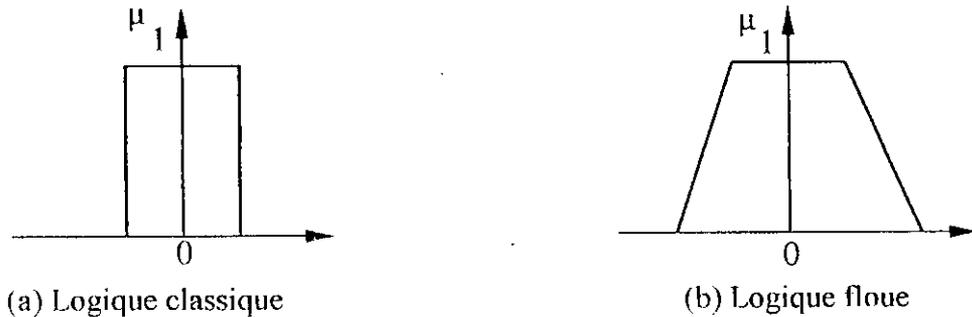


Fig. IV.3. Exemple de fonctions caractéristiques : logique classique, logique floue

Ainsi, sur un univers de discours U, un ensemble flou F est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_F$  prenant des valeurs dans l'intervalle [0,1].

$$\begin{array}{ccc} \mu_F : U & \longrightarrow & [0, 1] \\ x & \longrightarrow & \mu_F(x) \end{array}$$

Cet ensemble flou F peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées :  $F = \{(x, \mu_F(x)) / x \in U\}$  et on le notera:

\* U continu

$$F = \int_U \mu_F(x) / X$$

\* U discret

$$F = \sum_{i=1} \mu_F(x_i) / x_i$$

**IV. 2. 2. Opérations ensembliste élémentaires :**

Soient A et B deux ensembles flous dans U ayant respectivement  $\mu_A$  et  $\mu_B$  comme fonctions d'appartenance. L'union, l'intersection, et la complémentation des ensembles flous sont définies à l'aide de leur fonction d'appartenance.

**Définition 2: Union  $\cup$**

La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cup B}$  de la réunion  $A \cup B$  est définie, pour tout  $x \in U$ , par :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

**Définition 3: Intersection  $\cap$**

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

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

**Définition 4 : Complémentation**

La fonction d'appartenance  $\mu_{\bar{A}}$  du complément d'un ensemble flou A est définie, pour tout  $x \in U$ , par:

$$\bar{\mu}_A(x) = 1 - \mu_A(x)$$

**Définition 5 : Produit cartésien**

Si  $A_1, A_2, \dots, A_n$  sont des ensembles flous dans respectivement  $U_1, U_2, \dots, U_n$ , le produit cartésien de  $A_1, A_2, \dots, A_n$  est un ensemble flou dans l'espace produit  $U_1 * U_2 * \dots * U_n$  ayant pour fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1 * A_2 * \dots * A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \min\{\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)\}$$

Où:

$$\mu_{A_1 * A_2 * \dots * A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \mu_{A_1}(x_1) \times \mu_{A_2}(x_2) \times \dots \times \mu_{A_n}(x_n)$$

**Définition 6 : Relation floue**

Une relation floue est un ensemble flou dans  $U_1 * U_2 * \dots * U_n$  exprimée comme:

$$R_{U_1 * U_2 * \dots * U_n} = \{(x_1, x_2, \dots, x_n), \mu_R(x_1, x_2, \dots, x_n) \mid (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U_1 * U_2 * \dots * U_n\}$$

**Définition 7 : Composition "Sup-Star"**

Si R et S sont deux relations floues dans respectivement  $U * V$  et  $V * W$ , la composition de ces deux relations est une relation floue dénotée par  $R \circ S$  et elle est définie par:

$$R \circ S = \{(x, z), \text{Sup}(\mu_R(x, y) \oplus \mu_S(y, z)) \mid x \in U, y \in V, z \in W\}$$

Où:  $\oplus$  est l'un des opérateurs de la classe des normes triangulaires (Annexe 1).

**Remarque :** Les propriétés de l'algèbre classique telle que la commutativité, associativité, distributivité, lois de Morgan s'appliquent aussi aux opérations sur les ensembles flous.

**IV. 2. 3. variables linguistiques****Définition 8 : Variables linguistiques**

L'utilisation des ensembles flous constitue une voie privilégiée pour la manipulation de concepts vagues et imprécis. En particulier, on peut employer les ensembles flous pour représenter des variables linguistiques. Une variable linguistique peut être vue soit comme une variable dont la valeur est un nombre flou, soit comme une variable dont les valeurs sont définies en termes linguistiques.

Une variable linguistique est caractérisée par un 5-uple  $(V, T(V), U, G, M)$  dans lequel:

- V est le nom de la variable;
- $T(V)$  est l'ensemble des valeurs linguistiques de V dont chacune est un nombre flou défini sur U;
- G est une règle syntaxique pour la génération des noms des valeurs de V.
- M est une règle sémantique qui associe à chaque valeur un sens.

Par exemple, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes  $T(\text{vitesse})$  peut être:

$T(\text{vitesse}) = \{\text{lente, moyenne, rapide, ...}\}$  où chaque terme dans  $T(\text{vitesse})$  est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours  $U = [0, 100]$  par exemple.

M interprétera "lente" comme une vitesse inférieure ou égale à 40 km/h, "rapide" comme une vitesse supérieure ou égale à 70 km/h. Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure IV.4.

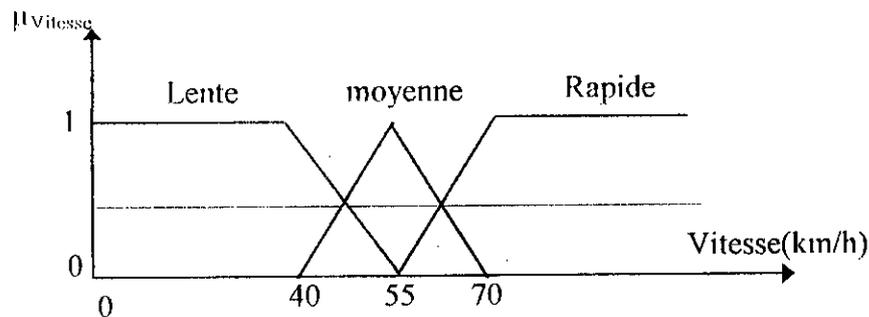


Fig. IV.4 Représentation graphique des vitesses floues

#### IV. 2. 4. Fonction d'appartenance

A la variable  $X$ , dont l'ensemble des valeurs possibles est  $T(X)$ , et au sous-ensemble  $E_1$  de  $T(X)$ , on associe une fonction  $\mu_{E_1}(u)$  comprise entre 0 et 1, appelée **fonction d'appartenance** (on dit aussi **degré d'appartenance** ou **coefficient d'appartenance**, ou **degré de possibilité**) qui représente la possibilité pour que la variable  $u$  ait la qualité associée au sous-ensemble  $E_1$ .

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

a - *Fonction Triangulaire* :

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

b - *Fonction Trapézoïdale*:

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

c - *Fonction Gaussienne* :

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[ - \left( \frac{x-m}{\sigma} \right)^2 \right]$$

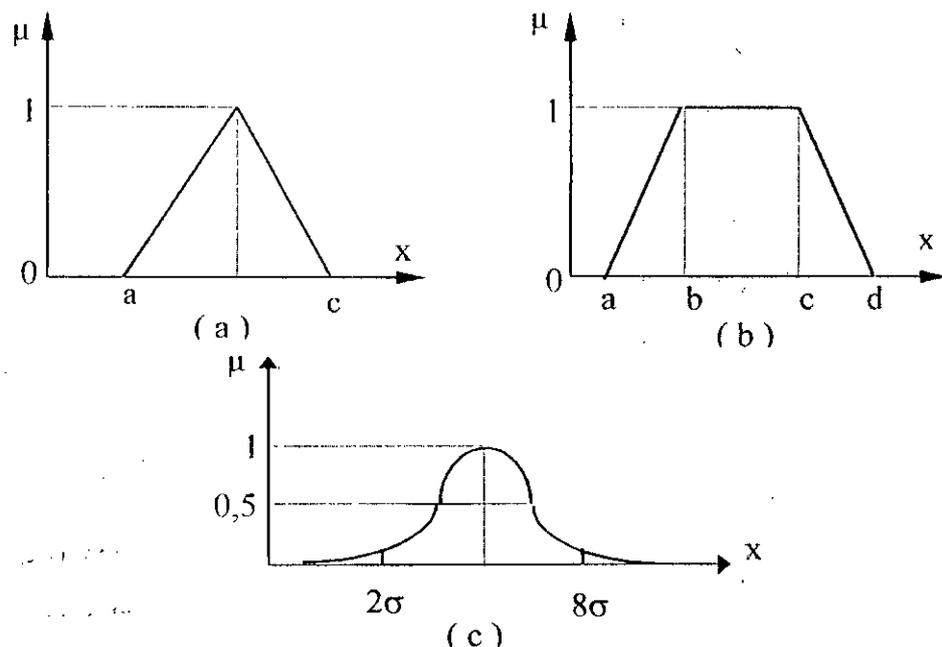


Fig. IV.5 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.

**IV. 2. 5. Implication floue:**

L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer un degré de vérité d'une règle R de la forme : **Si x est A alors y est B** à partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y))$$

Où : I est l'un des opérateurs d'implication donnée à l'annexe 2.

**Remarque:** Dans la commande floue, on utilise souvent les implications dites de Mamdani et Larsen ( $\mu_{RM}$  et  $\mu_{RP}$ ).

**IV. 2. 6. logique floue et raisonnement approché :**

En raisonnement approché, il y a deux règles d'inférence floue importantes proposées par **Zadeh** nommées le "modus ponens généralisé" (**MPG**) et le "modus tollens généralisé" (**MTG**) (généralisation de la logique formelle):

prémisse 1 : x est A'	
prémisse 2 : Si x est A, alors y est B	(MPG)
conséquence : y est B'	

prémisse 1: y est B'	
prémisse 2 : Si x est A, alors y est B	(MTG)
conséquence : x est A'	

Où: A, A', B et B' sont des ensembles flous représentant des variables linguistiques.

Ces règles permettent de caractériser l'ensemble flou B' (MPG) ou A'(MTG) selon les formules précédentes.

**Remarque:** En logique formelle classique, le "modus ponens" est utilisé dans le raisonnement par chaînage avant (cas de la commande) alors que le "modus tollens" est utilisé en chaînage arrière (vérification d'hypothèse).

**Définition 9: Règle conditionnelle d'inférence "Sup-Star"**

Si R est une relation floue dans U\*V, et x est un ensemble flou dans U, alors le résultat est un ensemble flou donné par:

$$y = x \circ R$$

Où:

$x \circ R$  est la composition "Sup-Star" de x et R. Si l'opérateur "Sup-Star" est le minimum; alors cette définition se réduit à la règle compositionnelle d'inférence de Zadeh.

**VI. 3. CONTROLEUR FLOU**

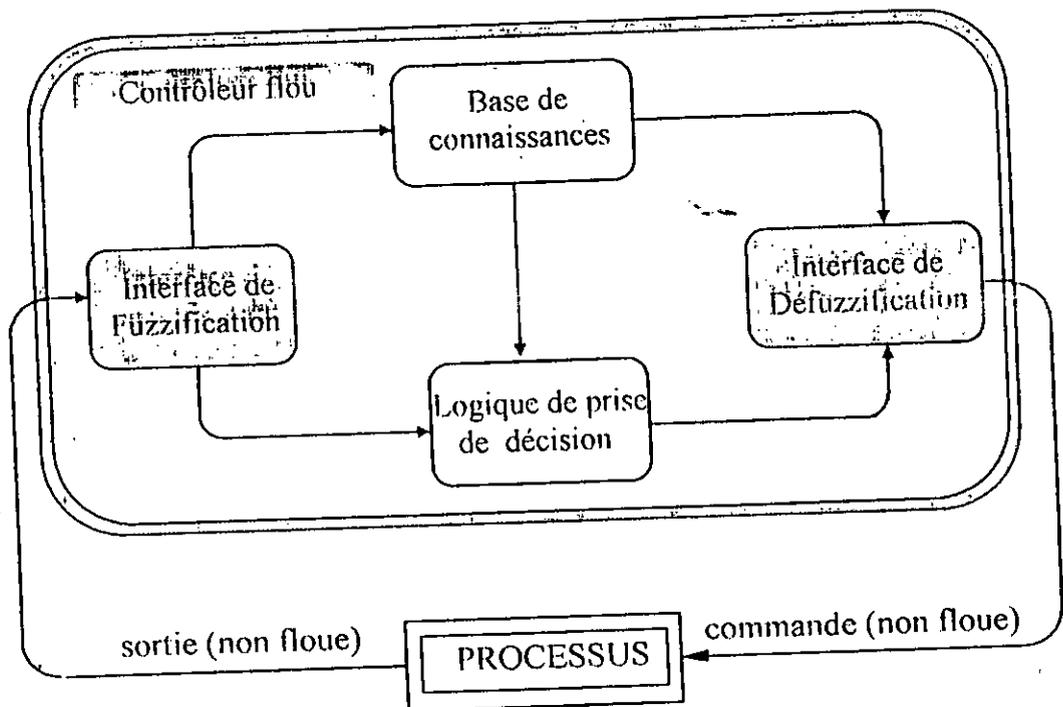


Fig. IV.6 Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

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

$$Y = F(X)$$

Où: F est souvent une fonction non linéaire.

Muni des différents concepts de la théorie des ensembles flous, on peut développer les notions importantes des contrôleurs flous.

La figure IV.6 montre le schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

Ce schéma est composé:

- d'une interface de fuzzification à l'entrée;
- d'une base de connaissances;
- d'une logique de prise de décision;
- d'une interface de défuzzification à la sortie;
- du système à contrôler.

1- L'interface de fuzzification inclue les fonctions suivantes:

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

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

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

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

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

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

### **IV. 3. 1. Stratégie de fuzzification :**

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

La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables, en particulier pour les variables d'entrée. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques (grandeurs déterminées) en variables linguistiques (variables floues) qui peuvent alors être traitées par les inférences.

La fuzzification s'articule autour des axes suivants:

- Un opérateur de fuzzification convertit une valeur numérique en un singleton flou à l'intérieur d'un certain univers de discours. Cette stratégie est largement utilisée dans les contrôleurs flous car elle est naturelle et facile à implémenter. Elle interprète une entrée  $x_0$  comme un ensemble flou  $A$  ayant une fonction d'appartenance  $\mu_A(x_0)$  égale à zéro partout sauf au point  $x_0$  (égale à 1).
- Les grandeurs physiques sont souvent normalisées entre -1 et 1 par un facteur d'échelle qui doit être choisi sur la base de l'étude du système de sorte que, lors des petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas dépassé.

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

Une subdivision plus fine, c'est-à-dire plus de sept ensembles flous associés aux variables d'entrée, n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du réglage par logique floue [Bühler 94].

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

#### IV. 3. 2. Base de données

Les concepts associés à la base de données sont utilisés pour caractériser les règles de contrôle flou et la manipulation des données floues dans un contrôleur flou. Ces concepts sont subjectivement définis et basés sur l'expérience et le jugement de l'ingénieur. Dans cet ordre d'idée, il peut être noté que le choix correct des fonctions d'appartenance d'un ensemble de termes joue un rôle essentiel dans la réussite d'une application, on va donc chercher à déterminer les phases importantes de construction d'une base de données dans un contrôleur flou.

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

#### IV. 3. 3. Base de règles

Un système flou est caractérisé par un ensemble d'expressions linguistiques (règles) basées sur une connaissance d'expert. Cette connaissance est d'habitude représentée sous forme de règles "Si - alors" simples à implémenter. La collection de ces règles forme ce qu'on appelle la base de règles ou ensemble de règles d'un contrôleur flou.

##### IV. 3. 3. 1. règles de contrôle flou

Deux classes de règles de contrôle flou, une pour l'évaluation de l'état et une autre pour l'évaluation de l'objectif, sont couramment utilisées dans la modélisation des contrôleurs flous.

### Règles de contrôle flou pour l'évaluation de l'état

Dans le cas des systèmes multi-entrées/mono-sorties la plupart des contrôleurs flous utilisés ont des règles d'évaluation d'état de la forme:

$$R_1: \text{si } x \text{ est } A_1 \dots \text{ et } y \text{ est } B_1, \text{ alors } z \text{ est } C_1$$

$$R_n: \text{si } x \text{ est } A_n \dots \text{ et } y \text{ est } B_n, \text{ alors } z \text{ est } C_n$$

Où :

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

Dans l'approche Sugeno Takagi, le résultat est représenté comme une fonction des variables d'état du processus  $x, \dots, y$ :

$$R_i: x \text{ est } A_i \dots \text{ et } y \text{ est } B_i, \text{ alors } z = f_i(x, \dots, y)$$

Les règles de contrôle flou de ce type qui sont référées comme « règles de contrôle flou d'évaluation d'état » évaluent l'état du processus (l'état, erreur de l'état, intégrale de l'état) à l'instant  $t$  et calcule l'action de contrôle flou en fonction de  $(x, \dots, y)$ .

### Règles de contrôle flou pour l'évaluation de l'objectif

Un autre algorithme est appelé contrôle flou pour l'évaluation de l'objectif ou commande floue prédictive. Les règles écrites à partir de l'expérience d'un opérateur habile expérimenté, sont référées comme « règles de contrôle flou d'évaluation de l'objectif ». Une règle typique peut être décrite comme:

$$R: \text{si } (u \text{ est } C_i \rightarrow x \text{ est } A_i \text{ et } y \text{ est } B_i), \text{ alors } u \text{ est } C_i$$

En termes linguistiques, la règle est interprétée comme `` si l'indice de performance  $x$  est  $A_i$  et l'indice  $y$  est  $B_i$ , quand une commande  $u$  est choisi égale à  $C_i$ , alors cette règle est sélectionnée et la commande  $C_i$  est prise comme sortie du contrôleur. Cependant, le contrôle flou à évaluation de l'état n'évalue pas les actions de contrôle calculées de la même manière qu'un opérateur humain. Par contre, le contrôle flou prédictif fournit un mécanisme d'évaluation pour que les états désirés et les objectifs de contrôle puissent être atteints plus facilement. Ce type de contrôle a été utilisé avec succès sur des trains et des grues. [Ketata 92]

On peut représenter les règles de contrôle flou par une table appelée ``table d'inférence``. Pour un contrôleur qui possède deux entrées et une sortie cette table est donnée par Table IV.1.

En général, cette table est antisymétrique. Chacune de ses cases représente la conclusion d'une règle dont la prémisse est la conjonction des symboles de colonne associés à  $y$  et des symboles de ligne associés à  $x$ .

z		y				
		B <sub>1</sub>	B <sub>2</sub>	B <sub>3</sub>	B <sub>4</sub>	B <sub>5</sub>
x	A <sub>1</sub>	C <sub>1</sub>	C <sub>6</sub>	C <sub>11</sub>	C <sub>16</sub>	C <sub>21</sub>
	A <sub>2</sub>	C <sub>2</sub>	C <sub>7</sub>	C <sub>12</sub>	C <sub>17</sub>	C <sub>22</sub>
	A <sub>3</sub>	C <sub>3</sub>	C <sub>8</sub>	C <sub>13</sub>	C <sub>18</sub>	C <sub>23</sub>
	A <sub>4</sub>	C <sub>4</sub>	C <sub>9</sub>	C <sub>14</sub>	C <sub>19</sub>	C <sub>24</sub>
	A <sub>5</sub>	C <sub>5</sub>	C <sub>10</sub>	C <sub>15</sub>	C <sub>20</sub>	C <sub>25</sub>

Tab. IV.1. Table d'inférence

**IV. 3. 3. 2. Justification des règles de contrôle flou**

D'une manière générale, l'écriture des règles d'un contrôleur flou fait appel à l'expertise et l'expérience des opérateurs humains. Dans le cadre de la régulation (asservissement), on utilise fréquemment l'erreur (observation) et la variation de l'erreur (dynamique du processus). A partir de ces deux mesures traduites sous la forme de variables floues, il est possible de déterminer les règles dans le domaine temporel (plus axé vers l'expérience).

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

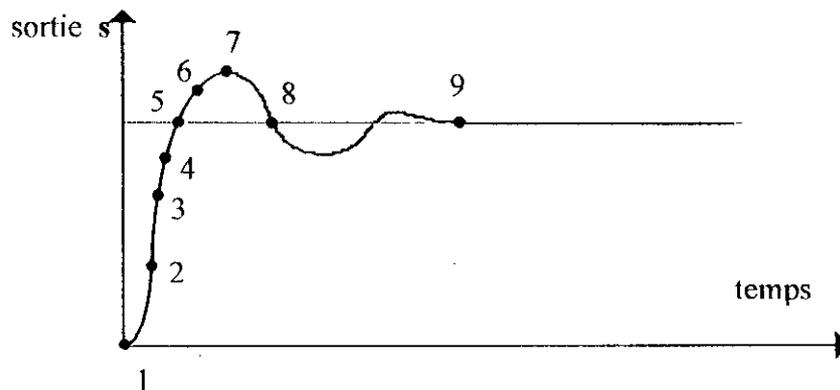


Fig. IV.7 Ecriture du jeu de règles grâce à une analyse temporelle

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

En posant  $e = r - s$  et  $\Delta e = e_t - e_{t-1}$ , où  $e_t$  et  $e_{t-1}$  représentent les erreurs respectives aux instants  $t$  et  $(t-1)$ , on a :

- 1. Si  $e = PG$  et  $\Delta e = ZE$  alors  $\Delta u = PG$  .....(départ)
- 2. Si  $e = PG$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta u = PM$  .....(augmentation de la commande pour gagner l'équilibre)
- 3. Si  $e = PM$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta u = PP$  ..... (très faible augmentation de  $u$  pour ne pas dépasser)

4. Si  $e = PP$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta u = ZE$  ..... (convergence vers l'équilibre correcte)
5. Si  $e = ZE$  et  $\Delta e = NP$  alors  $\Delta u = NP$  ..... (freinage du processus).
6. Si  $e = NP$  et  $\Delta e = PP$  alors  $\Delta u = NM$  ..... (freinage et inversion de la variation de la commande)
7. Si  $e = NM$  et  $\Delta e = ZE$  alors  $\Delta u = NM$  ..... (rappel du processus vers l'équilibre)
8. Si  $e = NP$  et  $\Delta e = ZE$  alors  $\Delta u = ZE$  ..... (convergence vers l'équilibre correcte)
9. Si  $e = ZE$  et  $\Delta e = ZE$  alors  $\Delta u = ZE$  ..... (équilibre)

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

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

Tab. IV.2. Trajectoire de phase du comportement décrit sur la figure IV.8 .

### IV. 3. 4. LOGIQUE DE PRISE DE DECISION

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

#### IV. 3. 4. 1. Mécanisme d'inférence

Les mécanismes d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que ceux utilisés dans les systèmes experts, parce que dans un contrôleur flou la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre (pas de chaînage).

Considérons un ensemble de deux règles définies par:

- $R_1$  : Si  $x$  est  $A_1$  et  $y$  est  $B_1$  , alors  $z$  est  $C_1$     ou  
 $R_2$  : Si  $x$  est  $A_2$  et  $y$  est  $B_2$  , alors  $z$  est  $C_2$

Les entrées sont mesurées par des capteurs, elles sont réelles et il est nécessaire de les convertir en ensembles flous. En général, une valeur réelle est considérée comme un singleton flou et les facteurs  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  caractérisant les degrés de confiance de la première et de la deuxième règle peuvent être exprimés par:

$$\alpha_1 = \mu_{A_1}(x_0) \wedge \mu_{B_1}(y_0)$$

$$\alpha_2 = \mu_{A_2}(x_0) \wedge \mu_{B_2}(y_0)$$

Où:

- $\mu_{A_i}(x_0)$  et  $\mu_{B_i}(y_0)$  jouent le rôle de degrés de couplage entre les données fournies à l'utilisateur et celles de la base de règles.
- $\wedge$ : opérateur défini selon le type de contrôleur.

Ces relations jouent un rôle important dans les différents types de contrôleur flou.

#### IV. 3. 4. 2. Contrôleur de type Mamdani [Bühler 94]

Dans ce mode de raisonnement, la  $i^{\text{ème}}$  règle aboutit à la décision de contrôle

$$\mu_{R_i} = \mu_{RM}(\alpha_i, \mu_{C_i}(z)) = \min(\alpha_i, \mu_{C_i}(z))$$

Où:

$$\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{A_i}(x_0), \mu_{B_i}(y_0)) = \min(\mu_{A_i}(x_0), \mu_{B_i}(y_0))$$

et le résultat des deux règles est construit comme suit:

$$\mu_{Res}(z) = \max[\mu_{R_1}(z), \mu_{R_2}(z)]$$

Cette méthode est dite aussi: méthode d'inférence **max-min**

#### IV. 3. 4. 3. Contrôleur de type Larsen

Cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la  $i^{\text{ème}}$  règle donne la décision :

$$\mu_{R_i} = \alpha_i \times \mu_{C_i}(z)$$

$$\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{A_i}(x_0), \mu_{B_i}(y_0)) = \min(\mu_{A_i}(x_0), \mu_{B_i}(y_0))$$

Par conséquent , la fonction d'appartenance résultante de l'exemple précédent est donnée par:

$$\mu_{Res}(z) = \max[\mu_{R_1}(z), \mu_{R_2}(z)]$$

Cette méthode dite aussi méthode d'inférence: **max-produit**.

#### IV. 3. 4. 4. Contrôleur de type Zadeh

Dite aussi méthode d'inférence **somme-produit**.

$$\mu_{R_i} = \alpha_i \times \mu_{C_i}(z)$$

$$\alpha_i = \mu_{RP}(\mu_{A_i}(x_0), \mu_{B_i}(y_0)) = \mu_{A_i}(x_0) \times \mu_{B_i}(y_0)$$

$$\mu_{Res}(z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{R_i}(z) \quad m: \text{nombre de règle}$$

\* Pour notre étude, on s'est limité au contrôleur de Mamdani.

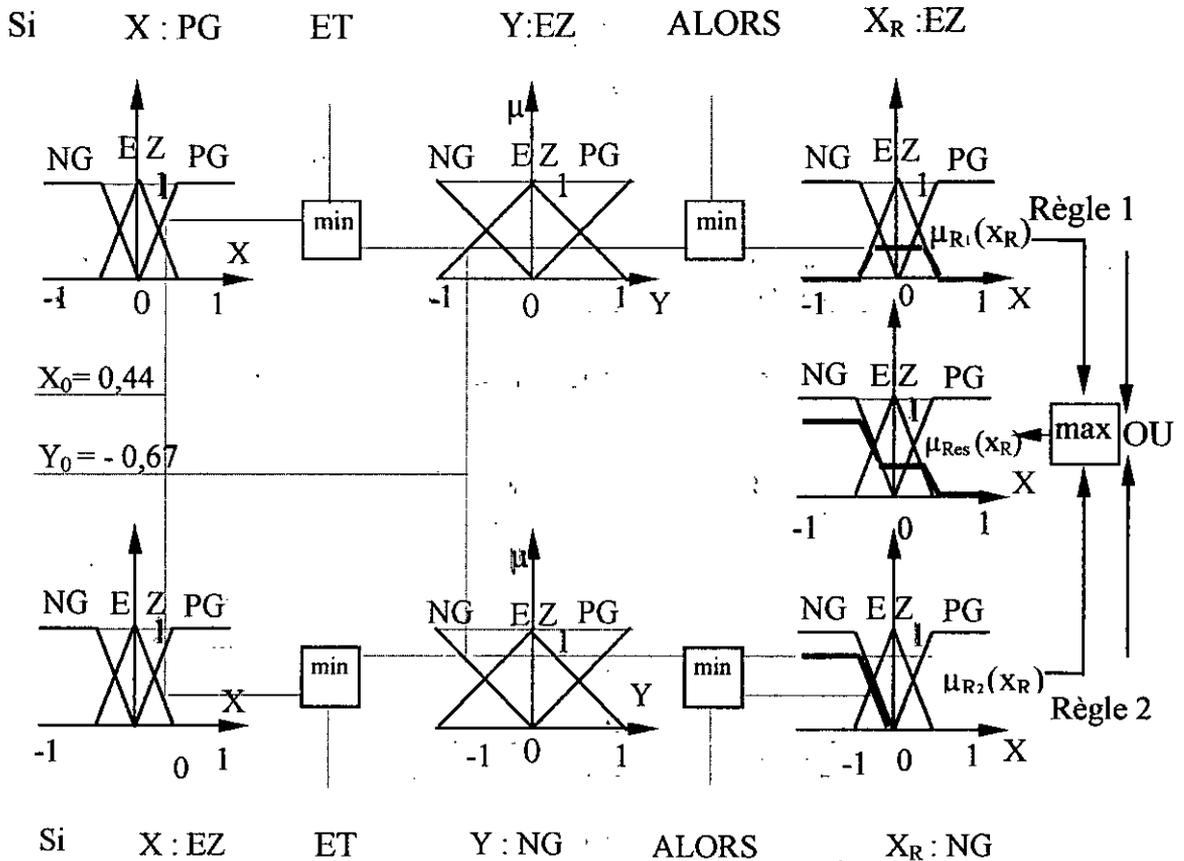


Fig. IV.8 : Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles

### IV. 3. 5. DEFUZZIFICATION

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

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont:

- méthode du maximum;
- méthode de la moyenne des maxima
- méthode du centre de gravité;
- méthode des hauteurs pondérés.

#### IV. 3. 5. 1. Méthode du maximum

La commande est égale, à la commande locale ayant la fonction d'appartenance maximale.

$$U = \text{Max}_{z \in S} (\mu_{\text{Res}}(z))$$

Où : S est le support de Res

Parfois  $U$  conduit à une indétermination, lorsque il existe plusieurs points qui maximisent  $\mu_{Res}(z)$ . Pour cette raison, on fait appel à la méthode suivante.

#### IV. 3. 5. 2. méthode de la moyenne des maxima

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de contrôle locales ayant des fonctions d'appartenance maximales.

Plus spécialement, dans le cas d'un univers de discours discret, l'action de commande peut être exprimée comme :

$$U = (1/L) \sum_{i=1}^m Z_i$$

- $Z_i$  est la valeur de la commande locale avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale  $\mu_{Res}(z)$ ,
- $L$  est le nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance.

#### IV. 3. 5. 3. Méthode du centre de gravité:

Cette méthode génère le centre de gravité de l'espace flou d'une action de contrôle (commande).

Dans le cas d'un univers de discours discret, cette méthode produit

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{Res}(z_i) \cdot z_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{Res}(z_i)}$$

Où:  $n$  est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur.

Par cette méthode, on arrive à une solution unique. Le calcul est simplifié lorsque  $\mu_{Res}(z)$  est déterminé par la méthode d'inférence somme-prod.

#### IV. 3. 5. 3. Méthode des hauteurs pondérés:

En anglais "**Height méthode**", elle consiste à calculer la sortie du contrôleur en utilisant les centres de gravité  $z_i^*$  de chacun des ensembles  $C_i$ :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m z_i^* \cdot \mu_{C_i}(z_i)}{\sum_{i=1}^m \mu_{C_i}(z_i)}$$

$m$ : le nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie  $U$ .

### IV. 4. LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DES CONTRÔLEURS FLOUS

- La non-nécessité d'une modélisation complète du processus à contrôler;
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe;
- La possibilité d'implémenter des connaissances de l'opérateur de processus;
- L'existence de plusieurs possibilités pour réaliser la commande floue.

Par contre, les inconvénients sont:

- L'absence de base mathématique pour déterminer les gains de normalisation, les inférences, et la défuzzification;
- Implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficiles.

## IV. 5. COMMANDE FLOUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC.

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

En commande, la plupart des algorithmes utilisés sont basés sur le schéma simple proposé par Mamdani. La majorité de ces algorithmes ont été appliqués surtout sur des processus industriels plus ou moins lents tels que la régulation de température d'une chaudière.

Y.F. Li et C.C. Lau [Y.F. Li 89] ont, à leur tour, appliqué l'un de ces algorithmes pour la régulation numérique des servo-moteurs. Ils ont montré les performances du contrôleur flou par rapport aux contrôleurs conventionnels, surtout au niveau temps de montée.

### IV. 5. 1. Description du contrôleur flou typique

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée / mono-sortie. Ce schéma est représenté comme suit :

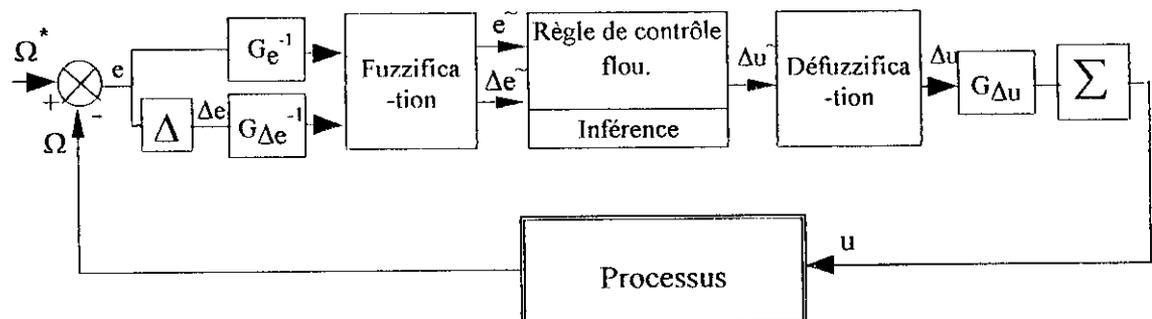


Fig. IV.9 Schéma d'un contrôleur flou typique

D'après ce schéma, le contrôleur est composé :

- d'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps ( $\Delta e$ );
- des facteurs d'échelle (Normalisation) associés à l'erreur, à sa variation et les gains associés à la variation de la commande ( $G\Delta u$ );
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation;
- des règles de contrôle flou;
- de la logique floue utilisée pour l'évaluation des règles de contrôle flou (inférences);
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique;
- d'un bloc sommateur.

### IV. 5. 2. Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation telle que  $u = f(e, \Delta e)$ . Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande  $\Delta u$  nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta u} \Delta U_{k+1} \quad (\text{IV-1})$$

Où :

- $G_{\Delta u}$  : gain associé à la commande  $U_{k+1}$  en général choisi faible pour assurer la stabilité du système,
- $\Delta U_{k+1}$  : variation de la commande.

L'erreur ( $e$ ) et la variation de l'erreur ( $\Delta e$ ) sont normalisées comme suit :

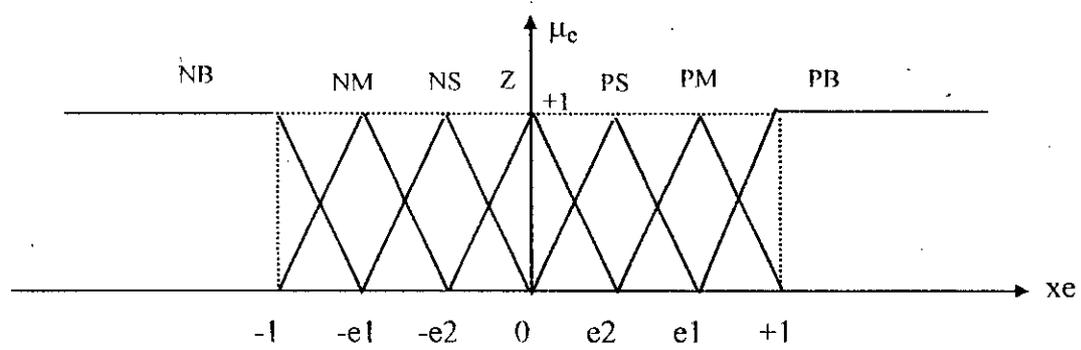
$$X_e = \frac{e}{G_e}$$

$$X_{\Delta e} = \frac{\Delta e}{G_{\Delta e}}$$

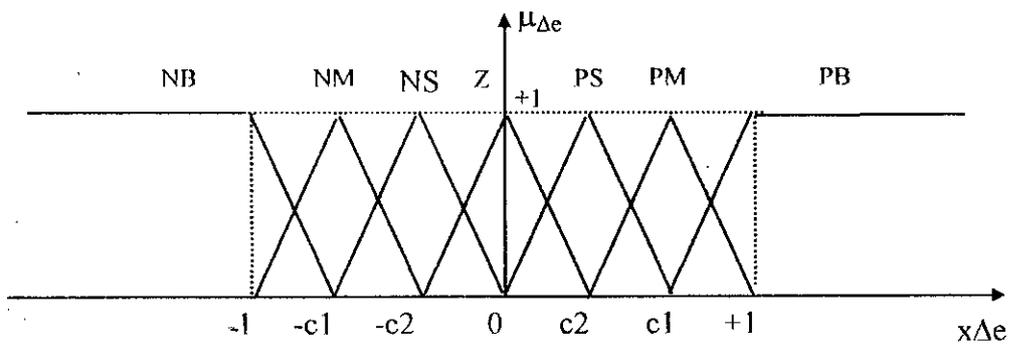
Où :

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

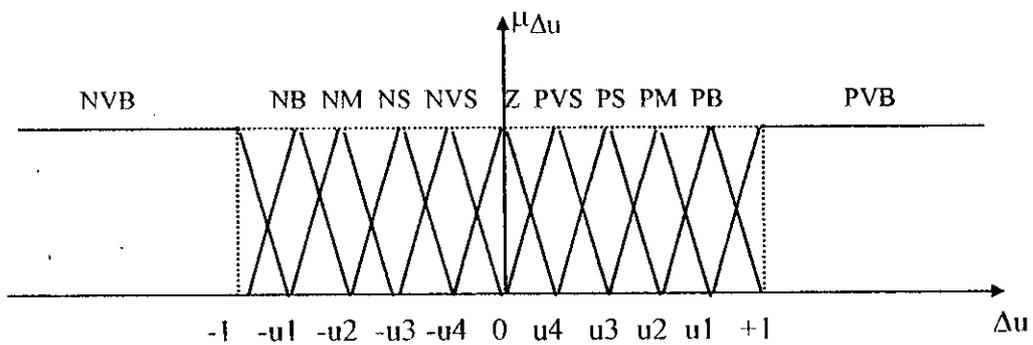
L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en sept (7) classes, par contre celui de la sortie est subdivisé en onze (11) classes, comme c'est montré à la figure (IV.10).



- a -



- b -



- c -

Figure. IV.10 Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques:

- a - pour l'erreur
- b - pour la variation de l'erreur
- c - pour la variation de la commande

A partir de la table de Mac Vicar justifiée dans le paragraphe (IV.3.3.2), et avec onze (11) ensembles flous associés à la variation de la commande, la matrice d'inférence est donnée comme suit :

$e$ $\Delta e$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NB	NM	NS	NVS	Z
NM	NVB	NB	NM	NS	NVS	Z	PVS
NS	NB	NM	NS	NVS	Z	PVS	PS
Z	NM	NS	NVS	Z	PVS	PS	PM
PS	NS	NVS	Z	PVS	PS	PM	PB
PM	NVS	Z	PVS	PS	PM	PB	PVB
PB	Z	PVS	PS	PM	PB	PVB	PVB

Table. IV.3 Tableau des règles de décision floue (inférences).

Les classes sont notées comme suit :

(NVB) : Negative very big

(NB) : Negative big

(NM) : Negative médium

(NS) : Negative small

(NVS) : Negative very small

(PVB) : Positive very big

(PB) : Positive big

(PM) : Positive médium

(PS) : Positive small

(PVS) : Positive very small

(Z) : Zero

Les règles de commande s'écrivent comme suit :

Si (e est NB) et ( $\Delta e$  est NB) alors  $\Delta u$  est NVB

ou

Si (e est Z) et ( $\Delta e$  est Z) alors  $\Delta u$  est Z

ou

ou

Si (e est PB) et ( $\Delta e$  est PB) alors  $\Delta u$  est PVB

Pour l'implication, on a utilisé la méthode de Mamdani.

La défuzzification se fait par la relation dite « des hauteurs pondérées ». Donnée comme suit :

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^n Z_i^* \cdot \mu_{\Delta U_i}}{\sum_{i=1}^n \mu_{\Delta U_i}} \tag{IV-2}$$

$Z_i^*$  : le centre de gravité de l'ensemble flou  $\Delta U_i$

### IV. 5. 3. Contrôleur flou à gain adaptatif

Dans la plus part des études effectuées sur le contrôle flou, le gain associé à la variation de la commande est pris constant.

Cette valeur du gain doit être aussi faible que possible pour éviter le problème d'instabilité. Malheureusement, ceci augmente le temps de réponse du système.

Pour résoudre ce problème, une table de décision sur le gain est nécessaire pour augmenter les performances dynamiques du système.

#### IV. 5. 3. 1. Description du contrôleur flou à gain de commande adaptatif.

Le schéma correspondant se présente comme suit :

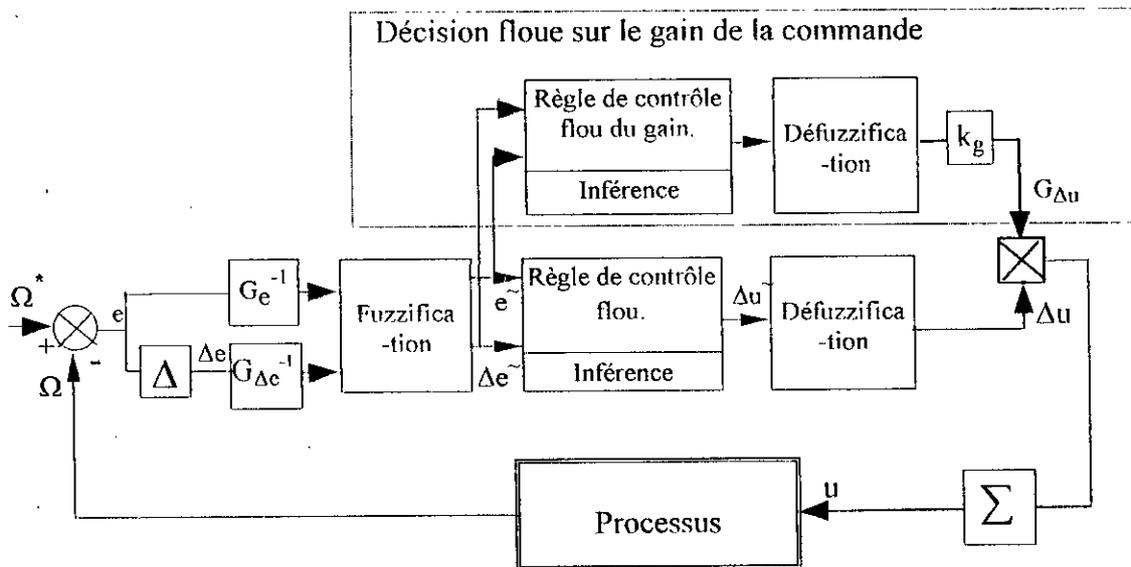


Figure. IV.11 Schéma d'un contrôleur flou avec gain adaptatif (flou)

**IV. 5. 3. 2. Développement de la table de décision**

A partir de la table de décision de la commande, la variation de la commande entre les instants  $t_k$  et  $t_{k+1}$  est donnée par :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta u_{k+1}} \Delta U_{k+1} \tag{IV-3}$$

L'intérêt d'avoir un gain variable est :

- d'assurer une bonne stabilité du système.
- d'adapter l'algorithme flou à chaque situation du système.

Pour se faire, il faut considérer le gain comme étant une variable floue dont il faut définir les différents ensembles flous. Ceci nous amène à définir une table de décision pour le gain basée sur l'erreur et la variation de l'erreur.

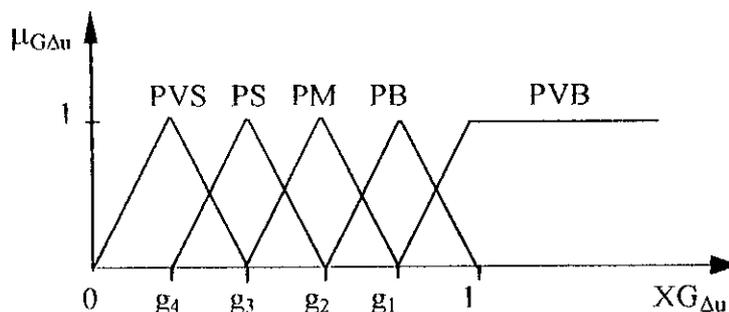
Sachant que le développement des règles de décision se fait sur la base de l'expérience. Nous constatons d'après l'analyse précédent que la table de décision sur la commande donne de bon résultats du point de vue raisonnement flou. Pour l'améliorer, nous donnons un gain proportionnel au module de la décision de la commande.

C'est pourquoi, on fait correspondre pour chaque ensemble flou de la commande, l'ensemble flou du gain, de **même genre** mais toujours **strictement positive**.

$\Delta U$	$G\Delta U$
PVS - Z - NVS	PVS
PS - NS	PS
PM - NM	PM
PB - NB	PB
PVB - NVB	PVB

**Table. IV.4** Table de relation entre la variation de la commande et son gain

Nous avons choisi les ensembles flous du gain adaptatif dont la fonction d'appartenance correspondante est représentée comme suit :



**Fig. IV.12** Fonction d'appartenance du gain de la commande

La table de décision sur le gain de la commande est représentée comme suit :

$\Delta e$ \ e	NVB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PVB	PVB	PB	PM	PS	PVS	PVS
NM	PVB	PB	PM	PS	PVS	PVS	PVS
NS	PB	PM	PS	PVS	PVS	PVS	PS
Z	PM	PS	PVS	PVS	PVS	PS	PM
PS	PS	PVS	PVS	PVS	PS	PM	PB
PM	PVS	PVS	PVS	PS	PM	PB	PVB
PB	PVS	PVS	PS	PM	PB	PVB	PVB

Table. IV.5 Table de décision sur le gain de la commande

#### IV. 5. 4. Réglage de vitesse/ position d'une MAS, alimentée par un onduleur de tension NPC à cinq niveaux, commandée par la méthode directe du flux orienté avec un contrôleur flou à gain adaptatif.

Le schéma de la commande est donné par la figure IV.13, dans laquelle les régulateurs des courants , de flux et de vitesse sont des contrôleur flou à gain adaptatif donné par la figure IV.11.

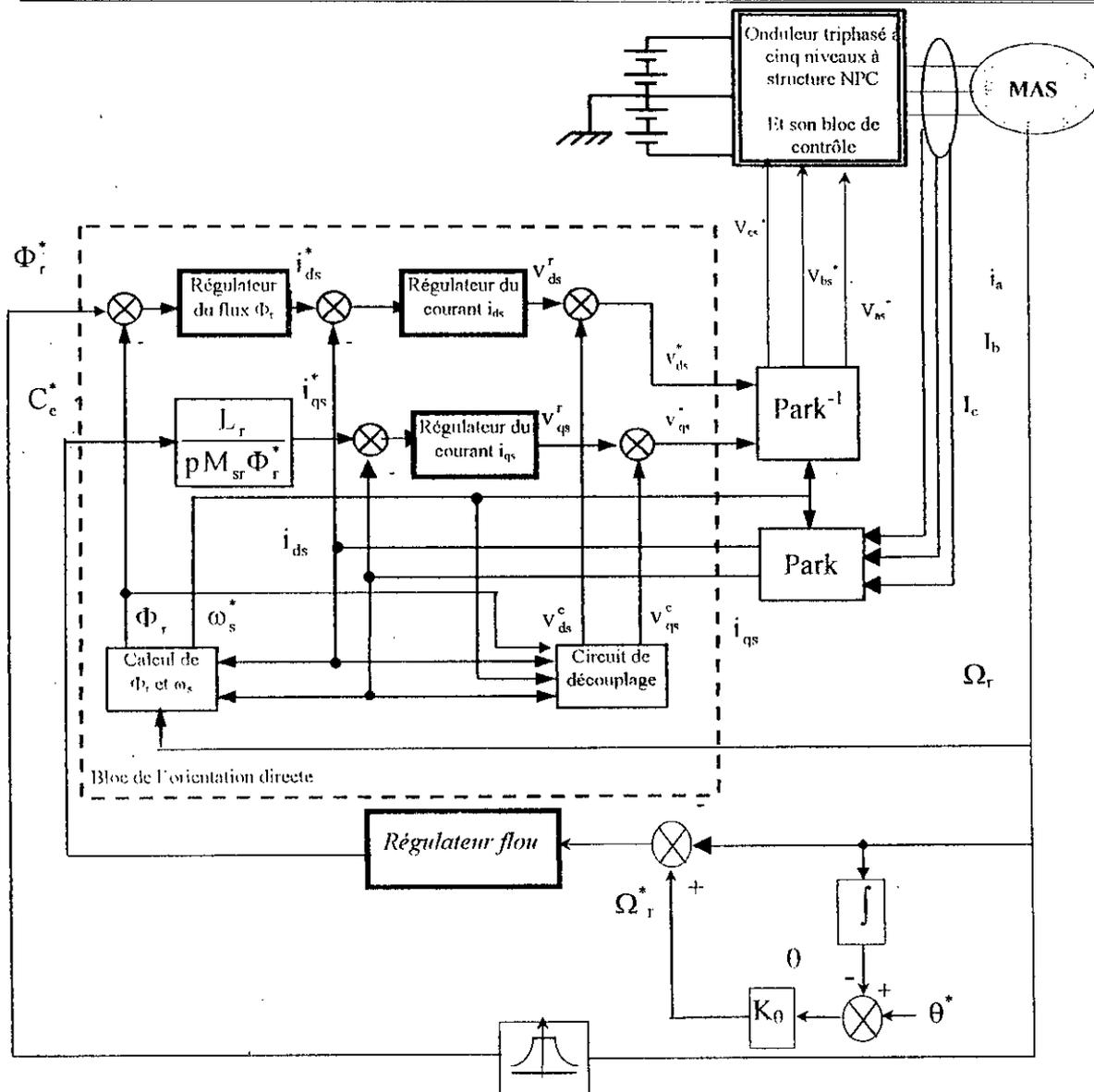


Figure IV.13 Schéma de la commande flux en utilisant la méthode directe du flux orienté.

### Résultats de simulation

Le schéma de contrôle simulé est celui présenté à la figure IV.13. La machine est alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Contrôlé par la stratégie triangulo – sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires (indice de modulation  $m=36$ ).

Pour montrer les performances du réglage, nous avons simulé le démarrage à vide avec application de charge nominale entre les instants  $t=1s$  et  $t=1.5s$ , puis une inversion de la consigne entre  $\pm 100\text{Rad/s}$  pour la commande en vitesse figure IV.14 et entre  $\pm 30\text{Rad}$  pour la commande en position figure IV.15

La machine répond à un échelon de vitesse, un démarrage au bout de 0.15s. L'application d'un couple de charge de  $10\text{N.m}$  n'affecte pas la vitesse de rotation souhaitée.

Le découplage est maintenu le long du régime de fonctionnement, notamment pendant le changement de référence en vitesse ou en position et à l'application du couple résistant.

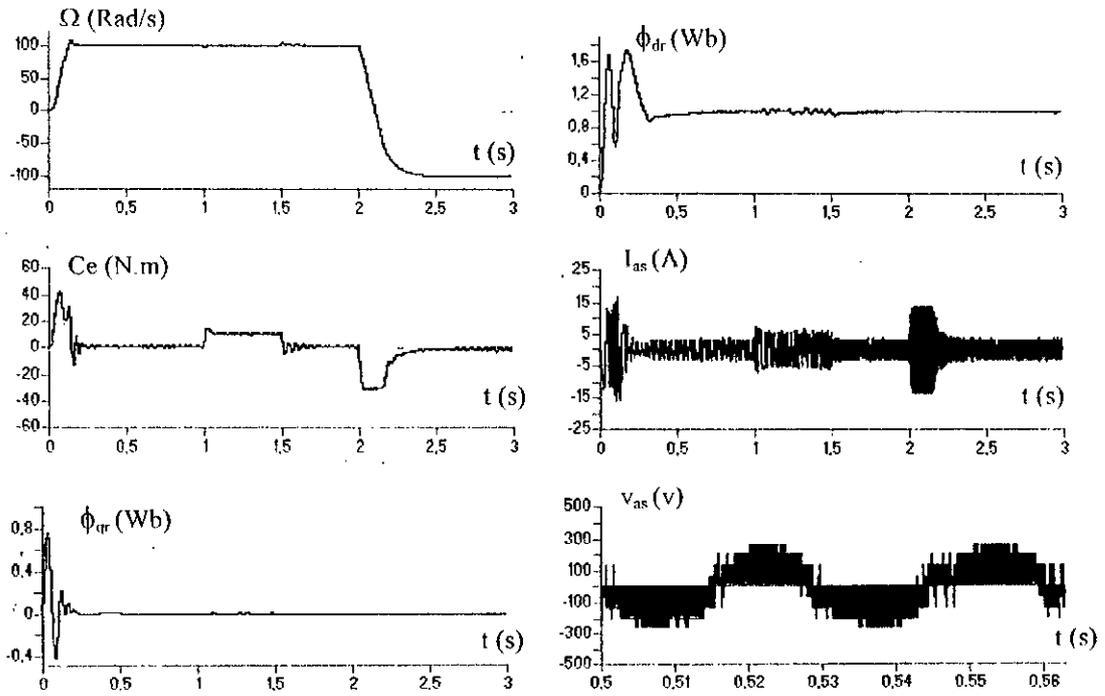


Figure IV.14 Performances de réglage en vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Commandée par la méthode directe du flux orienté.

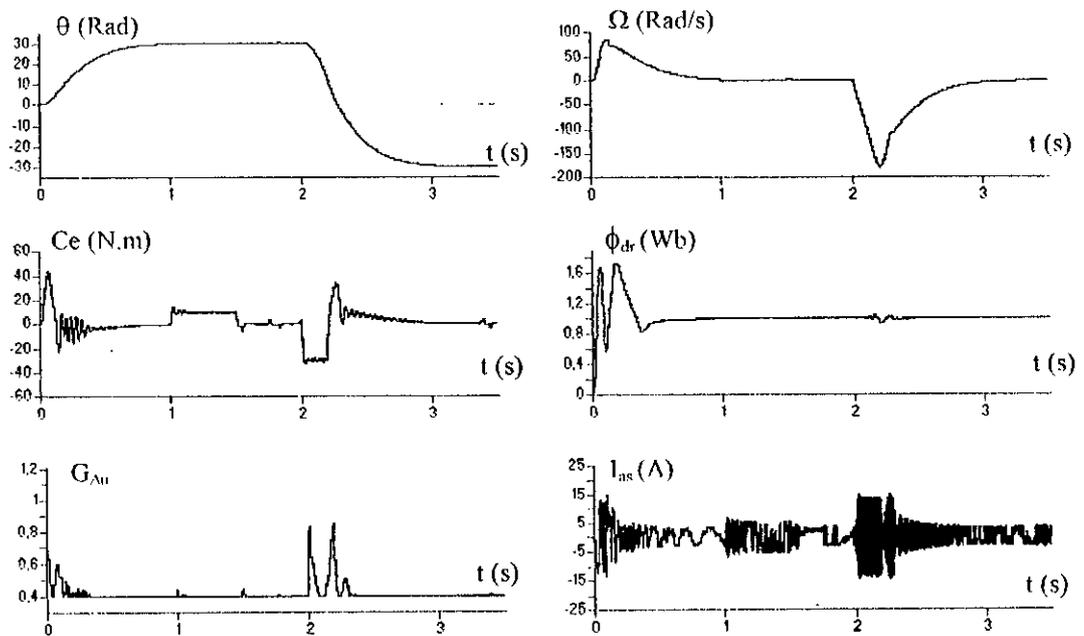


Figure IV.15 Performances de réglage en position d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Commandée par la méthode directe du flux orienté.

#### IV. 5. 4. Réglage de vitesse/ position d'une MAS alimentée par un onduleur de tension NPC à cinq niveaux commandée par la méthode indirecte du flux orienté avec un contrôleur flou à gain adaptatif.

Le schéma de commande est donné par la figure suivante :

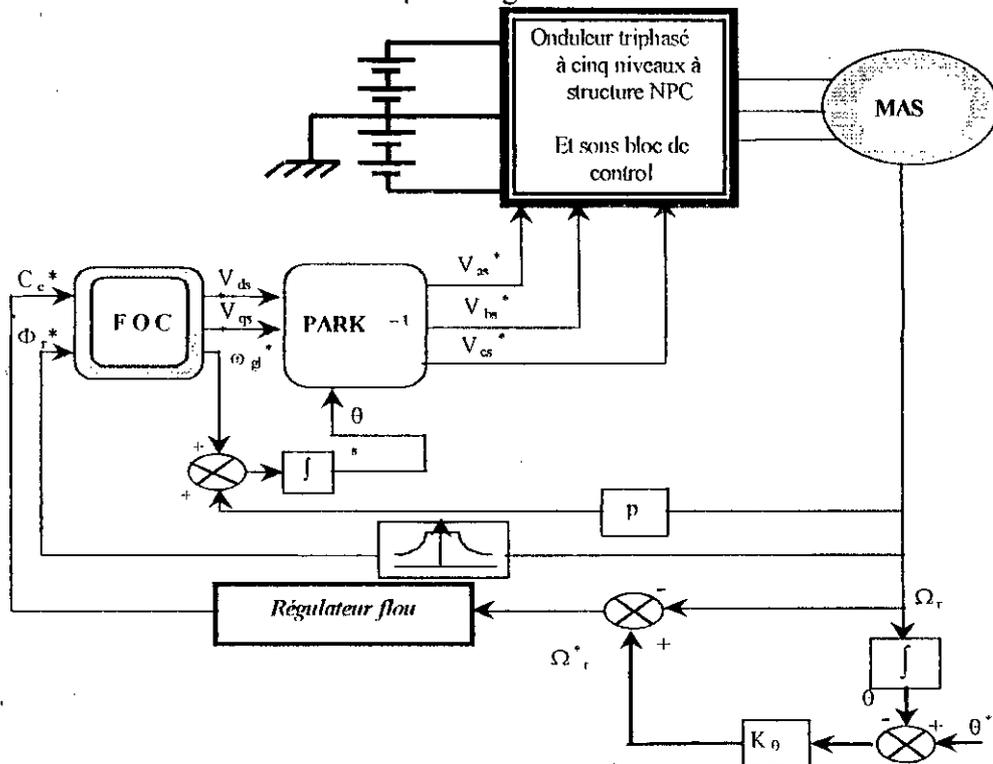


Figure IV. 16 schéma de commande floue en utilisant la méthode indirecte du flux orienté

Le schéma du contrôle simulé est celui de la figure IV.16, la machine est alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Ce dernier est contrôlé par la stratégie triangulo – sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires (indice de modulation  $m=36$ ).

Nous avons simulé le démarrage avec application de charge nominale entre les instants  $t=1s$  et  $t=1.5s$ , puis une inversion de la consigne entre  $\pm 100\text{Rad/s}$  pour le réglage en vitesse figure IV.17, et  $\pm 30\text{Rad}$  pour le réglage en position figure IV.18.

De ces résultats, nous constatons que :

- Le démarrage s'effectue au bout de 1.5s et sans dépassement.
- La perturbation est rejetée efficacement et d'une manière très rapide.
- L'inversion du sens de rotation s'effectue au bout de 0.4s et sans dépassement.
- Le flux rotorique est installé au bout de 0.3s de manière à fournir un couple important au démarrage ne dépasse pas la valeur limitée.

Le découplage est maintenu le long du régime de fonctionnement sévère imposé à la machine, puisque la composante directe du flux rotorique tend vers sa valeur de référence et la composante en quadrature tend vers sa valeur nulle.

Ces résultats montrent aussi l'effet réel du gain adaptatif, nous remarquons l'intervention du gain de commande avec des valeurs importantes lors des changements de consigne et des

valeurs relativement faible le long du régime établi, se qui assure une bonne stabilité du système

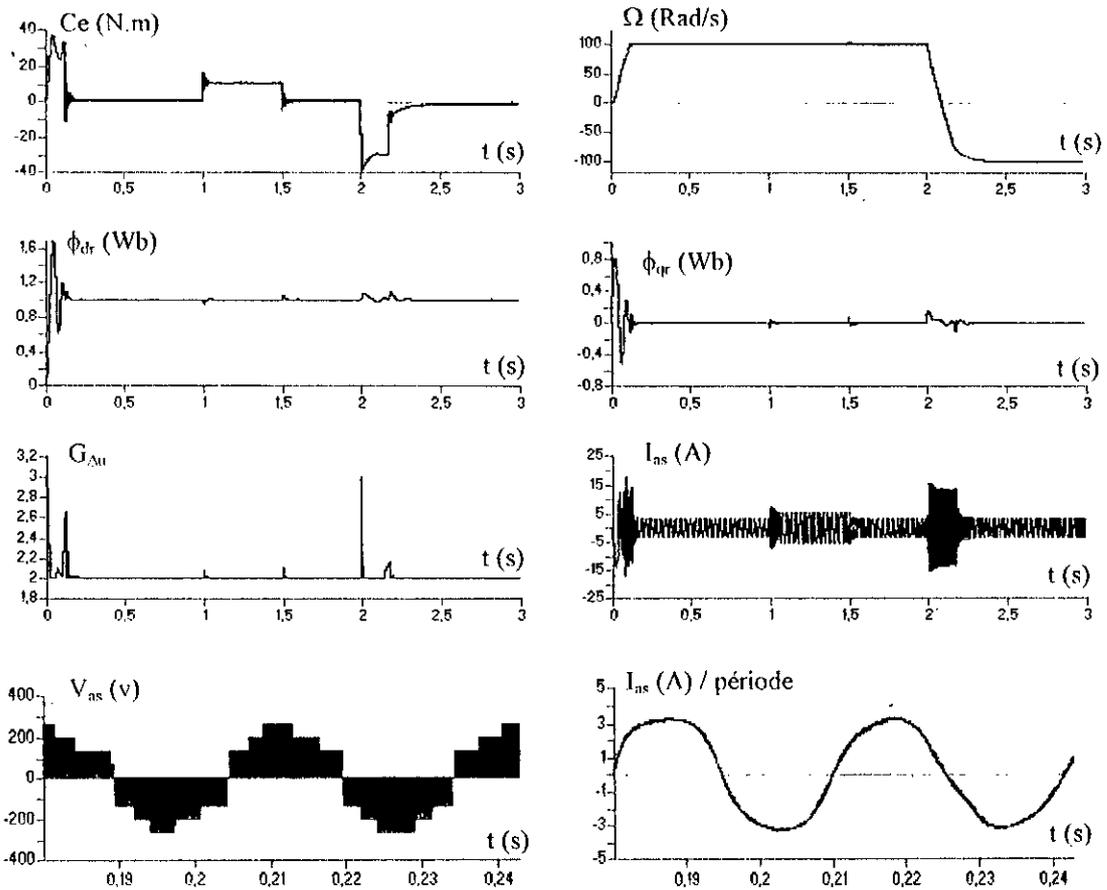


Figure IV.17 Performances de réglage en vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Commandée par la méthode indirecte du flux orienté.

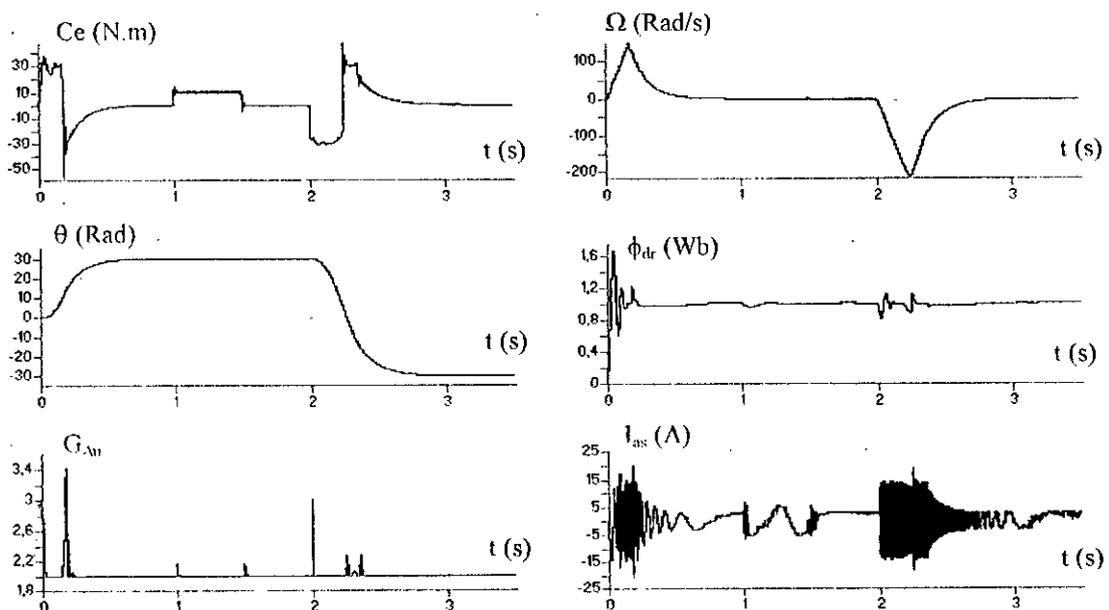


Figure IV.18 Performances de réglage en position d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Commandée par la méthode indirecte du flux orienté.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons effectué l'application du contrôleur flou à gain adaptatif au réglage de vitesse et de position d'une machine asynchrone triphasé alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC, contrôlée par la méthode du flux orienté.

Les résultats obtenus avec un contrôleur flou à gain adaptatif dans le cas où la machine asynchrone est alimentée par un onduleur à cinq niveaux sont très encourageants quand à l'utilisations de ce convertisseur dans le domaine de forte puissance et/ou haute tension telle que la traction électrique, et l'algorithme de réglage de vitesse et position ainsi proposé dans les variateurs à courant alternatif.

Un contrôleur flou à gain adaptatif bénéficie d'un aspect d'adaptabilité, de robustesse, et de bonnes performances que les régulateurs classiques.

## Chapitre V

# ADAPTATION DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE EN UTILISANT UN REGULATEUR FLOU

---

---

*Le modèle mathématique de la machine asynchrone fait apparaître la constante de temps rotorique  $T_r$  et l'inductance mutuelle entre stator et rotor. Que ce soit dans la machine asynchrone à cage ou à rotor bobiné, on rencontre une difficulté pour identifier ces paramètres, qui varient au cours du fonctionnement de la machine. Ces variations sont dues à des phénomènes tels que la saturation magnétique, l'effet pelliculaire ou la variation de la température. Donc l'erreur entre les paramètres utilisés dans l'algorithme de la commande vectorielle et les paramètres réels de la machine se traduit par une mauvaise orientation du flux dans le repère choisi.*

*Le principe d'adaptation est de comparer deux grandeurs de même nature (flux, tensions, puissances...) calculées de deux manières différentes, et d'utiliser l'erreur de comparaison pour générer la loi d'adaptation. Certains proposent un algorithme qui adapte la constante de temps en comparant deux expressions de l'énergie réactive [garces 80], et d'autres, utilisent une méthode qui consiste à comparer le flux réel dans la machine avec le flux estimé en module et en phase.*

*Le but de ce chapitre n'est plus la présentations des méthodes d'adaptations de la constante de temps rotorique, mais, l'utilisation du contrôleur flou pour la correction de cette constante. Dans ce cadre, on commencera ce chapitre par la présentation de l'influence de la constante de temps rotorique  $T_r$  sur le réglage de vitesse. Puis en proposant un algorithme d'adaptation basé sur le calcul de l'énergie réactive en utilisant un contrôleur flou.*

## V. 1 Positionnement du problème

Comme on l'a déjà vu, la commande vectorielle impose aux enroulements statoriques trois grandeurs de consigne qui sont  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  et  $\omega_{gl}$ . Les valeurs de ces grandeurs montrent que l'algorithme de la commande vectorielle indirecte est sensible à la variation des deux paramètres de la machine, qui sont l'inductance mutuelle entre stator et rotor  $L_m$  et la résistance rotorique  $R_r$ .

Dans ce qui suit, nous explicitons la relation mathématique qui lie le couple électromagnétique et le flux rotorique aux variations des paramètres de la machine.

Posons :

$$\begin{aligned} L_m &= k_1 L_m^* \\ L_r &= k_1 L_m^* + l_r \approx k_1 L_r^* \\ R_r &= k_2 R_r^* \end{aligned}$$

avec :

$L_m$  et  $R_r$  : paramètres réels de la machine.  
 $L_m^*$  et  $R_r^*$  : la valeur utilisée dans la commande.

La valeur effective de la constante de temps  $T_r$  vaut :

$$T_r = \frac{k_1}{k_2} T_r^* = k T_r^* \quad (\text{V.1})$$

Le bloc du découplage impose à la commande de l'onduleur les grandeurs  $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$ , et  $\omega_{gl}$ . En faisant abstraction des termes différentiels dans le système d'équations (III. 32), nous obtenons les grandeurs estimées suivantes en régime permanent :

$$\begin{aligned} C_e^* &= \frac{pL_m^*}{L_r^*} \Phi_r^* i_{qs} = \frac{pL_m^{*2}}{L_r^*} i_{ds} i_{qs} \\ \omega_{gl}^* &= \frac{1}{T_r^*} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \\ \Phi_r^* &= L_m^* i_{ds} \end{aligned} \quad (\text{V.2})$$

A partir des équations du modèle de PARK développées au chapitre III, nous tirons les composantes directe et en quadrature du flux rotorique et du couple réel de la machine en régime permanent :

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= L_m \frac{i_{ds} + \omega_{gl} T_r i_{qs}}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2} \\ \Phi_{qr} &= L_m \frac{i_{qs} + \omega_{gl} T_r i_{ds}}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2} \end{aligned} \quad (\text{V.3})$$

$$C_e = p \frac{k_1^2}{k_2} \left( \frac{L_m^*}{L_r^*} \right)^2 i_{ds} i_{qs} \frac{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( k \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \quad (V.4)$$

$$\Phi_r = k_1 L_m^* i_{ds} \sqrt{\frac{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( k \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}} \quad (V.5)$$

Les rapports du couple réel et du flux sur leurs valeurs estimées sont :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} = k_1 \left( \frac{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( k \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \right)^{1/2} \quad (V.6)$$

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{k_1^2}{k_2} \frac{1 + \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( k \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} = \frac{1}{k_2} \left( \frac{\Phi_r}{\Phi_r^*} \right)^2 \quad (V.7)$$

Les erreurs sur la composante directe et en quadrature du flux rotorique en fonction de  $k$  sont données par :

$$\Delta\Phi_{dr} = \Phi_r^* \left[ k_1 \frac{1 + k \left( \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left( k \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} - 1 \right] \quad (V.8)$$

$$\Phi_{qr} = L_m \frac{(1-k) i_{qs}}{1 + \left( k \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}$$

Si  $R_r < R_r^*$  ( $k > 1$ ) alors  $\left. \begin{array}{l} \Delta\Phi_{dr} < 0 \\ \Phi_{qr} < 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \Phi_r \text{ diminue et s'oriente en arri\ere par rapport \a l'axe d.}$

Si $R_r = R_r^*$ ( $k=1$ ) alors	$\Delta\Phi_{dr} = 0$  $\Phi_{qr} = 0$	$\Rightarrow \Phi_r$ garde son module et sa phase et reste en phase avec l'axe d.
Si $R_r > R_r^*$ ( $k < 1$ ) alors	$\Delta\Phi_{dr} > 0$  $\Phi_{qr} > 0$	$\Rightarrow \Phi_r$ augmente et s'oriente en avance par rapport à l'axe d.

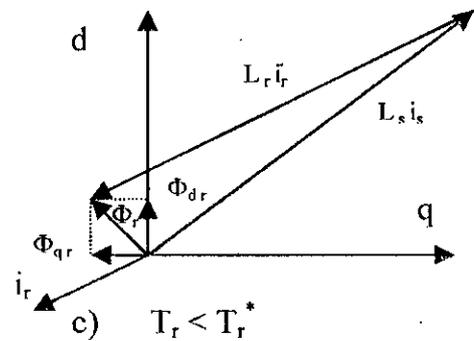
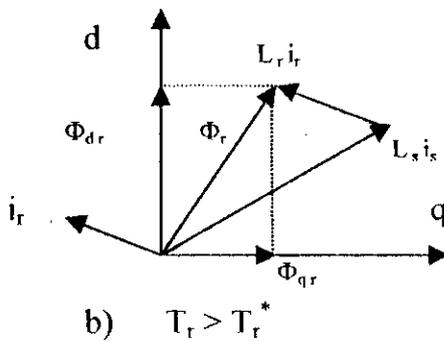
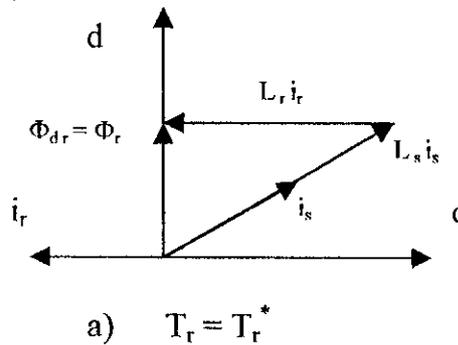


Figure V.1 Diagramme vectoriel d'orientation du flux rotorique avec variation de  $T_r$

Donc, une diminution de la résistance rotorique de la machine ( $R_r < R_r^*$ ), engendre une diminution de l'amplitude et une variation de la phase du flux rotorique.

Pour une augmentation de la résistance rotorique, à cause de l'échauffement par exemple, la composante en quadrature du flux rotorique augmente d'où une augmentation de l'amplitude et une variation de la phase du flux rotorique.

Dans les deux cas, on peut s'attendre à une dégradation des performances de la commande vectorielle, qui peut conduire à une instabilité du système quand l'erreur est importante.

## V.2 Influence de la variation de $T_r$ sur le réglage en boucle fermée.

Pour montrer l'influence de la variation de la constante de temps rotorique, nous avons étudié, par simulation, la sensibilité de la commande vectorielle en boucle fermée à une variation de 50% de la résistance rotorique par rapport à sa valeur nominale. Les résultats de simulation sont donnés à la figure V.2.

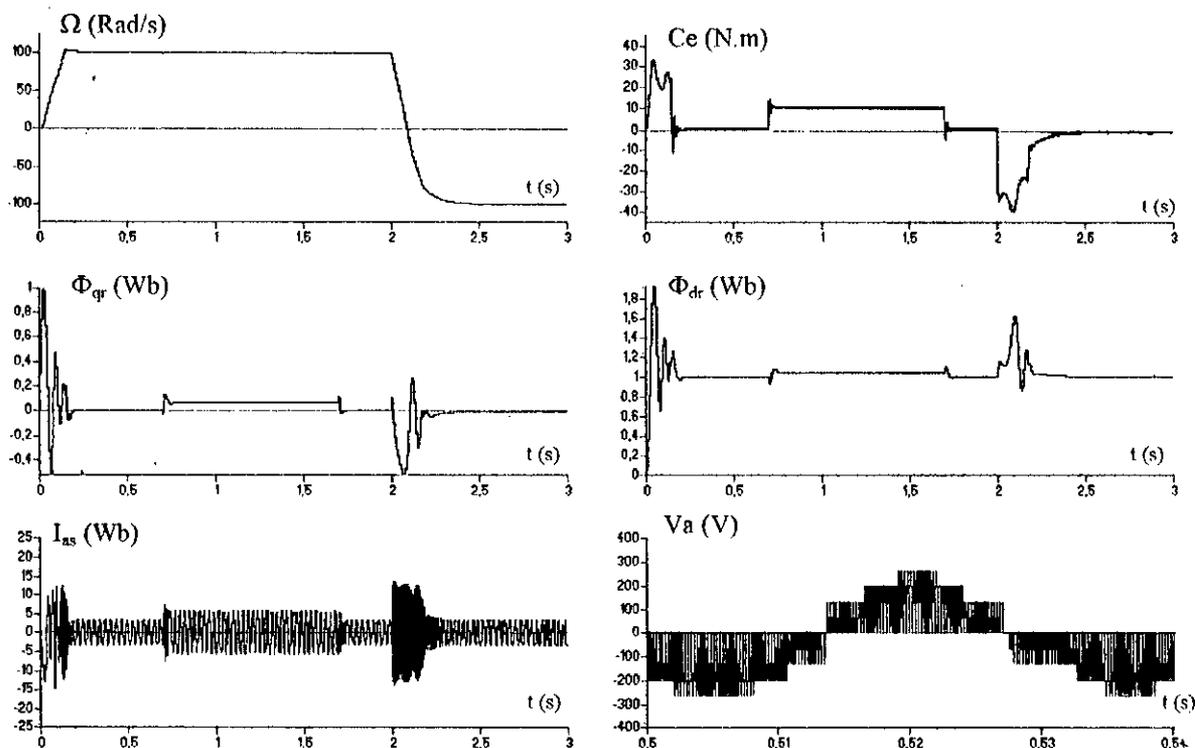


Figure V. 2 Influence de la variation de  $T_r$  ( $T_r = \frac{T_r^*}{1.5}$ )

Afin de montrer l'influence de la constante de temps rotorique sur le découplage et le réglage en boucle fermée (avec contrôleur flou à gain adaptatif) de la MAS, commandée par la méthode indirecte, nous avons varié la constante de temps rotorique de - 33% de sa valeur nominale.

Les résultats obtenus montrent clairement:

- La grande sensibilité du découplage aux variations de la constante de temps rotorique. La composante en quadrature du flux rotorique  $\Phi_{qr}$  augmente et se stabilise à une valeur non nulle. Le flux rotorique n'est plus aligné sur l'axe direct, le découplage est perdu.
- On note aussi, que la variation de  $T_r$  n'influe pas sur la dynamique de la vitesse.

A cet effet, une adaptation en temps réel est indispensable pour obtenir de meilleures performances, et de garantir le découplage entre le flux rotorique et le couple.

### V.3 Identification de la constante de temps rotorique $T_r$

La nécessité de l'adaptation de la constante de temps rotorique en temps réel, dans une commande vectorielle indirecte, a été mise en évidence dans le paragraphe traitant de l'influence de la variation de  $T_r$  sur le réglage en boucle fermée. Une erreur sur l'estimation de la constante de temps rotorique  $T_r$  peut entraîner des erreurs sur le couple électromagnétique, sur l'amplitude et sur la position du flux rotorique en régime permanent et déclencher des oscillations en régime transitoire. Ceci a pour conséquences d'augmenter les pertes dans la machine et de réduire l'efficacité du système de contrôle. Donc l'intégration d'un algorithme d'adaptation de  $T_r$  en temps réel s'avère nécessaire pour le bon fonctionnement de la commande.

#### V.3.1 Schéma fonctionnel

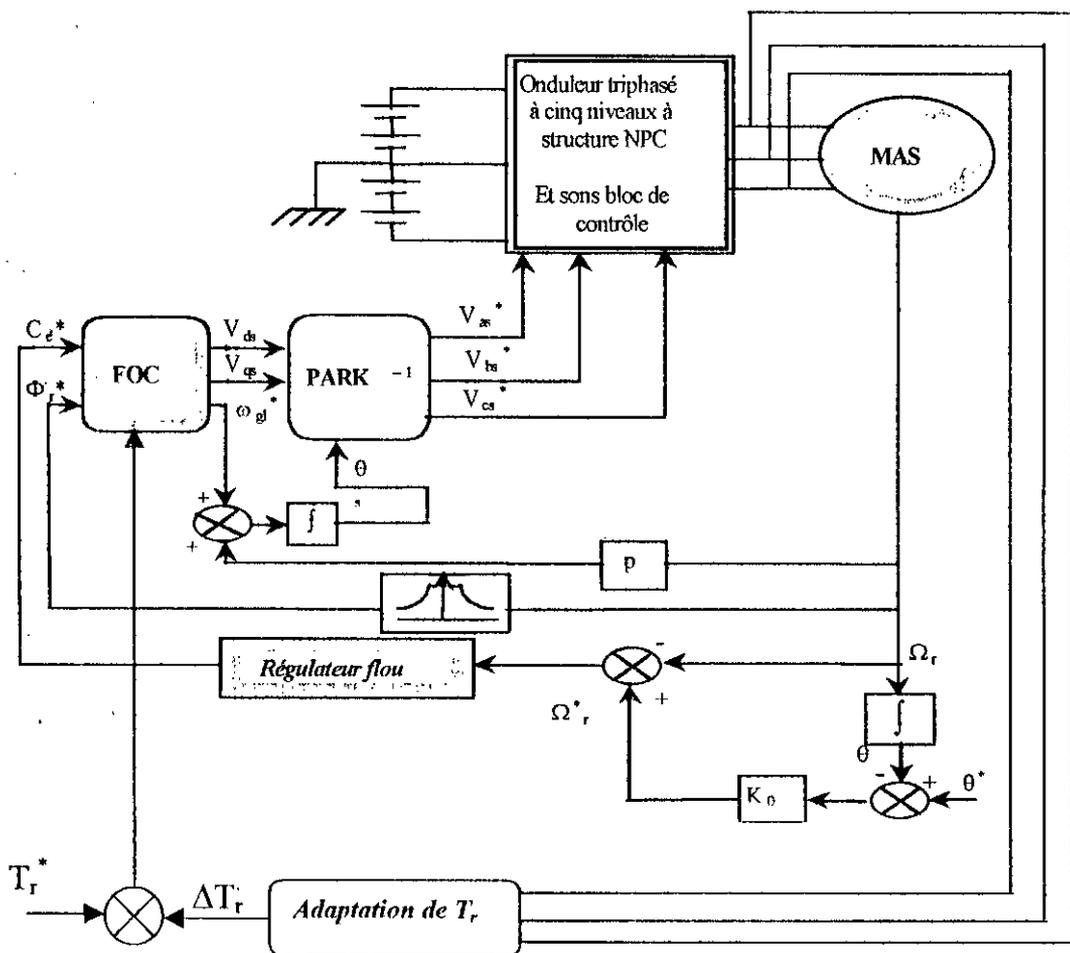


Figure V.3 : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte en utilisant le contrôleur flux à gain adaptatif d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC, avec adaptation de la constante de temps rotorique  $T_r$ .

Pour tenir compte de ces variations, plusieurs travaux de recherche ont été entrepris dans les années précédentes. Ils ont donné naissance à de très nombreuses publications. Ces travaux ont été menés dans deux axes différents que nous pouvons classer en deux catégories différentes:

- Les méthodes d'adaptation directes [Chan 90] qui utilisent des expressions analytiques, issues du modèle général ou simplifié de la machine et donnent directement le paramètre à identifier.
- Les méthodes d'adaptation indirectes qui utilisent les moyens basés sur des procédés d'automatique, comme la méthode du modèle de référence adaptatif, la méthode des moindres carrés, le filtre de Kalman ...etc.

Plusieurs études ont proposé [Garcès 80], la correction de  $T_r$  par des régulateurs classiques (PI, L...). Nous proposons l'utilisation du contrôleur flou pour effectuer cette correction dans un algorithme d'identification de  $T_r$  basée sur l'expression de l'énergie réactive.

La figure V.3 représente le schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte en utilisant le contrôleur flou à gain adaptatif, d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC avec adaptation en temps réel de la constante de temps rotorique  $T_r$ .

### V.3.2 Identification de $T_r$ basée sur le calcul de l'énergie réactive

Cette méthode d'adaptation a été développée par L.J. Garcès [Garcès 80]. Elle est basée sur le calcul de la puissance réactive de la machine en régime permanent, comme cette énergie est liée au flux rotorique  $\Phi_r$ , tout écart entre la valeur actuelle  $T_r$  et la valeur estimée  $T_r^*$  de la constante de temps rotorique correspond à une variation du flux rotorique et de l'énergie réactive. En modifiant la valeur estimée de la constante de temps rotorique, on peut minimiser le changement de l'énergie réactive.

La puissance réactive de la machine en régime permanent est donnée par l'expression suivante :

$$Q_r = V_{ds} i_{qs} - V_{qs} i_{ds} \quad (V.9)$$

Les expressions des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont données par :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \sigma L_r \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_{qr} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \omega_s i_{ds} + \sigma L_r \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (V.10)$$

On remplace les expressions des tensions dans l'expression de l'énergie réactive :

$$Q_r = \sigma L_s \frac{d i_{ds}}{dt} i_{qs} - \sigma L_s \frac{d i_{qs}}{dt} i_{ds} - \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_m}{L_r} \frac{d \Phi_{qr}}{dt} i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d \Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \quad (V.11)$$

En faisant l'égalité entre (V.9) et (V.11), on définit la fonction F en regroupant les termes dépendants uniquement des tensions et des courants :

$$F = \left( V_{ds} - \sigma L_s \frac{d i_{ds}}{dt} \right) i_{qs} - \left( V_{qs} - \sigma L_s \frac{d i_{qs}}{dt} \right) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (V.12)$$

La fonction F peut être exprimée en fonction des flux rotoriques comme suit :

$$F = \frac{L_m}{L_r} \frac{d \Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d \Phi_{qr}}{dt} i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \quad (V.13)$$

Nous exprimons F en fonction des tensions et des courants dans le repère (a, b, c) comme suit :

$$F = \sqrt{3} \left( V_{as} - \sigma L_s \frac{d i_{as}}{dt} \right) i_{bs} - \sqrt{3} \left( V_{bs} - \sigma L_s \frac{d i_{bs}}{dt} \right) i_{as} \quad (V.14)$$

En introduisant les conditions d'orientation du flux rotorique dans l'équation (V.13), on définit la fonction  $F_o$  :

$$F_o = \frac{L_m}{L_r} \left( \frac{d \Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \omega_s \Phi_{dr} i_{ds} \right) \quad (V.15)$$

En régime permanent, la fonction  $F_o$  devient :

$$F_o = - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} i_{ds} \quad (V.16)$$

L'estimation de  $\Delta F = F - F_o$ , à partir des grandeurs mesurées, ne pose aucun problème mathématique. En régime permanent et à flux constant  $\Delta F$  est exprimée :

$$\Delta F = \omega_s \omega_{gl}^2 \frac{\Phi_{dr}^2}{L_r} \Delta T_r \frac{T_r^* + T_r}{1 + (\omega_{sg} T_r^*)^2} \quad (V.17)$$

Cela montre qu'une erreur sur  $T_r$  cause une autre sur F, d'où,  $\Delta F$  est utilisé pour la correction de l'expression de  $T_r$ .

Le schéma d'adaptation de la constante de temps rotorique utilisé est le suivant :

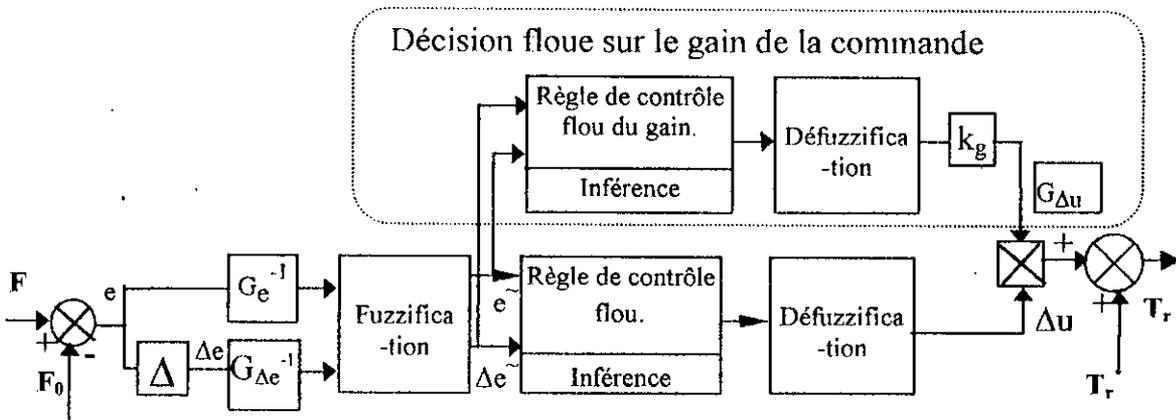


Figure. V.4 Schéma d'adaptation de  $T_r$

Afin d'évaluer les performances de la machine avec adaptation de la constante de temps rotorique. Nous avons appliqué l'algorithme d'adaptation de  $T_r$  pour corriger la valeur de la constante de temps rotorique dans le bloc de commande.

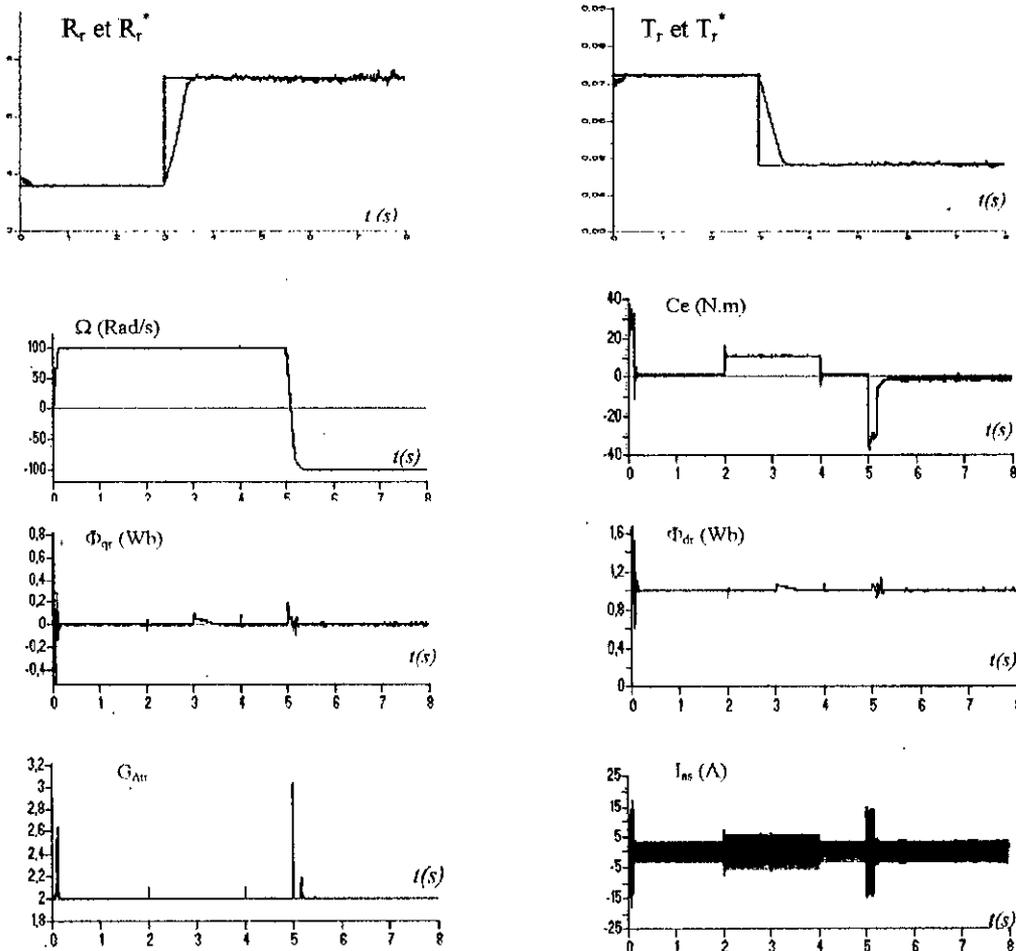


Figure. V.5 Adaptation de  $T_r$  par le modèle de l'énergie réactive. Réponses dynamiques du couple et des composantes du flux rotorique

$$K = \begin{cases} 1 & t < 3s \\ 1/1.5 & t \geq 3s \end{cases}$$

A l'instant  $t=3s$ , nous introduisons une augmentation brusque de 50% de la résistance rotorique dans le modèle de la machine. Nous constatons que la valeur estimée de  $T_r$ , exprimée par l'écart  $\Delta F$  converge vers la valeur réelle.

La composante en quadrature du flux rotorique est maintenue nulle. Ce qui améliore le découplage perdu auparavant et corrige la sensibilité de la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique vis-à-vis de la variation de la constante de temps rotorique.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons traité le problème d'adaptation de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone. Nous avons montré la robustesse du régulateur flou à gain adaptatif, et la dégradation de la qualité de la commande vectorielle lorsque la constante de temps rotorique est mal connue. Le flux rotorique n'est plus aligné sur l'axe direct.

La méthode exposée pour la correction de la constante de temps rotorique à partir de l'erreur et la variation de l'erreur entre deux expressions de l'énergie réactive, par l'intermédiaire d'un contrôleur flou à gain adaptatif offre une robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des entrées de consigne et de perturbation en présence de la variation de la constante de temps rotorique.

## CHAPITRE VI

# CHANGEURS DE FREQUENCE UTILISANT L'ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC

*D*ans les chapitres précédents, on a supposé les tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$  du pont capacitif d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux constantes et égales. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des petites alimentations qui utilisent des batteries. Pour cela, on étudiera quelques dispositifs permettant de générer ces tensions à partir d'un réseau alternatif 50Hz. Ainsi, on étudiera les cascades suivantes :

- ◆ Cascade batterie – Onduleur triphasé de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone.
- ◆ Cascade un redresseur de courant à deux niveaux – Onduleur triphasé de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone.
- ◆ Cascade deux redresseurs de courant à deux niveaux – Onduleur triphasé de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone.
- ◆ Cascade quatre redresseurs de courant à deux niveaux – Onduleur triphasé de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone.
- ◆ Cascade un redresseur de courant à cinq niveaux – Onduleur triphasé de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone.

## VI. 1 CASCADE D'UNE BATTERIE – ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX – MACHINE ASYNCHRONE

La structure de cette cascade est représentée par la figure VI.1.

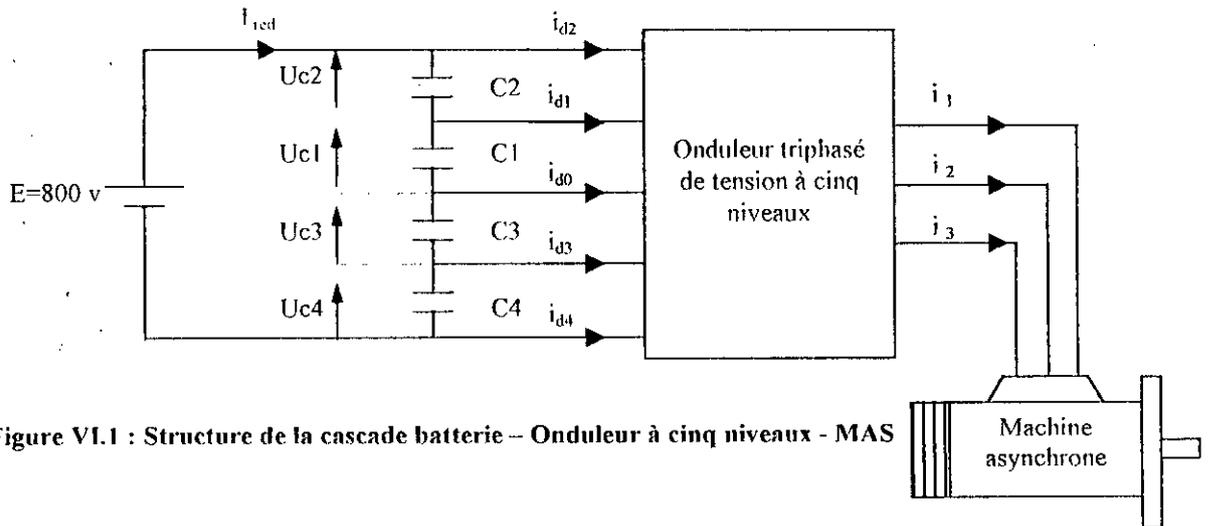


Figure VI.1 : Structure de la cascade batterie – Onduleur à cinq niveaux - MAS

### VI.1. 1 Modélisation du filtre intermédiaire

La structure du filtre est la suivante :

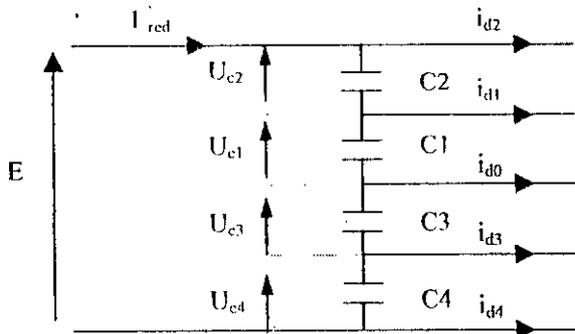


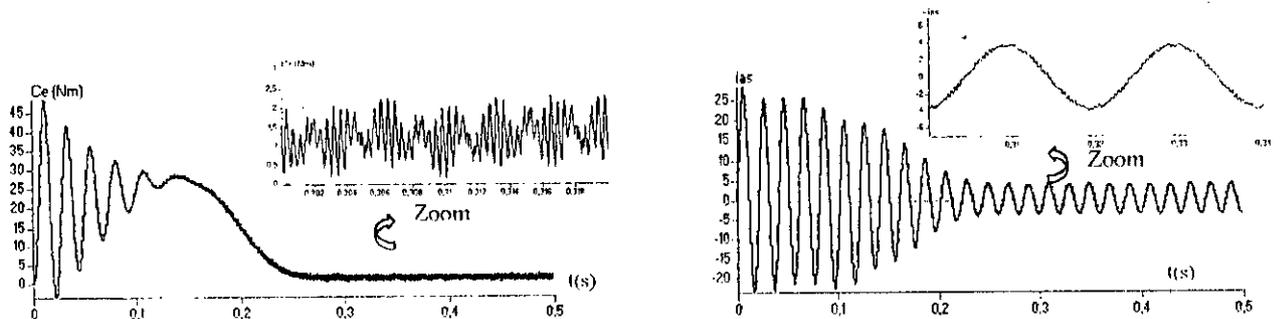
Figure VI.2 : Structure du filtre intermédiaire

Le modèle de ce filtre est défini par le système VI.1 :

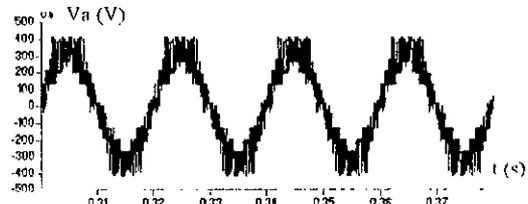
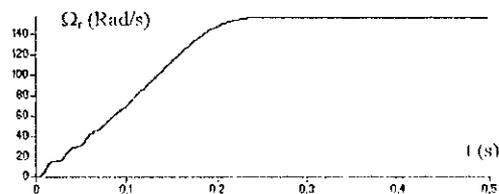
$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} + i_{d4} \end{cases} \quad \text{VI.1}$$

### VI. 1. 2 Résultats de simulation

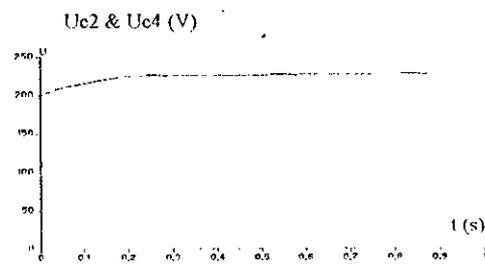
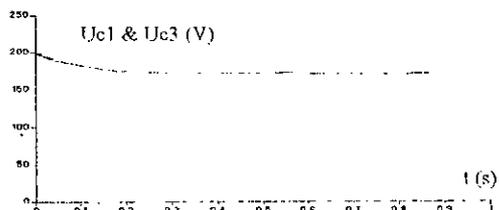
L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec  $m=12$  et  $r=0.8$ . Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ( $C1=C2=C3=C4=20\text{mF}$ ).



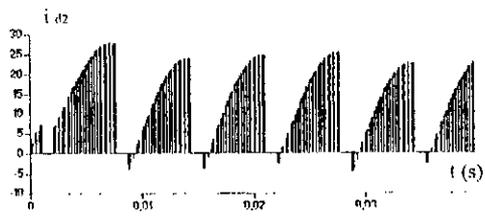
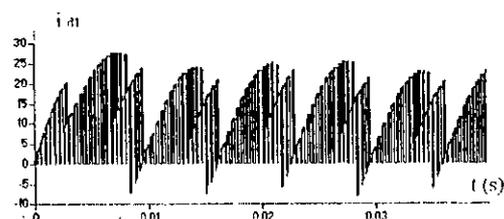
Couple et courant d'une phase du moteur asynchrone



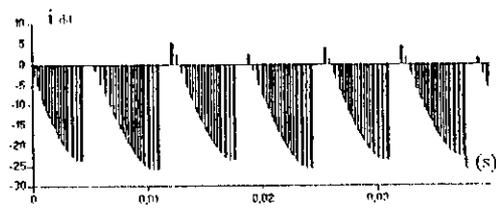
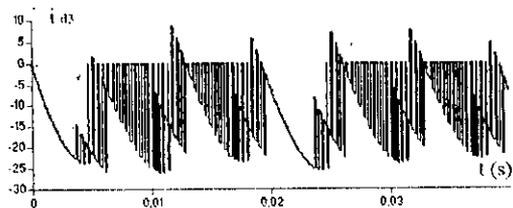
Vitesse de rotation et tension  $V_a$  d'une phase du moteur asynchrone



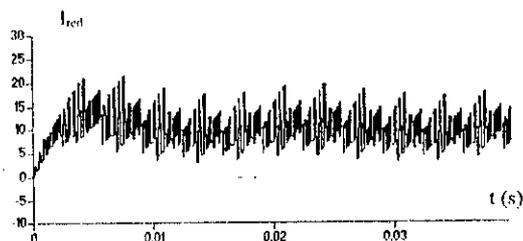
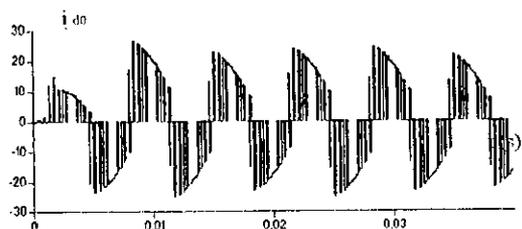
Tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$  alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux



Courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  de l'onduleur de tension à cinq niveaux.



Courants  $i_{d3}$  et  $i_{d4}$  de l'onduleur de tension à cinq niveaux.



Courant  $i_{d0}$  de l'onduleur à cinq niveaux et le courant redressé à l'entrée du filtre

Figure VI. 3 : Performances de la cascade d'une batterie – Onduleur de tension à cinq niveaux – MAS

Les résultats précédents montrent que :

La fréquence des courants d'entrée est trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants  $I_{d3}$  et  $I_{d4}$  d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux, sont respectivement les opposés des courants  $I_{d1}$  et  $I_{d2}$ . Le courant  $I_{d0}$  a une valeur moyenne pratiquement nulle.

Après le régime transitoire, les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux deviennent constantes et pratiquement égales par paire ( $U_{c1} \cong U_{c3}$ ,  $U_{c2} \cong U_{c4}$ ).

## VI . 2 CASCADE REDRESSEUR TRIPHASE A DEUX NIVEAUX – ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX – MACHINE ASYNCHRONE

Dans cette partie, on présentera une cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant en sortie un onduleur de tension à cinq niveaux. Le pont d'entrée de cette cascade est constitué d'un redresseur de courant à modulation de largeurs d'impulsions à deux niveaux. Pour la commande de ce redresseur, toutes les stratégies de commande possibles pour les onduleurs à deux niveaux sont utilisables pour le redresseur.

La structure de cette cascade est donnée par la figure suivante :

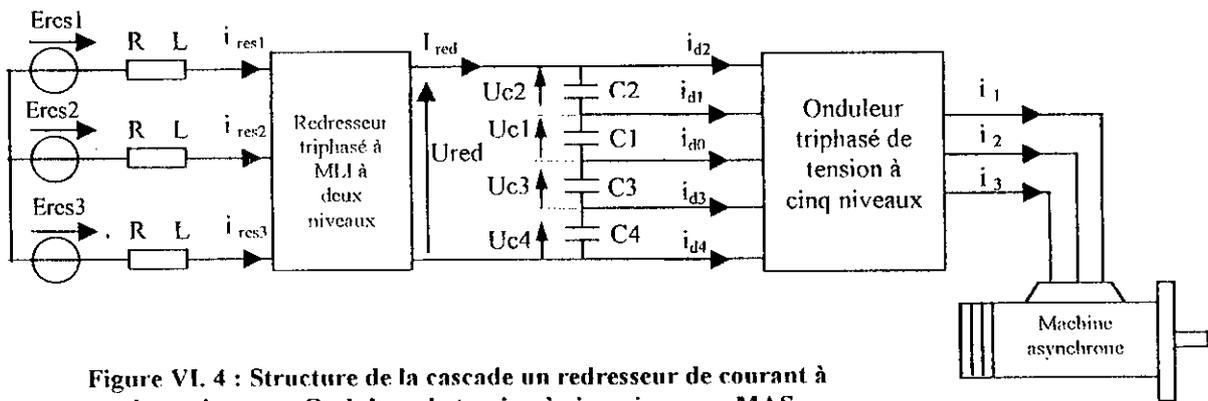


Figure VI. 4 : Structure de la cascade un redresseur de courant à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux – MAS

### VI. 2. 1 Modélisation du redresseur de courant à deux niveaux

La structure du redresseur est celle de la figure suivante :

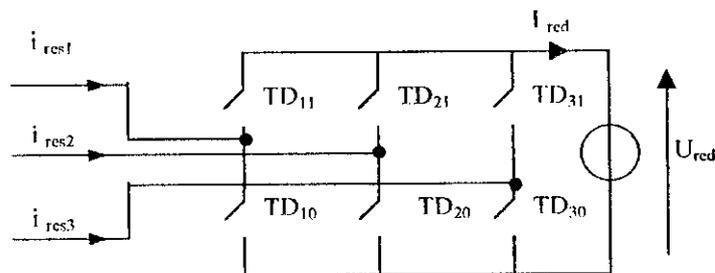


Figure VI. 5 : Structure du redresseur de courant à deux niveaux

La commande complémentaire utilisée est la suivante :

$$\begin{cases} B_{11} = \bar{B}_{10} \\ B_{21} = \bar{B}_{20} \\ B_{31} = \bar{B}_{30} \end{cases} \quad \text{VI.2}$$

Les tensions d'entrée du redresseur sont données par le système (VI.3).

$$\begin{pmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{pmatrix} = \frac{U_{red}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \quad \text{VI.3}$$

avec  $F_{ki}$  : fonction de connexion de l'interrupteur  $TD_{ki}$ .

Le courant de sortie du redresseur en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs et des courants d'entrée, est donné par :

$$I_{red} = F_{11} i_{res1} + F_{21} i_{res2} + F_{31} i_{res3} \quad \text{VI.4}$$

**Stratégie de contrôle du redresseur à deux niveaux :**

Pour avoir un courant le plus sinusoïdale possible, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné par le système suivant.

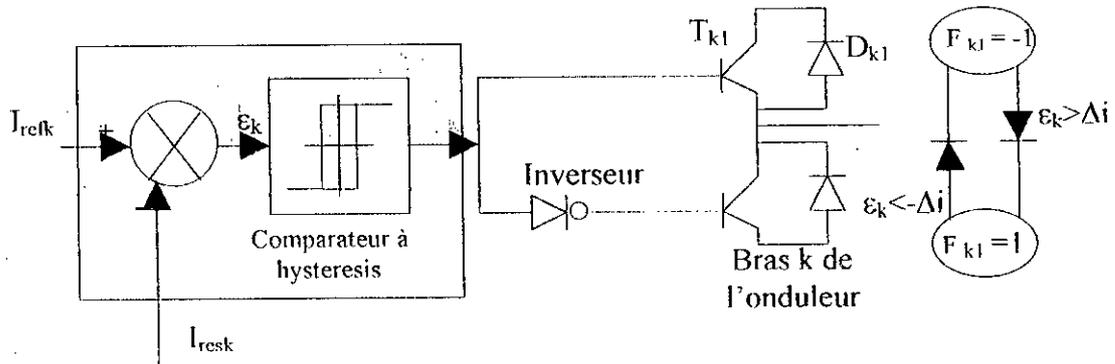


Fig VI.6 : Principe du contrôle par hystérésis

$$\begin{cases} si \ \epsilon_k \geq \Delta i \Rightarrow B_{ki} = 0 \\ si \ \epsilon_k \leq -\Delta i \Rightarrow B_{ki} = 1 \\ \epsilon_k = i_{resk} - I_{refk} \end{cases} \quad \text{VI.5}$$

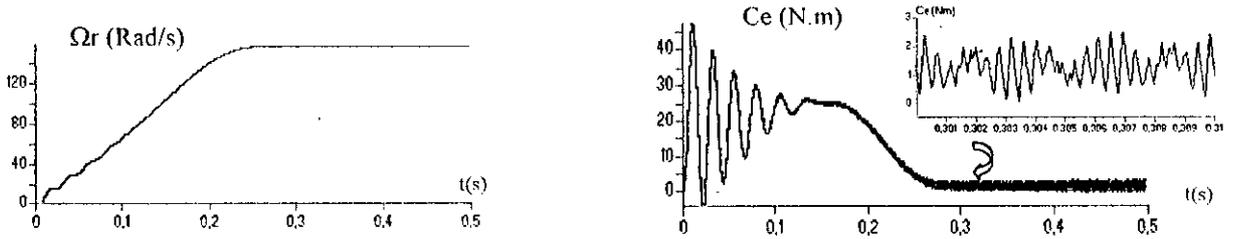
$\Delta i$  : la largeur de la bande d'hystérésis.

$$\begin{cases} I_{ref1} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi) \\ I_{ref2} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{ref3} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad \text{VI.6}$$

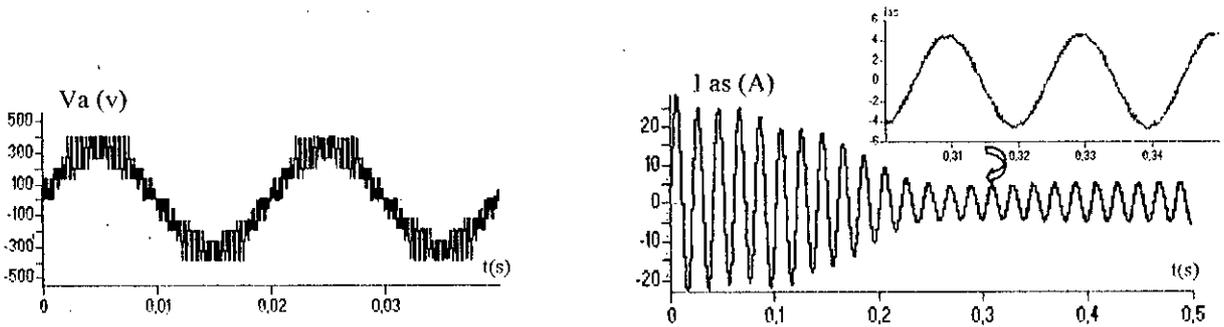
**N.B** : il faut remarquer que le filtre utilisé pour cette cascade est celui de la première cascade.

**VI. 2. 2 Résultats de simulation :**

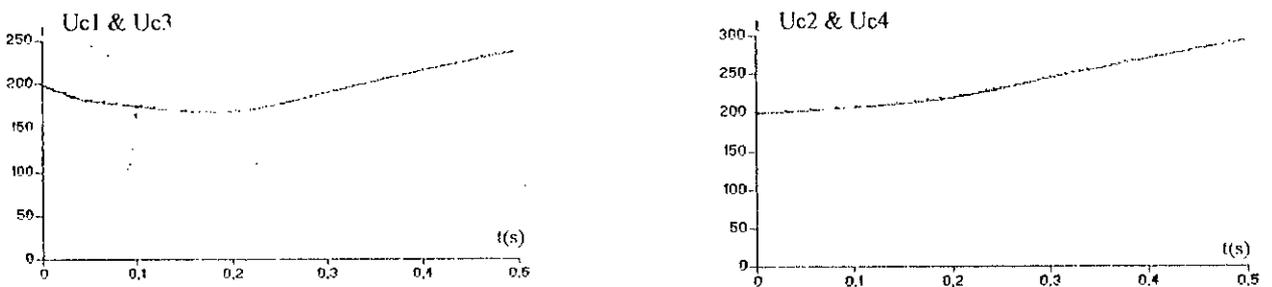
L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec  $m=12$  et  $r=0.8$ . Le redresseur à deux niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension de 220v et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est de 10A. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ( $C1=C2=C3=C4=20mF$ ).



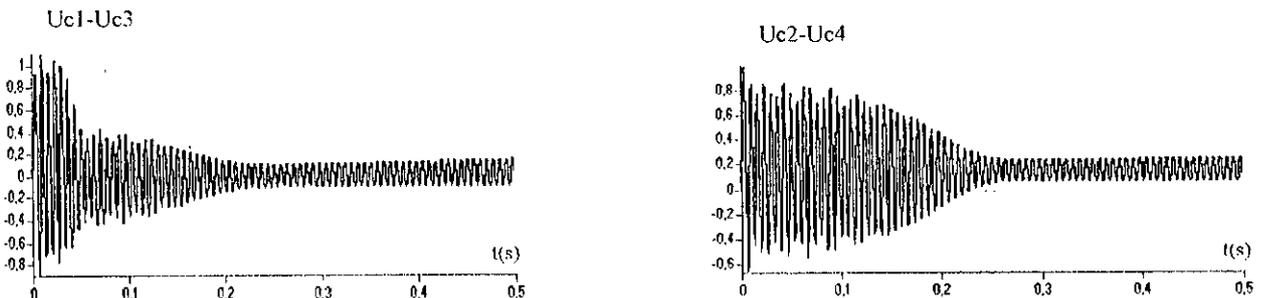
Vitesse et couple du moteur asynchrone



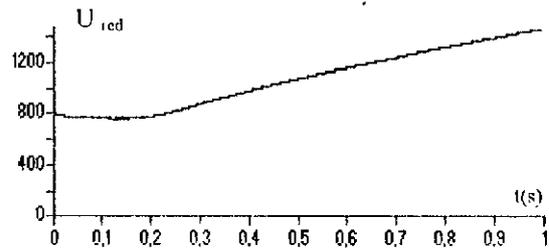
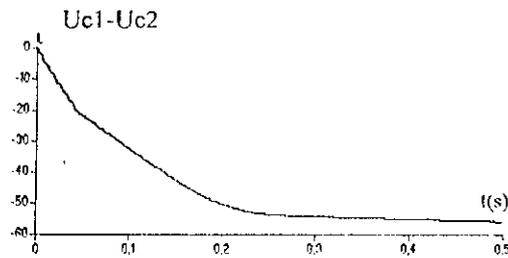
Tension et courant d'une phase du moteur asynchrone



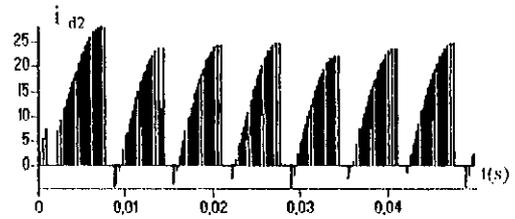
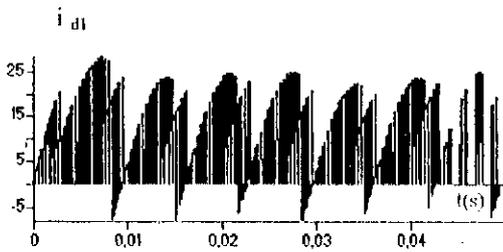
Tensions Uc1, Uc2, Uc3 et Uc4 alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux



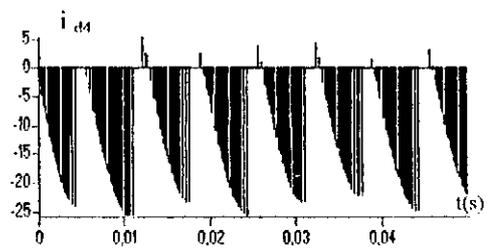
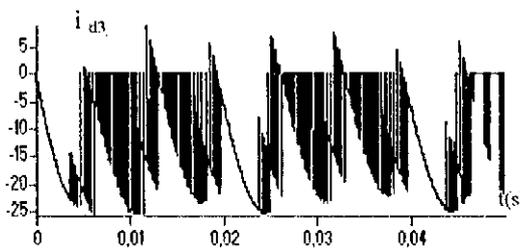
La différence de tension entre UC1 et Uc3, Uc2 et Uc4



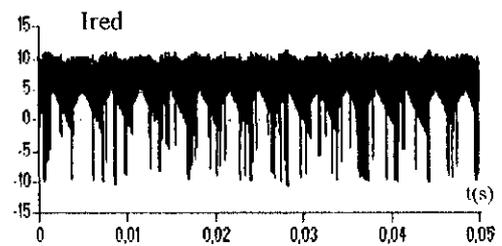
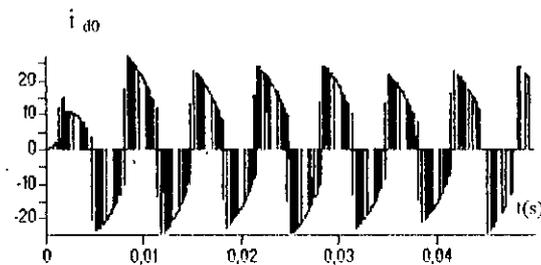
La différence entre  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ , et la tension redressée



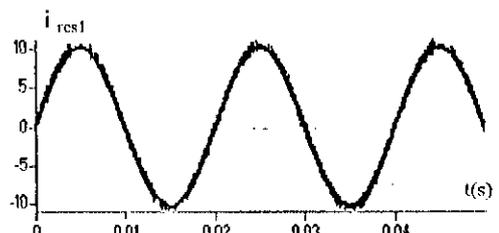
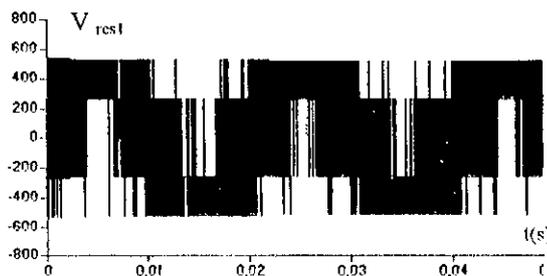
Courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  de l'onduleur à cinq niveaux



Courants  $i_{d3}$  et  $i_{d4}$  de l'onduleur à cinq niveaux



Courants  $i_{d0}$  de l'onduleur à cinq niveaux et courant redressé du redresseur à deux niveaux



Tension à l'entrée du redresseur, et le courant du réseau

Figure VI.7 : Performances de la cascade d'un redresseur à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux - MAS

Le courant du réseau suit bien sa référence. Les courants ( $I_{d1}$ ,  $I_{d2}$ ,  $I_{d3}$ ,  $I_{d4}$ , et  $I_{d0}$ ) d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants  $I_{d3}$  et  $I_{d4}$  sont respectivement les opposés des courants  $I_{d1}$ ,  $I_{d2}$ . Le courant  $I_{d0}$  a une valeur moyenne pratiquement nulle.

Nous remarquons aussi l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux à structure NPC ( $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$ ) et de la tension redressée  $U_{red}$  du redresseur de courant à deux niveaux.

Les différences ( $U_{c1}-U_{c3}$  et  $U_{c2}-U_{c4}$ ) sont pratiquement nulles et les tensions ( $U_{c1}$ ,  $U_{c3}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c4}$ ) restent croissantes. Cela peut être justifié par le principe de la conservation de la puissance : si la puissance demandée par la machine est inférieure à celle fournie par le réseau la différence sera stockée dans les condensateurs sous forme de tension ( $Wc = 1/2 . C.U_c^2$ ).

### VI.3. CASCADE DEUX REDRESSEURS A DEUX NIVEAUX – ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX – MACHINE ASYNCHRONE

Un autre type de cascade utilisant deux redresseurs à deux niveaux pour la génération des tensions continues d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux peut être envisagé. La structure de cette cascade est donnée par la figure VI.8.

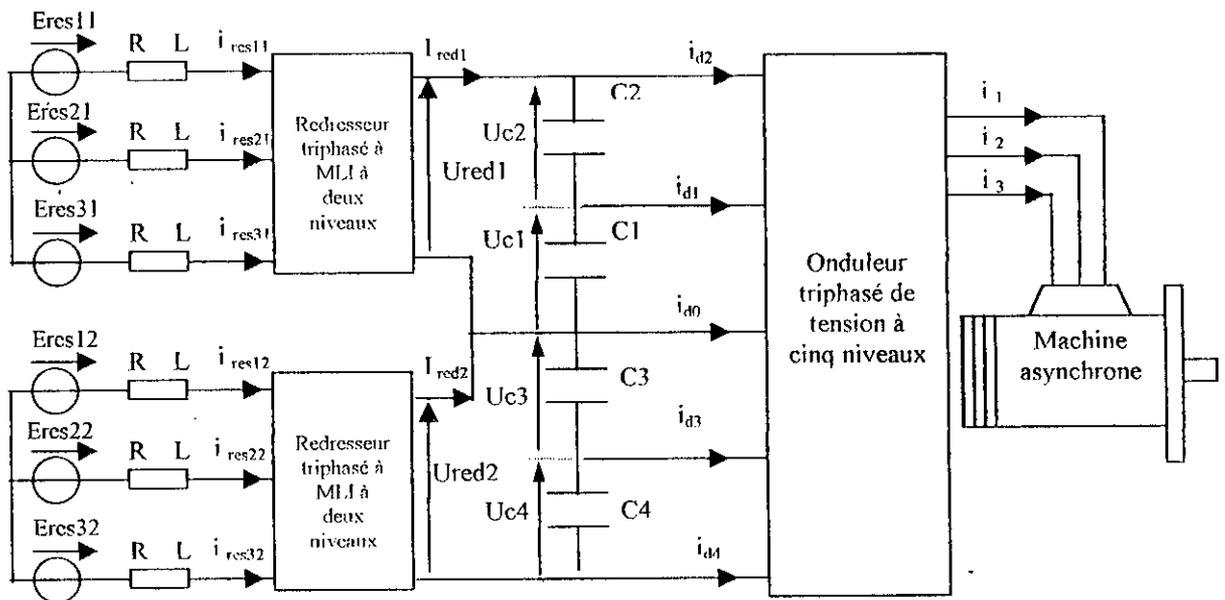


Figure VI.8 : Structure de la cascade deux redresseurs à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone

**N.B :** Les redresseurs utilisés dans cette cascade sont donnés au paragraphe VI.2.1.

VI. 3. 1 Modélisation du filtre intermédiaire

Pour la cascade de la figure VI.8, le filtre intermédiaire est le suivant :

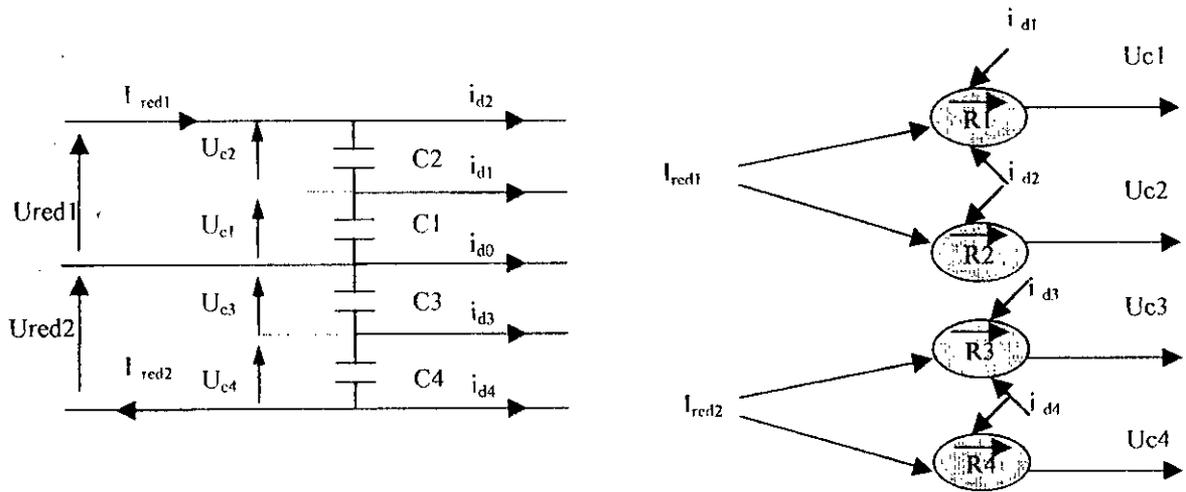


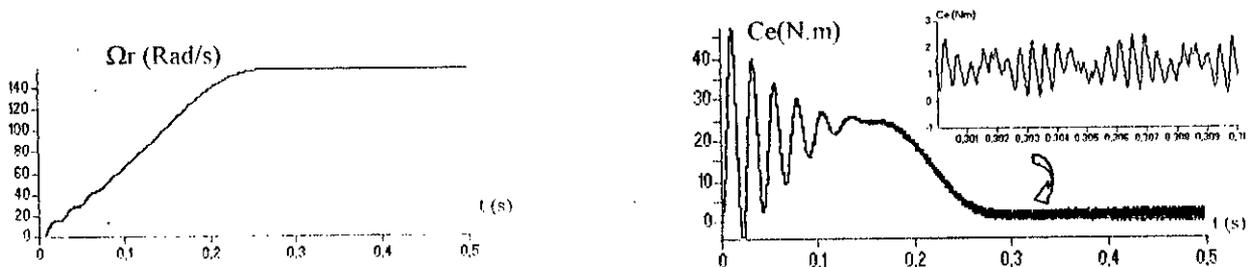
Figure VI.9 : Filtrage intermédiaire et son graphe informationnel

Le modèle du filtre est donné par le système suivant :

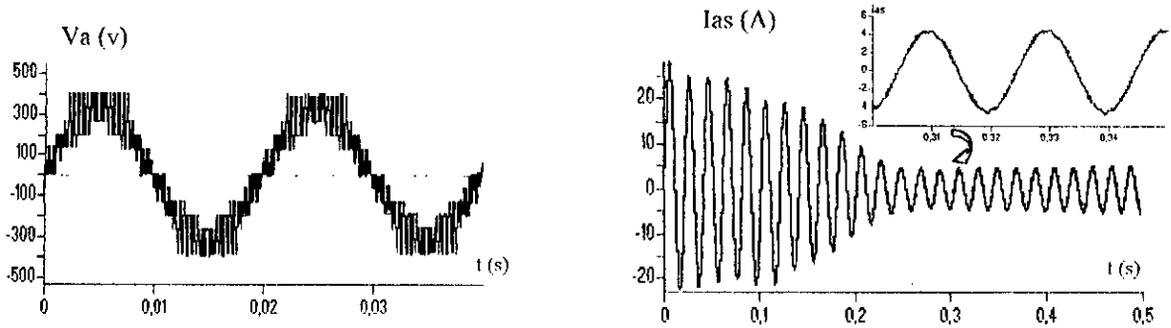
$$\begin{cases}
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} & (R1) \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} & (R2) \\
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} + i_{d3} & (R3) \\
 C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} + i_{d4} & (R4)
 \end{cases}
 \quad VI.7$$

VI. 3. 2 Résultats de simulation

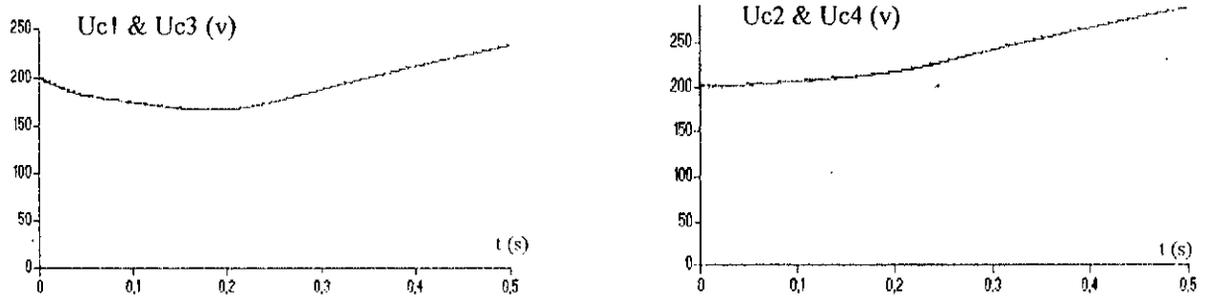
L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec m=12 et r=0.8. Les redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant les redresseurs a une tension de 110v et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est de 10A. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales (C1=C2=C3=C4=20mF).



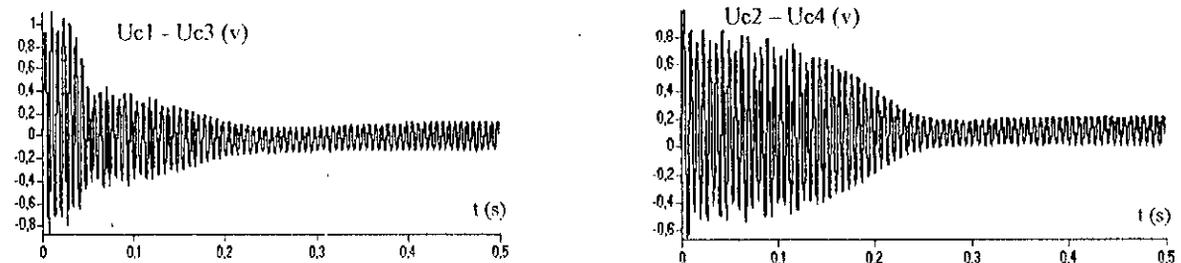
Vitesse et couple du moteur asynchrone



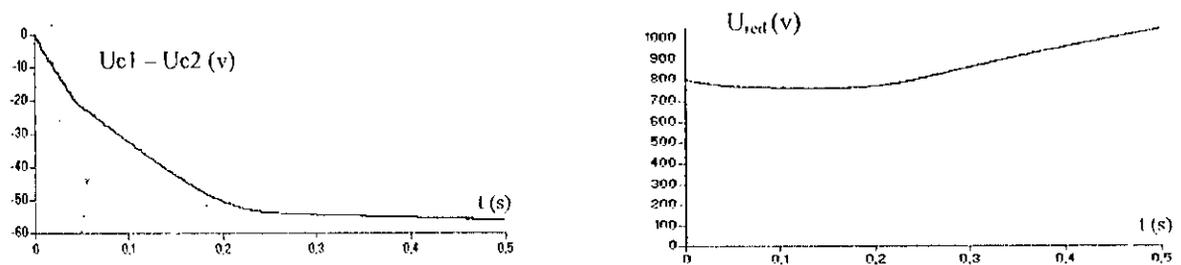
Tension et courant d'une phase du moteur asynchrone



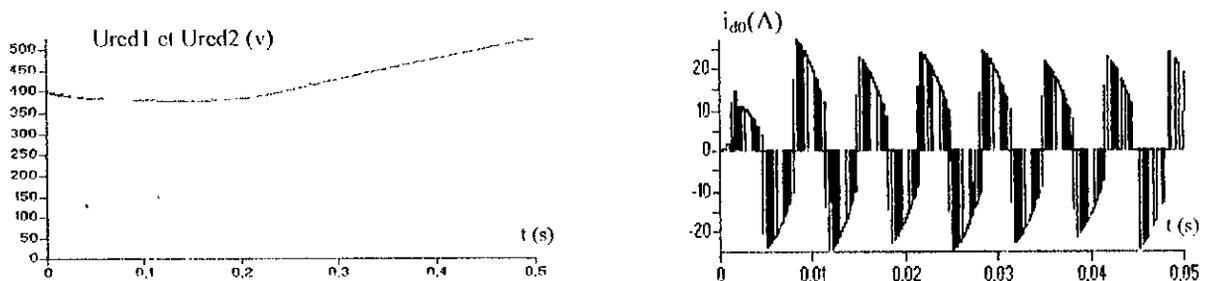
Tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$ , et  $U_{c4}$  alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux



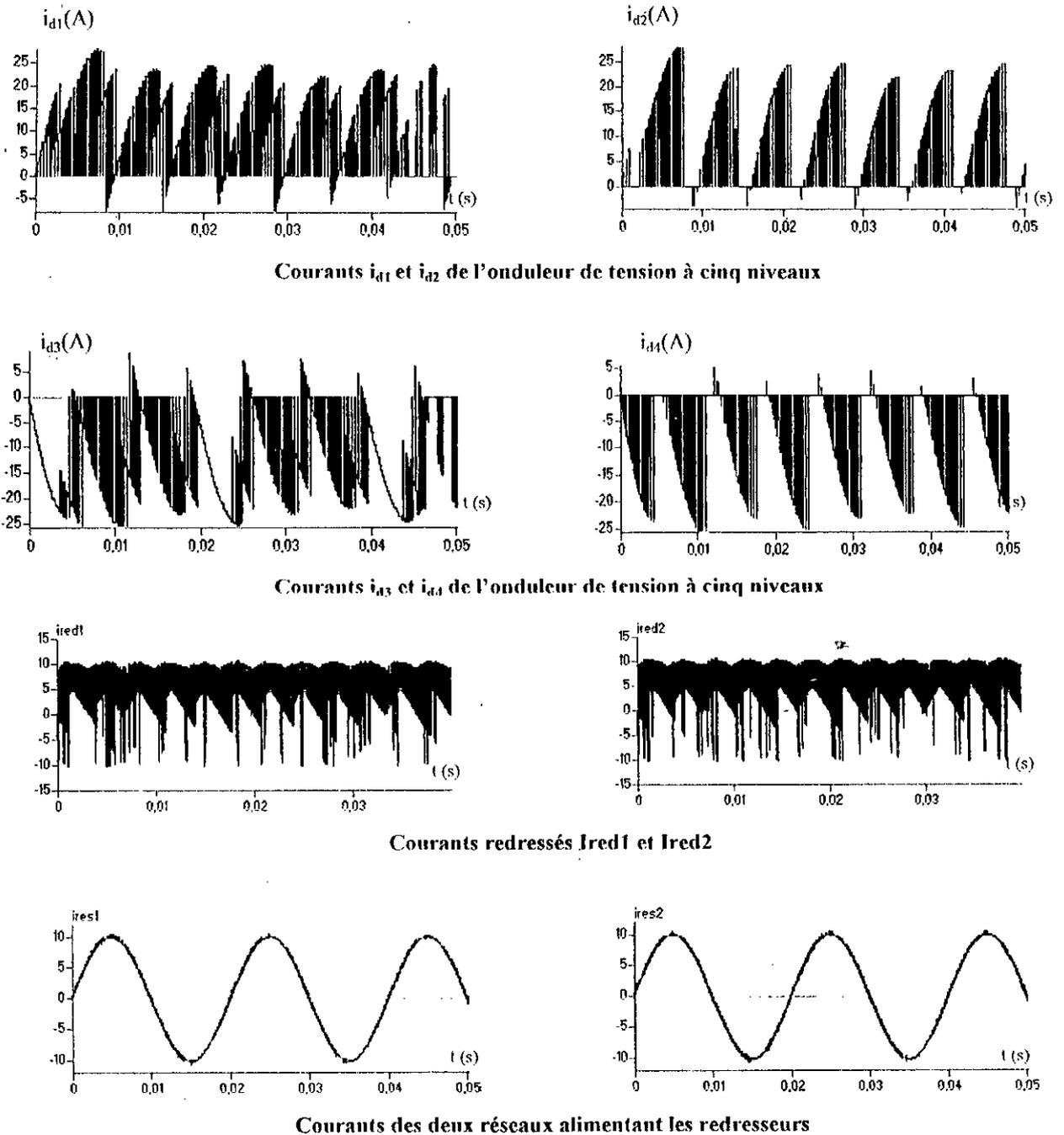
Différence de tension  $U_{c1}-U_{c3}$  et  $U_{c2}-U_{c4}$



Différence de tension  $U_{c1}-U_{c2}$  et la tension redressée.



Tensions  $U_{red1}$ ,  $U_{red2}$  des redresseurs et courant  $i_{ao}$  de l'onduleur à cinq niveaux



**Figure VI. 10 : Performances de la cascade deux redresseurs à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone**

Les résultats précédents montrent que les courants des réseaux suivent bien leurs références. Les courants ( $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$ ,  $i_{d3}$ ,  $i_{d4}$ , et  $i_{d0}$ ) d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants  $i_{d3}$  et  $i_{d4}$  sont respectivement les opposés des courants  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$ . Le courant  $i_{d0}$  a une valeur moyenne pratiquement nulle. Les courants redressés  $i_{red1}$  et  $i_{red2}$  ont la même forme.

Nous remarquons aussi l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux à structure NPC ( $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$ ) et des tensions redressées  $U_{red1}$   $U_{red2}$  des redresseurs de courant à deux niveaux. Les différences ( $U_{c1}-U_{c3}$  et  $U_{c2}-U_{c4}$ ) sont

pratiquement nulles et les tensions ( $U_{c1}$ ,  $U_{c3}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c4}$ ) restent croissantes. On remarque qu'il n'y a pratiquement aucune différence entre les deux cascades avec un ou deux redresseurs de courant à deux niveaux. Cela peut être dû à l'importance des capacités utilisées ( $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{mF}$ )

## VI.4 CASCADE QUATRE REDRESSEURS A DEUX NIVEAUX – ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX – MACHINE ASYNCHRONE

La structure de la cascade est la suivante :

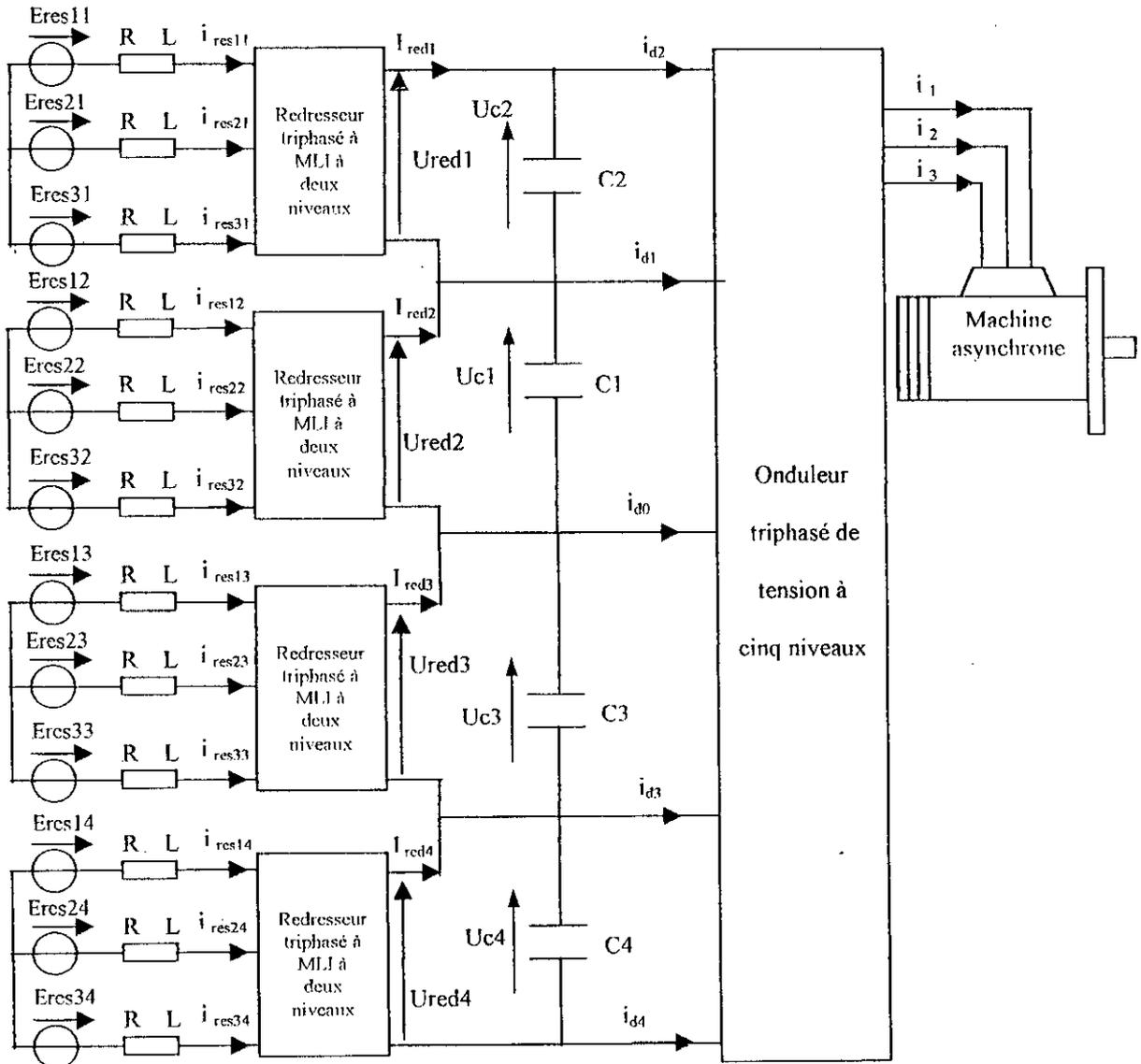


Figure VI.11 : Structure de la cascade quatre redresseurs à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux – MAS

**N.B :** Les quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux utilisés dans cette cascade sont identiques à celui présenté au paragraphe VI.2.1.

VI. 4. 1 Modélisation du filtre

La structure du filtre intermédiaire est la suivante :

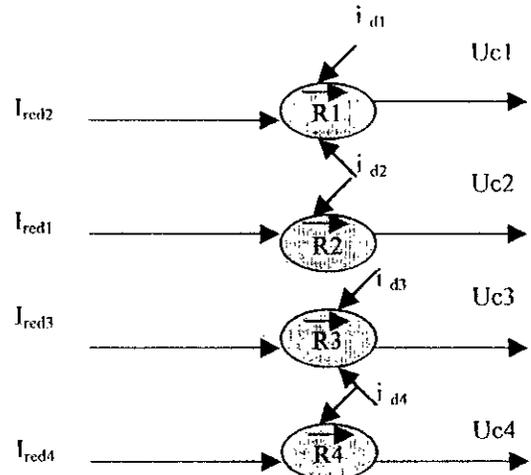
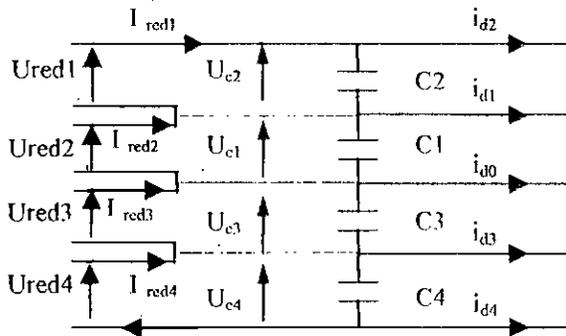
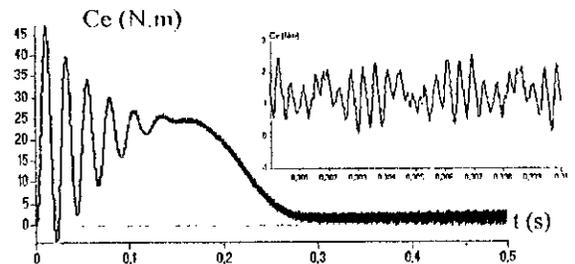
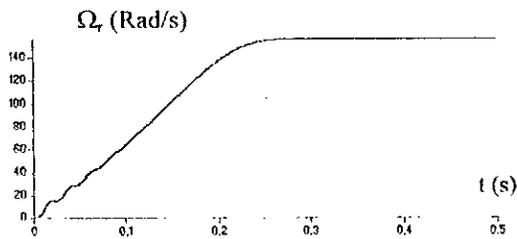


Figure VI. 12 filtre intermédiaire et son graphe informationnel

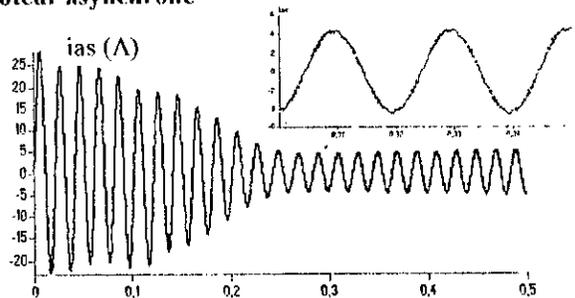
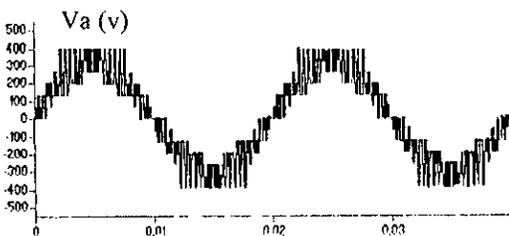
$$\begin{cases}
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} - i_{d1} - i_{d2} & (R1) \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - i_{d2} & (R2) \\
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} + i_{d4} + i_{d3} & (R3) \\
 C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red4} + i_{d4} & (R4)
 \end{cases}
 \quad \text{VI.8}$$

VI. 4. 2 Résultats de simulation

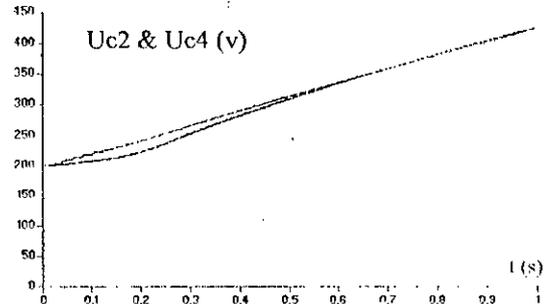
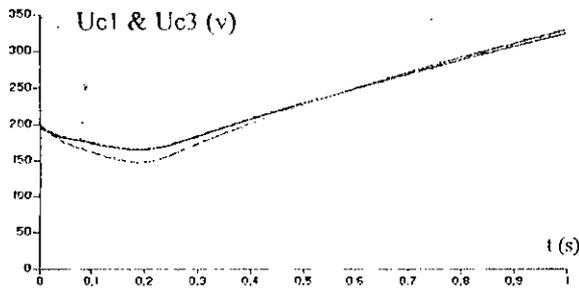
L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec  $m=12$  et  $r=0.8$ . Les redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant les redresseurs a une tension de 55v et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est de 10A. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ( $C1=C2=C3=C4=20mF$ ).



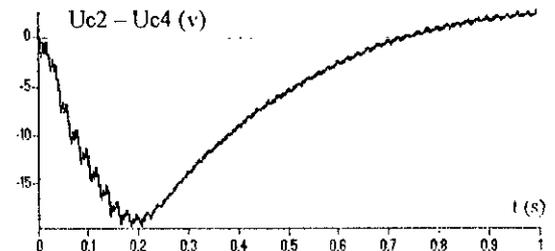
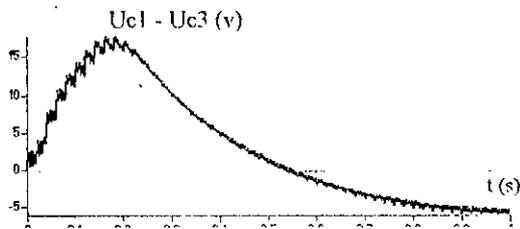
Vitesse et couple du moteur asynchrone



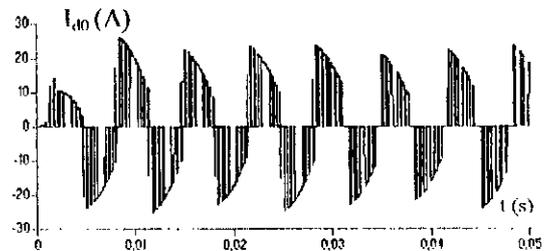
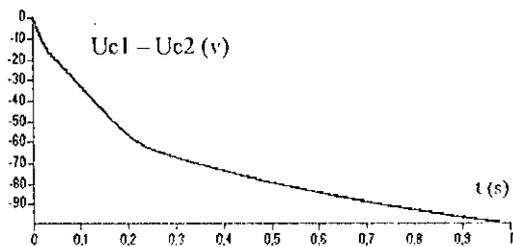
Tension et courant d'une phase du moteur asynchrone



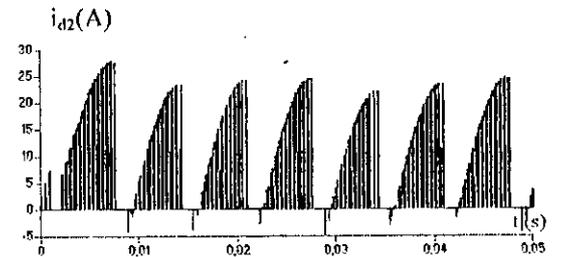
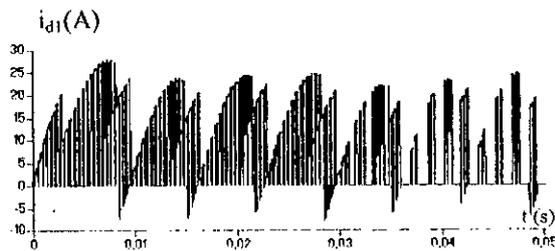
Tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$ , et  $U_{c4}$  alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux



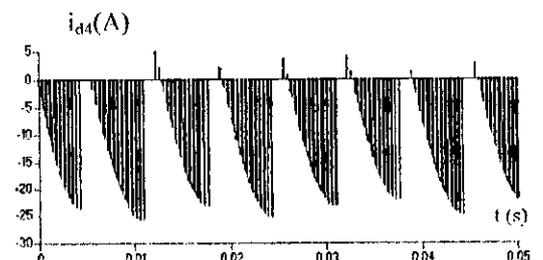
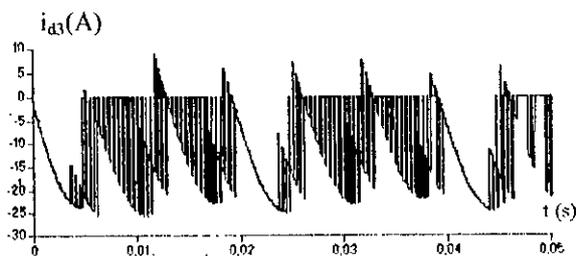
Différence de tension  $U_{c1}-U_{c3}$  et  $U_{c2}-U_{c4}$



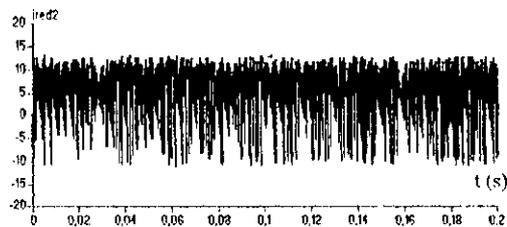
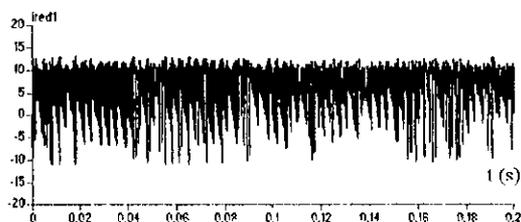
Différence de tension  $U_{c1}-U_{c2}$  et courant  $I_{d0}$  de l'onduleur à cinq niveaux



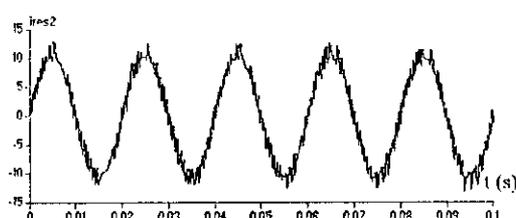
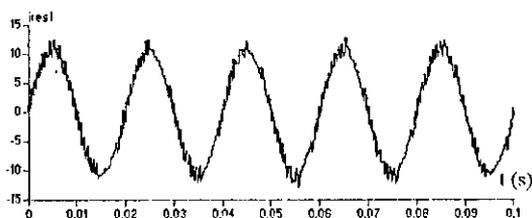
Courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  de l'onduleur de tension à cinq niveaux



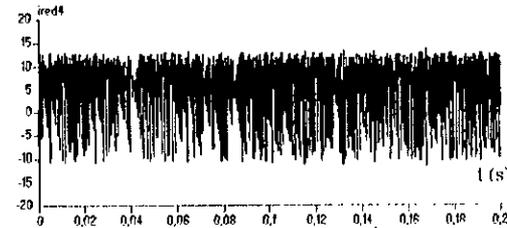
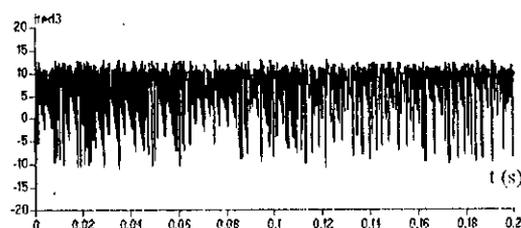
Courants  $i_{d3}$  et  $i_{d4}$  de l'onduleur de tension à cinq niveaux



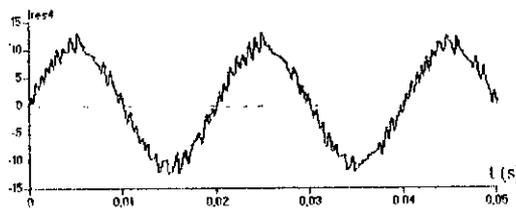
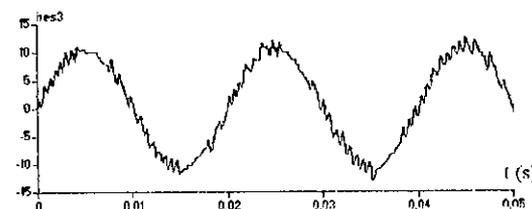
Courants redressés Ired1 et Ired2



Courants des réseaux alimentant les redresseurs N°1 et 2



Courants redressés Ired3 et Ired4



Courants des réseaux alimentant les redresseurs N°3 et 4

Figure VI. 13 : Performances de la cascade quatre redresseurs à deux niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone

Les résultats précédents montrent que le courant du réseau suit bien sa référence. Les courants ( $I_{d1}$ ,  $I_{d2}$ ,  $I_{d3}$ ,  $I_{d4}$ , et  $I_{d0}$ ) d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants  $I_{d3}$  et  $I_{d4}$  sont respectivement les opposés des courants  $I_{d1}$ ,  $I_{d2}$ . Le courant  $I_{d0}$  a une valeur moyenne pratiquement nulle. Les courants redressés  $I_{red1}$ ,  $I_{red2}$ ,  $I_{red3}$ ,  $I_{red4}$  ont la même forme.

Nous remarquons aussi l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux à structure NPC ( $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$ ), et l'importance des différences ( $U_{c1}-U_{c3}$  et  $U_{c2}-U_{c4}$ ) par rapport aux cascades précédentes.

## VI. 5 CASCADE REDRESSEUR DE COURANT A CINQ NIVEAUX – ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX – MACHINE ASYNCHRONE

La structure de la cascade est donnée par la figure suivante :

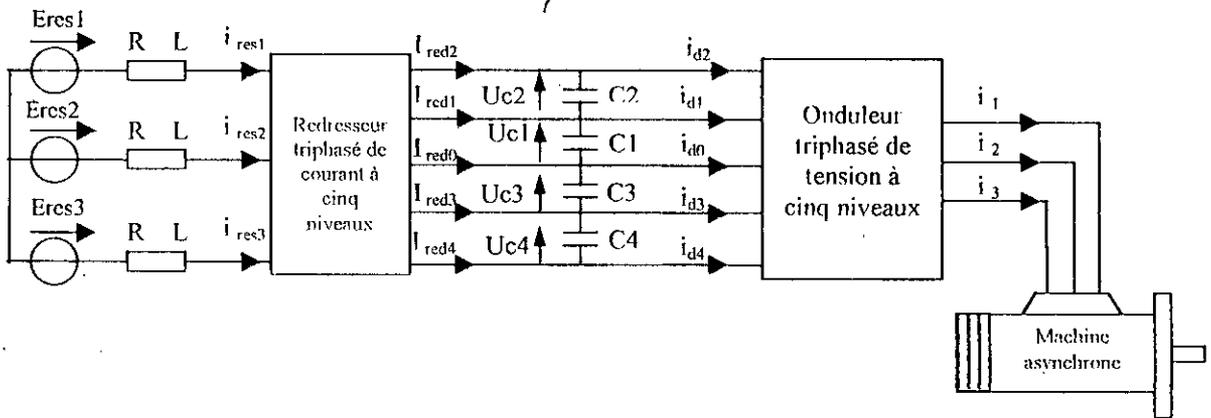


Figure VI.14 : Structure de la cascade redresseur de courant à cinq niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux – MAS

### VI. 5. 1 Modélisation du filtre intermédiaire

Le filtre intermédiaire dans ce cas est le suivant :

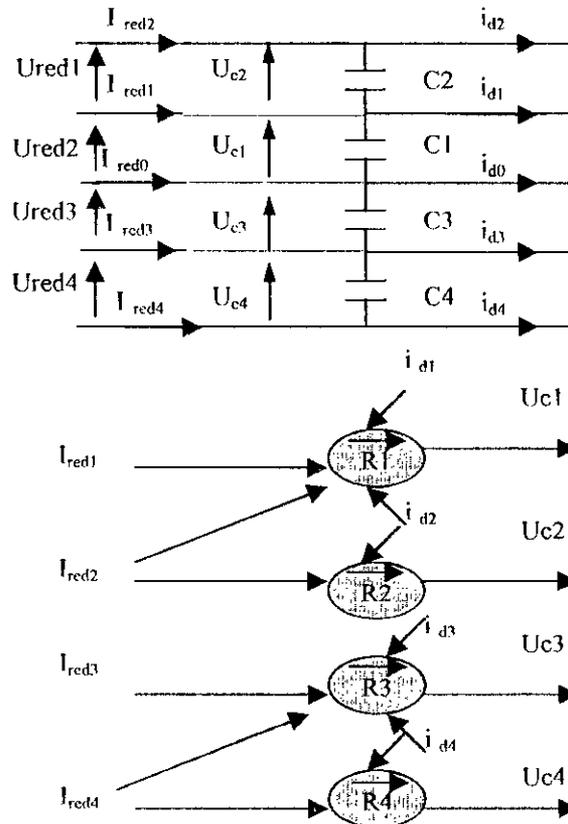
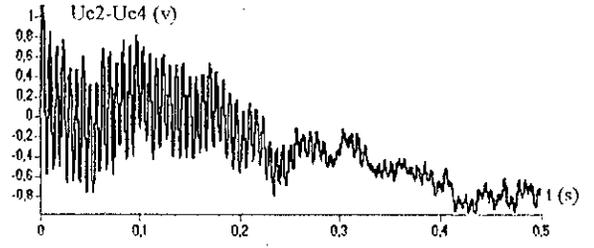
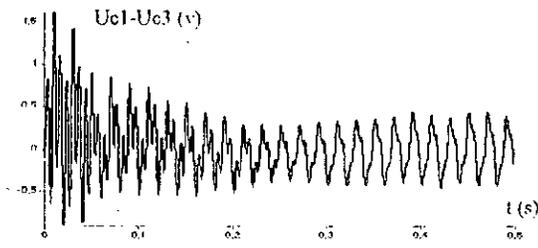
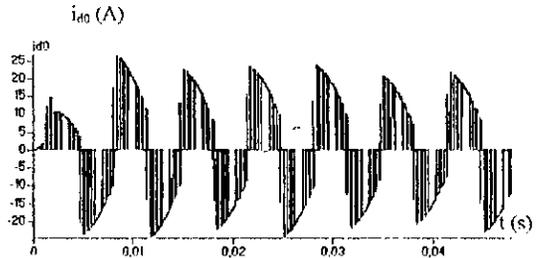
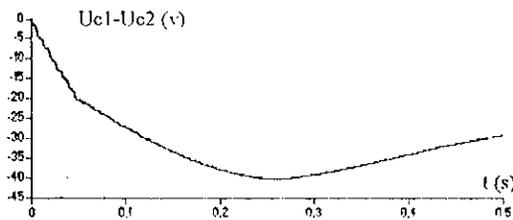


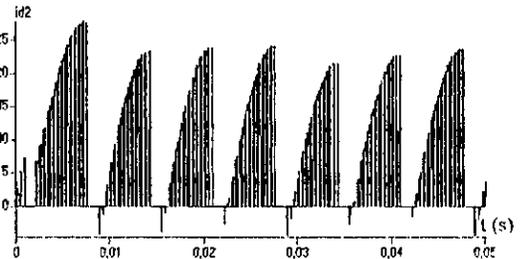
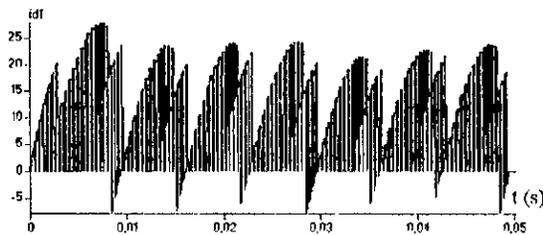
Figure VI.15 : Filtre intermédiaire et son graphe informationnel



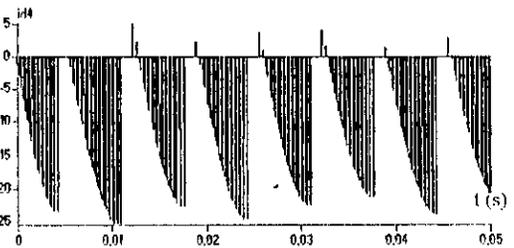
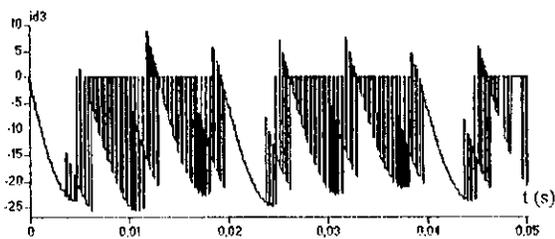
Différence de tension  $U_{c1-Uc3}$  et  $U_{c2-Uc4}$



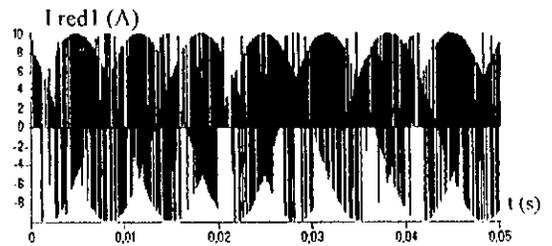
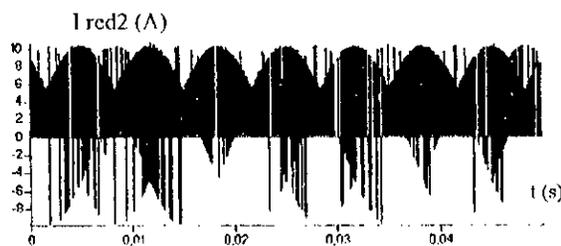
Différence de tension  $U_{c1-Uc2}$  et le courant  $i_{d0}$  de l'onduleur de tension à cinq niveaux



Courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  de l'onduleur de tension à cinq niveaux



Courants  $i_{d3}$  et  $i_{d4}$  de l'onduleur de tension à cinq niveaux



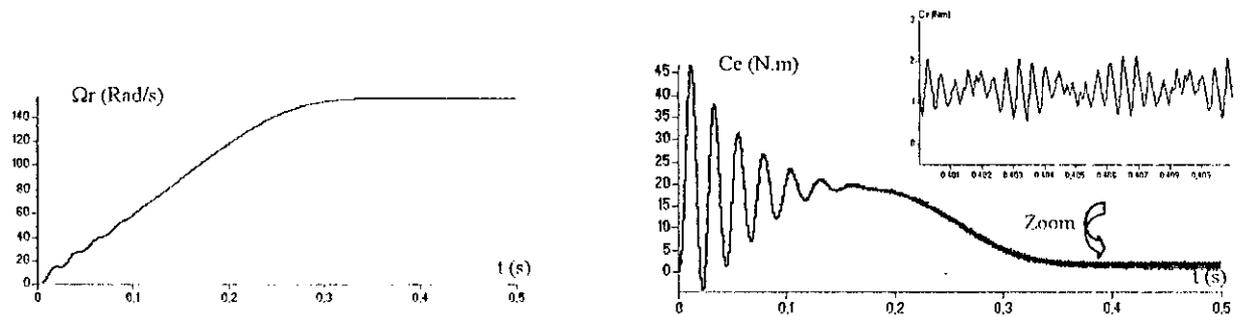
Courants redressés  $I_{red2}$ ,  $I_{red1}$  du redresseur de courant à cinq niveaux

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} + I_{red1} - i_{d1} - i_{d2} & (R1) \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - i_{d2} & (R2) \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = i_{dA} + i_{d3} - I_{red3} - I_{red4} & (R3) \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = i_{dA} - I_{red4} & (R4) \end{cases}$$

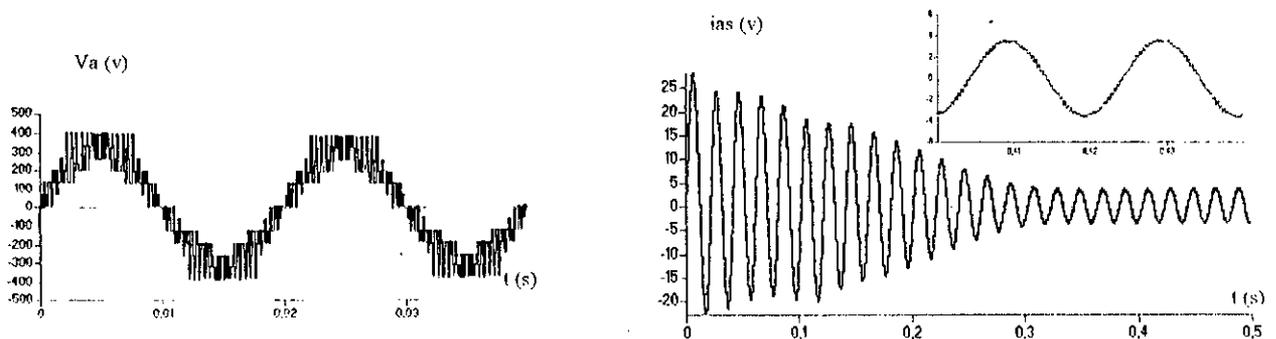
VI.9

### VI. 5. 2 Résultats de simulation

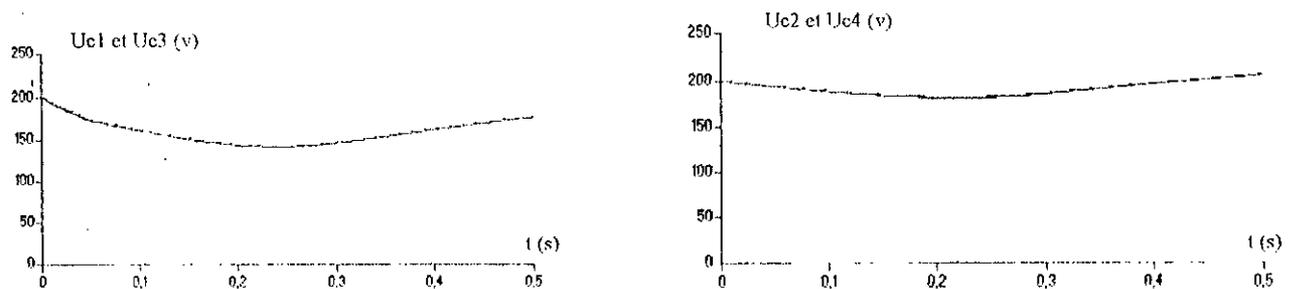
L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec  $m=12$  et  $r=0.8$ . Le redresseur à cinq niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension de 220V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est de 10A. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ( $C1=C2=C3=C4=20mF$ ).



Vitesse et couple du moteur asynchrone



Tension et courant d'une phase du moteur asynchrone



Tensions Uc1, Uc2, Uc3, et Uc4 alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux

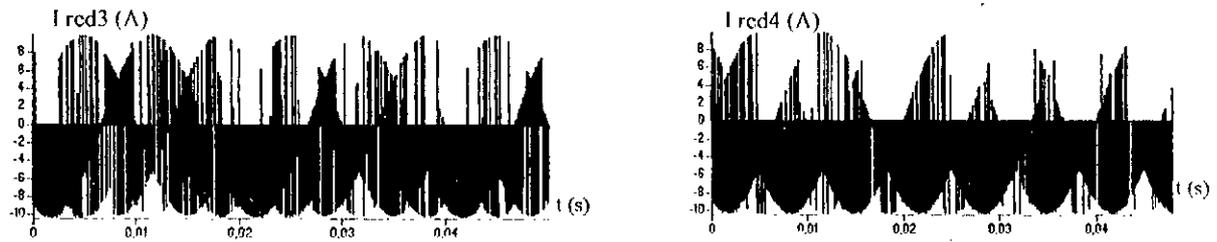
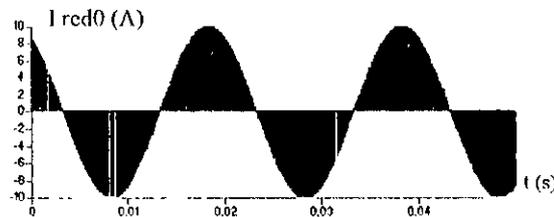
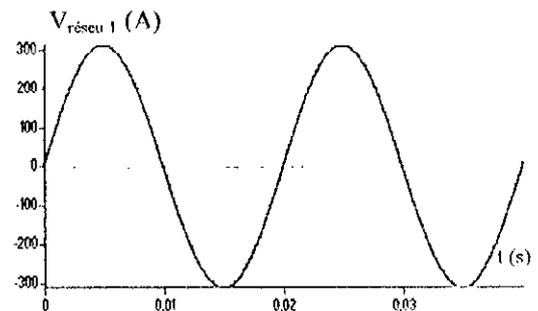
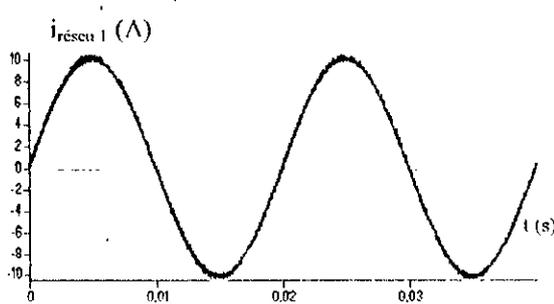
Courants redressés  $I_{red3}$ ,  $I_{red4}$  du redresseur de courant à cinq niveauxCourant redressé  $I_{red0}$  du redresseur de courant à cinq niveauxCourants  $i_{réseau1}$  et tension  $V_{réseau}$  du réseau alimentant le redresseur à cinq niveaux

Figure VI. 16 : Performances de la cascade redresseur à cinq niveaux – Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone

Les résultats précédents montrent que le courant du réseau suit bien sa référence. Les courants ( $I_{d1}$ ,  $I_{d2}$ ,  $I_{d3}$ ,  $I_{d4}$ , et  $I_{d0}$ ) d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux ont une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur. Les courants  $I_{d3}$  et  $I_{d4}$  sont respectivement les opposés des courants  $I_{d1}$ ,  $I_{d2}$ . Le courant  $I_{d0}$  a une valeur moyenne pratiquement nulle.

Nous remarquons aussi que les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux à structure NPC ( $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$ ) sont plus stables que dans les cascades précédentes utilisant des redresseurs à deux niveaux. Les différences ( $U_{c1}-U_{c3}$  et  $U_{c2}-U_{c4}$ ) sont plus faibles.

Les courants  $I_{red3}$  et  $I_{red4}$  de sortie du redresseur de courant à cinq niveaux sont respectivement les opposés des courants  $I_{red1}$ ,  $I_{red2}$ . Le courant  $I_{red0}$  a une valeur moyenne pratiquement nulle.

## VI. 6 PONT DE CLAMPING

Afin d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux à structure NPC en minimisant le déséquilibre entre les tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$ , on propose d'étudier le pont de CLAMPING.

### VI. 6. 1 Cascade redresseur triphasé à deux niveaux – Pont de clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone

#### VI. 6. 1. 1 Modélisation du pont de clamping

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red} - I_{r3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red} - I_{r4} + i_{d4} \end{array} \right. \quad (VI.10)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p} \\ I_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_p} \end{array} \right. \quad (VI.11)$$

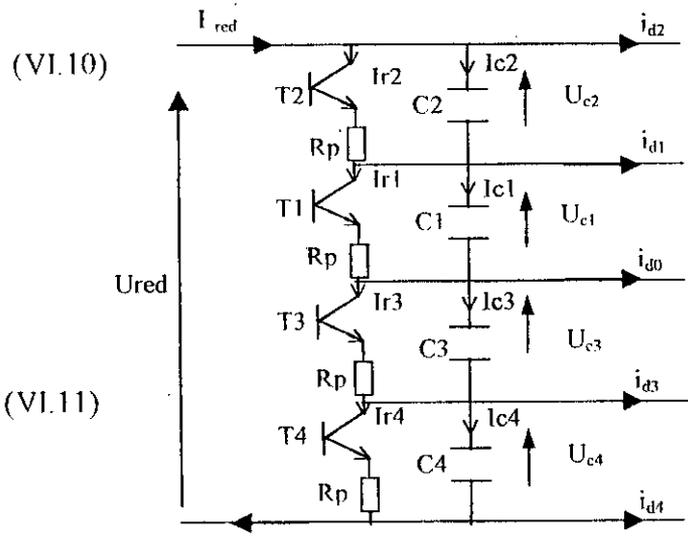


Fig VI. 17 Structure du pont de clamping

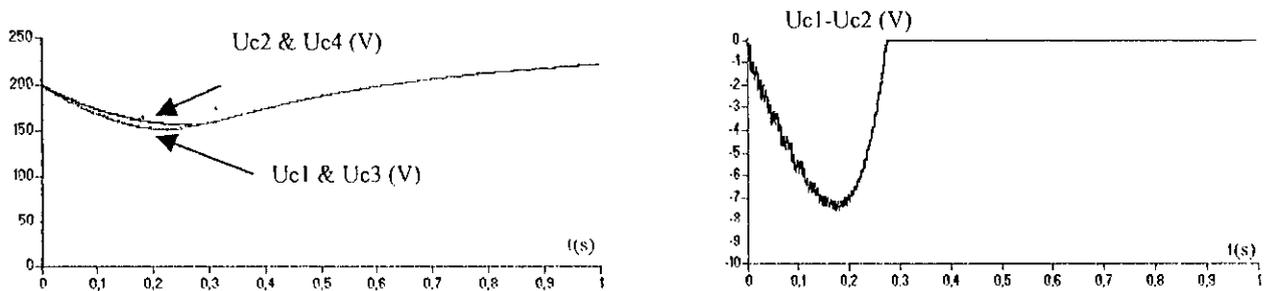
L'algorithme de commande du pont est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U_{12} > 0 \Rightarrow I_{r1} = 0 \ \& \ I_{r2} \neq 0 \quad (T_1 = 0 \ \& \ T_2 = 1) \\ \Delta U_{12} < 0 \Rightarrow I_{r1} \neq 0 \ \& \ I_{r2} = 0 \quad (T_1 = 1 \ \& \ T_2 = 0) \end{array} \right. \quad \Delta U_{12} = U_{c2} - U_{c1}$$

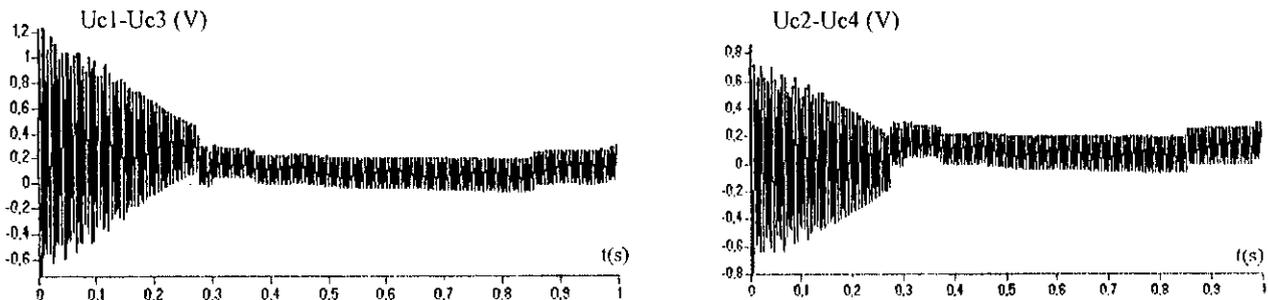
$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U_{34} > 0 \Rightarrow I_{r3} = 0 \ \& \ I_{r4} \neq 0 \quad (T_3 = 0 \ \& \ T_4 = 1) \\ \Delta U_{34} < 0 \Rightarrow I_{r3} \neq 0 \ \& \ I_{r4} = 0 \quad (T_3 = 1 \ \& \ T_4 = 0) \end{array} \right. \quad \Delta U_{34} = U_{c4} - U_{c3}$$

#### VI. 6. 1. 2 Résultats de simulation

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec  $m=12$  et  $r=0.8$ . Le redresseur à deux niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension de 220v et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est de 10A. Les paramètres du pont de clamping sont :  $C1=C2=C3=C4=20mF$  et  $Rp=25\Omega$ .



Tensions d'entrée U<sub>c1</sub>, U<sub>c2</sub>, U<sub>c3</sub> et U<sub>c4</sub> de l'onduleur de tension à cinq niveaux et la différence U<sub>c1</sub>-U<sub>c2</sub>



Les différences de tension U<sub>c1</sub>-U<sub>c3</sub>, U<sub>c2</sub>-U<sub>c4</sub>

Fig VI.18 : Performances de la cascade redresseur à deux niveaux – Pont de clamping – Onduleur à cinq niveaux - MAS

## VI. 6. 2 Cascade deux redresseurs à deux niveaux - Pont de clamping – Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone

### VI. 6. 2. 1 Modélisation du pont de clamping

Dans ce cas, le pont de clamping est défini comme suit :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red1} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red2} - I_{r3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red2} - I_{r4} + i_{d4} \end{cases} \quad (VI.12)$$

$$\begin{cases} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p} \\ I_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_p} \end{cases} \quad (VI.13)$$

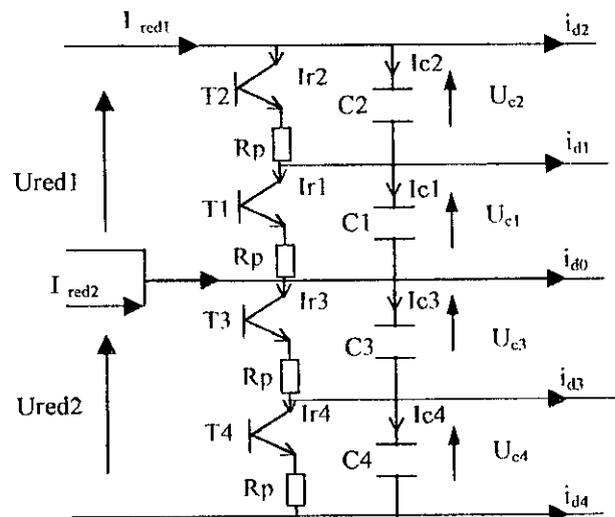
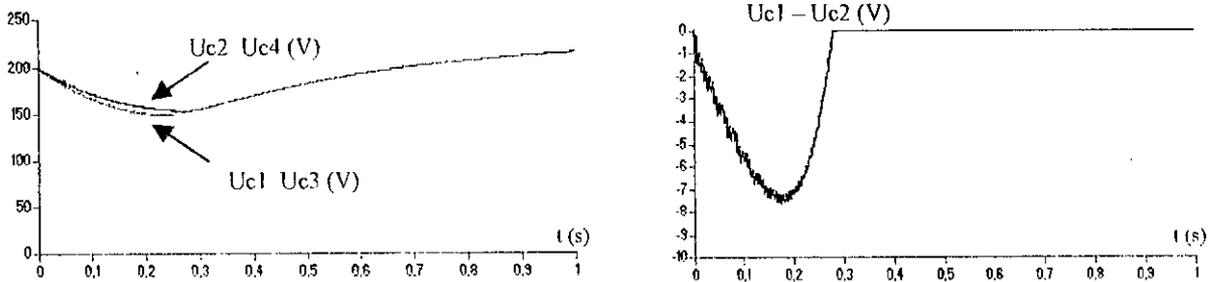


Fig VI. 19 Structure du pont de clamping

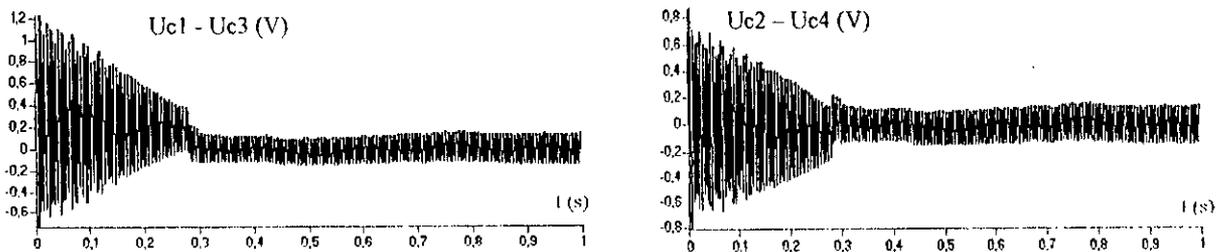
**N.B** L'algorithme de commande est le même que dans le cas d'un sel redresseur.

**VI. 3. 2 Résultats de simulation**

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec  $m=12$  et  $r=0.8$ . Les redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant les redresseurs a une tension de 110v et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est de 10A. Les capacités du pont de clamping sont égales ( $C1=C2=C3=C4=20mF$ ) et la résistance  $R_p=25\Omega$ .



Tensions d'entrée Uc1, Uc2, Uc3 et Uc4 de l'onduleur de tension à cinq niveaux et la différence U<sub>c1</sub>-U<sub>c2</sub>



Différences de tension U<sub>c1</sub>-U<sub>c3</sub> et U<sub>c2</sub>-U<sub>c4</sub>

Figure VI. 20 : Performances de la cascade deux redresseurs à deux niveaux – Pont de clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone

**VI. 6. 3 cascade quatre redresseurs à deux niveaux – Pont de clamping – Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone**

**VI. 6. 3. 1 Modélisation du pont de clamping**

Dans ce cas, le modèle du pont de clamping est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red1} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{red3} - I_{r3} + i_{d3} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{red4} - I_{r4} + i_{d4} \end{cases} \quad \begin{cases} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} & I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p} & I_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_p} \end{cases} \quad (VI.14)$$

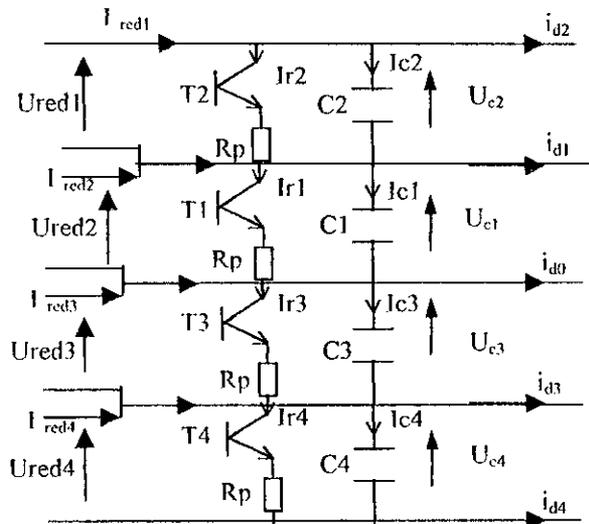
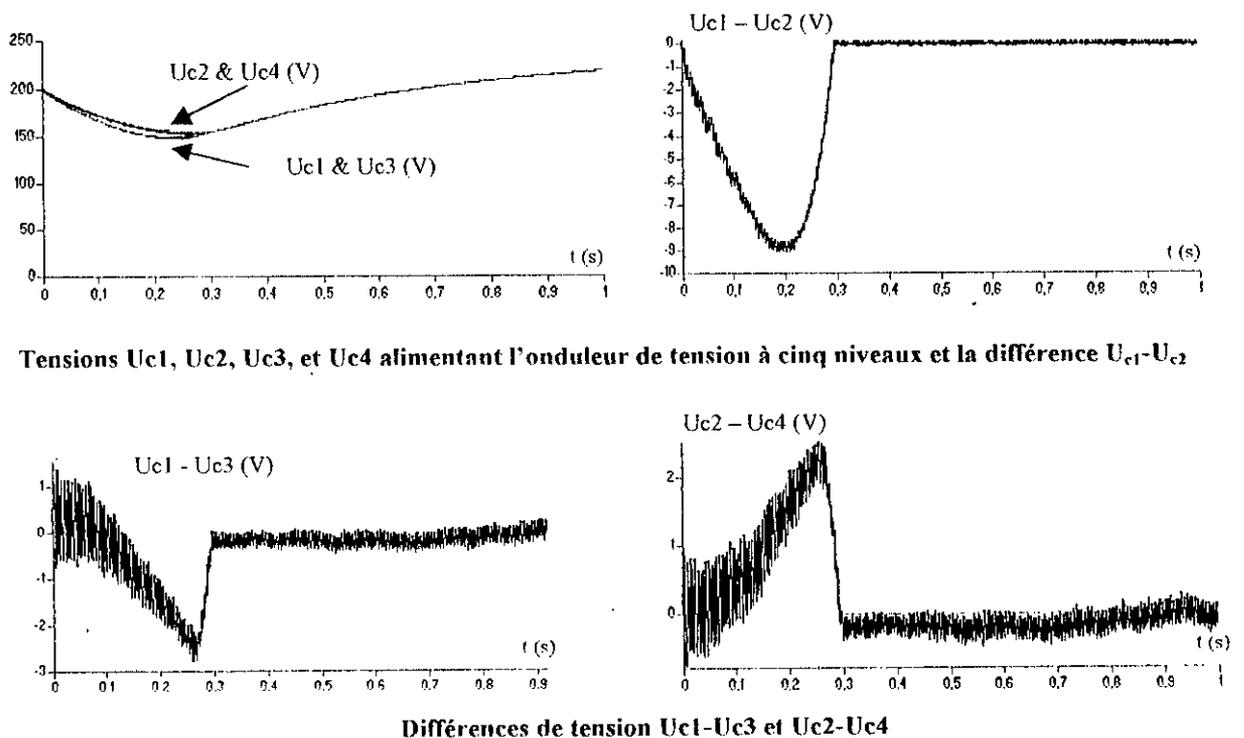


Fig VI. 21 Structure du pont de clamping

**N.B** L'algorithme de commande est le même que dans le cas d'un sel redresseur à deux niveaux.

**VI. 6. 3. 2 Résultats de simulation**

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec  $m=12$  et  $r=0.8$ . Les redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant les redresseurs a une tension de 55v et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est de 10A. Les capacités du pont de clamping sont égales ( $C1=C2=C3=C4=20mF$ ) et la résistance  $R_p=25\Omega$ .



Tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$ , et  $U_{c4}$  alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux et la différence  $U_{c1}-U_{c2}$

Différences de tension  $U_{c1}-U_{c3}$  et  $U_{c2}-U_{c4}$

Figure VI. 22 : Performances de la cascade quatre redresseurs à deux niveaux – Pont de clamping – Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone

**VI. 6. 4 Cascade redresseur de courant à cinq niveaux – Pont de clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone**

**VI. 6. 4. 1 Modélisation du pont de clamping**

Le modèle du pont de clamping dans ce cas est le suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{red2} + I_{red1} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{red2} - I_{r2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = -I_{red3} - I_{red4} - I_{r3} + i_{d4} + i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = -I_{red4} - I_{r4} + i_{d4} \end{cases} \quad (VI.15)$$

$$\begin{cases} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p} & I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p} & I_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_p} \end{cases} \quad (VI.16)$$

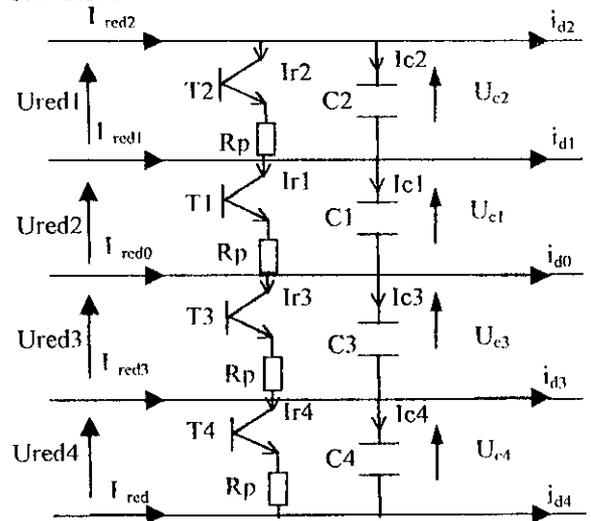
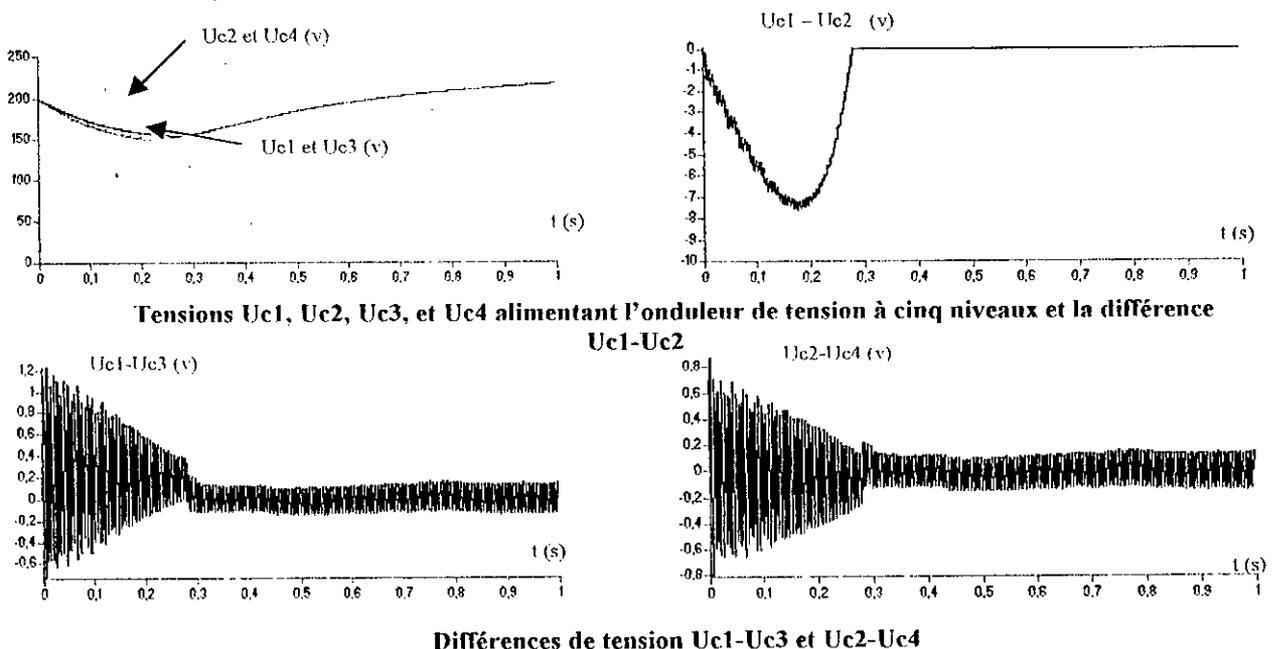


Fig VI. 23 Structure du pont de clamping

**VI. 6. 4. 2 Résultats de simulations**

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec  $m=12$  et  $r=0.8$ . Le redresseur à cinq niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension de 220v et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est de 10A. Les capacités du pont de clamping sont égales ( $C1=C2=C3=C4=20mF$ ) et la résistance  $R_p=25\Omega$ .



Tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$ , et  $U_{c4}$  alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux et la différence  $U_{c1}-U_{c2}$

Différences de tension  $U_{c1}-U_{c3}$  et  $U_{c2}-U_{c4}$

Figure VI. 24 : Performances de la cascade redresseur à cinq niveaux – Pont de clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone

A partir des résultats précédents, et pour toutes les cascades présentées, on note qu'après un régime transitoire pour lequel la machine asynchrone atteint sa vitesse nominale, les tensions d'entrée ( $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$ ) de l'onduleur de tension à cinq niveaux deviennent égales et croissantes. Ainsi, le déséquilibre entre elles est éliminé.

### VI. 6.5 Influence des paramètres du pont de clamping et du filtre capacitif

On va étudier l'influences de ces paramètres sur la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux pour le cas de la cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux. Les conclusions obtenus sont aussi valables pour les autres cascades.

#### VI. 6. 5. 1 Influences de la résistance $R_p$

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec  $m=12$  et  $r=0.8$ . Le redresseur à cinq niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension de 220V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est de 10A. Les capacités du pont de clamping sont égales ( $C1=C2=C3=C4=20\text{mF}$ ) et la résistance  $R_p=5\Omega$ .

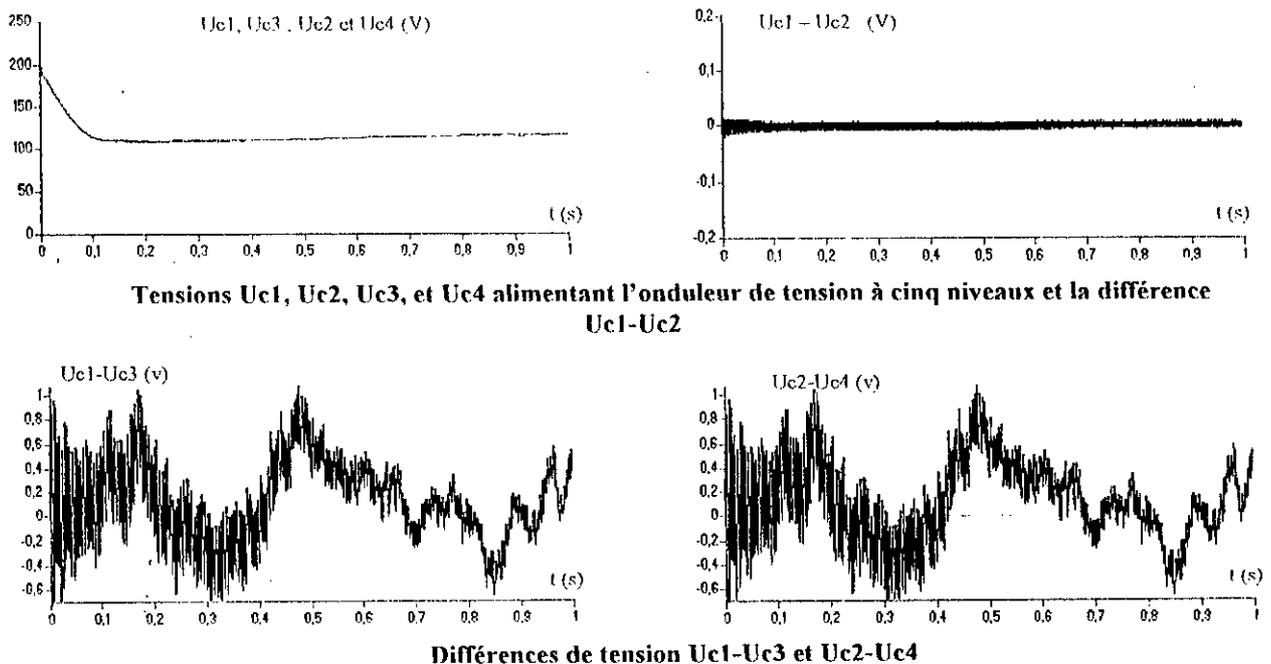


Figure VI. 25 : Performances de la cascade redresseur à cinq niveaux – Pont de clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone  $R_p=5\Omega$

#### VI. 6. 5. 2 Influences de la capacité C

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec  $m=12$  et  $r=0.8$ . Le redresseur à cinq niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension de 220v et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est de 10A. Les capacités du pont de clamping sont égales ( $C1=C2=C3=C4=80\text{mF}$ ) et la résistance  $R_p=25\Omega$ .

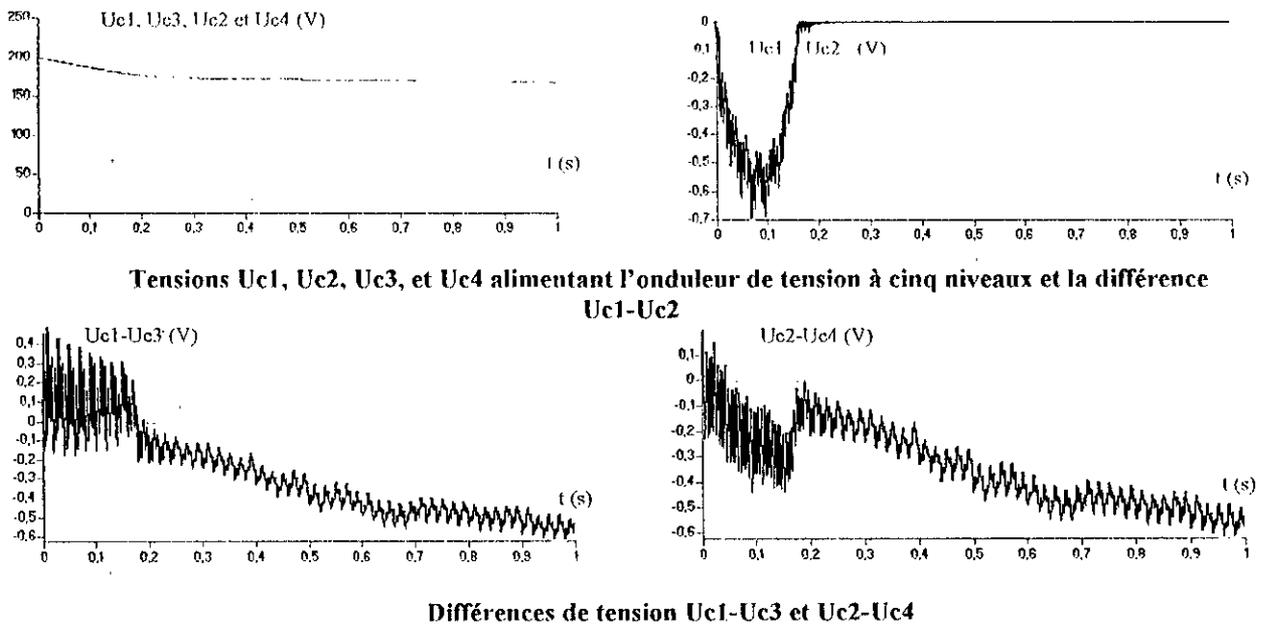


Figure VI. 26 : Performances de la cascade redresseur à cinq niveaux – Pont de clamping - Onduleur de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone  $R_p=25\Omega$  et  $C=80mF$

Les résultats montrent que l'augmentation de la capacité ou la diminution de la résistance du pont de clamping améliore la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur. Mais, la stabilité de ces tensions à une valeur faible par rapport a la valeur initiale, provoque un retard pour le démarrage de la machine asynchrone.

Cette stabilité des tensions peut être justifier par la relation suivante :

$$\frac{dU_{ck}}{dt} = \left( \sum_{j=1}^4 \lambda_j I_{redj} + \sum_{i=1}^4 \gamma_i i_{dt} - I_{rk} \right) / C \quad , \quad I_{rk} = \frac{U_{ck}}{R_p} \quad (VI.17)$$

$$\begin{matrix} R_p \downarrow \Rightarrow I_{rk} \uparrow \Rightarrow \frac{dU_{ck}}{dt} \downarrow \\ C \uparrow \Rightarrow \frac{dU_{ck}}{dt} \downarrow \end{matrix} \quad \left. \vphantom{\begin{matrix} R_p \downarrow \Rightarrow I_{rk} \uparrow \Rightarrow \frac{dU_{ck}}{dt} \downarrow \\ C \uparrow \Rightarrow \frac{dU_{ck}}{dt} \downarrow \end{matrix}} \right\} \Rightarrow U_{ck} \text{ devienne plus stable}$$

### CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié différents changeurs de fréquence ayant comme pont de sortie l'onduleur triphasé de tension à cinq niveaux à structure NPC.

On a montré le déséquilibre entre les tensions ( $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$ , et  $U_{c4}$ ) d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux et par la suite l'instabilité des tensions de sortie de cet onduleur.

L'utilisation des redresseurs de courant à deux ou à cinq niveaux commandés par hystérésis permet d'avoir un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

On note surtout que le déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur est moins important dans le cas de l'utilisation d'un redresseur de courant à cinq niveaux.

L'utilisation du pont de clamping proposé, nous a permis de rendre les tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux égales et plus stables.

## CHAPITRE VII

# ASSERVISSEMENT DES REDRESSEURS DES CHANGEURS DE FREQUENCE A ONDULEUR DE SORTIE A CINQ NIVEAUX

*AU chapitre précédent, on a étudié des changeurs de fréquence à pont de sortie multiniveaux, et on a mis en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux. Pour résoudre ce problème, on propose l'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux, en jouant sur le redresseur à deux ou à cinq niveaux du changeur de fréquence.*

*Pour obtenir côté réseau un faible taux d'harmoniques des courants et un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité, nous avons choisi dans ce chapitre une commande par hystérésis des courants appelés par l'étage redresseur.*

*Ces asservissements permettent non seulement d'asservir les tensions d'entrée de l'onduleur mais aussi d'utiliser des capacités  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ , et  $C_4$  de valeurs raisonnables.*

*Dans ce chapitre, on commencera par présenter l'algorithme général de l'asservissement de la tension de sortie pour chaque redresseur. Ensuite, on présentera les performances de cet asservissement avec les cascades suivantes :*

- ◆ *Cascade un redresseur de courant à deux niveaux – Pont de CLAMPING - Onduleur triphasé de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone.*
- ◆ *Cascade deux redresseurs de courant à deux niveaux – Pont de CLAMPING - Onduleur triphasé de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone.*
- ◆ *Cascade un redresseur de courant à cinq niveaux – Pont de CLAMPING - Onduleur triphasé de tension à cinq niveaux – Machine asynchrone.*

## VII. 1 ASSERVISSEMENT DU REDRESSEUR DE COURANT TRIPHASÉ A DEUX NIVEAUX

### VII. 1. 1 Modèle de la boucle de tension

La modélisation de cette boucle est basée sur le principe de conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes. Cette boucle impose la valeur efficace du courant de référence du réseau.

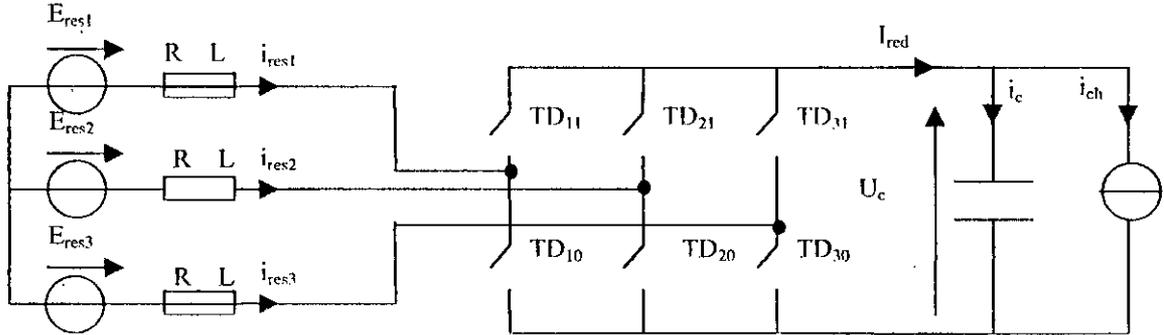


Figure VII. 1 : La structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux

Puissance d'entrée 
$$Pe = \sum_{k=1}^3 (E_{resk} i_{resk} - R \cdot i_{resk}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt}) \tag{VII.1}$$

Puissance de sortie 
$$Ps = U_c I_{red} = U_c (i_c + i_{ch})$$

En utilisant la conservation de puissance et en négligeant les pertes joules dans la résistance R, on peut écrire :

$$\sum_{k=1}^3 (E_{resk} i_{resk}) = \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} + U_c I_{red} \tag{VII.2}$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions  $V_{resk}$  correspondantes, on peut écrire alors :

$$3 \cdot E_{eff} \cdot I_e = U_c I_{red} \tag{VII.3}$$

Avec : 
$$E_{resk} = \sqrt{2} E_{eff} \sin\left(\omega t - 2 \cdot \frac{\pi}{3} (k-1)\right)$$

$$i_{resk} = \sqrt{2} I_e \sin\left(\omega t - 2 \cdot \frac{\pi}{3} (k-1)\right)$$

Le modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux, déduit de la relation (VII.3), est présenté à la figure (VII.2)

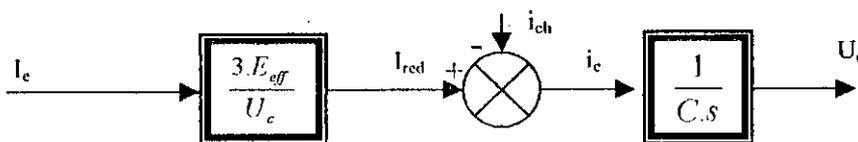


Figure VII. 2 : Modèle de la tension du redresseur triphasé à deux niveaux

L'algorithme d'asservissement proposé pour asservir la tension  $U_c$  est celui de la figure (VII.3). Pour profiter des avantages de la logique floue, le régulateur utilisé est un contrôleur flou à gain adaptatif.

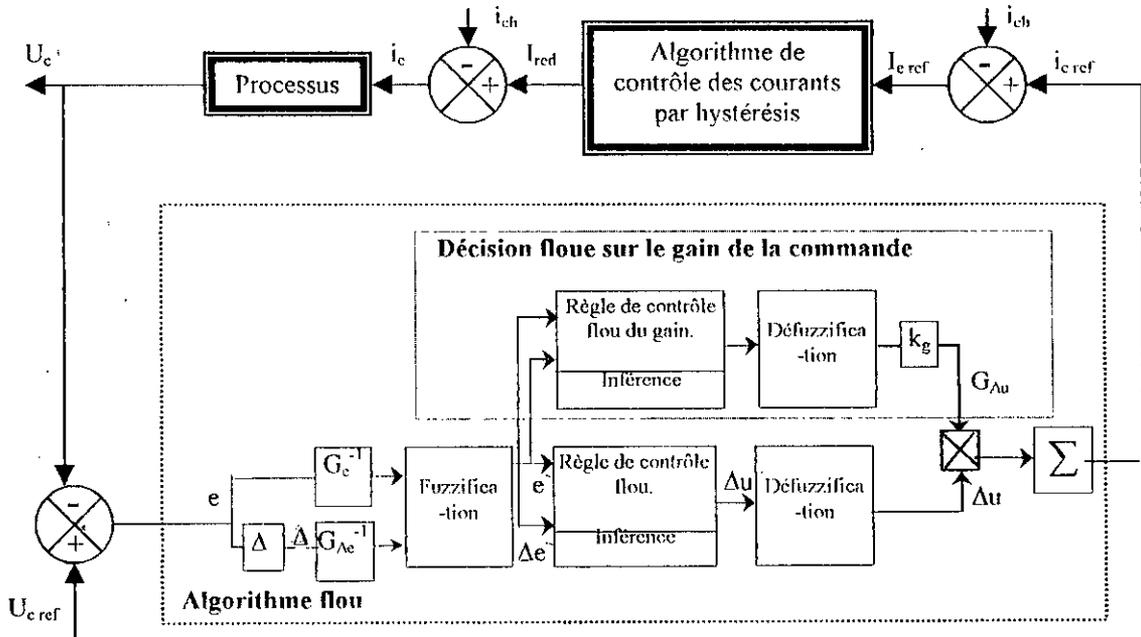
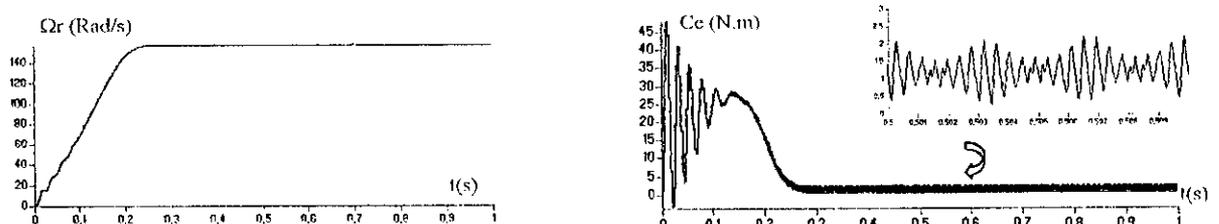


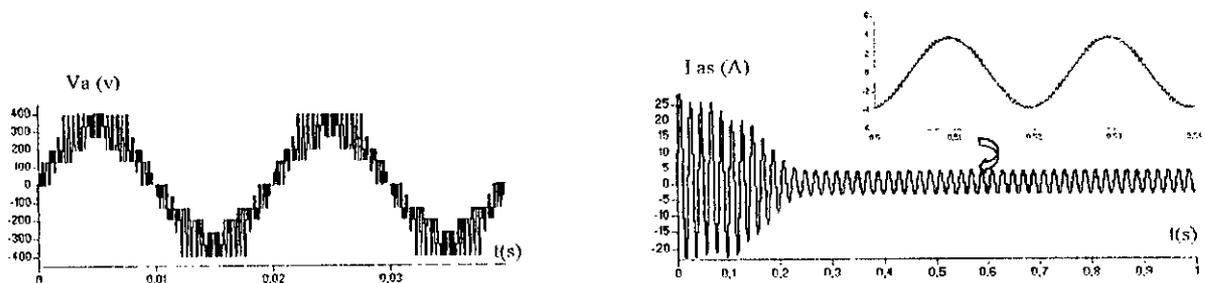
Figure VII. 3 : Algorithme de commande floue de la tension du redresseur triphasé à deux niveaux

**VII. 1. 2 Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade redresseur de courant à deux niveaux – Pont de clamping – Onduleur de tension à cinq niveaux -MAS**

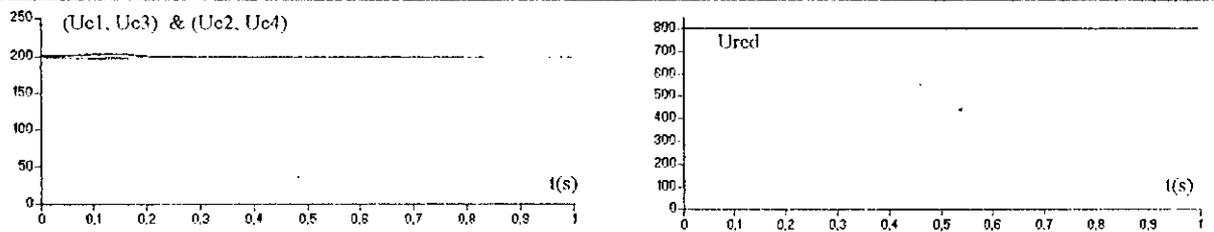
On applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment (figure. VII.3) pour commander le redresseur de la cascade. L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec  $m=12$ . Le redresseur à deux niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension de 220V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau est imposée par la boucle de tension. Les paramètres du pont de clamping sont :  $C_1=C_2=C_3=C_4=20mF$  et  $R_p=25\Omega$ .



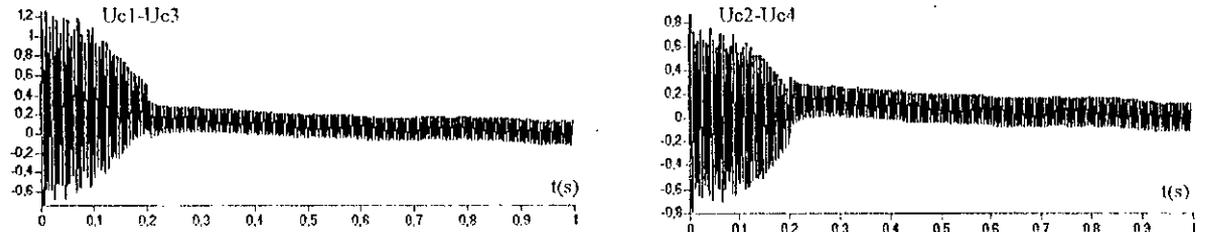
Vitesse et couple du moteur asynchrone



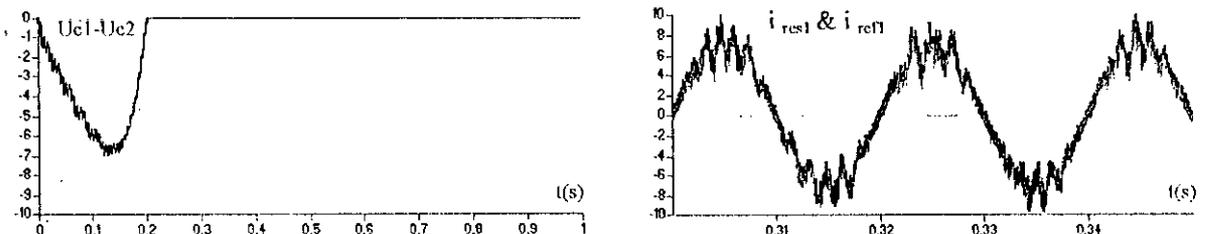
Tension et courant d'une phase du moteur asynchrone



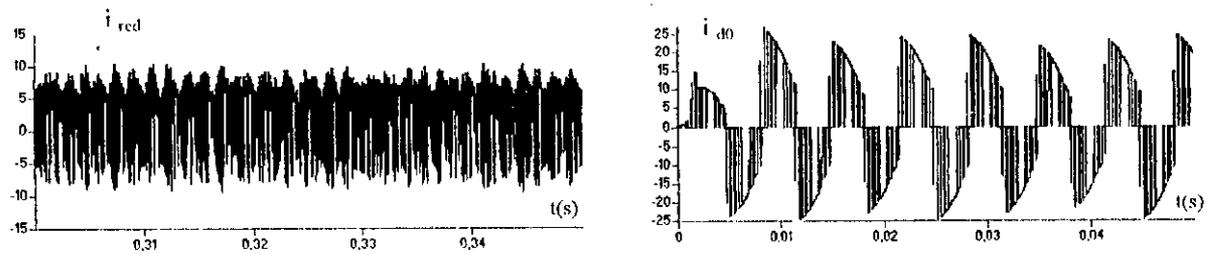
Tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$  alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux et la tension  $U_{red}$



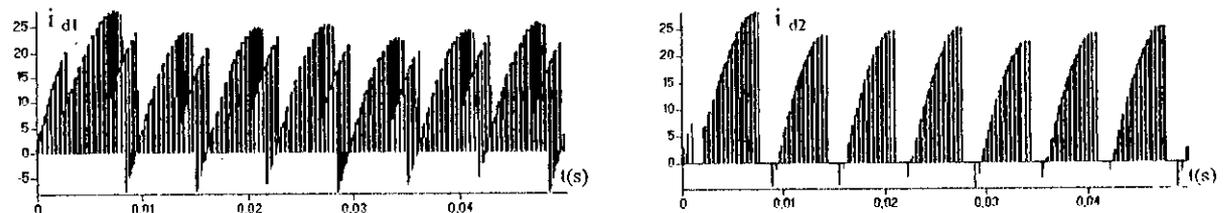
Les différences de tension ( $U_{c1} - U_{c3}$ ) et ( $U_{c2} - U_{c4}$ )



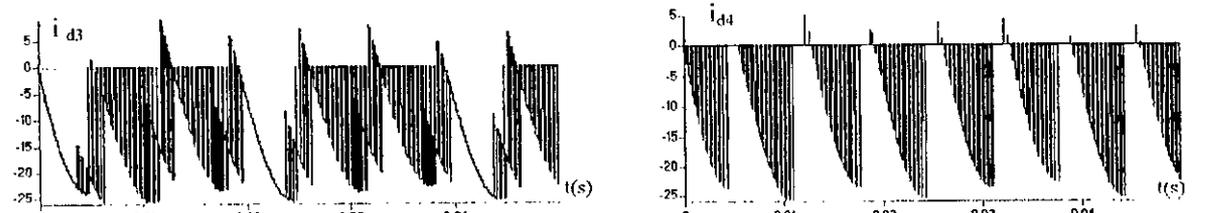
La différence de tension ( $U_{c1} - U_{c2}$ ), et le courant du réseau



Courants  $i_{red}$  et  $i_{d0}$  de l'onduleur à cinq niveaux



Courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  de l'onduleur à cinq niveaux



Courants  $i_{d3}$  et  $i_{d4}$  de l'onduleur à cinq niveaux

Figure VII. 4 : Performances de la cascade redresseur à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à cinq niveaux – MAS.

Les figures VII. 4 montrent que :

La tension de sortie du redresseur suit bien sa référence. Ainsi, les différences ( $U_{c1} - U_{c3}$ ,  $U_{c2} - U_{c4}$ ,  $U_{c1} - U_{c2}$ ) deviennent pratiquement nulles en régime établi.

Le courant du réseau triphasé, alimentant le redresseur de la cascade, suit bien sa référence imposée par la boucle de tension. Le facteur de puissance de ce réseau est pratiquement unitaire. Les courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveau ( $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$ ,  $i_{d3}$ ,  $i_{d4}$  et  $i_{d0}$ ) et le courant redressé  $i_{red}$  sont donnés à la figure VII.4

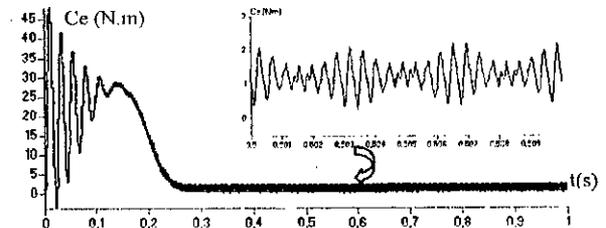
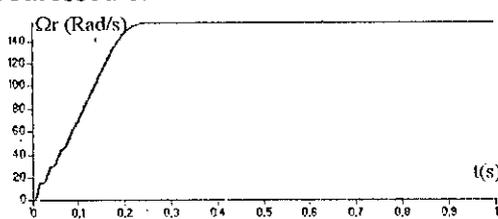
Les grandeurs du moteur triphasé (tension, courant, couple et vitesse) sont présentés à la figure précédente. La fréquence des tensions de sortie de l'onduleur est  $f=50\text{Hz}$ .

### VII. 1. 3 Application de la l'algorithme d'asservissement à la cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux – Pont de Clamping – Onduleur de tension à cinq niveaux -MAS

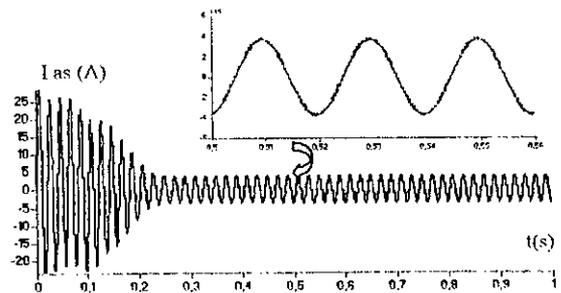
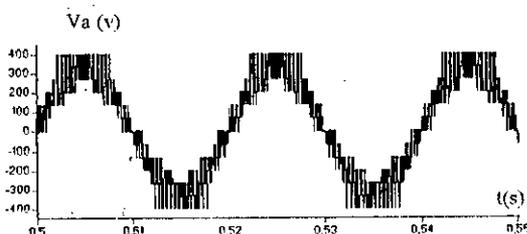
On réalise pour cette partie :

- l'asservissement du pont redresseur  $N^{\circ}=1$  (asservissement de la tension  $U_{red1}$  et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- L'asservissement du pont redresseur  $N^{\circ}=2$  (asservissement de la tension  $U_{red2}$  et des courants du réseau alimentant ce redresseur).

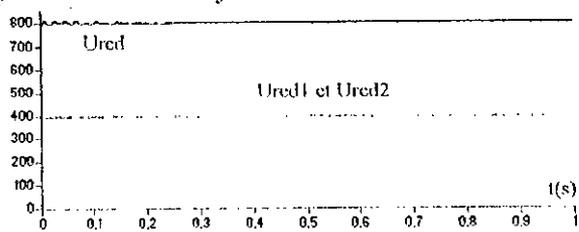
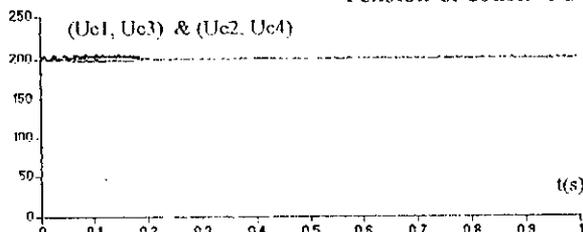
Le filtre capacitif d'entrée de l'onduleur a comme paramètres  $C_1=C_2=C_3=C_4=20\text{mF}$  et  $R_p=25\Omega$ . Les deux réseaux triphasés ont des tensions efficace de 110V et une fréquence  $f_{res}=50\text{Hz}$ . On utilise le même régulateur flou proposé précédemment pour les deux redresseurs.



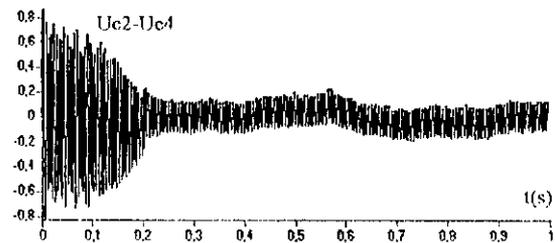
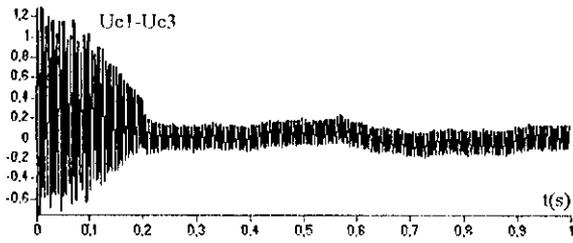
Vitesse et couple du moteur asynchrone



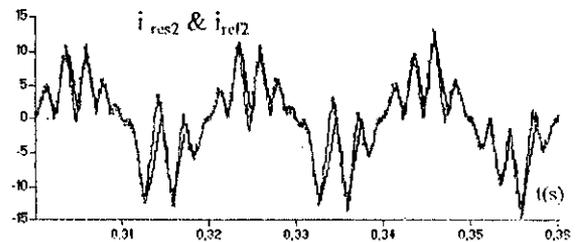
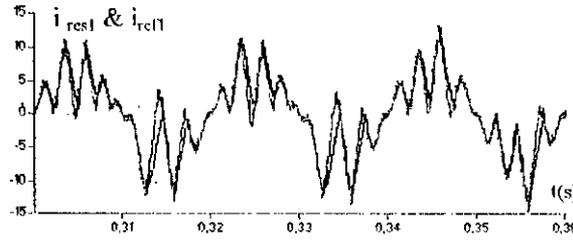
Tension et courant d'une phase du moteur asynchrone



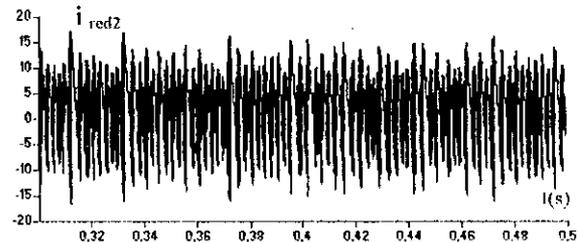
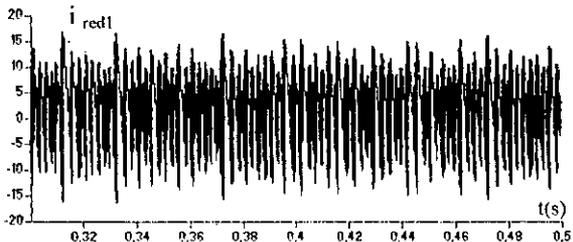
Tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$  alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux et les tensions redressées



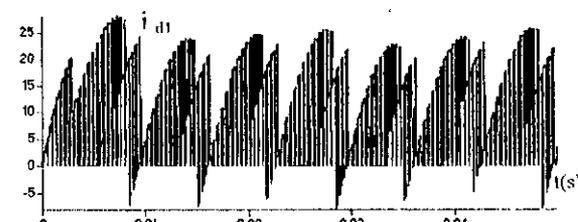
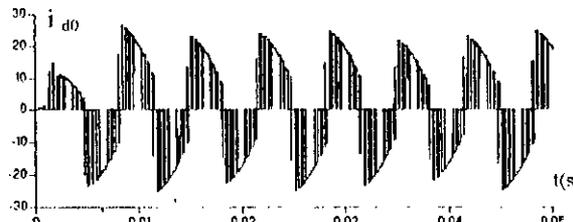
Les différences de tension ( $U_{e1} - U_{e3}$ ) et ( $U_{e2} - U_{e4}$ )



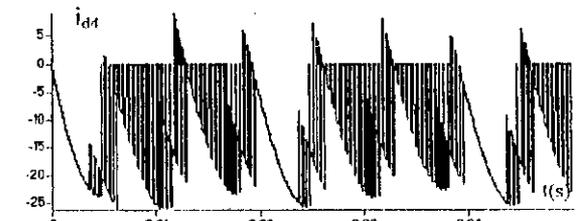
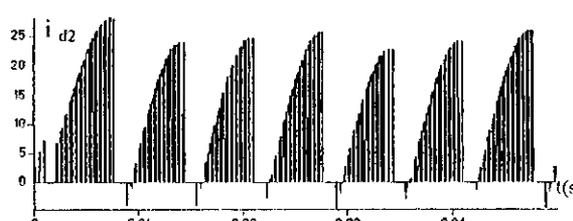
Les courants du réseau et leurs références alimentant les redresseurs à deux niveaux



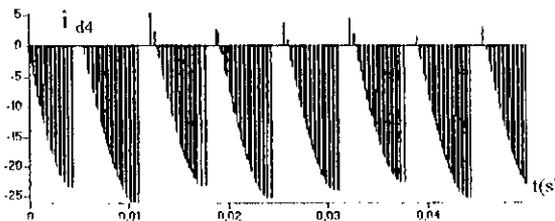
Courants redressés  $i_{red1}$  et  $i_{red2}$



Courants  $i_{d0}$  et  $i_{d1}$  de l'onduleur à cinq niveaux



Courants  $i_{d2}$  et  $i_{d3}$  de l'onduleur à cinq niveaux



Courant  $i_{d4}$  de l'onduleur à cinq niveaux

Figure VII. 5 : Performances de la cascade de deux redresseurs à deux niveaux – pont de clamping – onduleur à cinq niveaux – MAS.

Les figures VII.5 montrent que les tensions  $U_{red1}$  et  $U_{red2}$  suivent bien leurs références. Les tensions ( $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$ ) deviennent pratiquement égales et stables en régime établi.

Les courants des réseaux triphasés, alimentant les deux redresseurs de la cascade, suivent bien leurs références. Les facteurs de puissance de ces deux réseaux sont pratiquement unitaires. Les courants redressés ( $I_{red1}$ ,  $I_{red2}$ ,  $I_{red3}$ ,  $I_{red4}$ ,  $I_{red0}$ ) des deux redresseurs triphasés, et les grandeurs du moteur triphasé (tension, couple et vitesse) sont données à la figure VII.5.

## VII. 2 ASSERVISSEMENT DU REDRESSEUR DE COURANT TRIPHASE A CINQ NIVEAUX

### VII. 2. 1 Modèle de la boucle de tension.

Comme pour le redresseur à deux niveaux, la boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau. En utilisant le principe de la conservation de puissance instantanée, on peut écrire : (Figure VII.6).

$$Pe = \sum_{k=1}^3 (E_{resk} i_{resk} - R \cdot i_{resk}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt})$$

$$Ps = U_{red1}(i_{c1} + i_{ch1}) + U_{red2}(i_{c2} + i_{ch2}) + U_{red3}(i_{c3} + i_{ch3}) + U_{red4}(i_{c4} + i_{ch4})$$

Définissons les grandeurs  $i_c$ ,  $i_{ch}$  et  $U_{red}$  comme suit :

$$i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4}}{4}$$

$$i_{ch} = \frac{i_{ch1} + i_{ch2} + i_{ch3} + i_{ch4}}{4}$$

$$U_{red} = \frac{U_{red1} + U_{red2} + U_{red3} + U_{red4}}{4}$$

$$i_{red} = i_c + i_{ch}$$

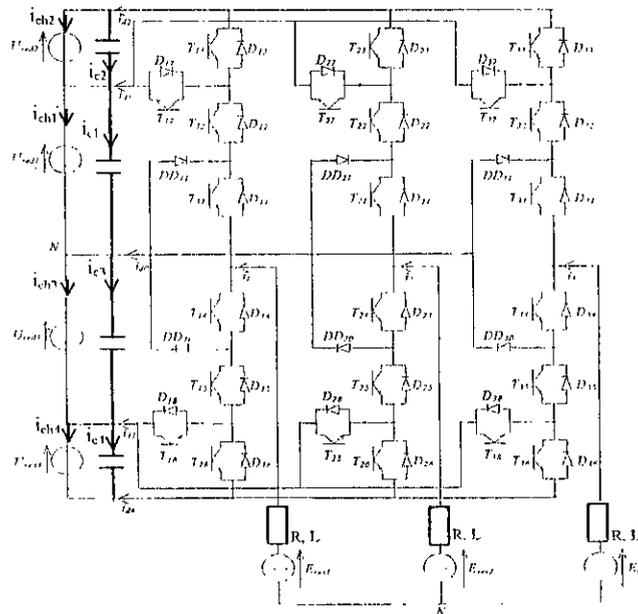


Figure VII. 6 : Redresseurs à cinq niveaux

En négligeant les pertes Joules dans les résistances du réseau, on peut écrire :

$$P = \sum_{k=1}^3 (E_{resk} i_{resk}) = \frac{L}{2} \sum_{k=1}^3 \frac{di_{resk}^2}{dt} + 4U_{red}(i_c + i_{ch})$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes, on peut écrire :

$$P = 3.E_{eff} I_e = 4U_{red}(i_c + i_{ch})$$

De cette dernière relation, on peut déduire le modèle de la boucle de tension du redresseur de courant triphasé à cinq niveaux. (Figure VII.7)

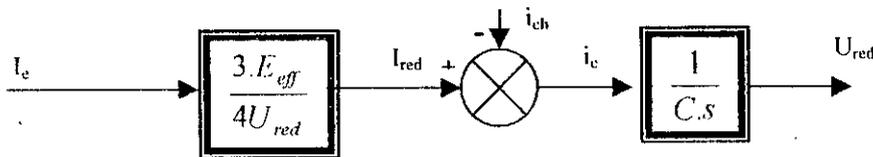
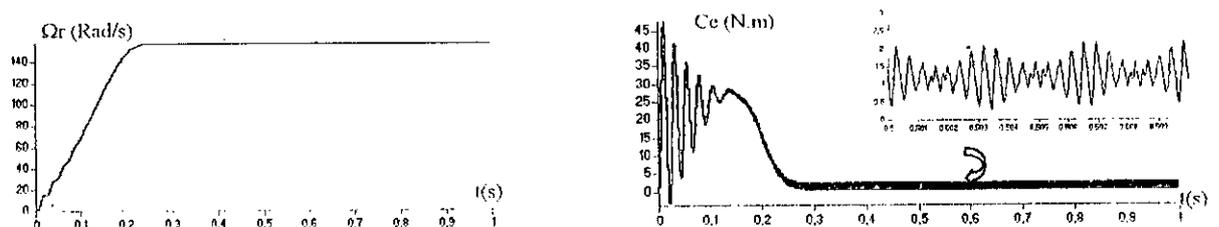


Figure VII. 7 : Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à cinq niveaux

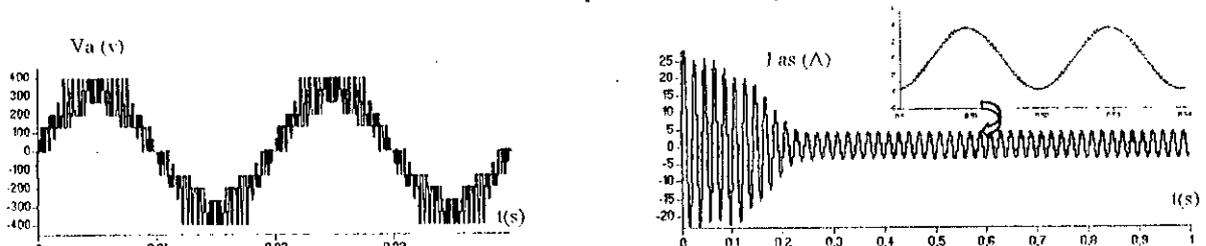
Comme dans le cas de l'asservissement d'un redresseur à deux niveaux, le régulateur de tension utilisé pour cet asservissement est un régulateur flou à gain de commande adaptatif, présenté au chapitre IV.

### VII. 2. 2 Application de la l'algorithme d'asservissement à la cascade redresseur de courant à cinq niveaux – Pont de clamping – Onduleur de tension à cinq niveaux -MAS

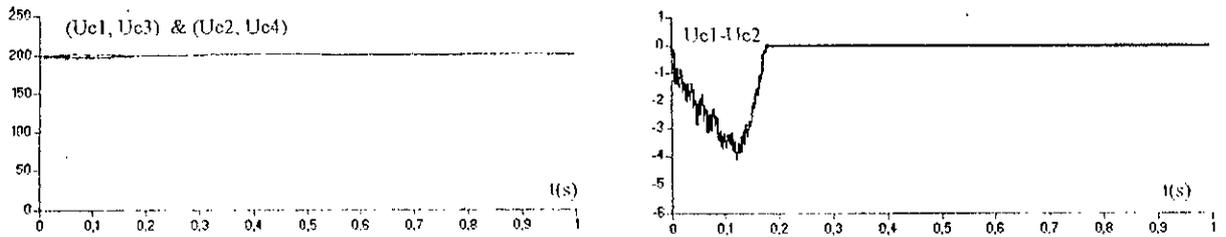
Le pont de Clamping a comme paramètres  $C_1=C_2=C_3=C_4=20mF$ ,  $R_p=25\Omega$ . Le réseau alimentant le redresseur à cinq niveaux a une tension de 220V efficace et une fréquence  $f_{res}=50Hz$ . L'onduleur à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec  $m=12$ . Le redresseur à cinq niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant.



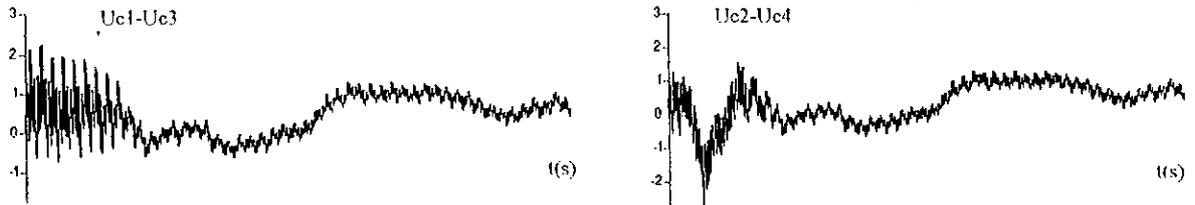
Vitesse et couple du moteur asynchrone



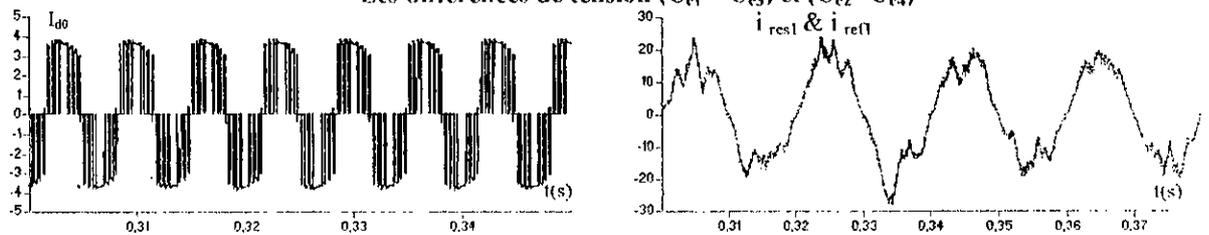
Tension et courant d'une phase du moteur asynchrone



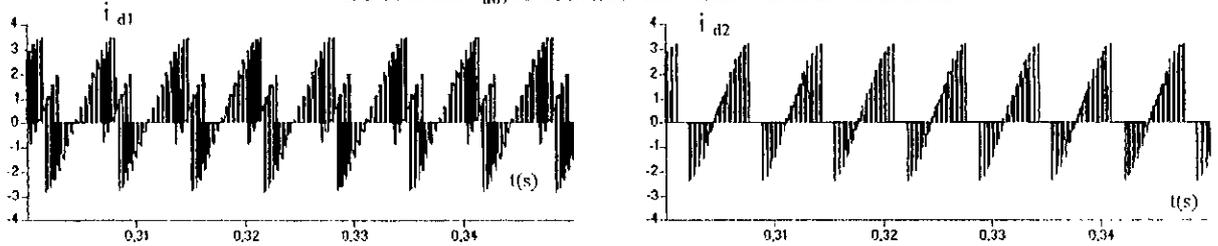
Tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$  alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux et  $(U_{c1}-U_{c2})$



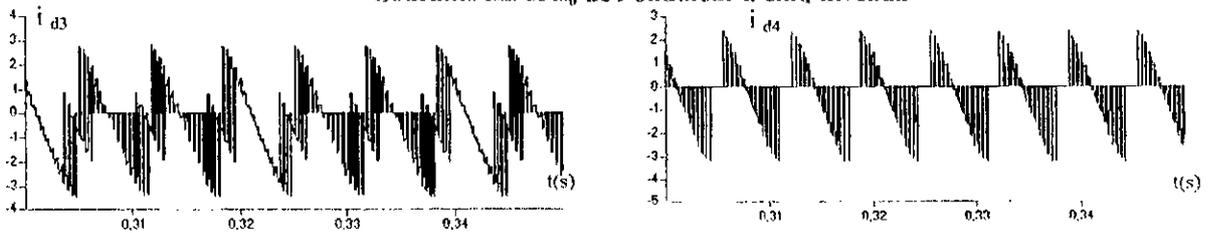
Les différences de tension  $(U_{c1} - U_{c3})$  et  $(U_{c2} - U_{c4})$



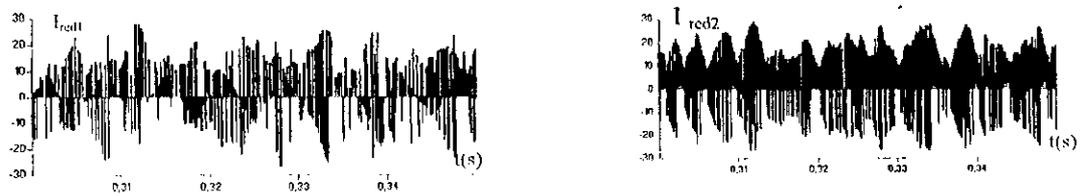
Le courant  $i_{d0}$ , le courant du réseau et leur référence



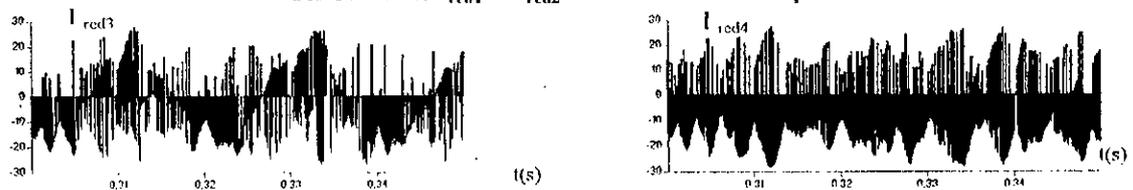
Courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  de l'onduleur à cinq niveaux



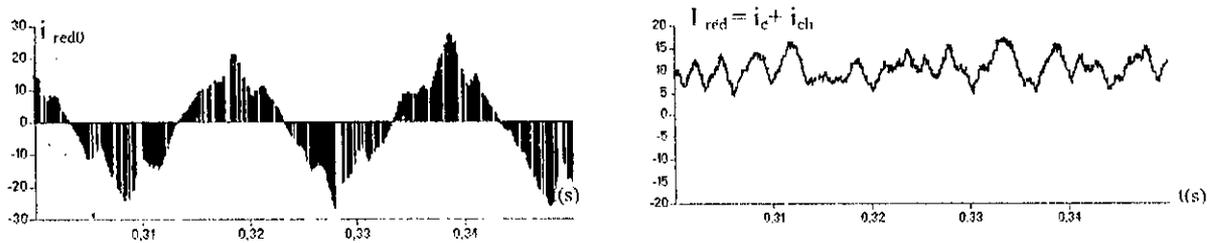
Courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  de l'onduleur à cinq niveaux



Les courants  $I_{red1}$  et  $I_{red2}$  du redresseur à cinq niveaux



Les courants  $I_{red3}$  et  $I_{red4}$  du redresseur à cinq niveaux

Courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  de l'onduleur à cinq niveaux

**Figure VII. 8 : Performances de l'asservissement du redresseur à cinq niveaux – pont de clamping – onduleur à cinq niveaux - MAS**

Les résultats de la figure VII.8 montrent :

- La stabilité des tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$  à la valeur de référence.
- Le courant du réseau alimentant le redresseur à cinq niveaux suit bien sa référence.
- Le facteur de puissance du réseau est pratiquement unitaire.

Les courants d'entrée de l'onduleur et les grandeurs du moteur triphasé (tension, courant, couple et vitesse) sont donnés à la figure VII.8

### VII. 3 REGLAGE DE VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN CONVERTISSEUR DONT L'ONDULEUR DE SORTIE EST A CINQ NIVEAUX COMMANDEE PAR LA METHODE INDIRECTE DU FLUX ORIENTE AVEC UN CONTROLEUR FLOU A GAIN ADAPTATIF

On présentera dans cette partie les performances de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone triphasé alimentée par la cascade redresseur à cinq niveaux – onduleur à cinq niveaux – machine asynchrone :

- Sans asservissement des sources
- Avec asservissement des tensions de sortie du redresseur.

L'onduleur de tension à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec  $m=12$ . Le redresseur à cinq niveaux est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Le réseau triphasé alimentant le redresseur a une tension de 220V et une fréquence de 50Hz. Les capacités du filtre intermédiaire sont égales ( $C1=C2=C3=C4=20mF$ ).

Le schéma du réglage est le suivant :

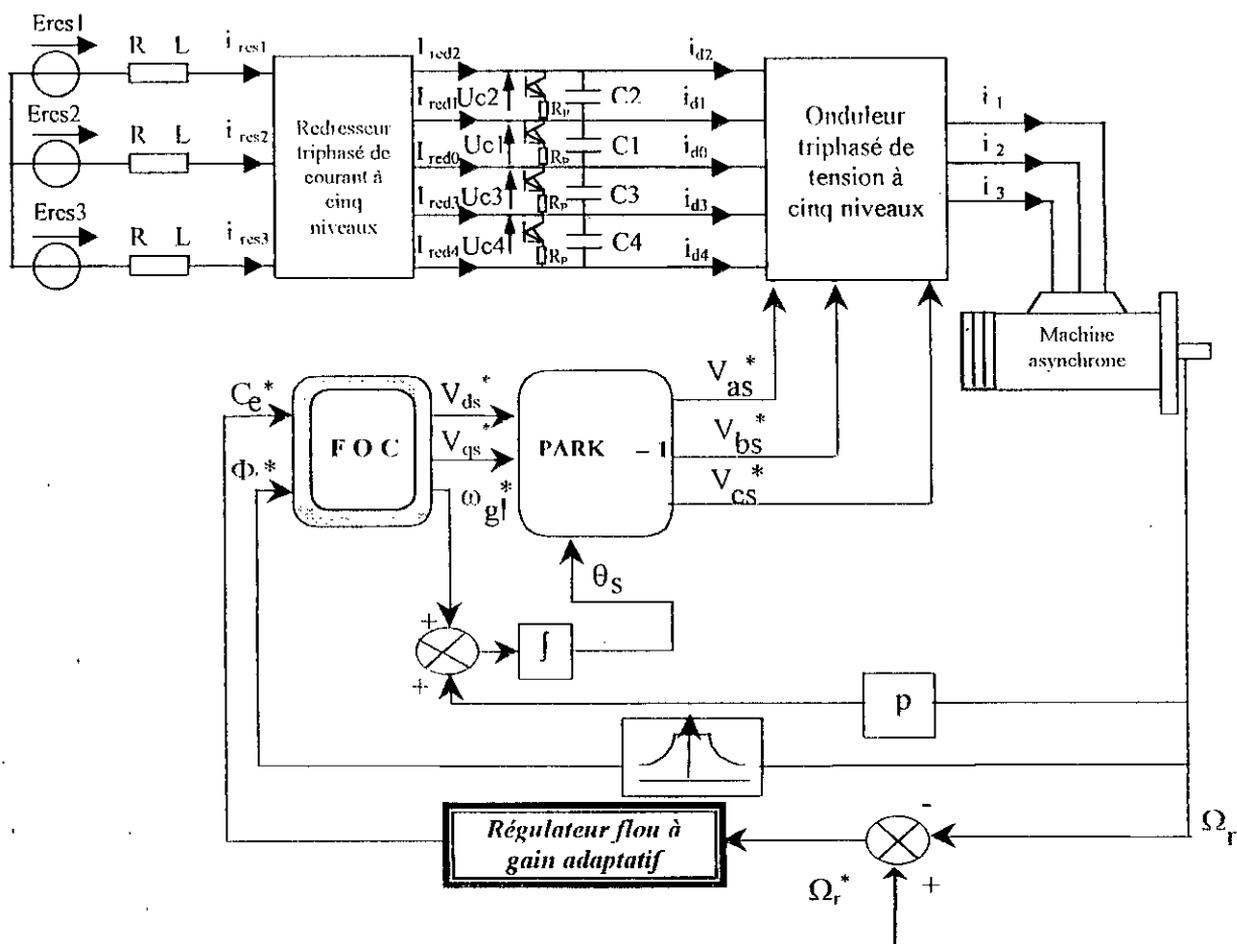
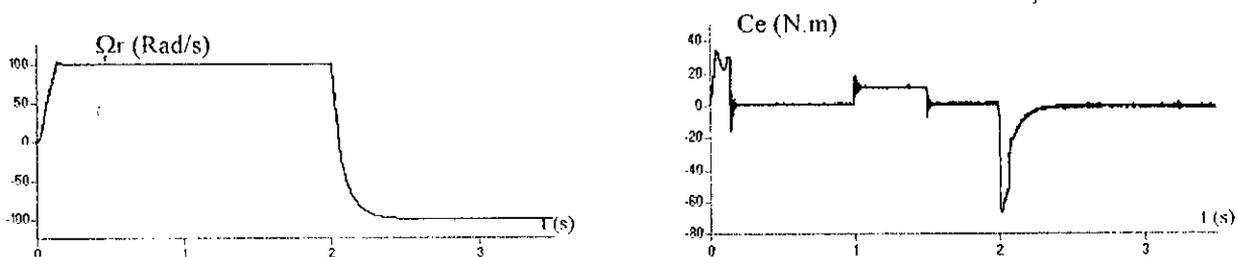
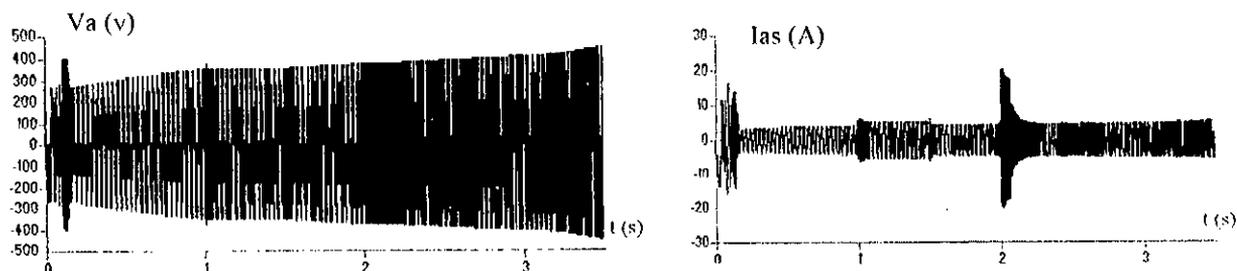


Figure VII. 9 : Schéma de la commande fluo d'une machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur de courant à cinq niveaux – pont de Clamping – onduleur de tension à cinq niveaux, en utilisant la méthode indirecte du flux orienté.



Vitesse et couple du moteur asynchrone



Tension et courant d'une phase du moteur asynchrone

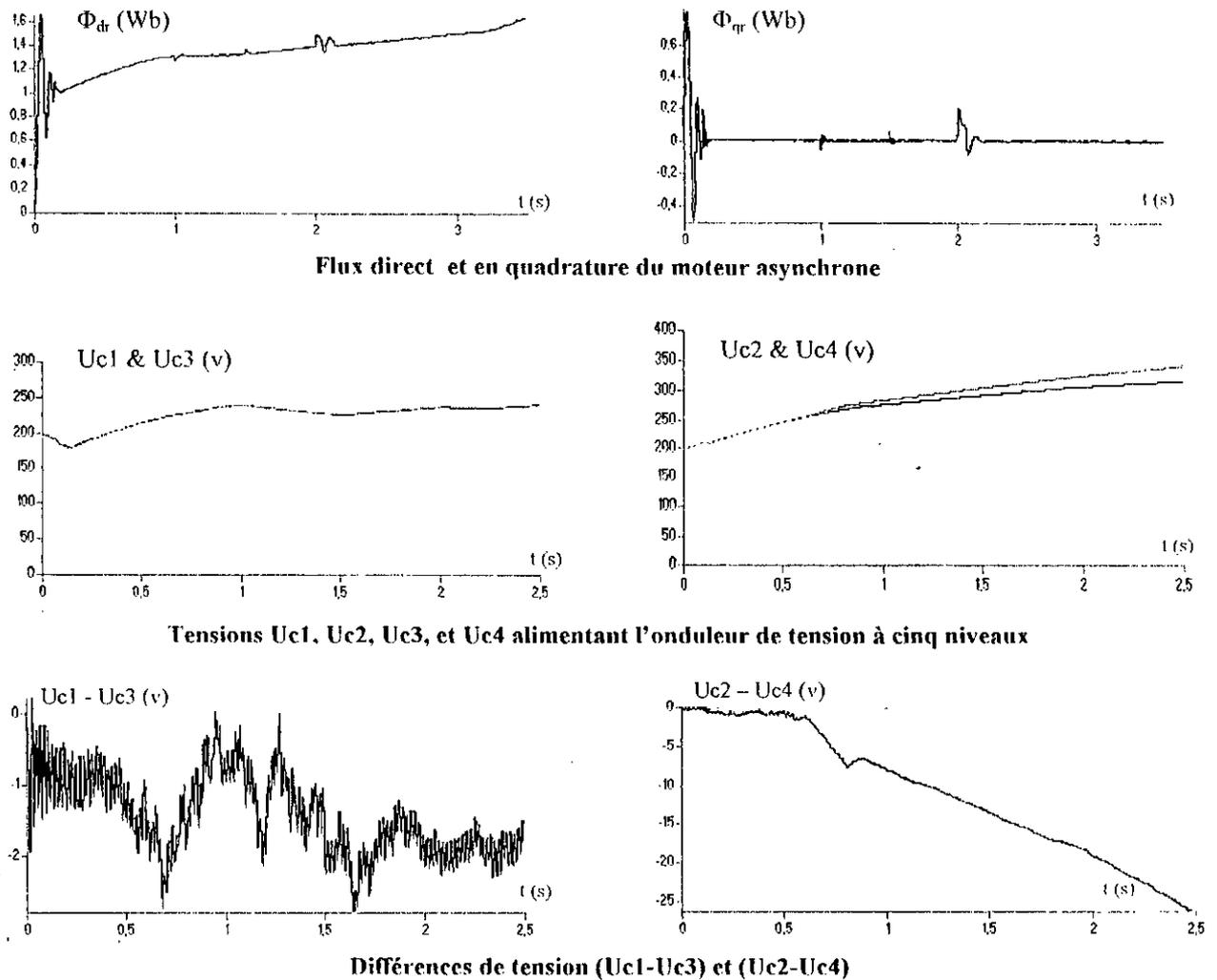


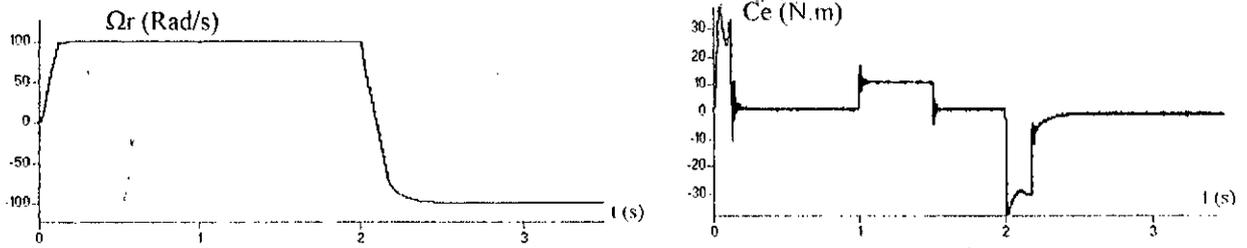
Figure VII. 10 : Performances de la commande floue d'une machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur de courant à cinq niveaux – onduleur de tension à cinq niveaux, en utilisant la méthode indirecte du flux orienté et sans asservissement des sources.

A partir des résultats de la figure VII.10, on constate que :

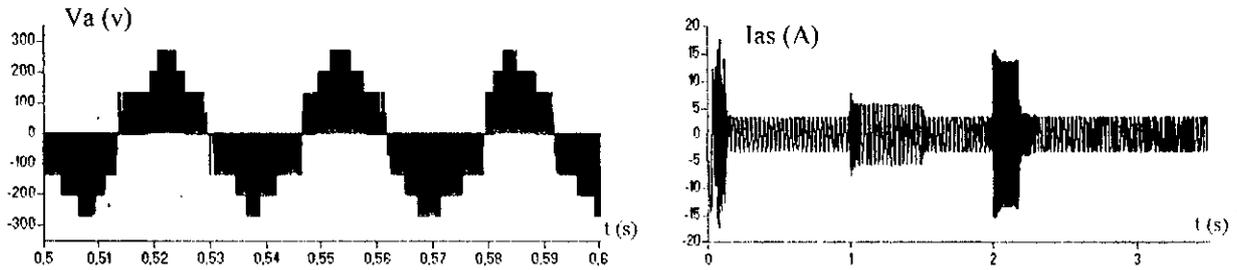
Le réglage de vitesse avec un contrôleur flou à gain de commande adaptatif donne des performances dynamiques intéressantes, le démarrage s'effectue au bout de moins de 0.15s et sans dépassement

On constate aussi l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à cinq niveaux, et par conséquent de cette dernière la tension d'alimentation de la machine asynchrone, et du flux rotorique.

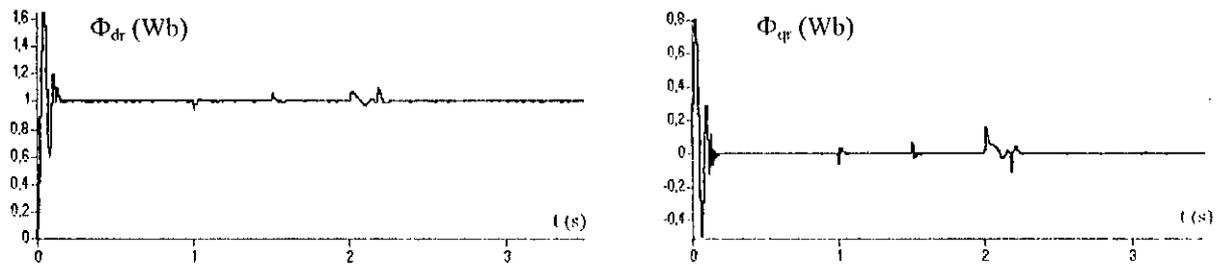
On note aussi, que le découplage est toujours réalisé entre le couple et le flux, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle indirecte utilisant le contrôleur flou proposé.



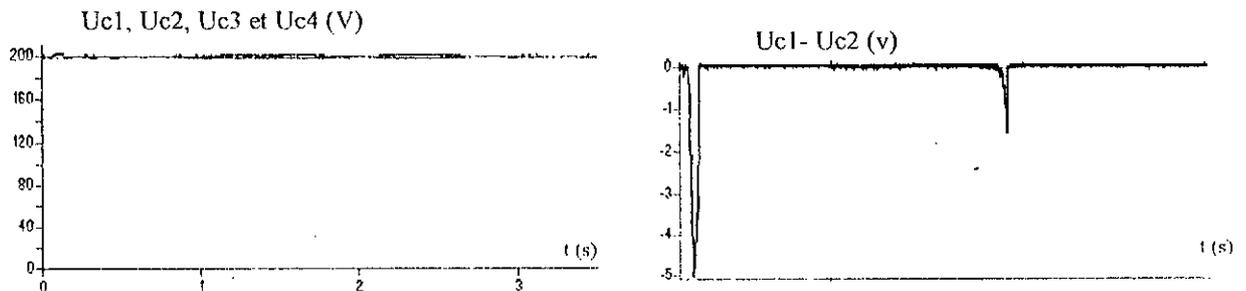
Vitesse et couple du moteur asynchrone



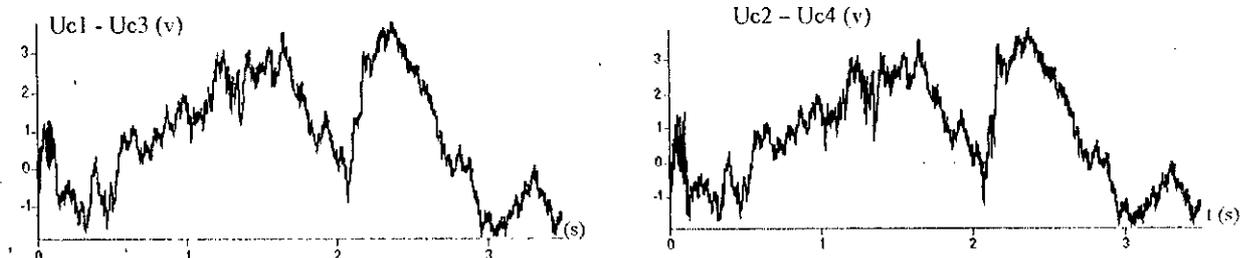
Tension et courant d'une phase du moteur asynchrone



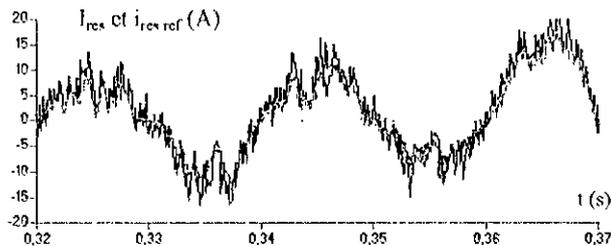
Flux direct et en quadrature du moteur asynchrone



Tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$ , et  $U_{c4}$  alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux



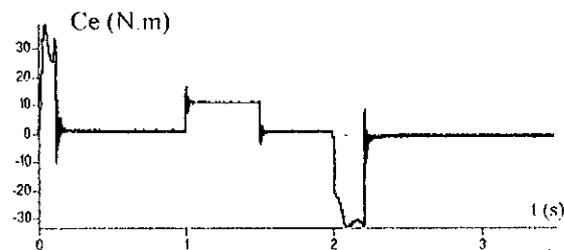
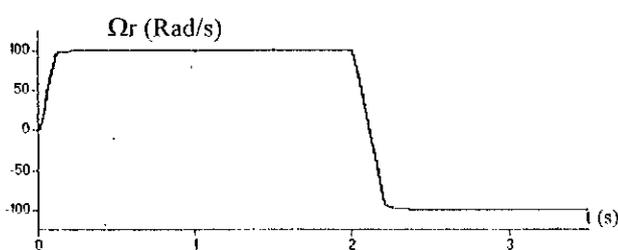
Différences de tension ( $U_{c1}-U_{c3}$ ) et ( $U_{c2}-U_{c4}$ )



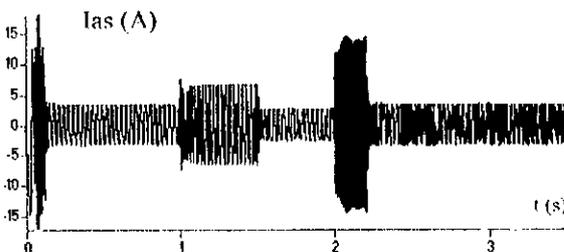
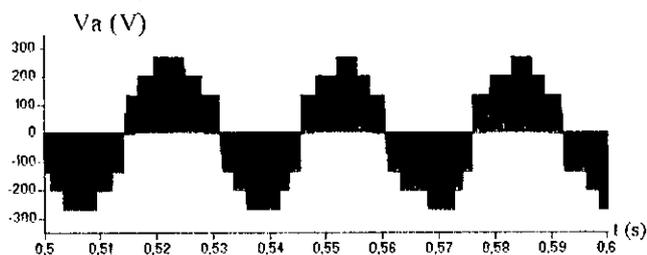
Le courant du réseau et sa référence

Figure VII. 11 : Performances de la commande floue d'une machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur de courant à cinq niveaux – pont de Clamping – onduleur de tension à cinq niveaux, en utilisant la méthode indirecte du flux orienté, avec asservissement des tensions de sortie du redresseur ( $U_{ref}=200V$ ).

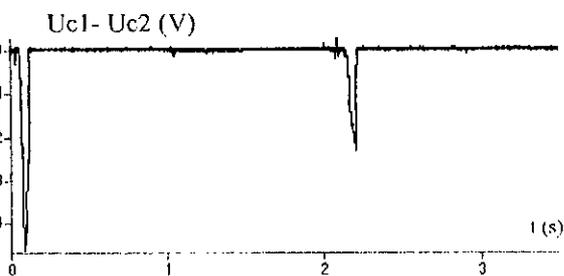
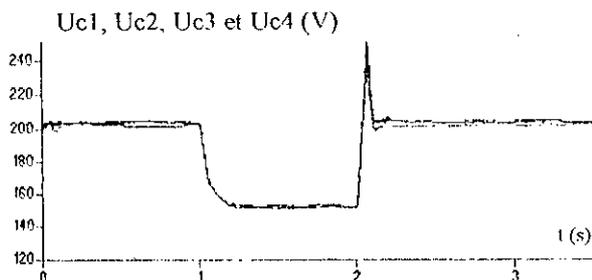
La figure précédente montre les performances du réglage pour une valeur de référence des tensions alimentant l'onduleur à cinq niveaux  $U_{ref}=200V$ . Mais pour montrer la réponse parfaite à toutes perturbations de l'algorithme d'asservissement proposé, nous présentons les performances de la commande pour une référence de tension  $U_{ref} = \begin{cases} 200V & \text{si } t < 1 \text{ ou } t > 2 \\ 150V & \text{si non} \end{cases}$



Vitesse et couple du moteur asynchrone



Tension et courant d'une phase du moteur asynchrone



Tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$ , et  $U_{c4}$  alimentant l'onduleur de tension à cinq niveaux

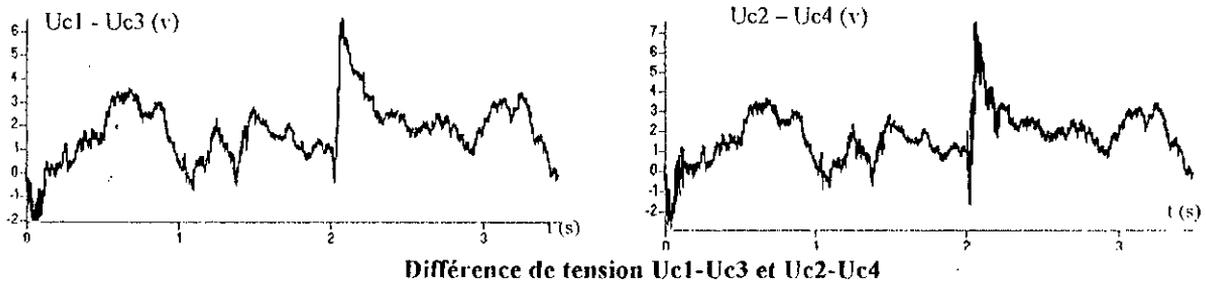


Figure VII. 12 : Performances de la commande floue d'une machine asynchrone alimentée par la cascade redresseur de courant à cinq niveaux – pont de Clamping – onduleur de tension à cinq niveaux, en utilisant la méthode indirecte du flux orienté, avec asservissement des

$$\text{tensions de sortie du redresseur. } U_{\text{ref}} = \begin{cases} 200\text{v} & \text{si } t < 1 \text{ ou } t > 2 \\ 150\text{v} & \text{si non} \end{cases}$$

Les figures VII.11 et VII.12 montrent :

- ✓ La vitesse réelle  $\Omega$  du moteur triphasé suit bien sa référence  $\Omega_{\text{ref}}$ .
- ✓ L'asservissement des tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$ , et  $U_{c4}$  répendent parfaitement à toutes les perturbations et sont effectivement régulées autour de leur référence  $U_{\text{ref}}$ . Les différences  $U_{c1}-U_{c3}$  et  $U_{c2}-U_{c4}$  ( $<3\text{V}$ ) restent faibles.
- ✓ Le courant  $i_{\text{res}}$  du réseau triphasé alimentant le redresseur triphasé à cinq niveaux est en phase avec la tension  $V_{\text{res}}$  du réseau. Ce courant  $I_{\text{res}}$  a un faible taux d'harmoniques (référence sinusoïdale).
- ✓ Ainsi, on a réalisé un variateur de vitesse asynchrone triphasé ayant :
  - un facteur de puissance unitaire et un faible taux d'harmoniques côté réseau
  - de bonne performances mécaniques (vitesse et couple) côté charge, avec découplage entre la commande du flux et celle du couple du moteur asynchrone.

## VII. 4 CONCLUSION

Dans cette partie, on a profité des avantages de la logique floue par l'utilisation du contrôleur flou à gain adaptatif pour étudier les algorithmes d'asservissement des redresseurs de courant triphasé à deux et cinq niveaux. On a déduit l'algorithme d'asservissement du redresseur à cinq niveaux à partir de celui du redresseur à deux niveaux, par l'asservissement de la valeur moyenne ( $U_{\text{red}} = (U_{\text{red1}}+U_{\text{red2}}+U_{\text{red3}}+U_{\text{red4}})/4$ ) et par la définition des grandeurs équivalentes suivantes :  $i_c = (i_{c1}+i_{c2}+i_{c3}+i_{c4})/4$  et  $i_{ch} = (i_{ch1}+i_{ch2}+i_{ch3}+i_{ch4})/4$ .

On a montré la possibilité de réaliser un convertisseur AC/AC à pont de sortie à cinq niveaux absorbant un courant côté réseau le plus sinusoïdale possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

L'efficacité de l'asservissement unique de la tension moyenne  $U_c$  au lieu de quatre asservissement séparés des tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$  pour les redresseurs à cinq niveaux.

Ainsi, on a montré qu'il est toujours possible de concevoir, avec des changeurs de fréquence dont l'onduleur de sortie est à cinq niveaux, des variateurs asynchrones triphasés à un faible taux d'harmoniques, un facteur de puissance unitaire côté réseau et à de bonnes performances dynamiques côté charge. La commande de vitesse de ces machines est également possible.

---

## CONCLUSION GENERALE

---

*D*ans ce travail, la commande floue est appliquée sur une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande. Ainsi, on a élaboré son modèle de connaissance. On a montré à travers ce modèle que l'onduleur à cinq niveaux est équivalent à la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux, donc de deux onduleurs à trois niveaux. De même, on a développé son modèle de commande destiné pour l'élaboration des stratégies de commande numérique. Ensuite, on a proposé plusieurs stratégies de commande MLI. La stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires est la plus intéressante pour la commande de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Les harmoniques de tension de sortie de l'onduleur se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de 4.m.f, d'où l'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrées.

Nous avons développé un algorithme flou pour la commande en boucle fermée de l'ensemble onduleur machine asynchrone. Pour adapter l'algorithme flou à chaque situation, tout en assurant une bonne stabilité du système, une table de décision sur le gain de la commande est établie. Les résultats de simulation obtenus dans le cas où la machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC montrent des performances attirantes. On a testé la sensibilité du découplage et du régulateur flou à gain adaptatif à la variation de la constante de temps rotorique. Nous avons constaté que le régulateur flou à gain adaptatif est robuste vis-à-vis de cette variation paramétrique. Cependant le découplage est fortement affecté. Pour cela on a proposé la méthode de calcul de l'énergie réactive utilisant le contrôleur flou à gain adaptatif comme solution à ce problème.

Dans la première partie de ce travail, on a supposé les différentes tensions du filtre capacitif de l'onduleur constantes. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance qui utilisent des batteries. Pour cela, on a proposé le redresseurs à deux et cinq niveaux comme dispositif pour générer les sources de tensions du filtre capacitif de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Et on a montré l'instabilité des tensions d'entrées de l'onduleur et par conséquent l'instabilité des tensions de sortie de l'onduleur.

Dans la deuxième partie on a étudié des changeurs de fréquence ayant pour pont de sortie un onduleur à cinq niveaux. On a analysé en particulier les cascades suivantes :

- Cascades d'un ou deux redresseurs de courant à deux niveaux - onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC- MAS
- Cascade d'un redresseur de courant à cinq niveaux -- onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC- MAS

Cette étude a montrée :

- La fluctuation du potentiel du point milieu  $M$  du pont capacitif. On a montré que ce problème est plus accentué dans le cas de cascade avec un seul redresseur de courant à deux niveaux (cas d'alimentation continue sans point milieu relié au point  $M$ ).
- L'utilisation des onduleurs à cinq niveaux en redresseurs.

Afin, d'améliorer les tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ ,  $U_{c3}$  et  $U_{c4}$  d'entrée des onduleurs à cinq niveaux, et pour avoir un meilleur taux d'harmoniques, on a présenté l'asservissement des redresseurs de courant à deux et cinq niveaux en utilisant un contrôleur flou. Ces asservissements permettent pratiquement d'annuler la différence entre elles.

On a également élaboré un modèle général de la boucle de tension valable aussi bien pour les redresseur à deux et cinq niveaux. Ces asservissement nous ont permis d'obtenir des changeurs de fréquence ayant côté réseau, un facteur de puissance proche de l'unité et un faible taux d'harmoniques.

Enfin, on a montré les performances du variateur asynchrone triphasé, alimenté par l'onduleur de tension à cinq niveaux :

- Facteur de puissance unitaire et un faible taux d'harmoniques côté réseau.
- Bonnes performances dynamiques (vitesse et couple) côté de la charge.

# ANNEXE 1

## TERMINOLOGIE

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

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

Produit algébrique  $x \cdot y = xy$

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

Produit drastique:  $x \cap y =$

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

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

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

Somme algébrique:  $x+y = x+y-xy$

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

Somme drastique:  $x \cup y =$

- \*  $x$  Si  $y = 0$
- \*  $y$  Si  $x = 0$
- \*  $1$  Si  $X > 0$  et  $Y > 0$

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

## ANNEXE 2

### IMPLICATION FLOUE

$\mu_R$	VALEUR DE VÉRITÉ	NOM
$\mu_{RR}$	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) \mu_B(x)$	Reichenbach
$\mu_{RRW}$	$\max(1 - \mu_A(x), \min(\mu_A(x), \mu_B(x)))$	Wilnoth
$\mu_{RKD}$	$\max(1 - \mu_A(x), \mu_B(x))$	Dienes
$\mu_{RBC}$	$1$ Si $\mu_A \leq \mu_B$ $\mu_B$ Sinon	Brown Gödel
$\mu_{RG}$	$\min(\mu_A/\mu_B, 1)$ Si $\mu_A \neq 0$ $\mu_B$ Sinon	Göguen
$\mu_{RL}$	$\min(1 - \mu_A + \mu_B, 1)$	Lukasiewicz
$\mu_{RM}$	$\min(\mu_A, \mu_B)$	Mamdani
$\mu_{RP}$	$\mu_A \mu_B$	Larsen

**PARAMETRES DE LA MACHINES :**

Puissance nominale	1.5 kW
Tension nominale	220 / 380 V
Rendement nominal	0.78
Facteur de puissance nominal	0.8
Vitesse nominale	1420 trs/mn
Fréquence nominale	50 Hz
Courant nominal	3.64 A (Y) et 6.31 A ( $\Delta$ )
Résistance statorique	4.85 $\Omega$
Résistance rotorique	3.805 $\Omega$
Inductance cyclique du stator	0.274 H
Inductance cyclique du rotor	0.274 H
Inductance mutuelle cyclique	0.258 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.031 kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	0.008 N.m.s / rad

## LISTE DES SYMBOLES UTILISES

MAS	: Machine asynchrone;
s, r	: Indices correspondants au stator et au rotor;
a, b, c	: Indices correspondants aux trois phases a, b, c;
d, q	: Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant;
$L_s, L_r$	: Inductances cycliques statorique et rotorique par phase;
$L_m$	: Inductance mutuelle cyclique;
$R_s, R_r$	: Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase;
$T_s, T_r$	: Constantes de temps statorique et rotorique;
$\sigma$	: Coefficient de fuite totale;
p	: Nombre de paire de pôle;
$C_c$	: Couple électromagnétique;
$C_r$	: Couple résistant;
J	: Moment d'inertie de la partie tournante;
$\theta_p$	: Angle électrique de la transformation de PARK;
$\theta_s, \theta_r$	: Angles électriques statorique et rotorique;
$\omega_s, \omega_r$	: Pulsations électriques statorique et rotorique;
$\omega_{gl}$	: Pulsation électrique de glissement;
$\Omega$	: Vitesse mécanique du rotor;
$\Phi_s, \Phi_r, \Phi_m$	: flux statorique, rotorique, et magnétisant;
v	: Tension;
i	: Courant;
A, B	: Ensembles flous liés aux variables d'entrée;
C	: Ensemble flou lié au variable de sortie;
U	: Univers de discours;
V	: Variable flou;
$\mu$	: Fonction d'appartenance;
R	: Relation floue;
$G_c, G_{\Delta c}, G_{\Delta u}$	: Les gains de normalisation;
$K_p, K_i$	: Les paramètres du régulateur classique (PI).

---

---

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

---

---

- [BARKATI 97] S. Barkati, "Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone", Thèse de magistère, ENP, 1997.
- [BARRAT 96] O.P. Barrat, Y. Léclusee, "Exemple d'application de la logique floue : commande de la température d'un four pilote", Techniques de l'ingénieur, R7428, 1996.
- [BERKOUK 95 A] E. M. Berkouk, Y. B. Romdhane, G. Manesse, "Knowledge and control models for three-level voltage inverters", IMACS'95, Allemagne 1995.
- [BERKOUK 95 B] E. M. Berkouk, " Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et aux onduleurs multi-niveaux", Thèse de Doctorat du CNAM Paris 1995.
- [BERKOUK 95 C] E. M. Berkouk, Y. B. Romdhane, G. Manesse, "PWM strategies to control three-level inverter. Application to the induction motors drive", EPE'95, Espagne 1995.
- [BOULKHRACHEF 97] S. Boulkhrachef, L. Kadri, "Méthodologies de commande de la machine asynchrone incluant la logique floue", PFE, ENP d'Alger 1997.
- [BOULKHRACHEF 99] S. Boulkhrachef, E. M. Berkouk, G. Manesse, "speed fuzzy control of an induction machine fed by a five levels NPC voltage source ", IEEE/IECON'99, USA 1999.
- [BOULKHRACHEF 00] S. Boulkhrachef, E. M. Berkouk, G. Manesse, "speed fuzzy control of an induction machine fed by a five levels NPC voltage source inverter using the field oriented control and identification of the rotor time constant", IFAC, Belgium 2000.
- [BOULKHRACHEF 01] S. Boulkhrachef, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Réglage de position d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC commandée par la méthode indirecte du flux orienté avec un contrôleur flou à gain adaptatif", SNAS'99, Annaba 1999.
- [BUHLER 89] H. Buhler, " Electronique de réglage et de commande, Dunod, 1989.

- [BUHLER 94] H. Bühler, " Réglage par logique floue", Presses Polytechniques et universitaires romandes 1994.
- [BUHLER 97] H. Bühler, " Réglage de systèmes d'électronique de puissance", Presses Polytechniques et universitaires romandes 1997.
- [CHAN 90] C.C. Chan, H. Wang, "An effective method for rotor resistance identification for high-performance induction motor vector control", IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol 37, No 6, Dec 1990.
- [CHIBANI 99] R. Chibani, "modélisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents", thèse de magister, ENP, 1999.
- [FAIDALAH 95] A. Faidalah, "Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones", Thèse de doctorat de l'INPL, France, Fev 1995.
- [GARCES 80] L.J. Garces, "Parameter adaptation for the speed controlled static A drive with squirrel-cage induction motor", IEEE, Trans. on Ind. Appl, Vol 1A-16, No 2, pp. 173-178, March/Avril 1980.
- [GHARIEB 97] W. Ghariieb, M.A. Sheirah, "Fuzzy retuning PI controller", IFAC-IFIP-IMACS Conference, France 20-22 May 1997.
- [GUILLEMIN 96] P. Guillemin, "Fuzzy logic applied to motor control", IEEE transaction on Industry Applications, Vol.32, No 1, January/February 1996.
- [GRAHAM 89] P. GRAHAM, R. B. NEWELL, "Fuzzy adaptive control of a first order process ", Elsevier Science Publishers B.V, 0165-0114/89/53-50 1989.
- [GUY 97] G. Guy, C. Guy " Actionneurs électriques", Editions Eyrolles, 1997.
- [HAUTIER 95] J.P. Hautier, P.J Faucher, J.P Caron, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Edition Technip - Paris 1995.
- [HEMICI 94] B. Hemici, "Commande en position par la technique du flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant", Proc. Of 2<sup>nd</sup> CEA Algiers, JOT, Vol.1, Nov. 1994.
- [HILLOOWALA 96] R.M. Hilloowala, A.M. Sharf, "A rule-based fuzzy logic controller for a PWM Inverter in a stand alone Wind energy conversion scheme", IEEE Transactions on Industry applications, vol.32. No 1, January/February 1996.
- [KETATA 92] R. Ketata, "Méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue", Thèse de doctorat, CNRS, Toulouse, Juillet 1992.
- [LEE 90 A] C. C. LEE, "Fuzzy logic in control systems : fuzzy logic controller Part I ", IEEE, Transactions, systems, Manand Cybernetics, Vol. 20, No. 2, PP 404-418,Mar/Apr 1990.

- [LI 89] Y.F. Li, C.C. Lau, "Development of fuzzy algorithms for servo-systems", IEEE, Control systems magazine, pp 65-79, April 1989.
- [LIAW 96] C.M. Liaw, J.B. Wang, Y.C. Chang, "A fuzzy adapted mechanism for induction motor drive", IEEE Trans. on energy conversions, vol. 11, No 1, March 1996.
- [LITT 91] J. Litt, "An expert system to perform on-line controller tuning", IEEE, control systems, pp. 18-23, Avril 1991.
- [LOURCI 98] N. Lourci, R. Amour "modélisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC application à la machine asynchrone", PFE, ENP, 1998.
- [MENDES 93] E. Mendes "Contribution à l'étude de servomoteurs à induction. Etude et mise en œuvre de commandes numériques à flux orienté et adaptatives", thèse de Doctorat, Paris 6, 1993.
- [MIR 94] S. A. MIR, D. S. ZINGER, M. E. ELBULUK, "Fuzzy controller for inverter fed induction machines ", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 1, January/February 1994.
- [MIZUMOTO 95] M. MIZUMOTO, "Realization of PID controls by fuzzy control methods ", Osaka Electro-Communication University, 171-182, No. 2-3 1995.
- [OHNICH 86] H. Ohnich, Y. Ueda, K. Miyachi, "Model reference adaptive system against rotor resistance variation in induction motor drive", IEEE Transaction on industrial electronics, Vol IE-33, No 3, August 1986.
- [PIETRAZAK 92] M. PIETRAZAK-DAVID, B. de FORNEL, "Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle ", Journée d'études Mercredi 2 décembre Lille 1992.
- [REHAHLA 94] S. Rehahla, "Etude de la commande d'une machine asynchrone triphasée par la technique du flux orienté", Thèse de magister, ENP, 1994.
- [REKIOUA 91] T. Rekioua, "Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents", thèse de doctorat, l'INPL, 94.
- [ROBYNS 94] B. Robyns, "Commande numérique évoluée d'actionneurs à courant continu alternatif", Thèse de Doctorat de l'université Catholique de Louvain, Décembre 1993.
- [ROMDHANE 94] Y. B. Romdhane, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée", EPE'94, SUISSE 94.
- [SHAO 88] S. Shao, "Fuzzy self-organizing controller and its applications for dynamic processes", Elsevier science publishers B.V. 1988.

- [SYUITNO 93] A. SYUITNO, J. FUJIKAWA, H. KOBAYASHI, Y. DOTE, "Variable structured robust controller by fuzzy logic for servomotors", IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, February 1993.
- [TRZYNADLOWSKI 94] A.M.Trzynadłowski, "The field orientation principle in control of induction motors", University of Nevada, Reno 1994.
- [TZAFESTAS 90] S. Tzafestas, N.P. Papnikolopoulos, "Incremental fuzzy expert PID control", IEEE, Industrial Electronics, Vol 37, No 5, October 1990.
- [VAS 90] P. Vas, "Vector control of AC machines", Oxford Science Publication, New York 1990.
- [ZADEH 65] L.A. Zadeh, "Fuzzy sets", Information and control, vol 8, pp.338 - 353, 1965.

يهدف هذا العمل إلى دراسة التحكم المبهم لماكنة لا متواترة، مغذاة بموج ذو خمسة مستويات. نظرنا في الجزء الأول إلى إعطاء نموذج وكذا التحكم في موج ذو خمسة مستويات و تركيبة ذات النقطة الجيادية المتراوحة. نبدأ بإعطاء نموذج رياضي لهذا الموج بدون الأخذ بعين الاعتبار نظام التحكم و هذا باستعمال طريقة DESIGN المرتبطة بشبكة PETRI . بعد ذلك نقتراح نموذجاً معرفياً مستعملين في ذلك التوايح الإرتباطية. كما نقتراح أيضاً نموذجاً تحكمياً لهذا الموج. وللتحكم في هذا الأخير نقتراح لذلك عدة إستراتيجيات. في القسم الثاني قمنا بتقديم خوارزمية للتحكم الآلي معتمدين في ذلك مفاهيم المنطق المبهم. ولإعطاء النظام استقراراً أكبر اقترحنا أن يكون حاصل الخروج للخوارزمية المبهمة تلاؤمي. ومن أجل تقدير أحسن لشعاع التدفق المغناطيسي استعملنا طريقة التعرف على ثابت الوقت. كما نقوم بدراسة التتالي المتضمن الموج ذو خمسة مستويات كجسر خروج. و التي تبين من خلالها مشكل استقرارية مصادر الجهد المستمر لهذا الموج. و في الأخير نقتراح التحكم في مفومات التتالي كحل لمشكل طفو مصادر الجهد لهذا الموج ذو خمسة مستويات و الذي يمكننا من الحصول على شبكة تغذية كهربائية ذو عامل إستطاعة واحدي.

### Résumé :

Ce travail présente les performances du contrôle flou d'une machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Le but de la première partie est le développement du modèle de connaissance sans a priori sur la commande, en utilisant la méthode DESIGN associée au réseau de PETRI. Pour le fonctionnement en mode commandable, on a établi un modèle en vue de la commande au sens des valeurs moyennes du convertisseur, en utilisant la notion des fonctions génératrices. Ensuite plusieurs stratégies de commande MLI de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC sont proposées. La deuxième partie présente un contrôleur flou, dans lequel le gain de sortie est pris comme variable floue pour adapter l'algorithme flou à chaque situation, tout en assurant une bonne stabilité du système. Pour une bonne estimation du vecteur flux rotorique, une méthode d'identification de la constante du temps rotorique est proposée. Ensuite, une étude des cascades ayant l'onduleur à cinq niveaux comme pont de sortie est développée, qui met en évidence le problème du déséquilibre des sources d'alimentation continue de l'onduleur. Une solution au problème du déséquilibre des sources continues est donnée par l'asservissement des redresseurs d'entrée qui permettent également d'obtenir un facteur de puissance unitaire et un faible taux d'harmoniques côté réseau.

### Abstract :

This work presents the performances of the fuzzy control of an induction machine fed by a five level NPC voltage source inverter. Firstly, we develop the functioning model of this inverter without considering the control mode using the DESIGN method associated to the PETRI nets. After, we elaborate a knowledge model of this converter using the connection functions of the switches and the half-arm. Also, we propose a control model. And we develop several PWM strategies to control a five level NPC voltage source inverter. Then, we study a fuzzy control with fuzzy adaptation of the output gain, to adapt the fuzzy algorithm to each situation, and assure a good stability of system. To estimate the rotor flux vector accurately, the identification method of the rotor time constant is investigated too. Then, a study of cascades which have a five level inverter as the output bridge is developed. This study shows the problem of the imbalance of the DC voltages sources inverter. A solution to the problem of the imbalance of the intermediate DC source is given by the feedback control of the input rectifiers. This feedback control lets also to have a unity network power factor and weak harmonic rate.