MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique

et de l'Informatique

Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme

de Master en Génie Électrique

Option : commande et électronique industrielle

THEME

Modélisation, Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Etoile

Proposé et dirigé par,

Dr : D. BOUDANA

Dr : S. BOULKHRACHEF

Préparé et présenté par,

Atek aissa

Alane hamza

REMERCIEMENTS

***E**n Premier lieu, Je remercie **ALLAH,** le Tout Puissant pour m'avoir donné la volonté, la santé et le courage pour réaliser ce travail.*

***J**e remercie infiniment Docteur : BOUDANA Djamel BOULKHRACHEF Salah : qui avoir assuré la co-direction de ce mémoire, pour ces conseils précieux le long de mon travail de mémoire. Je ne saurais trop le remercier pour l'intérêt qu'il a accordé à ce travail et pour les longues heures de discussion qu'il m'a réservé avec une patience inégale. Et tous les enseignants du département Electrique.*

***J**e remercie également tous les membres de jury qui ont bien voulu examiner ce modeste travail. Je suis certaine de pouvoir compter sur leurs vastes connaissances et leur esprit critique constructif pour m'aider, par leurs commentaires et leurs discussions, à mieux comprendre certains problèmes rencontrés au cours de ce travail de recherche.*

***I**l est difficile, dans un petit espace, de remercier toutes les personnes qui ont eu une influence sur ma vie de tous les jours pendant la durée de réalisation de mon mémoire de fin d'études. Ces personnes se reconnaitront facilement et sauront combien ma tendresse et mon amitié sont grandes pour eux.*

***C**e travail n'aurait jamais pu se réaliser sans le soutien continu de ma famille et sans leur éducation basée sur des valeurs morales fondées sur le respect des autres et du travail.*

Dédicace

Je dédie ce mémoire :

A ma chère maman qui n'a jamais cessé de ménager ses efforts pour que j'atteigne ce niveau. Ses sacrifices et privations ne l'ont pas empêché d'accomplir son devoir de mère soucieuse de l'avenir de ses enfants.

A mon cher papa qui a su se montrer patiente, compréhensif et encourageant, sa chaleur paternelle a été et sera toujours pour moi d'un grand réconfort.

A mes frères Ali et Moussa

A ma famille, grande et petite

A mes chères copines
Walid,
yosef,sofain,Hamza
Ahcen, Aissa,Samir,
Abdo, Adel, souhil,
Mustapha.

À tous mes amis et mes collègues, pour les sympathiques moments qu'on a passé ensemble.

À tous ceux qui me connaissent, et surtout qui m'aiment.

AISSA

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

Mes parents qui m'ont aidé à être.

Mes tantes et mes oncles.

Ce que je suis et m'ont tout donnés .

Mes chers fréères et mes chères soeures .

Touts les belles fréères et soeures et ses enfants .

Mes binômes :AISSA.

Mes amies de ma chambreet tous mes colegues .

**Les étudiants de éléctrotech de médéa*

Et à touts les personnes qui m'ont aidé de

prés ou deloin.

allaq hamza

Table des matières

LISTE DES FIGURES ..... **I**

LISTE DES TABLEAUX ..... **II**

LISTE DES ACRONYMES ..... **III**

CHAPITRE I : MACHINES MULTIPHASEES .....

Introduction 1

I .1 Histoire des machines électriques..... 1

I.2 Classification des Machines Electriques..... 2

I.3 Caractéristiques des machines multiphasées..... 3

I. 3.1 Les machines multiphasées de type1 3

I.3.2 Les machines multiphasées de type 2..... 6

I.4 Principe de fonctionnement de la machine multiphasées..... 6

I.5 Avantages des Machines Multiphasées..... 7

I.6 Inconvénients des machines multiphasées..... 7

Conclusion..... 7

CHAPITREII : MODELISATION DE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE

II.1 Introduction 08

II.2 Description de machine asynchrone à double étoile..... 08

II .3 Modélisation de la machine à double étoile .....

II.3.1 Hypothèses simplificatrices 10

II.4 Modèle de la MASDE dans le repère naturel

(sa_1-sb_1-sc_1)(sa_2-sb_2-sc_2)-(ra-rb- rc)..... 10

II.4.1 Equations électriques de la machine..... 10

II.4.2 Equation mécanique 11

II.4.3 Equation aux flux..... 11

II.4.4 Equation aux tensions..... 11

II.5 Choix du référentiel..... 12

II.7 Modèle de la MASDE dans le repère (d-q) 15
II.8 Simulation Numérique..... 16
Conclusion 18
CHAPITRE III : ALIMENTATION DE LA MASDE
III. Introduction ..... ;;..... 19
III.1 Structure générale de l'alimentation de la MASDE..... 20
III.2 Modélisation de l'onduleur triphasé 20
III.3 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux..... 21
III.3.1 Résultats de simulation numérique..... 24
III.4 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux..... 28
III.4.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux..... 28
III.4.2 L'alimentation de la MASDE l'onduleur à trois niveaux..... 28
III.4.3 Modélisation du redresseur..... 29
III.4.4 Modélisation de l'onduleur..... 31
III.4.5 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)..... 31
III.4.6 Résultats de simulation numérique..... 31
III .5 Modélisation de l'onduleur triphase a cinq niveaux a diodes flottantes..... 37
III.5.2 Commande triangulo-sinusoïdale a quatre porteuses..... 38
III.5 .3 Résultats de simulation numérique..... 39
III.5 .Conclusion 43
CHAPITRE IV : commande de la MASDE 44
IV.1.1 Introduction 44
IV. 1.2. modelisation de la machine asynchrone 44
IV. 1.3. orientation du flux rotorique 45
IV. 1.4. reglage de vitesse par la commande vectorielle directe. 48
IV . 5. 1. Régulateur du courant i_{qs} 50
IV. 5. 2. Régulateur du courant i_{ds} 52
IV. 5. 4. Réglage de la vitesse 52

IV. 5. 6. limitation du courant i_{qs} 53
IV. 4. 7. Intérêts et inconvénients 54
IV.5. 8. Résultats de simulation 53
IV.2.1. commande par la logique floue de la MASDE 55
IV.2.2. Principe fondamental de la logique floue 55
IV.2.3. contrôleur flou 56
IV.2.4. stratégie de fuzzification : 56
IV. 2. 5 . Base de données 59
IV.2. 6 . Base de régle 59
IV.2.7. defuzzification 59
IV.3. conclusion 64

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 Modes de fonctionnement suivant le glissement.

Figure II.1 Représentation des enroulements de la MASDE

Figure II-2 vitasse w, couple électrmagnétiquenCem , tensions vx , tensions vα ,courant de phase ids ,et courant isx de la MASDE pour α=0° , α=60° .

Figure II-3 vitesse w, couple électromagnétique Cem , tensions vx , tensions vα ,courant de phase ids ,et courant isx de la MASDE pour α=30° .

Figure III.1 Schéma synoptique de la MADE et de son alimentation.

Figure III.2 Onduleur triphasé à deux niveaux

Figure III.3 Génération des Signaux de commande *MLI* de l'onduleur

Figure III.4 Allure des signaux modulés et porteuse.

Figure III.5 Performances de la MASDE alimentée par onduleurs deux niveaux de tension en charge. Pour α= 30° m=12

figure III .6 Performances de la MASDE alimentée par onduleurs deux niveaux de tension en charge Pour α= 30° m=21

Figure III.7 Performances de la MASDE alimentée par onduleurs deux niveaux de tension en charge. Pour α= 30° m=36

Figure III.8 Structure générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Figure III.9 Schéma générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

Figure III.10 Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Figure III.11 Différentes tensions de références et les deux porteuses bipolaires

Figure III.12 Performances de la MASDE alimentée par onduleurs trios niveaux de tension en charge. Pour α= 30° m= 12

Figure III.13 Performances de la MASDE alimentée par onduleurs trios niveaux de tension en charge. Pour α= 30° m= 21

Figure III.14 Performances de la MASDE alimentée par onduleurs trios niveaux de tension en charge. Pour α= 30° m= 36 .

Figure III.15 Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Figure III.16 Un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Figure III.17 Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires

Figure III.18 Performances de la MASDE alimentée par onduleurs deux niveaux de tension en charge. Pour α= 30° m= 12

Figure III.19 Performances de la MASDE alimentée par onduleurs deux niveaux de tension en charge. Pour α= 30° m= 21

Figure III.20 Performances de la MASDE alimentée par onduleurs deux niveaux de tension en charge. Pour α= 30° m= 36

Figure VI.1 Principe de la commande découplée

Figure VI.2 Principe d'orientation du flux rotorique

Figure VI.3 *Schéma de principe de la commande vectorielle directe*

Figure VI.5	Schéma bloc de régulation du flux Φ_r
Figure VI.6	Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω_r
Figure IV.1	Principe de la commande découplée
Figure IV.2	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte
Figure VI.4	Schéma bloc de régulation du courant i_{qs}
Figure IV.5	Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω_r
Figure IV. 6 :	Résultats de simulation lors de l'application d'un couple -
Figure IV- 7	performances de l'association onduleurs-MASDE-
Figure IV.10 :	Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.
Figure IV.11	Figure IV.11:Les fonction d'appartenance des différentes variables linguistique
Figure . IV- 12 :	performances de l'association onduleurs-MASDE- commande par logique

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.2 Les machines dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois‘‘type1’’.

Tableau I.2 machines dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair ‘‘type2’’.

Tableau III.1 Grandeurs électriques d’un bras k de l’onduleur triphasé à trois niveaux.

Tableau III.2 Grandeurs électriques pour chacune des configurations d’un bras k.

Tableau VI.1 Paramètres des régulateurs

PRINCIPALES NOTATIONS

$d(q)$:	*Axe direct (en quadrature)*
E :	*Tension continue à l'entrée de l'onduleur*
$e(t)$:	*Erreur de poursuite*
f :	*Coefficient des frottements visqueux*
$i_{(a,b,c)_1}, (i_{(a,b,c)_2})$	*Courants instantanés dans la première étoile (deuxième étoile) du moteur*
$i_{Yz}(i_{X2})$	*Courants de circulation*
$v_{VX}(v_{V2})$	*Tensions harmoniques*
$i_d(i_q)$:	*Courant statorique d'axe direct (en quadrature)*
i_{sw} :	*Courant qui traverse l'interrupteur sw*
i_α, i_β :	*Courants statoriques dans le référentiel de Concordia*
J :	*Moment d'inertie de la partie tournante*
$L_d(L_q)$:	*Inductance cyclique d'axe direct (en quadrature)*
m :	*Indice de modulation*
p :	*Nombre de paires de pôles*
r :	*Taux de modulation*
$\Re$:	*Rapport cyclique*
R_i :	*Règle floue*
R_s :	*Résistance d'une phase statorique*
S_k :	*Etat des interrupteur de l'onduleur*

T_{dec} :	*Période de découpage*
C_{em} :	*Couple électromagnétique*
C_r :	*Couple résistant*
$v_{(a,b,c)_1}, \left(v_{(a,b,c)_2}\right)$:	*Tensions instantanées dans la première étoile (deuxième étoile) du moteur*
V :	*Fonction de Lyapunov*
v_α, v_β :	*Tensions statoriques dans le référentiel de Concordia*
$\vec{v}$:	*Vecteur tension*
x :	*Variable d'état*
$y_r^{(n)}$:	*Signal de référence*
u_{gl} :	*Terme du mode de glissement*
$W(.)$:	*Matrice de fonctions floues de bases*
Ω :	*Vitesse mécanique du rotor*
θ_s :	*Position du flux statorique*
θ_r :	*Position électrique du rotor*
θ :	*Vecteur des paramètres*
$\vec{\varphi}_s$:	*Vecteur flux*
μ :	*Degré de confiance d'une règle floue*
ε :	*Erreur de reconstruction*
$\bar{\varepsilon}$:	*Borne des erreurs de reconstruction*

Résumé :

Ce travail est consacré à la commande d'une structure innovante constituée d'une machine asynchrone à double étoile (MASDE) alimentée par des convertisseurs multiniveaux.
Dans un premier temps, cette étude s'attache à l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension à deux niveaux à structure NPC (Neural-Point-Clamped). L'association onduleurs de tension MASDE engendre des courants de circulation non générateurs du couple, d'amplitudes très élevées.
Dans un second temps, l'accent a été mis sur la minimisation des courants de circulation en agissant sur l'alimentation. Ainsi nous avons alimentée la MASDE par deux onduleurs de tension à trois niveaux à structure NPC et par deux onduleurs de tension à cinq niveaux à structure NPC.
Le modèle de la MASDE est un modèle non linéaire, multivariable et fortement couplé ce qui rend sa commande difficile. Afin de découplé la MASDE et rend son modèle similaire à celui de la machine à courant continu, la commande vectorielle est utilisée.
En fin, pour améliorer les performances de la MASDE nous avons remplacé le régulateur classique (PI) de la vitesse par un régulateur flou.

Mots clés :

Machine Asynchrone à double étoile (MASDE), onduleur à structure NPC, commande vectorielle, régulateur floue, courants de circulation.

Summary:

This work is devoted to the control of an innovative structure consisting of an asynchronous machine double star (másde) fueled by multilevel converters.

First, this study focuses on feeding the másde by two voltage inverters two structure levels NPC (Neural-Point Clamped). The voltage inverter generates Association másde not generating circulating currents of the couple, very high amplitudes.

Secondly, the focus was on minimizing circulating currents acting on the diet. So we fed the másde by two voltage inverters three levels structure NPC and two voltage inverters five levels NPC structure.

The model of másde is a nonlinear model, and strongly coupled multivariable which makes its difficult control. To decoupled másde and makes its model similar to that of the DC machine, the vector control is used.

In the end, to improve the performance of másde we replaced the classic controller (PI) speed by a fuzzy controller.

Keywords:

Machine Asynchronous double star (másde) structure NPC inverter, vector control, fuzzy control, circulating currents.

Introduction Générale

Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans les entrainements électriques. Ces machines ont remplacées les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction [1].

Durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des entrainements électriques ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme moteur, pour leurs avantages, notamment en ce qui concerne l'absence du collecteur mécanique.

L'apparition de nouveaux composants de l'électronique de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture et des nouvelles topologies (mise en parallèle et en série de cellules de commutation), a permis d'alimenter les machines à courant alternatif à grandes puissances par des onduleurs de tension. Ainsi, l'alimentation des machines polyphasées par des onduleurs multiniveaux à autant de bras que de phases a permis de réduire les contraintes appliquées aux interrupteurs, de réduire l'amplitude et augmenter la fréquence des ondulations du couple.

L'association onduleurs de tension MASDE se présente comme un système multivariable, non linéaire et fortement couplé, ce qui rend son contrôle très difficile. Une solution consiste à utiliser un algorithme de découplage permettant de rendre le modèle de la MASDE, qui est un système multi-entrées multi-sorties, équivalent à plusieurs systèmes mono-entrée mono sortie [07]. Dans cette approche la matrice de découplage dépend fortement des paramètres de la machine. Une autre solution utilise la commande vectorielle.

Notre objectif s'inscrit sous le cadre de faire l'extension de ces techniques de commande sur la machine asynchrone à double étoile particulièrement la commande vectorielle.

Le but de cette commande est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle qui liée au couple (le courant d'induit).Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. [5]

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée nous avons introduit un régulateur PID dans la boucle de réglage de la vitesse et des courants . Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres…).Afin d'améliorer les performances de la MASDE on fait appel à régulateur flou .

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous présentons l'état de l'art des machines multiphasées , ainsi que les avantages et les inconvénients de ces machines.

Le second chapitre**,** est consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile(MASDE). Après une description de cette dernière, nous développons en premier lieu un modèle polyphasé de la MASDE, en second lieu nous présentions le modèle biphasé plus simple basé sur la transformation de Park, Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressé à l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs multiniveax à structure NPC commandés par la stratégies de modulation largeur d'impulsion (MLI),nous avons dans un premier lieu alimenté la MASDE par deux onduleurs à deux niveaux .Ensuite ;nous avons remplacé les onduleurs à deux niveaux par des onduleur à trois niveaux , en fin nous avons aliment la MASDE par deux onduleur à cinq niveaux à structure NPC .

le chapitre quatre est consacré au réglage de la vitesse de la MASDE .Nous avons appliqué ,dans un premier lien ,la commande vectorielle à la MASDE , Ensuite ;nous avons remplacé le régulateur PI de vitesse par un régulateur flou .

Enfin nous présent les conclusion de cette étude ainsi que les perspectives envisageable pour la pour suite de ce travaills

I.Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominent assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées".

Ce chapitre permettra d'une part de présenter l'histoire des machines électriques, les caractéristiques intrinsèques des machines multi-phasées, ses avantages et inconvénient et d'autre part d'introduire la machine asynchrone double étoile et de la situer dans l'ensemble des machines multi-phases[13].

I.1. Histoire des machines électriques

Ce bref rappel historique des machines électriques est introduit en détail [4] :

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique, et en1822

Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. En parelle,

le RusseFriedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travauxsimilaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

L'année suivante Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Paxi, ontréalisé la génératrice à courant continu.

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisé une machine dont la structure est inversée par rapport

à celle de Paxii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m.

Cesmoteurs furent utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de

structures complexes.

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle

Majeur dans le développement de l'industrie électrique.

En1889 l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski réalise la première machine

asynchrone triphasée cette dernière domine assezlargement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présentepar rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins couteuse, la moinsexigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée engrande quantité et dans une très grande échelle des puissances …etc.

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au statoravaient été introduites pour accroitre la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance.

I.2. Classification des Machines Electriques

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières [5] :

Par leur type d'alimentation

– Machines à courant continu :

Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.

– Machines à Courant Alternatif :

Machines synchrones.

Machines asynchrones.

Par leur construction :

Machines avec collecteur.

achines sans collecteur.

Machines asynchrones.

Machine synchrone à aimants permanents.

Machines à courant continu.

Machines synchrones.

I.3. Caractéristiques des machines multiphasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator qui est ou non multiple de trois on distingue deux types de machines multi-phases. Les machines multi-phases de type1 et les machines multi phases de type 2.De plus, on considère rarement les ou le nombre de phases est un nombre pair sauf si celui-ci est un multiple de trois .[3]

On peut avoir plusieurs configurations possible dans une machines à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes .C'est -à- dire le décalage entre les étoile, pour pouvoir différencier entre les configurations possibles, on peut introduire un autre terme : le nombre de phases équivalant, il est définit comme suit [1] :

$$nph_a=\frac{\pi}{\alpha} \qquad (I.1)$$

Par exemple: une machine double étoile héxaphasées (6 phases) et le décalage angulaire entre les étoiles $\alpha=\frac{\pi}{6}$a des caractéristiques différentes de celles d'une machine ayant même nombre de phase mais leurs étoile sont décalées de $\frac{\pi}{3}$

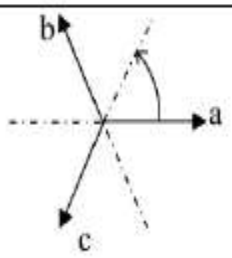
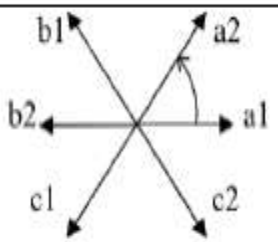
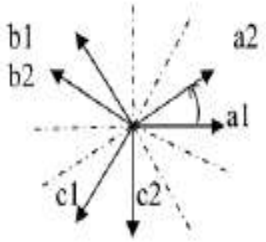
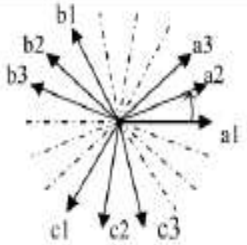
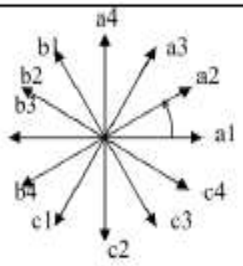
I. 3.1. Les machine multiphasées de type1

Dans ce type de machines le nombre de phases statoriques est un multiple de trois, on peut les grouper en η étoile triphasées :

$$nph=3\eta \qquad (\eta=1,2,3\dots) \qquad (I.2)$$

le tableau 1 représente les machines électriques de type 1 pour différents valeurs de nombre de phase

Tableau I.1 : les machines dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois‘‘type 1’’.

Nombre dephases (nph)	Nombre équivalent de phases (nph_α)	Décalage angulaire (α) Degré	Représentation des axes des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

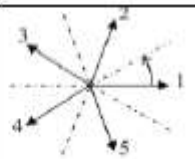
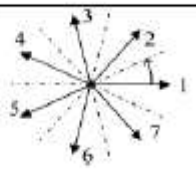
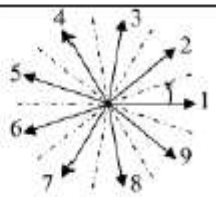
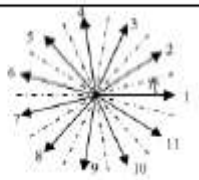
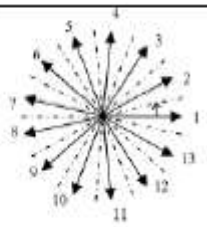
I.3.2. Les machines multiphasées de type 2

Les machines multiphasées de type2 sont des machines multiphasées dont le nombre de phases statorique (nph) est impair[2].

nph=2 η+1 (η=1,2,3…) (I .3)

Pour le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, les phases sont décalées régulièrement de $2\alpha=\frac{2\pi}{nph}$. Alors on a : nph=nph$_\alpha$=$\frac{\pi}{a}$

Tableau2: machines dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair ''type2''.

Nombre de phases (nph)	Nombre équivalent de phases (nph_α)	Décalage angulaire (α) Degré	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

I.4. Principe de fonctionnement de la machine multiphasées

On prendre comme exemple le principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile. Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators(l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques «f_s» c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme «ω_s». Elle est définit comme suit:

$$\omega_s=\frac{fs}{p} \ [rad/s] \qquad (I.4)$$

Ces deux Champs tournants produisés par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse «ω_r» inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r<\omega_s$),ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega= \omega_s- \omega_r \qquad (I.5)$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ceglissement par le rapport:

$$g= \frac{\omega}{\omega s} =\frac{\omega s- \omega r}{\omega s} \qquad (I.6)$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement :

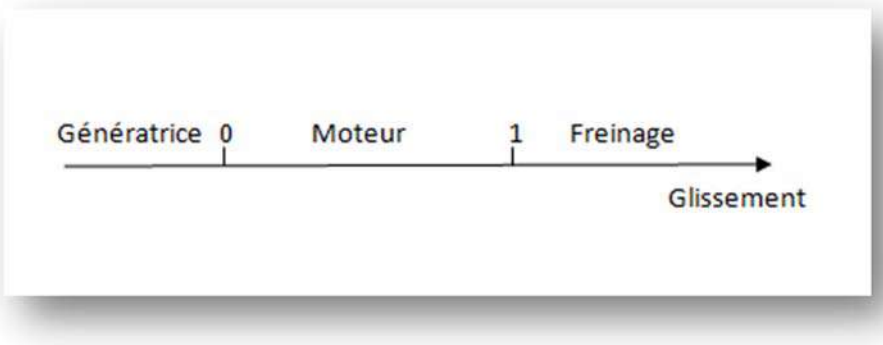


Fig:I.1 Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.5.Avantages des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées ont fait un intérêt grandissant, et en particulierla machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multiphasées. En effet, les machines multiphasés présentent plusieurs avantages :

-Segmentation de puissance.

-Amélioration de la fiabilité.

-Amélioration du facteur de puissance.

-Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

I.6. Inconvénients des machines multiphasées

Cependant, la machine asynchrone présente des inconvénients tels que:

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.

L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension[11].

Conclusion

La machine double étoile est la machine multiphasée la plus courante, sans doute parce quelle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué et de prix acceptable.

II-1 Introduction

La modélisation d'un système quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, d'autre part lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part, de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile est un système d'équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir.un système d'équations [6] .

II-2 Description de machine asynchrone à double étoile

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique α et un rotor soit bobiné soit à cage d'´écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalant à un enroulement triphasé en court-circuit.

La (Fig. II.1) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor [12].

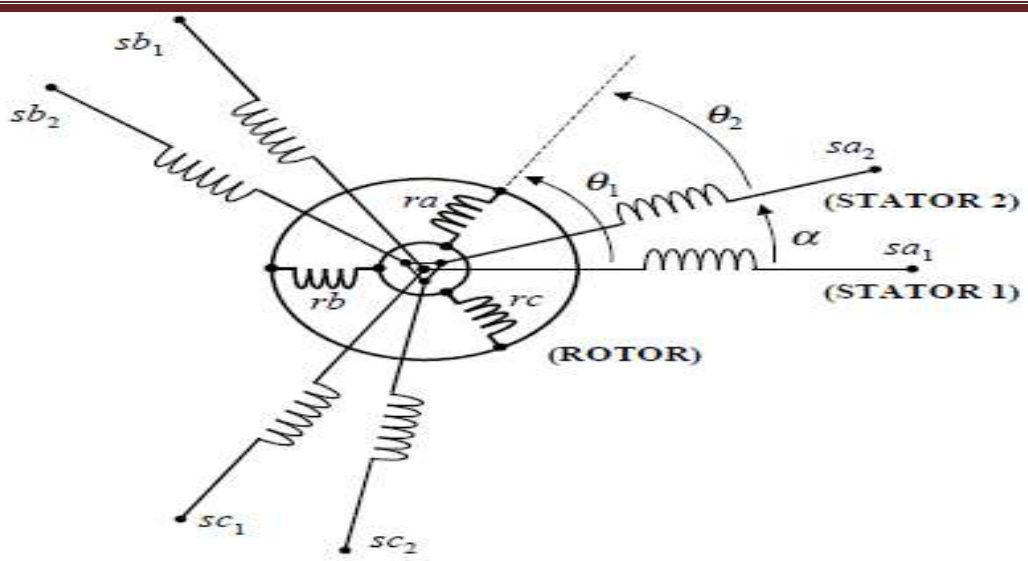


Figure II.1 – Représentation des enroulements de la MASDE

On notera d'un indice 1 les grandeurs relatives à la 1ére étoile (ou "stator 1"), et d'un indice 2 celles relatives à la 2ére étoile (ou "stator 2").

L'angle θ_1 exprime la position du rotor (phase *ra*) par rapport au stator 1 (phase *sa*1), etθ_2 la position du rotor par rapport au stator 2 (phase *sa*2) :

$$\theta_1=\Omega t+\theta_0 \qquad \text{(II-1)}$$

$$\theta_2=\Omega+\alpha$$

Avec, Ω: la vitesse mécanique du rotor, θ_0: la position initiale du rotor par rapport à l'étoile 1.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré des courants entrainant la création d'un champ tournant dans le long de l'entrefer.

$$g = \frac{\Omega_s-\Omega}{\Omega_s} = \frac{w_s-w}{w_s} \qquad \text{(II-2)}$$

Le rapport est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

La pulsation des courants rotoriques est alors $w_r= g\, w_s$

La relation entre la vitesse mécanique du rotor w_r en fonction de la vitesse de synchronisme w_s et du nombre de paires de pôles p de la machine est exprimée comme suit [8]:

$$\Omega= (1-g)\Omega s \qquad \text{(II-3)}$$

II –3 Modélisation de la machine à double étoile (MASDE):

II-3-1 Hypothèses simplificatrices [5] :

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices Suivantes:

– L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.

– Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale.

– Machine de construction symétrique.

– La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.

– Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire).

– L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

II.4. Modèle de la MASDE dans le repère naturel (sa_1-sb_1-sc_1) (sa_2-sb_2-sc_2)-(ra-rb-rc)

II.4.1. Equations électriques de la machine

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit : [5]

$$\begin{aligned}
\left[V_{abc,s1}\right] &= \left[R_{s1}\right]\left[I_{abc,s1}\right] + \frac{d}{dt}\left[\Phi_{abc,s1}\right] \\
\left[V_{abc,s2}\right] &= \left[R_{s2}\right]\left[I_{abc,s2}\right] + \frac{d}{dt}\left[\Phi_{abc,s2}\right] \\
\left[V_{abc,r}\right] &= \left[R_{r}\right]\left[I_{abc,r}\right] + \frac{d}{dt}\left[\Phi_{abc,r}\right]
\end{aligned} \qquad \text{(II.4)}$$

Nous travaillons avec une notation matricielle, pour cela nous utiliserons les vecteurs de variables suivants

-Vecteurs de tensions, courants et flux totaux statoriques[6].

$$\begin{aligned}
[vs] &= [vsa_1 \quad vsb_1 \quad vsc_1 \quad vsa_2 \quad vsb_2 \quad vsc_2]^t \\
[is] &= [isa_1 \quad isb_1 \quad isc_1 \quad isa_2 \quad isb_2 \quad isc_2]^t \\
[\psi s] &= [\psi sa_1 \quad \psi sb_1 \quad \psi sc_1 \quad \psi sa_2 \quad \psi sb_2 \quad \psi sc_2]^t
\end{aligned} \qquad \text{(II.5)}$$

-vecteurs de tensions, courant et flux totaux rotoriques

$$[vr]=[vra\ vrb\ vrc\ ]^t \quad \text{(II-6)}$$

$$[ir]=[ira\ \ irb\ irc\ ]^t \quad \text{(II-7)}$$

$$[\psi r]=[\psi ra\ \psi rb\ \psi rc\ ]^t \quad \text{(II-8)}$$

II.4.2. Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par la relation suivante :

$$J.\frac{d\Omega}{dt} + f.\Omega = C_{em} - C_r \quad \text{(II-9)}$$

Avec :

f: le coefficient de frottement :

J : le moment d'inertie de la machine ;

Cem : le couple électromagnétique ;

Cr : le couple résistant ;

II.4.3. Equation aux flux

Les flux totaux statoriques et rotoriques sont donnés par la relation matricielle générale suivante[1O]:

$$\begin{pmatrix}[\psi s]\\ [\psi s]\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}[Lss] & [Msr]\\ [Lsr] & [Mrr]\end{pmatrix}\begin{pmatrix}is\\ ir\end{pmatrix} \quad \text{(II-10)}$$

Les sous matrices d'inductances sont détaillés plus loin.

II.4.4. Equation aux tensions

La loi d'Ohm combinée à la loi de Lenz permet d'écrire la relation suivante en convention récepteur, valable quel que soit le fonctionnement :

$$\begin{pmatrix}[VS]\\ [VR]\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}[Rs] & [0]\\ [0] & [Lr]\end{pmatrix}\begin{matrix}[is]\\ [ir]\end{matrix} + \frac{d}{di}\begin{pmatrix}\psi s\\ \psi r\end{pmatrix} \quad \text{(II-11)}$$

Avec [Rs] et [Rr] sont les matrices des résistances statoriques et rotoriques :

$$[Rs]=Rs[I]_6$$

$$[Rr]=Rr[I]_3 \qquad \text{(II-12)}$$

avec $[I]_6$ et $[I]_3$ respectivement la matrice identité d'ordre 6 et d'ordre 3.

II.5. Choix du référentiel

Le modèle de la MASDE dans le repéré naturel est non linéaires, fortement Couplé et a coefficient variables .afin de réduire sa complexité ou procède a un Changement de référentiel [8].

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère choisi (d.q) .

II.5.1. Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix, θs=0, Ωs=0 dans ce cas les phases A_S et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

II.5. 2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s=\omega_r$).

II.5. 3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d ,q) est la vitesse du champ tournant Ω_s.Dans notre travail, nous utilisions ce référentiel pour la modélisation de la MASDE.

II.6. Modèle dans le repère (sα-sβ)(sx-sy)(so1-so2)

Le passage du modèle de la MASDE de la base naturelle à la base (sα-sβ) (sx-sy)(so_1-so_2) est assuré par matrice T(s) donnée par[8]

$$[Ts]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & cos(a) & cos(a+\frac{2\pi}{3}) & cos(\frac{4\pi}{3}+a) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & sin(\frac{4\pi}{3}) & sin(a) & sin(a+\frac{2\pi}{3}) & sin(\frac{4\pi}{3}+a) \\ \cos(0) & cos(\frac{4\pi}{3}) & cos(\frac{2\pi}{3}) & cos(\pi-a) & cos(\frac{\pi}{3}-a) & cos(\frac{5\pi}{3}-a) \\ \sin(0) & sin(\frac{4\pi}{3}) & sin(\frac{2\pi}{3}) & sin(\pi-a) & sin(\frac{\pi}{3}-a) & sin(\frac{5\pi}{3}-a) \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{(II-13)}$$

La matrice $[Ts]^{-1}$ diagonalise la matrice des inductances statoriques. En appliquant cette transformation aux équations des tensions et des flux, le système statorique naturel de dimension six sera décomposé en trois sous-systèmes découplés, de dimension deux : les systèmes (α-β), (xy) et (o1-o2). Géométriquement parlant, nous allons "projeter" les variables statoriques sur trois "plans" orthogonaux.

Pour les variables rotoriques, la transformation usuelle de Concordia, notée [Tr], est utilisée [6] :

$$[Ts2]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & cos(\frac{4\pi}{3}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & sin(\frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad \text{(II-14)}$$

Les vecteurs des variables transformées (avec "t" en indice) sont :

$$[gs_t]=[gs\alpha \quad gs\beta \quad gsxgsy \ gso_1 \ gso_2]^t=[Ts(\alpha)]^{-1}[g] \quad \text{(II-15)}$$

$$[gr_t]=[gro \quad gr\alpha \quad gr\beta]=[Tr]^{-1}[gr]^{\ t} \quad \text{(II-16)}$$

Les flux transformés sont obtenus en appliquant les transformations (II.15) et (II.16) à la Relation (II.17) :

$$[\psi s_t]=\{[Ts\ (\alpha)]^{-1}[lss][\ Ts(\alpha)]\}[is_t]+\{[\ Ts(\alpha)]^{-1}[Msr][Tr]\}[ir_t] \quad \text{(II-17)}$$

$$[\psi r_t]=\{[Tr]^{-1}[Mrs][\ Ts(\alpha)]\}[is_t]+\{[\ Tr]^{-1}[lrr][Tr]\}[ir_t] \quad \text{(II-18)}$$

On obtient :

$$\begin{pmatrix}\psi_{s\alpha}\\ \psi_{s\beta}\\ \psi_{sx}\\ \psi_{sy}\\ \psi_{so_1}\\ \psi_{so_2}\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & L_s & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & Ll_s & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & Ll_s & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & Ll_s & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Ll_s\end{pmatrix}\begin{pmatrix}is\alpha\\ is\beta\\ isx\\ isy\\ iso_1\\ iso_2\end{pmatrix}+M\begin{pmatrix}0 & \cos(\theta_1) & -\sin(\theta_1)\\ 0 & \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1)\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}iro\\ ir\alpha\\ ir\beta\end{pmatrix} \quad \text{(II-19)}$$

$$\begin{pmatrix}\psi_{ro}\\ \psi_{\alpha}\\ \psi_{\beta}\end{pmatrix}=\left\{M\begin{pmatrix}0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ cos\theta_1 & sin\theta_1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ -sin\theta_1 & cos\theta_1 & 0 & 0 & 0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix}is\alpha\\ is\beta\\ isx\\ isy\\ iso_1\\ iso_2\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}Llr & 0 & 0\\ 0 & Lr & 0\\ 0 & 0 & Lr\end{pmatrix}\begin{pmatrix}iro\\ ird\\ irq\end{pmatrix}\right\}\begin{pmatrix}iro\\ ir\alpha\\ ir\beta\end{pmatrix} \quad \text{(II-20)}$$

avec : $M=\frac{3}{\sqrt{2}}Msr$ $\quad Lr=Llr+\frac{3}{2}lmr Ls= Lls + 3Lms$,(II-21)

Les tensions transformées s'obtiennent de la même manière, à partir de la deux relations précédentes. Pour les composantes homopolaires, que nous laisserons désormais de côté, nous obtenons :

$$\begin{pmatrix}vso_1\\ vso_2\\ vso\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}Rs & 0 & 0\\ 0 & Rs & 0\\ 0 & 0 & Rr\end{pmatrix}\begin{pmatrix}iso_1\\ iso_2\\ iso\end{pmatrix}+\begin{pmatrix}Lls & 0 & 0\\ 0 & Lls & 0\\ 0 & 0 & Llr\end{pmatrix}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}iso_1\\ iso_2\\ iro\end{pmatrix} \quad \text{(II-22)}$$

Les autres composantes sont données par :

$$\begin{pmatrix}vs\alpha\\ vs\beta\\ vsx\\ vsy\\ vr\alpha\\ vr\beta\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}Rs & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & Rs & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & Rs & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & Rs & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & Rr & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Rr\end{pmatrix}\begin{pmatrix}is\alpha\\ is\beta\\ isx\\ isy\\ ir\alpha\\ ir\beta\end{pmatrix}$$

$$+\frac{d}{dt}\left\{\begin{pmatrix}Ls & 0 & 0 & 0 & Mcos(\theta_1) & -Msin(\theta_1)\\ 0 & Ls & 0 & 0 & Msin(\theta_1) & Mcos(\theta_1)\\ 0 & 0 & Ls & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & Ls & 0 & 0\\ Mcos(\theta_1) & Msin(\theta_1) & 0 & 0 & Lr & 0\\ -Msin(\theta_1) & Mcos(\theta_1) & 0 & 0 & 0 & Lr\end{pmatrix}\begin{pmatrix}is\alpha\\ is\beta\\ isx\\ isy\\ ir\alpha\\ ir\beta\end{pmatrix}\right\}$$

(II-23)

Pour dernière étape consiste à éliminer la dépendance en de θ_1 de la matrice des inductances , les grandeurs statiqueest les grandeurs rotorique sont exprimée dans deux référentiels différents .

Pourcela, nous utilisons une matrice de rotation [P(θ)] afin d'exprimer les variables rotoriques dansle repère du stator .

$$\begin{pmatrix} g_{r\alpha}^{s} \\ g_{r\beta}^{s} \end{pmatrix} = \rho(\theta_1)\begin{pmatrix} gr\alpha \\ gr\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} cos(\theta_1) & -sin(\theta_1) \\ sin(\theta_1) & cos(\theta_1) \end{pmatrix}\begin{pmatrix} gr\alpha \\ gr\beta \end{pmatrix} \quad \text{(II-24)}$$

Cependant, afin d'alléger l'écriture, nous garderons les mêmes notations. Les variables grα et grβdésigneront désormais les variables rotoriques exprimées dans le repère du stator. Nous obtenons finalement, en réarrangeant les termes :

$$\begin{pmatrix} vs\alpha \\ vs\beta \\ vsx \\ vsy \\ vr\alpha \\ vr\beta \end{pmatrix} = \left(\begin{array}{cc|cc} Rs & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Rr & M\dot{\theta}_1 & Lr\dot{\theta}_1 \\ \hline 0 & 0 & Rs & 0 \\ -M\dot{\theta}_1 & -Lr\dot{\theta}_1 & 0 & Rr \end{array}\right)\begin{pmatrix} is\alpha \\ ir\alpha \\ is\beta \\ ir\beta \end{pmatrix} + \left(\begin{array}{cc|cc} Ls & M & 0 & 0 \\ M & Lr & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & Ls & M \\ 0 & 0 & M & Lr \end{array}\right)\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} is\alpha \\ ir\alpha \\ isb \\ ir\beta \end{pmatrix} \ (II-25)$$

$$\begin{pmatrix} vsx \\ vsy \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Rs & 0 \\ 0 & Rs \end{pmatrix}\begin{pmatrix} isx \\ isy \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Lls & 0 \\ 0 & Lls \end{pmatrix}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} isx \\ isy \end{pmatrix} \quad \text{(II-26)}$$

L'expression du couple électromagnétique de la MASDE est donnée par :

$$Ce=pM(is\beta\ ir\alpha - is\alpha\ ir\beta) \quad \text{(II-27)}$$

II.7. Modèle de la MASDE dans le repère lie au champ tournant (d-q) .

Afin d'exprime le modèle de la MASDE dans le repère lie ou champ tournant,nous utilisons une matrice de rotation [p(θ)] : [6] :

$$\begin{pmatrix} gsd \\ gsq \end{pmatrix} = p^{-1}(\theta_s)\begin{pmatrix} g\alpha \\ g\beta \end{pmatrix} \quad \text{(II-28)}$$

$$\begin{pmatrix} grd \\ grq \end{pmatrix} = p^{-1}(\theta_r)\begin{pmatrix} g\alpha \\ g\beta \end{pmatrix} \quad \text{(II-29)}$$

$$\begin{pmatrix} vsx \\ vsy \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Rs & 0 \\ 0 & Rs \end{pmatrix} \begin{pmatrix} isx \\ isy \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Lls & 0 \\ 0 & Lls \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} isx \\ isy \end{pmatrix} \quad \text{(II-30)}$$

nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} V_{ds}=R_s i_{ds}-\Omega_s \psi_{qs}+d\psi_{ds}/dt \\ V_{qs}=R_s i_{qs}-\Omega_s \psi_{ds}+d\psi_{qs}/dt \\ 0=R_r i_{dr}-\Omega_r \psi_{qr}+d\psi_{dr}/dt \\ 0=R_r i_{qr}-\Omega_r \psi_{dr}+d\psi_{qr}/dt \end{cases} \quad \text{avec :} \quad \begin{cases} \psi_{ds}=L_s i_{ds}+M i_{dr} \\ \psi_{qs}=L_s i_{qs}+M i_{qr} \\ \psi_{dr}=M i_{ds}+L_r i_{dr} \\ \psi_{qr}=M i_{qs}+L_r i_{qr} \end{cases} \quad \text{(II-31)}$$

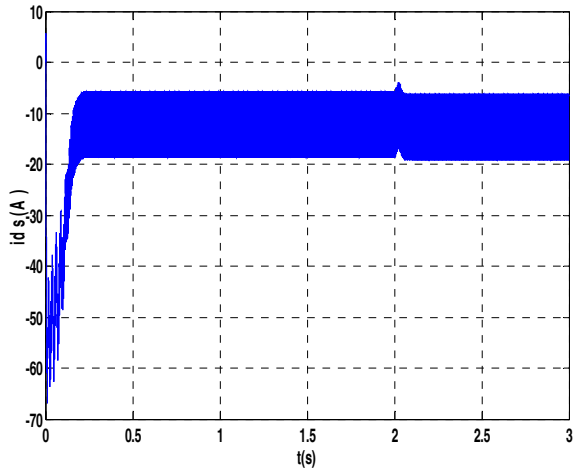
L'avantage d'utiliser ce référentiel ,et d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent, il est alors plus aisé d'en faire la régulation

Nous remarquons que les équations du sous-système (x-y) sont totalement découplées des autres, et en particulier des équations rotoriques. Comme nous pouvions le prévoir, les variables de ce sous-système ne contribuent pas à la conversion électromécanique de l'énergie. Seules les variables du sous-système (d-q) y contribuent. Géométriquement parlant, nous dirons que les variables statoriques "Convertibles" sont "projetés" sur le "plan" (d-q), et que les variables statoriques "Non Convertibles" sont "projetées" sur le "plan" (x-y). Ce découplage permettra de simplifier l'analyse et le contrôle de la MASDE.

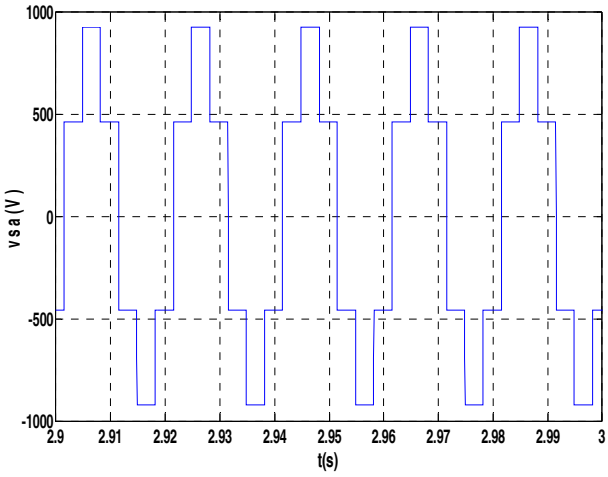
II.8. Simulation Numérique

Les figures ci –dessous montrent les résultats de simulation de la MASDE alimentée par onduleur de tension à structure NPC à deux niveau commandé en plein onde .

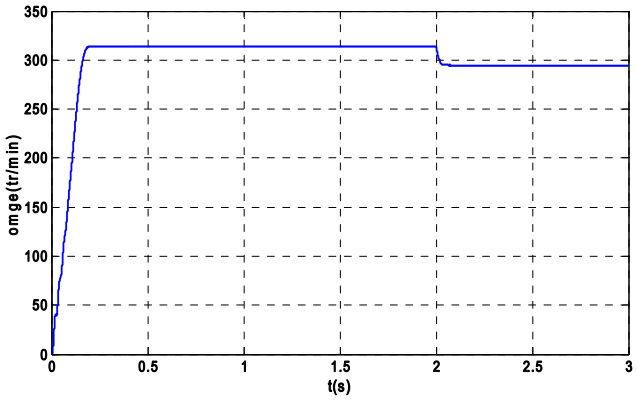
Après un démarrage à vide on a appliqué une charge de Cr = 30 (N.m) l'instant t=2s pour différente valeur de l'angle α=0° , α=60°et α= 30°: en charge.



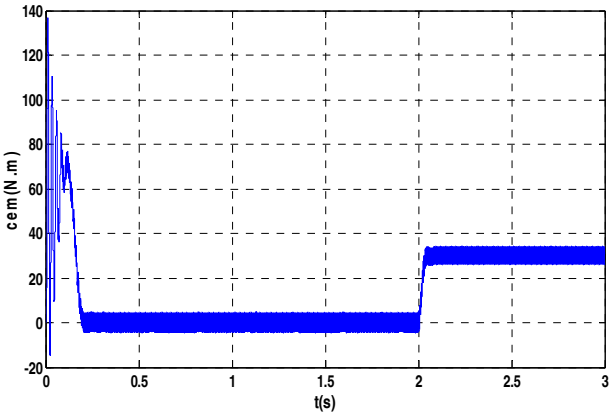
Le courant ids (A)



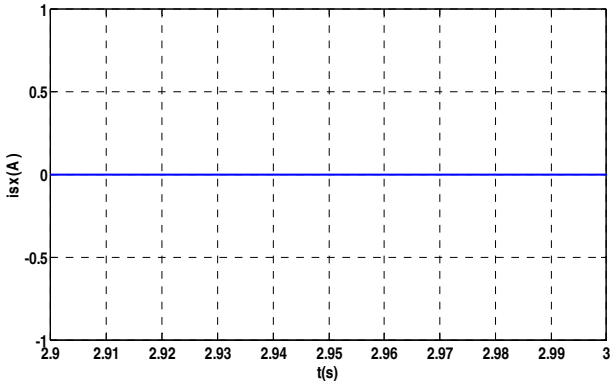
b) la tension vsa (v)



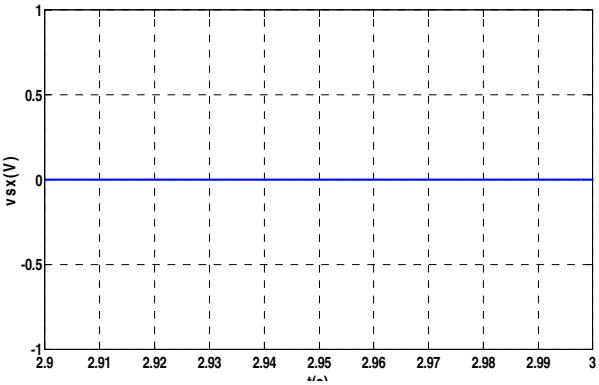
c)La vitesse (rad/s)



d) le couple Cem (N .m)

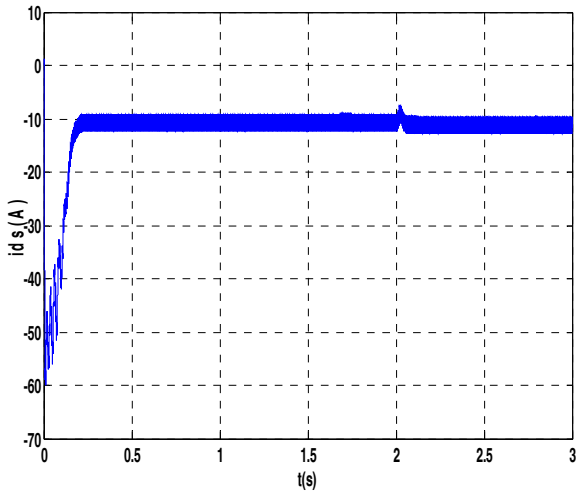


e) Le courant isx (A)

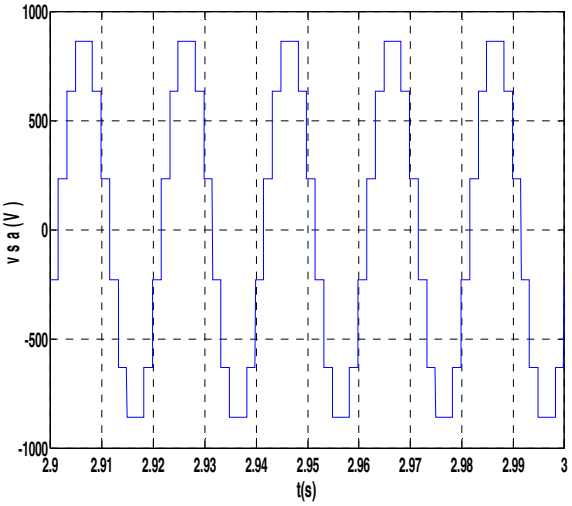


f) la tension vsx (v)

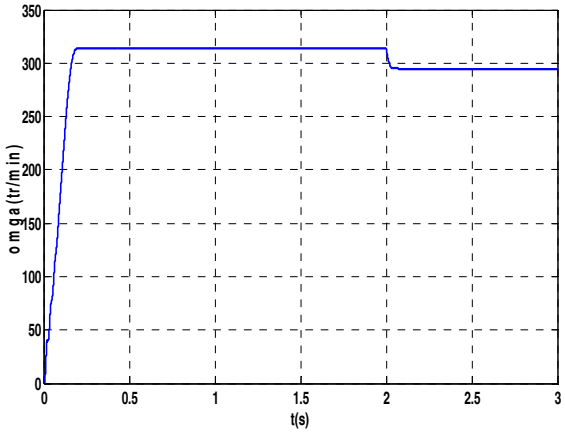
FigureII-2 vitesse w, couple électromagnétique Cem , tensions vx ,tensions vα ,courant de phase ids ,etcourant isx de la MASDE , pour α=0° , α=60° .



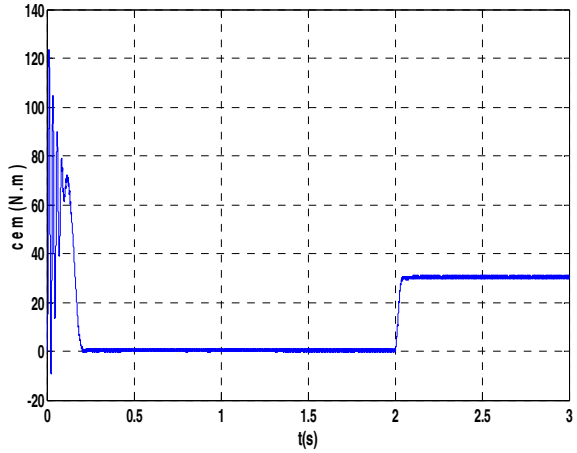
Le courant ids (A)



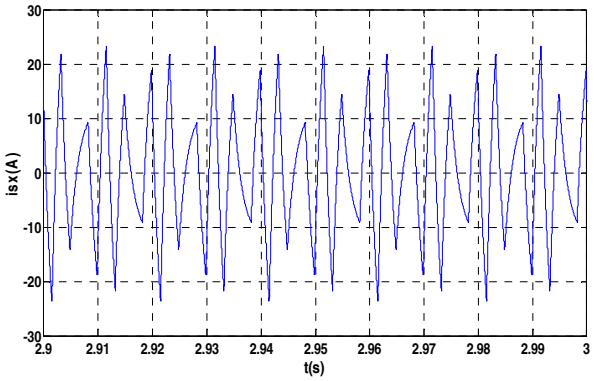
b) la tension vsa (v)



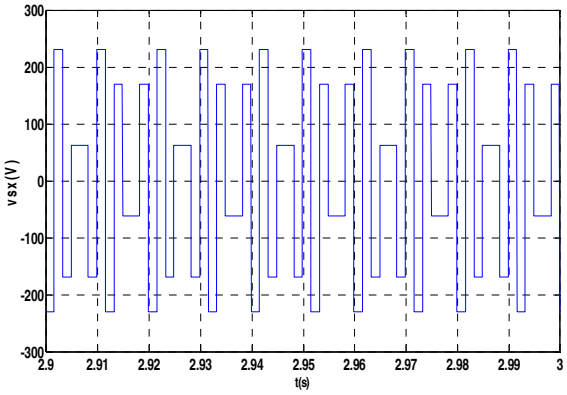
La vitesse (rad/s)



d) le couple Cem (N .m)



Le courant isx (A)



f) la tension vsx (v)

FigureII-3 vitesse w, couple électromagnétique Cem , tensions vx ,tensions vα ,courant de phase ids ,etcourant isx de la MASDE pour α=30° .

II.8.1 -Interpolation des résultats de simulation :

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 310rad/s (très proche de celle du synchronisme) à t≈0.3 s (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 120 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.3s où il rejoint 70 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabile à sa valeur minimale de 0.15 N.m, qui est due aux frottements, et le courant isx sont presque nulle .

Pour α=30° le couple présente de faible ondulation et un amplitude par rapport à α=0° et α=60°

CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la MASDE, l'objectif étant d'analyser le problème des courants statoriques de circulation, observés lors d'une alimentation par onduleurs de tension. On constate que quel soit le décalage angulaire α entre les deux étoile statoriques ,lorsque l'alimentation est purement sinusoïdale et équilibrée ,le fonctionnement de la MASDE est le même . les régime , transitoires sont d'ailleurs quasiment identiques à ceux de la machine asynchrone triphasé .Nous n' irons donc pas plus loin dans les détails à ce type alimentation

III. Introduction

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique trouve de nombreuses applications dans le domaine des entraînements à vitesse variable. En forte puissance l'alimentation de ces machines à partir des commutateurs de courant conduit à une ondulation du courant et du couple importante. Pour atténuer ces ondulations on a utilisé des machines où le stator est constitué de deux enroulements triphasés déphasés entre eux de 30° électrique, alimentés par deux commutateurs de courant.

Les progrès récents de l'électronique de puissance ont permis d'alimenter les machines multi-étoiles par des onduleurs de tension. Ces onduleurs qui ont une fréquence de commutation élevée diminuent considérablement les ondulations de courant et de couple. L'alimentation de la MASDE par un onduleur hexaphasé ou par six onduleurs monophasés autorise l'utilisation de composants de l'électronique de plus petit calibre en courant et en tension. Cette solution est plus complexe au niveau de la commande que lors de l'utilisation de deux onduleurs triphasés indépendants. Cette dernière configuration à des avantages d'une segmentation de l'alimentation, redondance et convertisseur de puissance plus réduite.

Néanmoins, lors de l'alimentation de la MASDE par des onduleurs de tension des courants de circulation non générateurs de couple apparaissent. Ces courants d'amplitude élevée augmentent les pertes et risquent de détériorer les composants semi-conducteurs. Plusieurs solutions ont été proposées pour pallier ce problème en agissant sur la structure de la machine , sur la commande rapprochée des onduleurs de tension et en plaçant en série avec les enroulements de la machine des filtres dont l'impédance est élevée .

Le but de ce chapitre est de réduire les courants (isx) ,en agissant sur la structure des onduleurs de tension. Ainsi on alimente la MASDE par deux onduleurs de tension multiniveaux structure NPC .

les résultats obtenus par le logiciel MATLAB, montrent l'influence du type d'alimentation sur les performances de la MASDE. [15]

III.1 Structure générale de l'alimentation de la MASDE

Le convertisseur qui assure l'alimentation de la MASDE est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau triphasé symétrique, et de fréquence constante, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et deux onduleurs triphasés qui permettent d'alimenter la machine par un système de tensions alternatives [11].

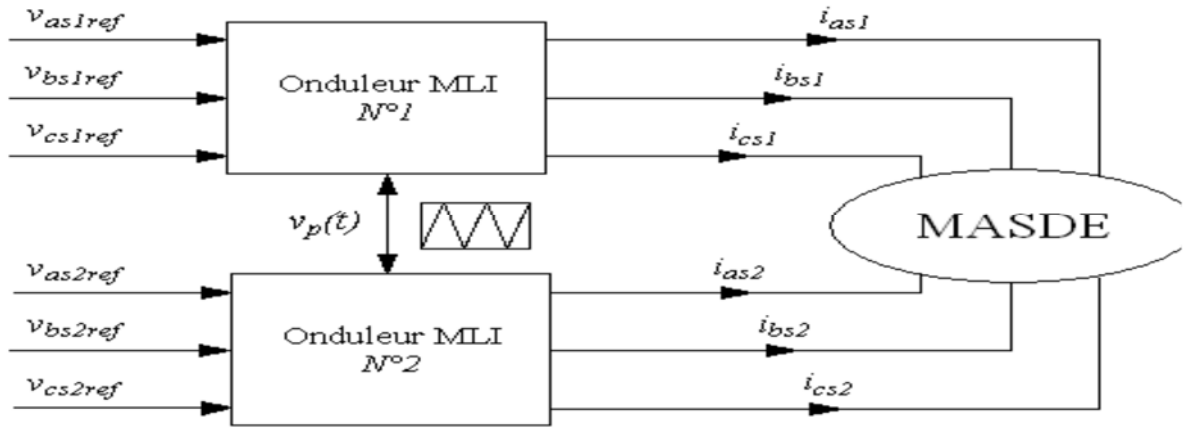


Figure III.1: Schéma synoptique de la MADE et de son alimentation.

III.2. Modélisation de l'onduleur triphasé

Dans le chapitre précédent on a montré que les courants de circulation i_{sx} ne participent pas à la création du couple et que ces courants ne sont limités que par la résistance statorique et l'inductance de fuites. Pour éliminer les courants de circulation on doit alimenter la MASDE par deux systèmes de tensions sinusoïdales, et donc par des tensions v_{sx} nulles.

Les onduleurs multiniveaux peuvent synthétiser des tensions de sortie proche

De la sinusoïde avec réduit et d'augmenter la puissance par le biais de la génération de tensions plus élevées, au-delà de celles compatibles avec les tensions de blocage des dispositif à semi conducteurs.

Les tensions multiniveaux sont obtenues soit par l'association série des onduleurs à deux niveaux soit par l'association de cellules de commutation.

Cette partie est consacrée à la modélisation des onduleurs multiniveaux à structureNPC à trois nivaux . On modélisera d'abord l'onduleur à deux niveaux, ensuite l'onduleur multiniveaux. et en fin présentera onduleurs multiniveaux structures NPC

à cniq niveaux.[6]

Afin de simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi-niveaux, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

III.3.Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Le stator de la MADSA est connecté au bus continu par l'intermédiaire d'un onduleur (FigureIII.2), ce dernier a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées, parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoidal qui s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électriques. En effet elle permet le réglage simultanément de la fréquence et de la tension, ainsi que de réduire ou de minimiser les oscillations de la vitesse, du couple et des courants et par conséquent limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées) [7]

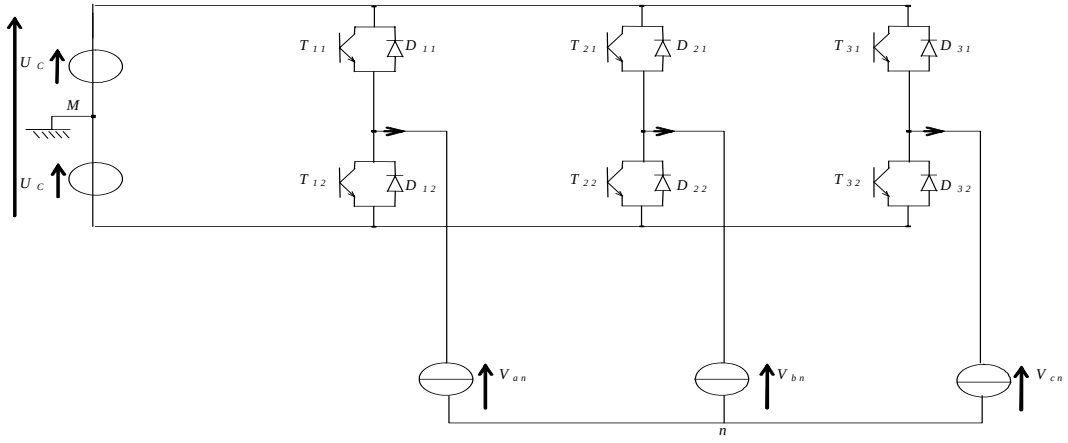


Figure (III. 2): Onduleur triphasé à deux niveaux

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs , générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance) .(figure III.3) ;

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence . L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs . Le signal de sortie vaut 1 si la modulante est plus grande que la porteuse 0, sinon ; le signal de sortie change donc d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse .

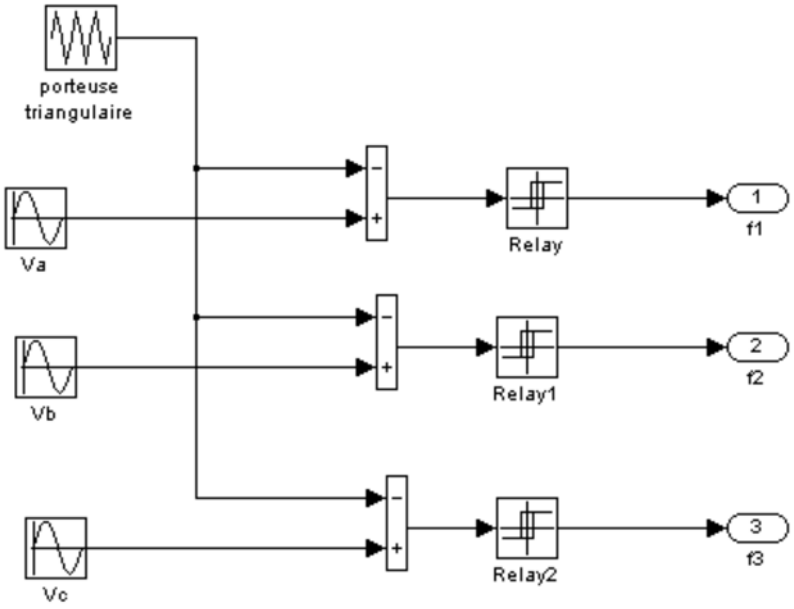


Figure (III.3): Génération des Signaux de commande *MLI* de l'onduleur

La **figure (III.4)** représente les deux signaux à comparer (modulante et porteuse)

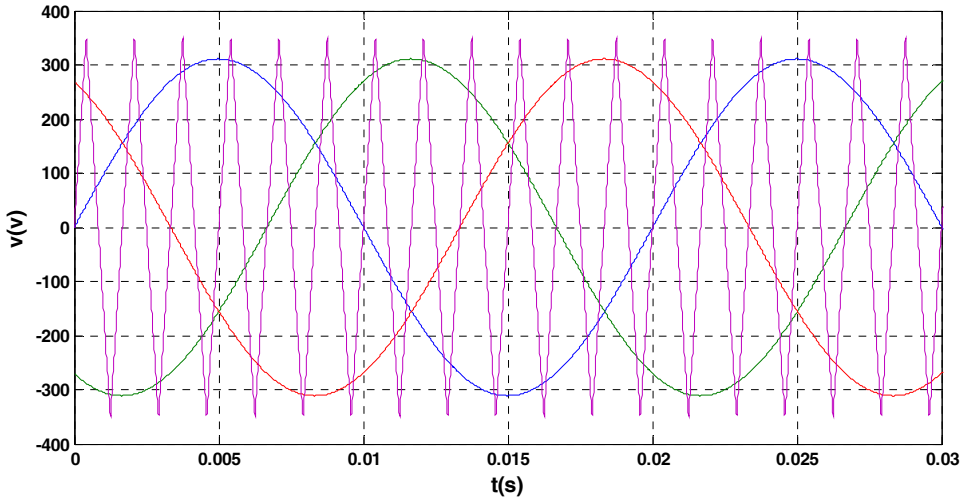


Figure (III.4): Allure des signaux modulés et porteuse.

Le stator de la MASDE est connecté au bus continu par l'intermédiaire d'un onduleur.Celui-ci est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}.\begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{pmatrix} \mathrm{X}E \qquad \text{(III.1)}$$

Où f1, f2 et f3 sont des fonctions logiques correspondant à l'état des interrupteurs de l'onduleur (1 lorsque l'interrupteur haut d'un bras de l'onduleur est fermé, 0 quand il est ouvert) et E est la tension du bus continu. Dans notre étude, côté rotor, nous nous limiterons à un transfert de puissance du réseau vers le rotor. Le bus continu est donc fixe et imposé par convertisseur côté réseau sur lequel il n'y a pas de commande. Il fonctionne donc comme un simple redresseur .

-L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de la fréquence fp de la porteuse (fréquence de découpage) à la fréquence f de la tension de référence :

$$\mathrm{m}=\frac{\mathrm{f_p}}{f} \qquad \text{(III.2)}$$

le taux de modulation r est définit par :

$$\mathrm{r}=\frac{\mathrm{A_m}}{\mathrm{A_p}}<1 \qquad \text{(III.3)}$$

Avec :

A_m : Amplitude de tension du signal de référence (modulante).

A_p : amplitude de tension du signal de la porteuse.

III.3.1 Résultats de simulation numérique

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire α= 30° entre les deux étoiles , Les figures ci-dessous représentent les caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs deux nivaux de tension à commande M.L.I. sinus-triangle pour

m= 12 ,21et 36 , suivi de l'application des charges Cr = 30 (N.m) a l'instant t=2s .

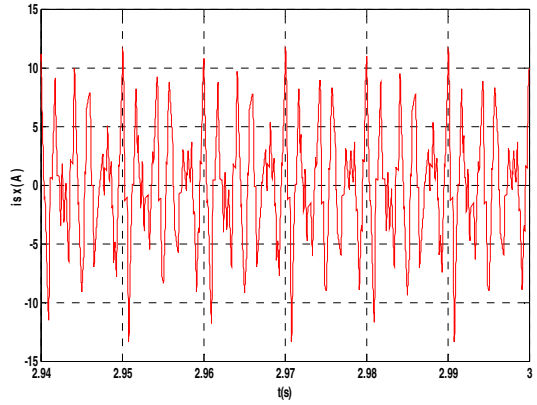
Les figures (III.5), (III.6) et (III.7) présentent l'allure de la tension simple et de son spectre harmonique, le courant dans la phase ids , le couple électromagnétique et La vitesse de l'association onduleurs de tension-MASDE pour différentes valeurs de l'indice de modulation m. On remarque :

- L'absence des harmoniques pairs et ceux impairs de rang multiple de trois.
- L'augmentation de la valeur de l'indice de modulation m permet de repousser les harmoniques les plus importants vers des fréquences élevées.

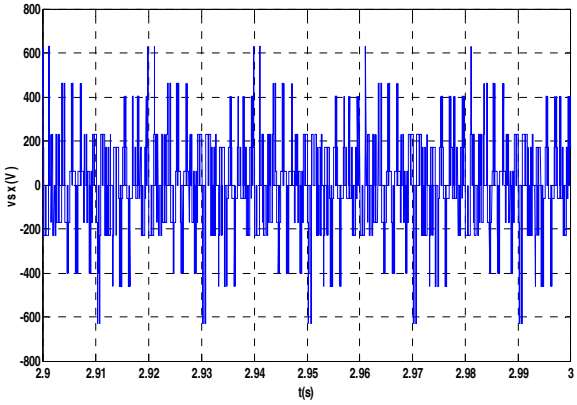
Les signaux (a), (b) donné la tensions harmoniques (vs_x,) et le courants de circulation (is_x) de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension triphasés commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale pour différentes valeurs de l'indice de modulation m. On observe que :

- L'amplitude maximale des tensions vs_x est la même quelque soit la valeur de m, par contre la largeur des créneaux diminue quand m augmente.

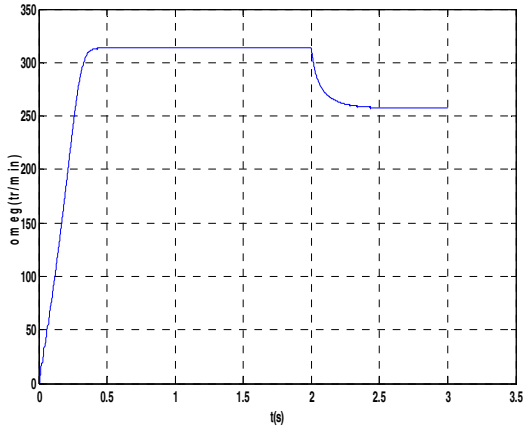
- l'amplitude des courants de circulation is_x et les ondulations du couple et de courant de phase diminuent lorsque m augmente.



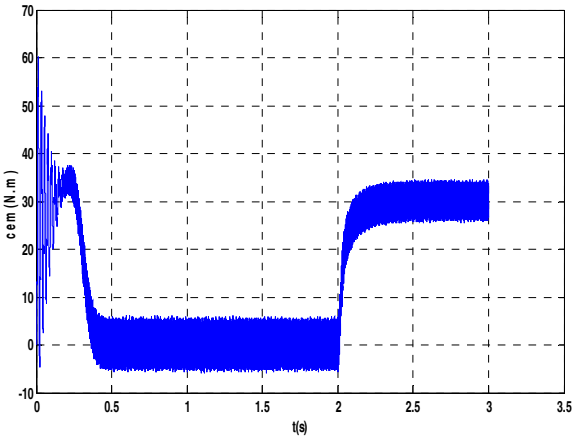
(a) :le courant isx (A)



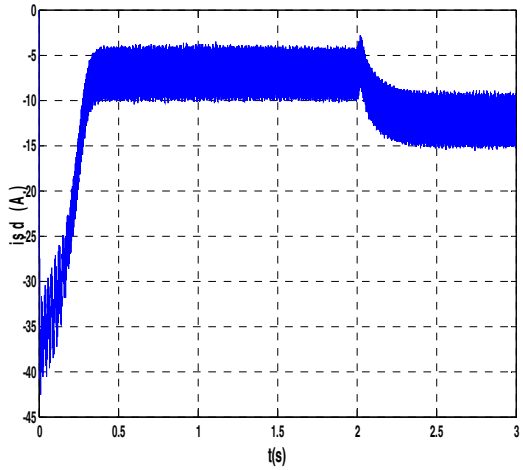
(b) :la tension vsx (V)



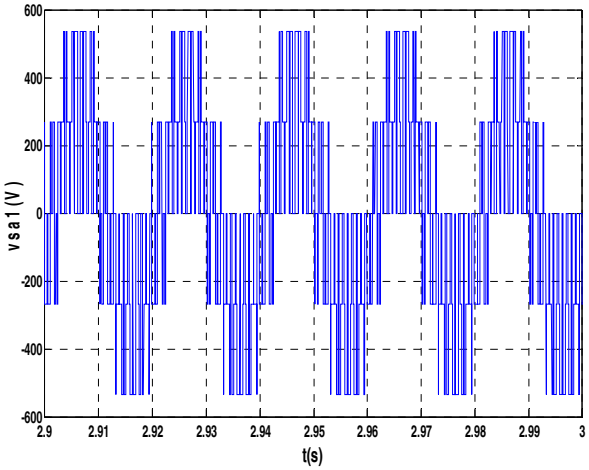
(c) :la vitesse (rad/s)



(d) : le couple Cem (N .m)

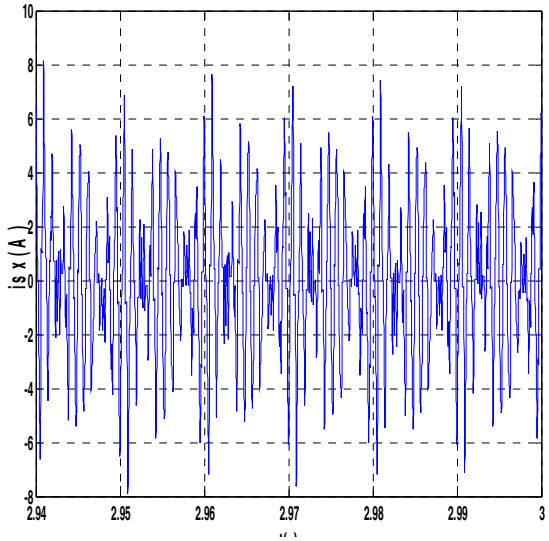


(e) :le courant ids (A)

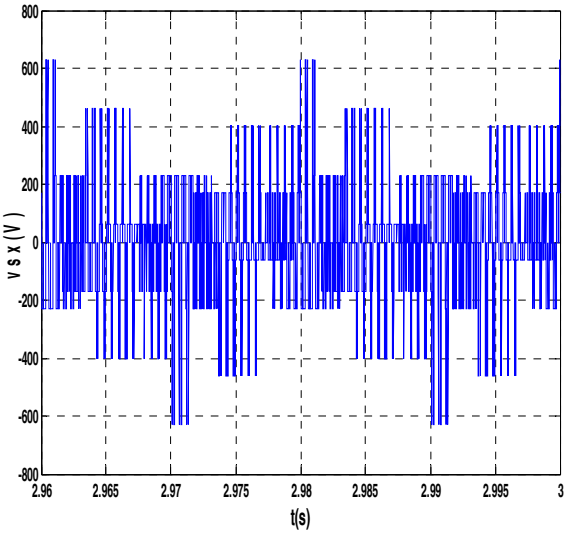


(f) :la tension v$s\alpha$ (V)

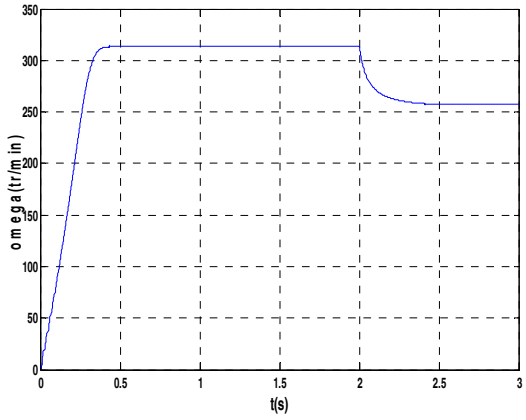
Figure .III.5 : Performances de la MASDE alimentée par onduleurs deux niveaux de tension en charge. pour α= 30° et m=12



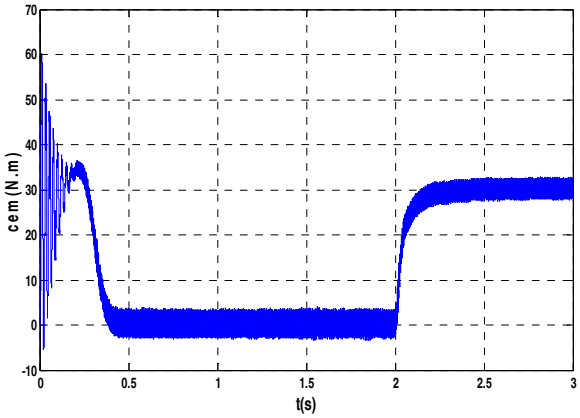
(a) :le courant isx (A)



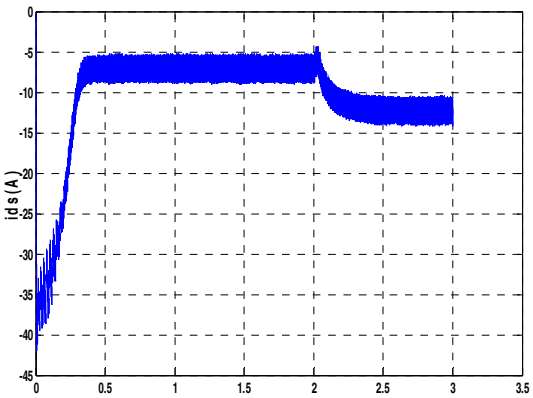
(b) :la tension vsx (V)



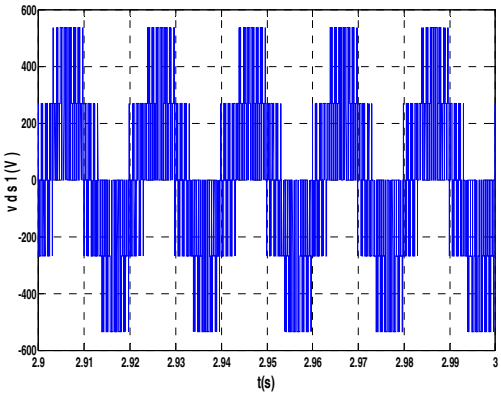
(c) : la vitesse (rad/s)



(d) : le couple Cem (N .m)

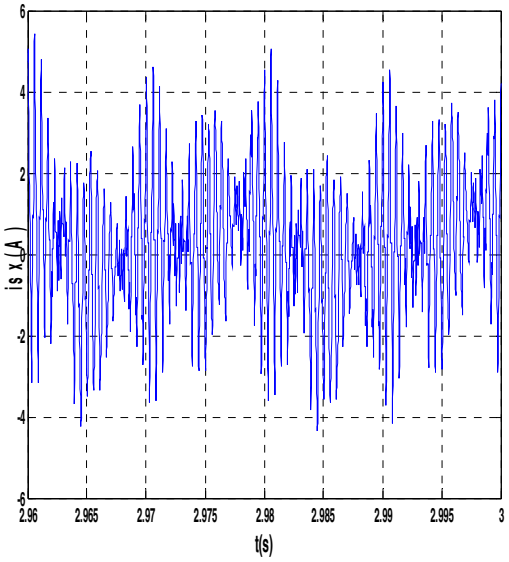


(e) :le courant ids (A

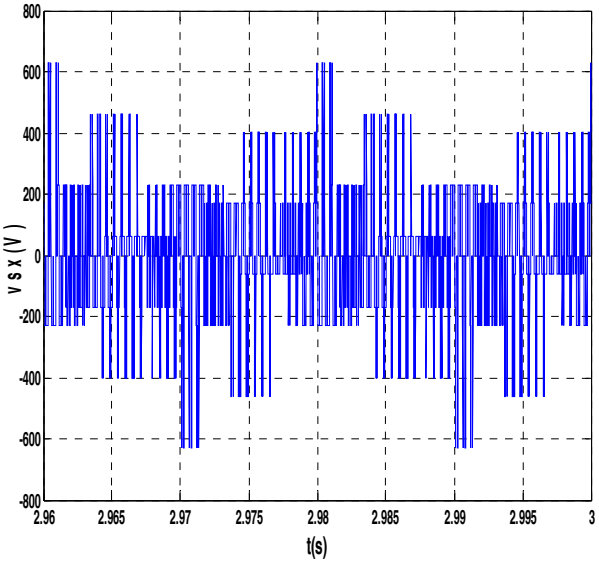


(f) :la tension v$s\alpha$ (V)

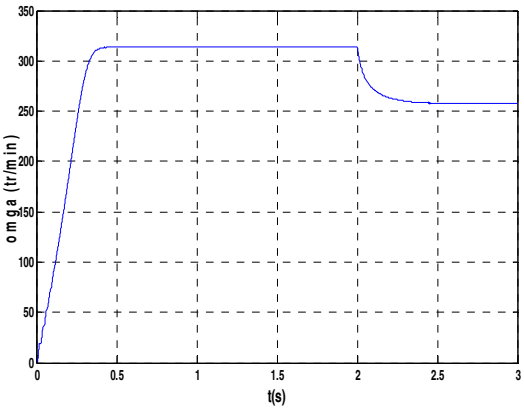
Fig. III.6 : Performances de la MASDE alimentée par onduleurs deux niveaux de tension en charge pour α= 30° et m=21



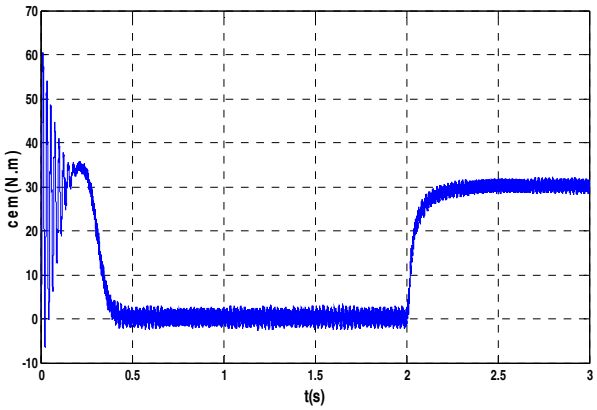
(a) :le courant isx (A)



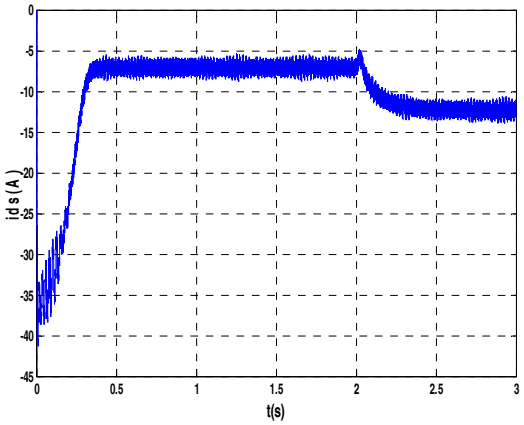
(b) :la tension vsx (V)



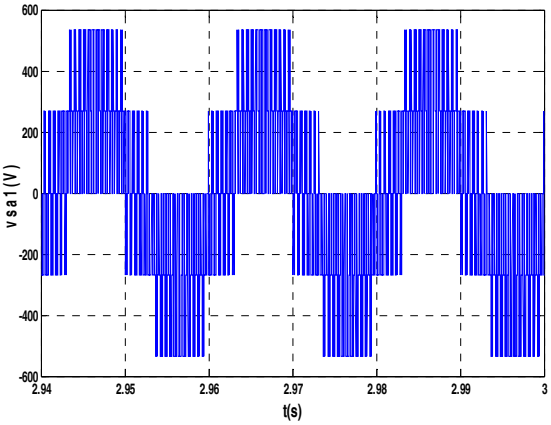
(c) :LA la vitesse (rad/s)



(d) : le couple Cem (N .m)



(e) :le courant ids (A)



(f) :la tension v$s\alpha$ (V)

Fig. III.7 – Performances de la MASDE alimentée par onduleurs deux niveaux de tension en charge. pour α= 30° et m=36

III.4 Structure de l'onduleur à trois niveaux

III.4.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur triphasé à trois niveaux, est compose de trois bras et deux sources de tension continue.

La figure III .8 donne une représentation schématique de cet onduleur[15] .

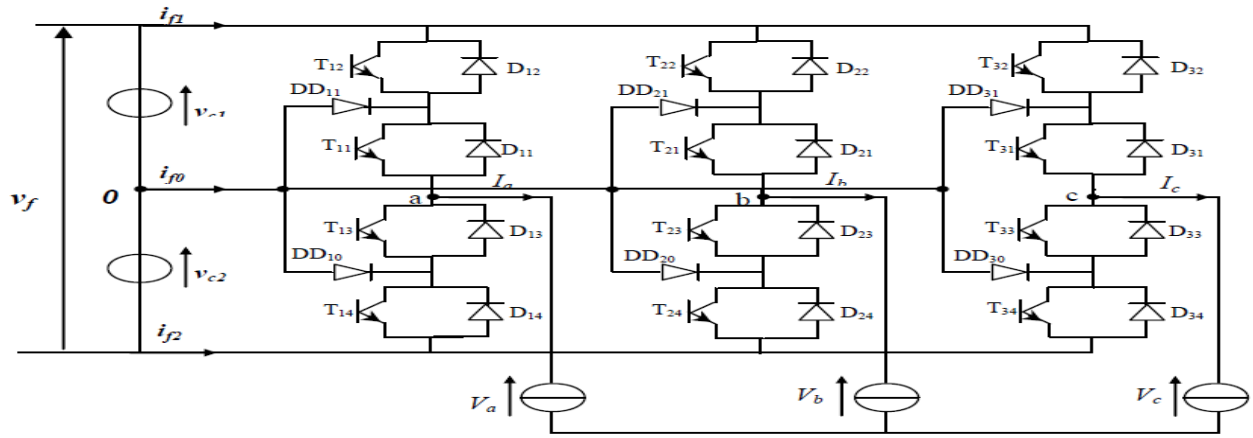


figure III .8: Structure générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux

III.4.2 Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

La structure générale de l'onduleur de tension en pont triphasé de type NPC à trois niveaux est représentée par la figure (III.8). L'onduleur est composé de trois bras, chaque bras est constitué de quatre pairs transistors-diodes qui sont montés en tête bêche et de deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Le point milieu de chaque bras est relié au point milieu de la source continue :[15]

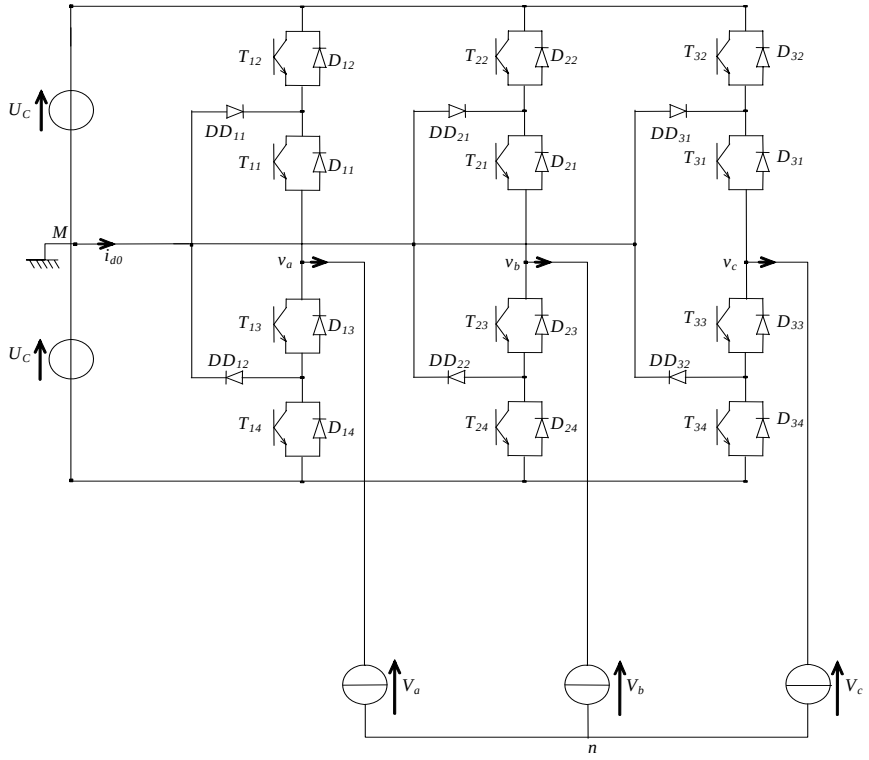


Figure III.9: Schéma générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

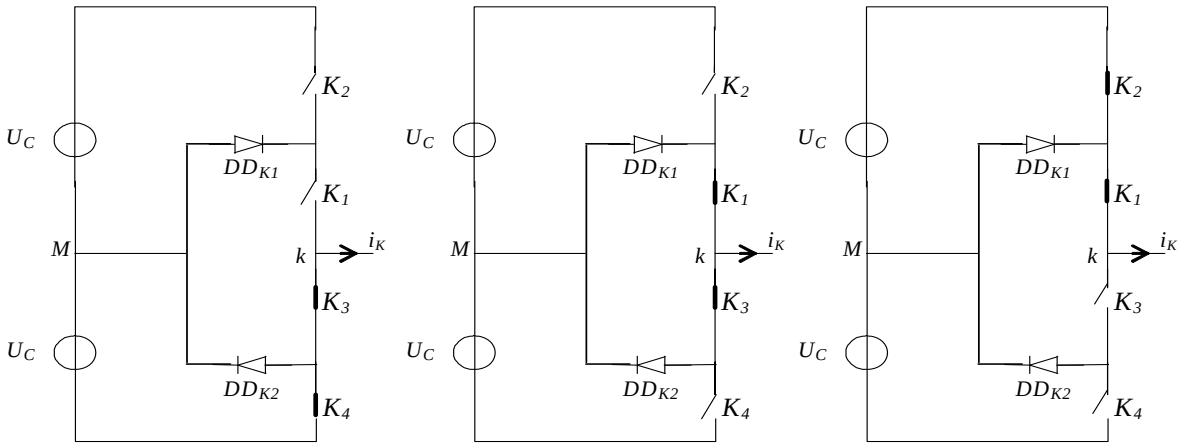
Par la combinaison des quatre interrupteurs d'un même bras, on obtient 2^4 séquences possibles. Seules trois séquences sont fonctionnelles, les autres provoquent soient des courts-circuits des sources de tension continue, soient la déconnexion de la charge. Les séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur sont représentées par la figure (III.9)

Un bras (k) de l'onduleur à trois niveaux peut être représenté par un interrupteur (S_k) à trois états :

- S_k= -1 pour la configuration C_0; V_{kM}= -U_c

- S_k= 0 pour la configuration C_1; V_{kM}= 0.

- S_k= 1 pour la configuration C_2; V_{kM}= U_c



Configuration C_0 Configuration C_1 Configuration C_2

Figure III.10 : Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

La commande des interrupteurs et les tensions à la sortie d'un bras k de l'onduleur sont données par le tableau (III.1).

Configuration	K_1	K_2	K_3	K_4	S_k	Tension à la sortie d'un bras k par rapport au point milieu M
C_0	0	0	1	1	-1	$V_{kM} = -U_c$
C_1	0	1	1	0	0	$V_{kM} = 0$
C_2	1	1	0	0	1	$V_{kM} = U_c$

Tableau III.1 : Grandeurs électriques d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Les tensions à la sortie de l'onduleur par rapport au point (n) sont:

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}.\begin{pmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{pmatrix} \qquad \text{(III.4)}$$

Comme :

$V_{kM} = S_k U_c$ (III.5)

Et en remplaçant les tensions V_{kM} par leurs expressions dans l'équation II.14 les tensions simples appliquées à la machine deviennent :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} . \quad \text{(III.6)}$$

Le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_k et la source continue U_c est :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{an} + aV_{bn} + a^2 V_{cn}) = \sqrt{\frac{2}{3}}(S_a + aS_b + a^2 S_c)U_c \quad \text{(III.7)}$$

III.4.3 Commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires

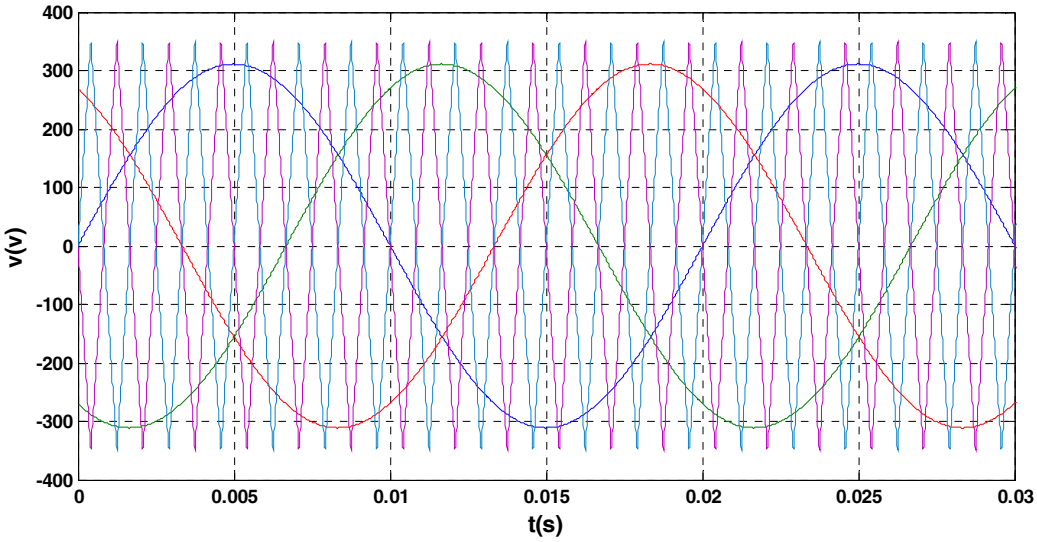
Dans cette stratégie, on utilise deux porteuses triangulaires bipolaires identiques et décalées d'une demi période de hachage l'un de l'autre. L'algorithme de commande pour un bras k est le suivant :

$$C_1 = \begin{cases} V_{ref,k} < U_{p1} \\ et \\ V_{ref,k} < U_{p2} \end{cases} \Rightarrow V_{kM} = -U_c \quad \text{(III.8)}$$

$$C_2 = \begin{cases} V_{ref,k} \geq U_{p1} \\ et \\ V_{ref,k} \geq U_{p2} \end{cases} \Rightarrow V_{kM} = U_c \quad \text{(III.9)}$$

$$C_3 = \overline{C_1}\ et\ \overline{C_2} \Rightarrow V_{kM} = 0 \quad \text{(III.10)}$$

La figure (III.11) montre les tensions de référence et les deux porteuses bipolaires.



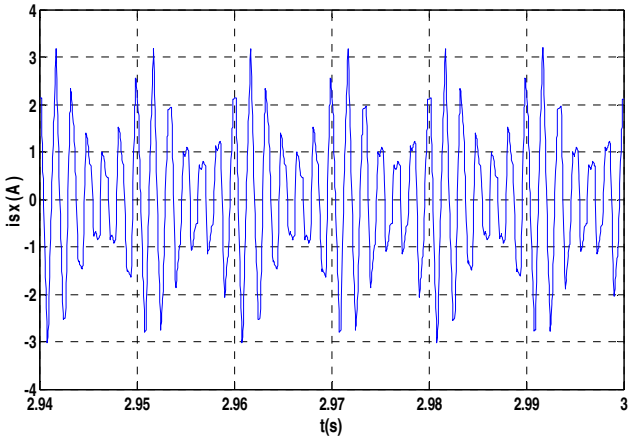
Fuguer II.11 : Différentes tensions de références et les deux porteuses bipolaires

III.4.4 Résultats de simulation

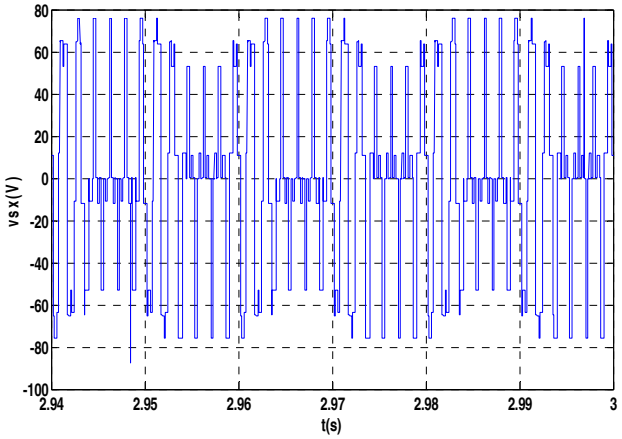
Les figures (II.12) , (II.13) et (II.14) présentent les performances de l'association onduleurs de tension triphasés à trois niveaux à structure NPC commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires-MSADE pour m=12 ,m=21 et m=36 On remarque que :

Dans ce cas par rapport à la signaux (a,b), l'amplitude maximale des tensions harmoniques vs_x est nettement réduite ainsi que les courants de circulation is_x.

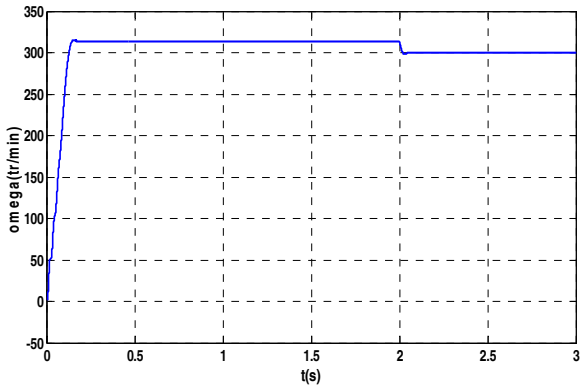
t(s)



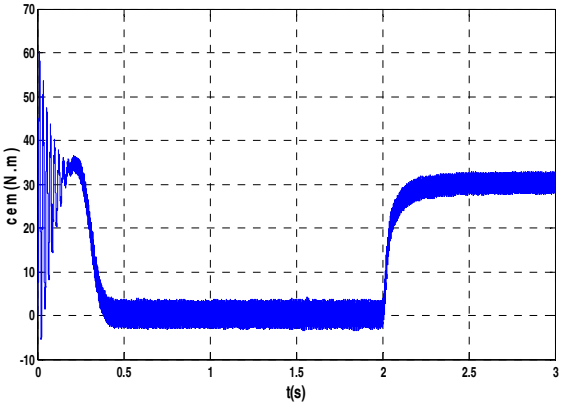
(a) .le courant isx (A)



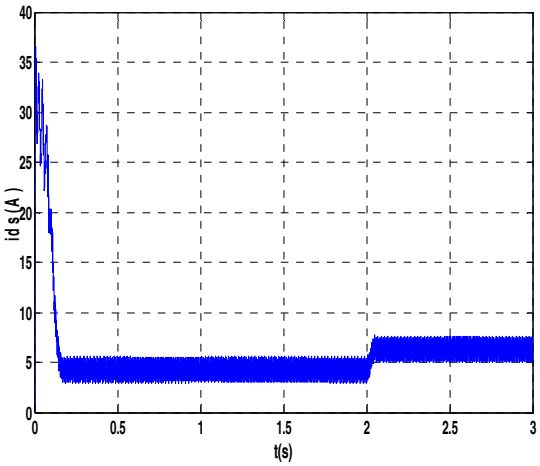
(b) .la tension vsx (V)



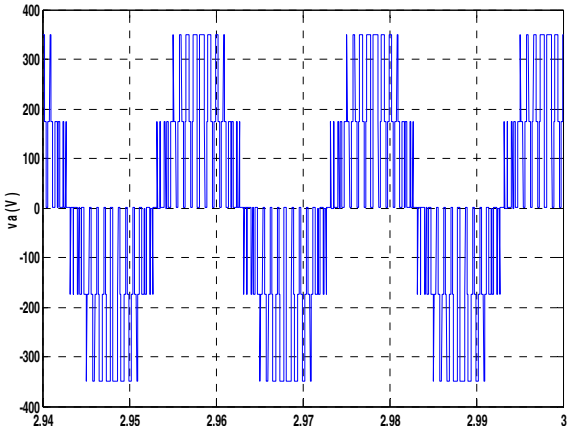
(c) :LA la vitesse (rad /s)



(d) : le couple Cem (N .m)

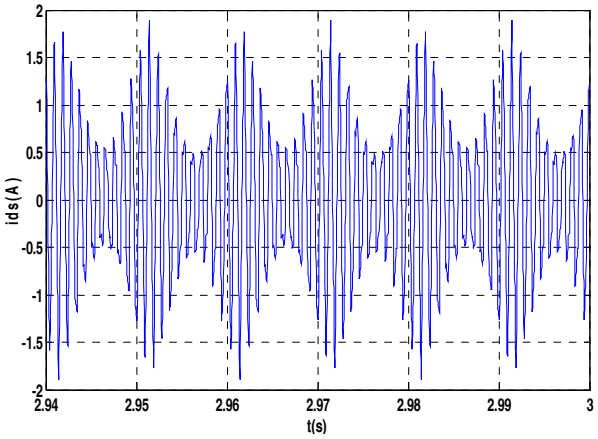


(e) :le courant ids (A)

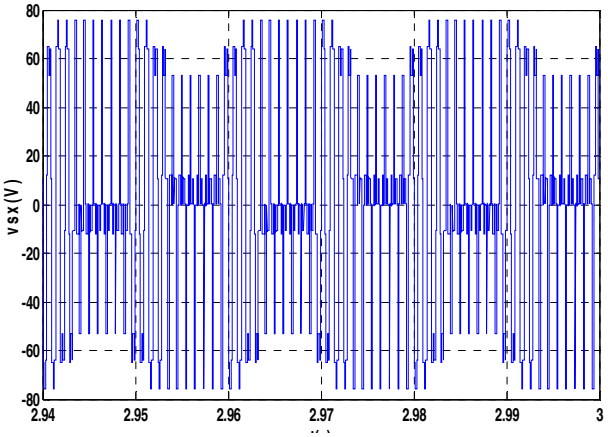


(f) :la tension vα (V)

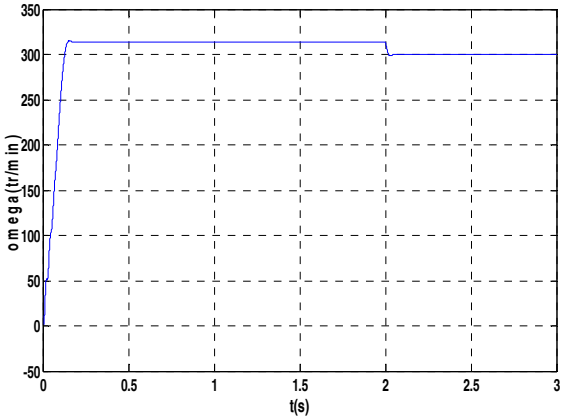
Figure. III.12 : Performances de la MASDE alimentée par onduleurs trois niveaux de tension en charge. Pour $\alpha = 30°$ et $m = 12$



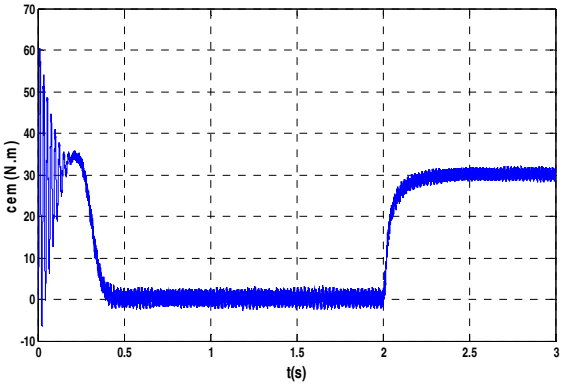
(a) .le courant isx (A)



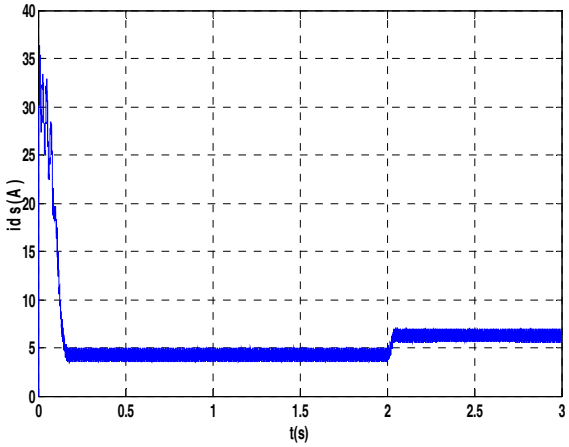
(b) .la tension vsx (V)



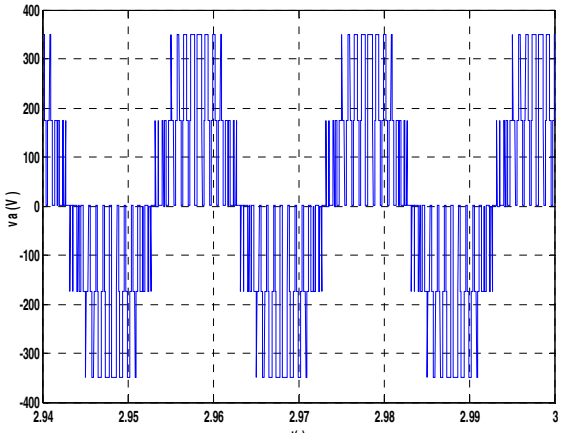
(c) :LA la vitesse (rad /s)



(d) : le couple Cem (N .m)

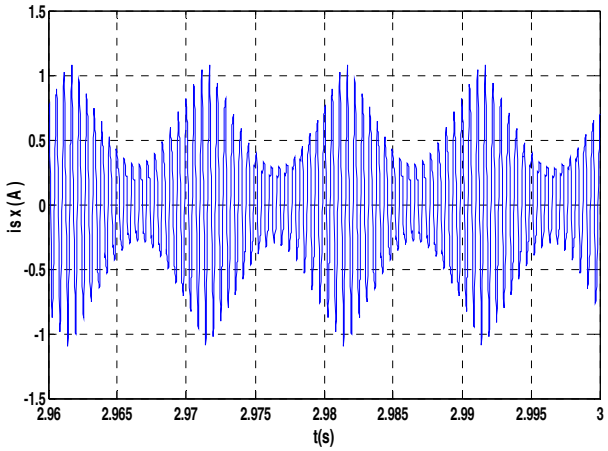


(e) :le courant ids (A)

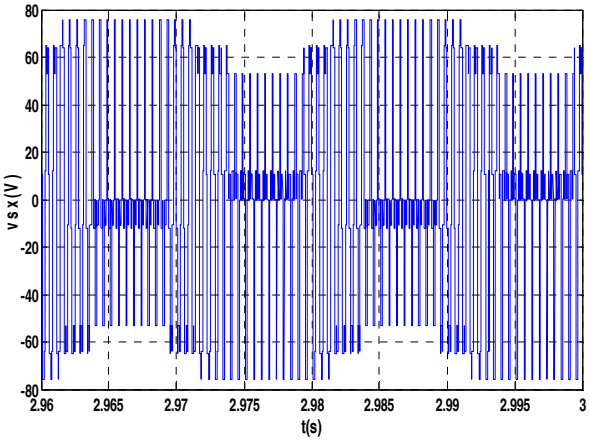


(f) :la tension vα (V)

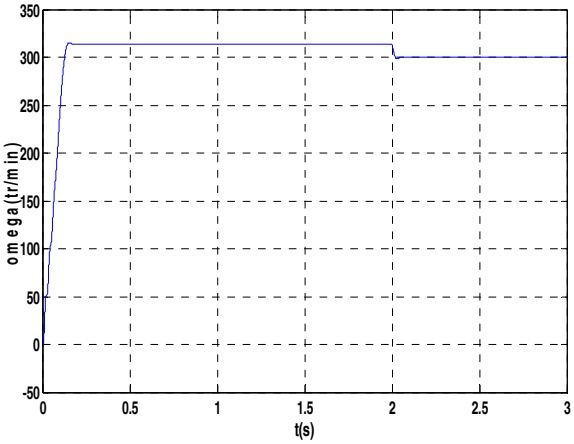
Figure. III.13 : Performances de la MASDE alimentée par onduleurs trois nivaux de tension en charge. pour α= 30° m= 21



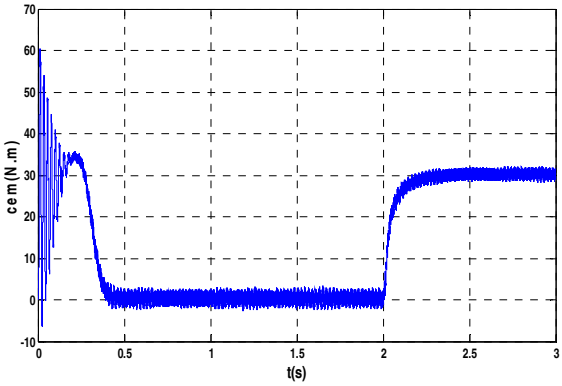
(a) .le courant isx (A)



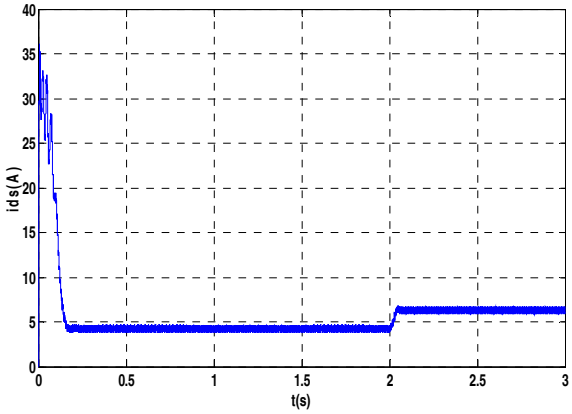
(b) .la tension vsx (V)



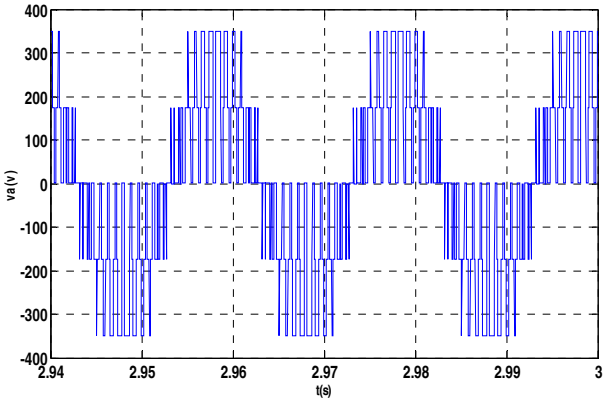
(c) la vitesse (rad /s)



(d) : le couple Cem (N .m)



(e) :le courant ids (A)



(f) :la tension vα (V)

Figure. III.14 : Performances de la MASDE alimentée par onduleurs trois niveaux de tension en charge. pour $\alpha = 30°$ et $m = 36$

III .5 modélisation de l'onduleur triphase a cinq niveaux .

III .5 .1 Modélisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux .

L'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC est composé de trois bras, chaque bras est constitué de huit pairs transistors-diodes montés en tête bêche et de deux diodes médianes. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue (figure III.15). L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. En pratique cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant ik délivré par cette alimentation, la tension reste constante .[7]

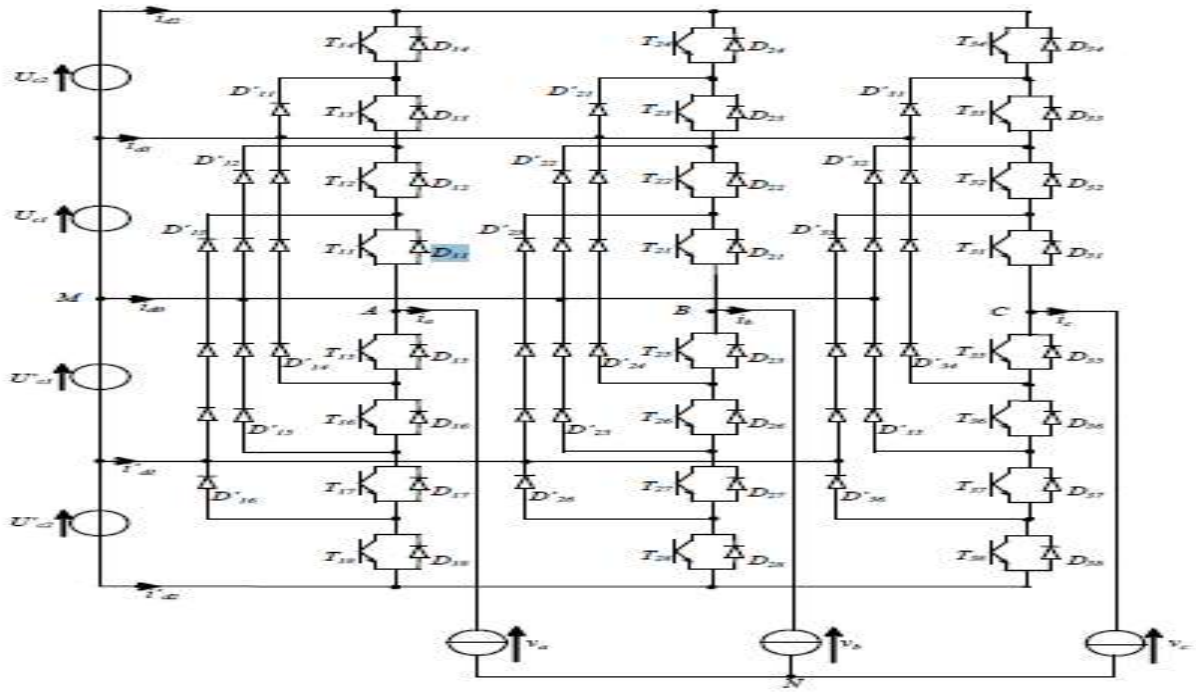


Fig.III.15 : Structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Afin d'élaborer un modèle simple de onduleur, on modélise d'abord un bras puis, grâce à la symétrie de la structure de l'onduleur, on déduit le modèle globale. Ainsi, un bras (k) est constitué de huit interrupteurs (figure II.16). La combinaison des états de ces interrupteurs conduit à 2^8 séquences possibles. L'analyse topologique du bras k

montre que seules sept configurations sont fonctionnelles et donnent les cinq niveaux de tension continue .

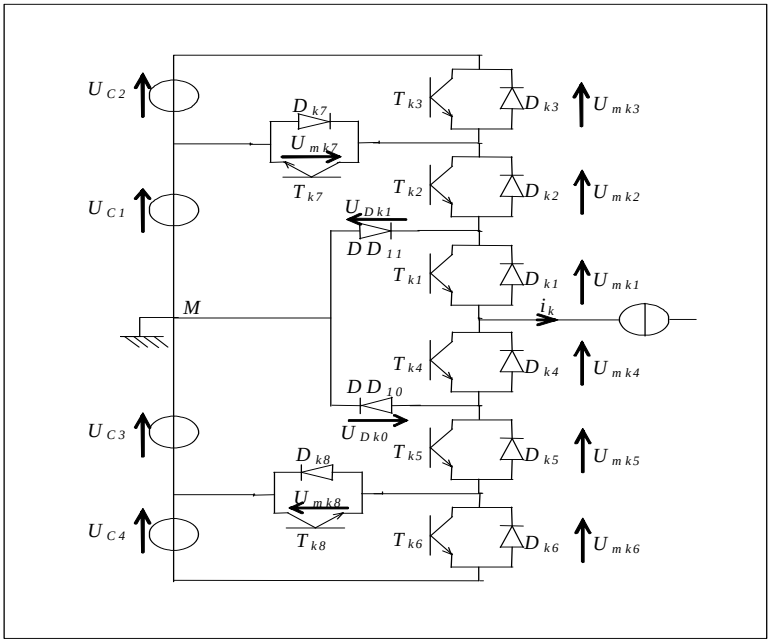


Figure III.16 : Un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Le tableau (III.2) donne les grandeurs qui caractérisent chaque configuration ainsi que l'état de chaque interrupteur.

Configuration	Grandeurs électriques	TD_{k1}	TD_{k2}	TD_{k3}	TD_{k4}	TD_{k5}	TD_{k6}	TD_{k7}	TD_{k8}
C_0	$i_k=0$ (V_{kM} dépend de la charge)	0	0	0	0	0	0	0	0
C_1	$V_{kM}=U_{C1}+U_{C2}=2U_C$	1	1	1	0	0	0	0	0
C_2	$V_{kM}=U_{C1}=U_C$	1	1	0	0	0	0	1	0
C_3	$V_{kM}=0$	1	0	0	0	0	0	0	0
C_4	$V_{kM}=-U_{C3}=-U_C$	0	0	0	1	1	0	0	1

C_5	$V_{kM}=-U_{C3}-U_{C4}=-2U_C$	0	0	0	1	1	1	0	0
C_6	$V_{kM}=0$	0	0	0	1	0	0	0	0

Tableau III.2: Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.

On définit l'état d'un bras k comme suit :

$S_k = 2$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = 2U_C$

$S_k = 1$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = U_C$

$S_k = 0$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = 0$

$S_k = -1$lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = -U_C$

$S_k = -2$ lorsque le bras k délivre une tension $V_{kM} = -2U_C$

La tension V_{kM} s'écrit donc, en fonction de l'état S_k, comme suit :

$$V_{kM}=S_k-U_C \qquad \text{(III.11)}$$

Les potentiels des nœuds a, b et c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point n sont donnés par le système suivant :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}.\begin{pmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{pmatrix} \qquad \text{(III.12)}$$

A partir des relations (II.11) et (II.12), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix}. \quad \text{(III.13)}$$

Le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_k et la source continue U_C est :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{an} + aV_{bn} + a^2 V_{cn}) = \sqrt{\frac{2}{3}}(S_a + aS_b + a^2 S_c)U_c \quad \text{(III.14)}$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe cent vingt cinq (5^3 =125) combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à cinq niveaux

III .5 .2 Commande de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires

Dans cette stratégie 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.

Afin d'améliorer le taux d'harmoniques, on utilise quatre porteuses triangulaires comm le montre la figure (Figure.III.17).

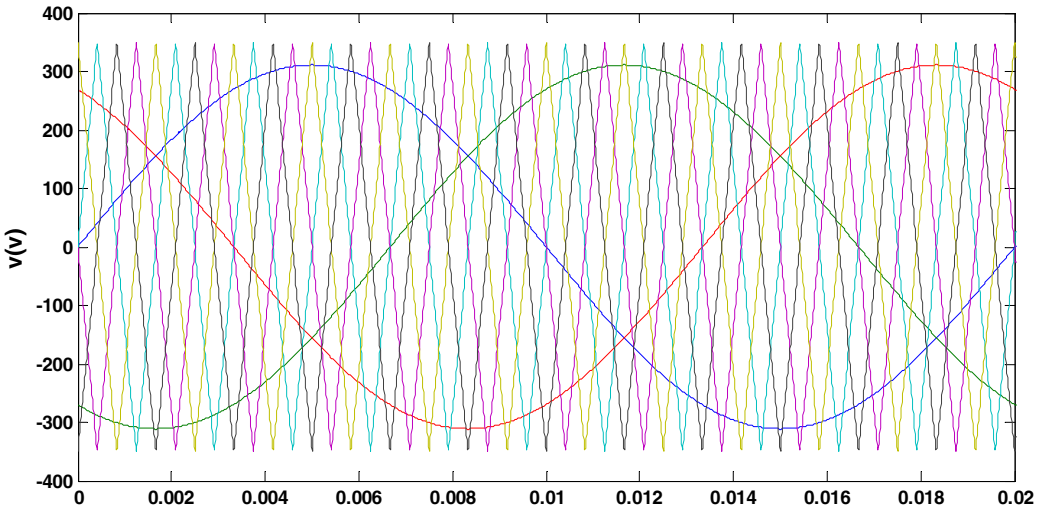


Figure.III.17: Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses triangulaires .

$$\begin{cases} U_{p1} = \begin{cases} U_{pm}\left(\dfrac{4t}{T_p} - 1\right) & ; \quad 0 < t < \dfrac{T_p}{2} \\ U_{pm}\left(-\dfrac{4t}{T_p} + 3\right) & ; \quad \dfrac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \\ U_{p2} = \begin{cases} U_{pm}\left(-\dfrac{4t}{T_p}\right) & ; \quad 0 < t < \dfrac{T_p}{4} \\ U_{pm}\left(\dfrac{4t}{T_p} - 2\right) & ; \quad \dfrac{T_p}{4} < t < \dfrac{3T_p}{4} \\ U_{pm}\left(-\dfrac{4t}{T_p} + 4\right) & ; \quad \dfrac{3T_p}{4} < t < T_p \end{cases} \\ U_{p3} = -U_{p1} \\ U_{p4} = -U_{p2} \end{cases} \qquad \text{(III.15)}$$

L'algorithme de commande pour un bras k est composé de deux étapes :

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

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = U_c \end{cases}$$
$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = U_c \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 \end{cases}$$
$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -U_c \end{cases} \qquad \text{(III.16)}$$
$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -U_c \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -2U_c \end{cases}$$

<u>2éme étape</u> : détermination du signal V_{kM} et les ordres de commande S_k des interrupteurs :

$$V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \qquad \text{(III.17)}$$

$$\begin{cases} V_{kM} = 2E \Rightarrow S_k = 2 \\ V_{kM} = E \Rightarrow S_k = 1 \\ V_{kM} = 0 \Rightarrow S_k = 0 \\ V_{kM} = -E \Rightarrow S_k = -1 \\ V_{kM} = -2E \Rightarrow S_k = -2 \end{cases} \quad \text{(III.18)}$$

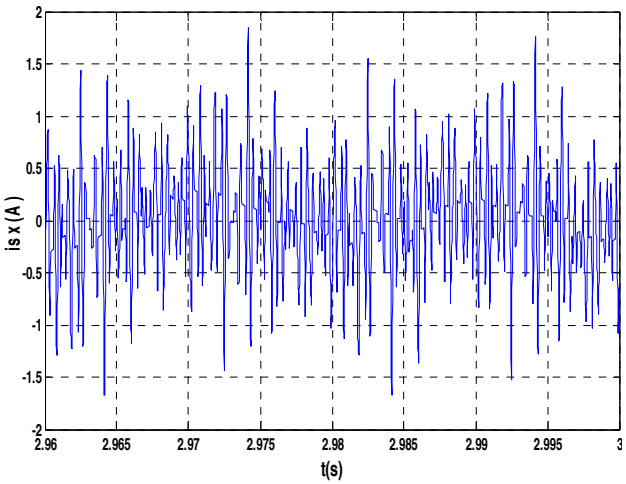
III .5 .2 Résultats de simulation

Les figures (II.19) , (II.20) et (II.21) présentent les résultats de simulation de l'ensemble deux onduleurs de tension triphasés à cinq niveaux à structure NPC commandes par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires-MASDE pour m=12 ,21 et 36 .

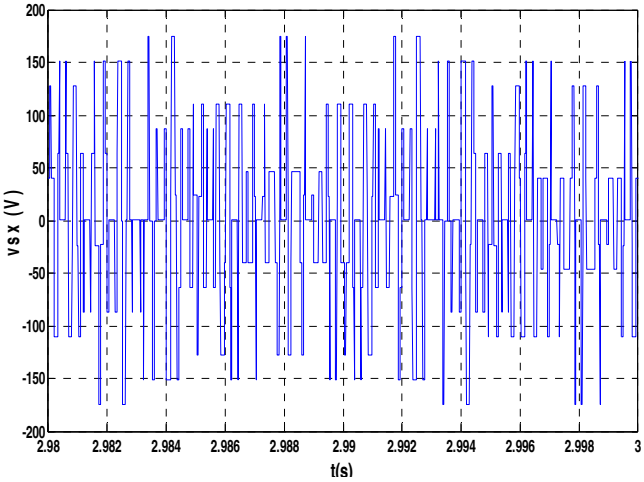
On remarque :

- La largeur des créneaux de tensions vs_x est diminuée.
- L'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent lorsque le niveau de tension augmente.

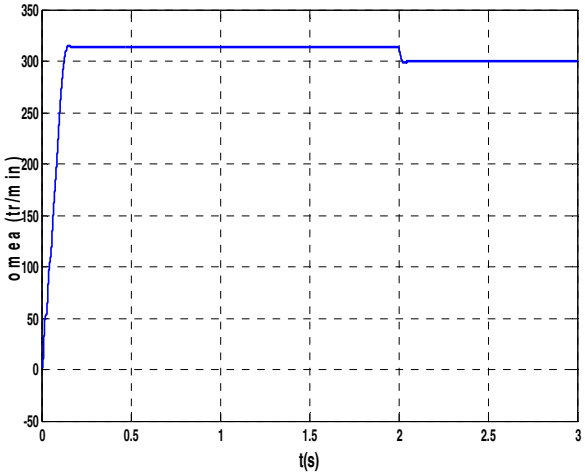
Lors de la simulation de l'ensemble onduleurs multiniveaux-MASDE on a supposé que les sources de tension des onduleurs à structures NPC sont idéales et constantes.



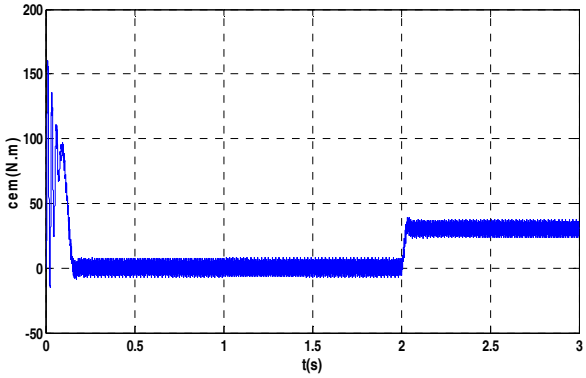
(a) .le courant isx (A)



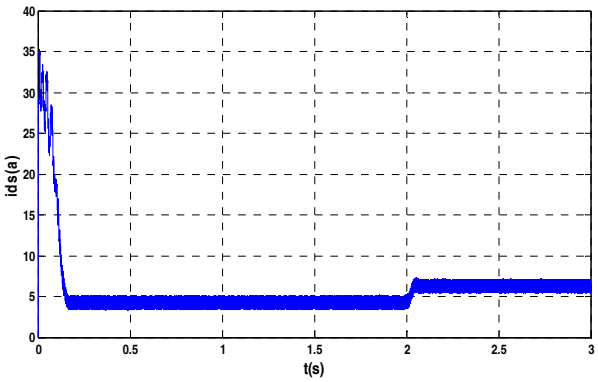
(b) .la tension vsx (V)



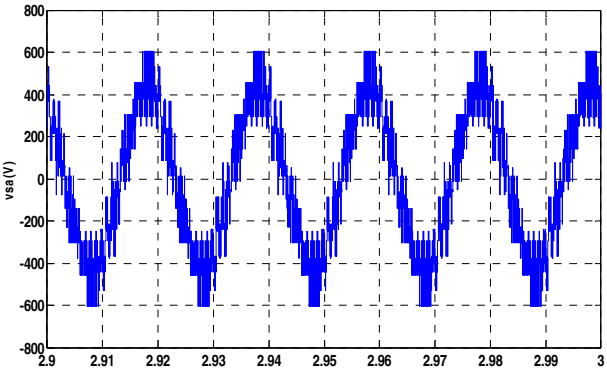
(c) :LA la vitesse (rad /s)



(d) : le couple Cem (N .m)

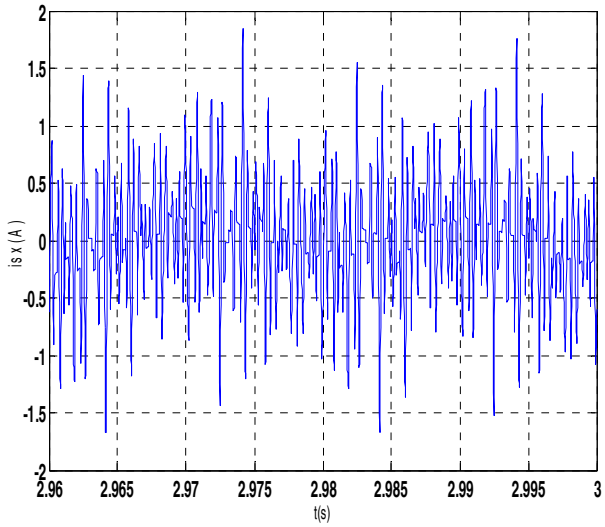


(e) :le courant ids (A)

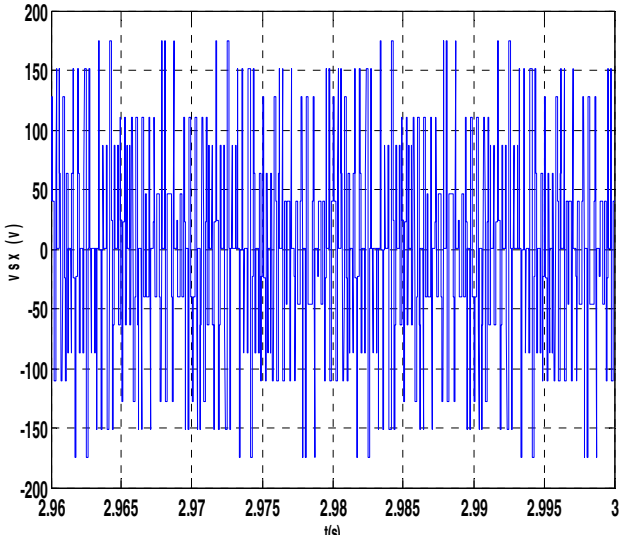


(f) :la tension vα (V)

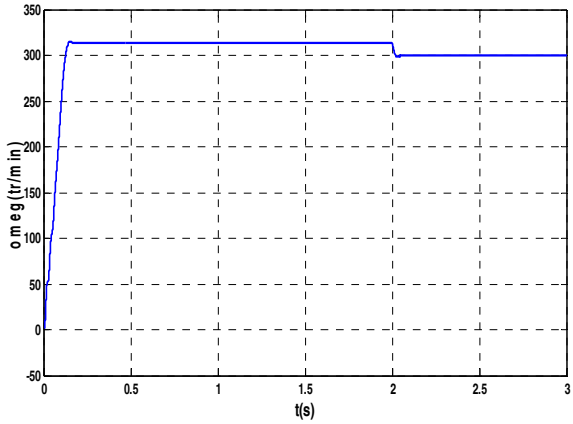
Figure. III.18– Performances de la MASDE alimentée par onduleurs cinq niveaux de tension en charge. pour $\alpha = 30°$ et m= 12



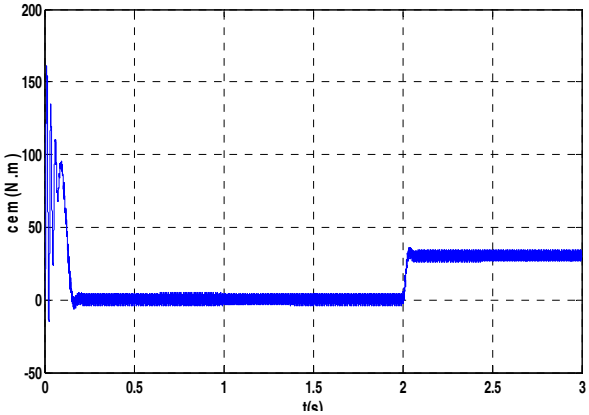
(a) .le courant isx (A)



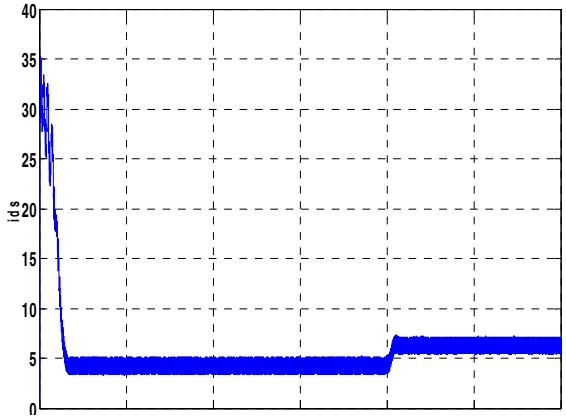
(b) .la tension vsx (V)



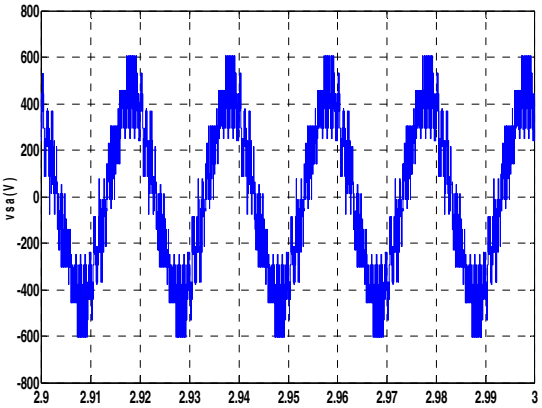
(c) :LA la vitesse (rad /s)



(d) : le couple Cem (N .m)

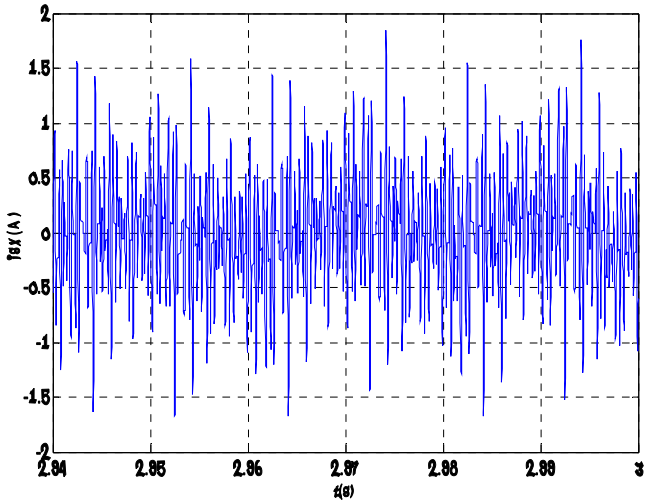


(e) :le courant ids (A)

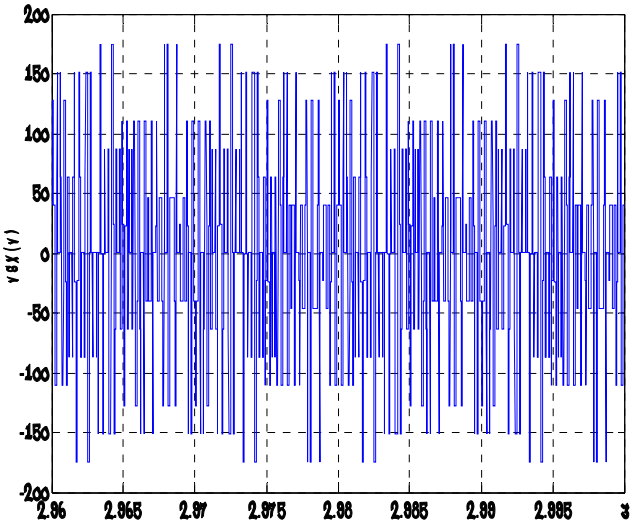


(f) :la tension vα (V)

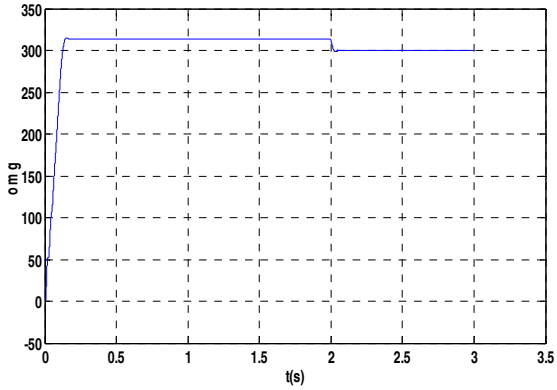
Figure. III.19 : Performances de la MASDE alimentée par onduleurs cinq niveaux de tension en charge. pour $\alpha = 30°$ et $m = 21$



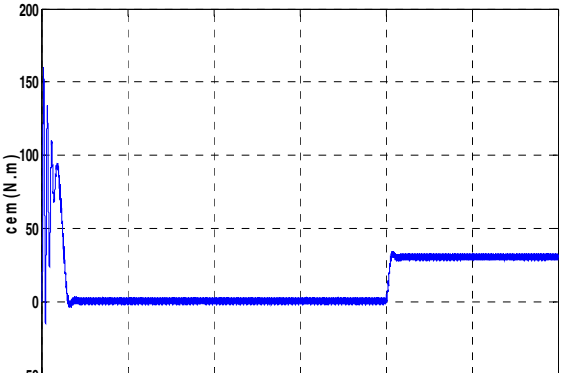
(a) .le courant isx (A)



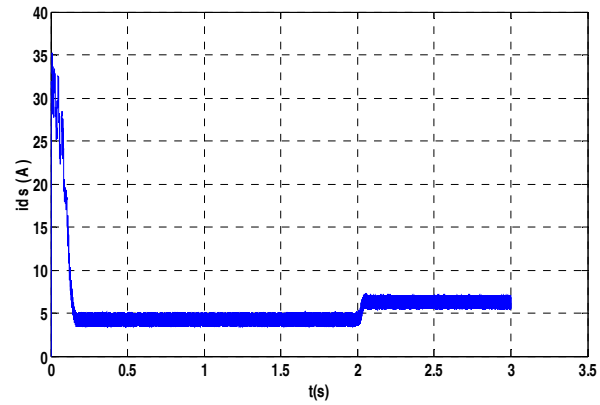
(b) .la tension vsx (V)



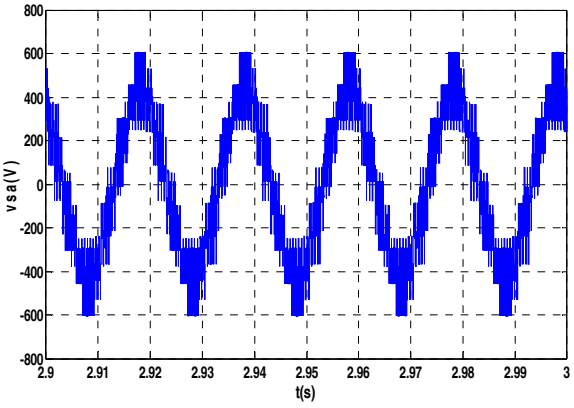
(c) :LA la vitesse (rad /s)



(d) : le couple Cem (N .m)



(e) :le courant ids (A)



(f) :la tension vα (V)

Figure. III.20 Performances de la MASDE alimentée par onduleurs cinq niveaux de tension en charge. pour $\alpha = 30°$ et $m = 36$.

III.6.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps, alimenté la MASDE par deux onduleurs triphasés commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale . De cette partie, nous en avons déduit que les ondulations du couple diminuent lorsque $\alpha=30°$. Ensuite, nous avons alimenté la MASDE par deux onduleur à deux niveaux a structure NPC et pour déférentes valeurs de m [6].

Ona a constaté que lorsque m augmente l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent.

En fin, nous avons alimenté la MASDE par deux onduleurs à trois et à cinq niveaux à structure NPC. Dans cette partie, nous en avons déduit que lorsque le niveau de tension augmente l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent.

IV .1 Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972 Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en microélectronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE. Cependant, nous présentons au premier lieu un rappel sur le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDE, et nous irons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation[2].

La 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.Pour un modèle de la machine asynchrone, plusieurs stratégies de commande sont envisageables en fonction du flux que l'on désire réguler [16].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. 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. 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 [16].

IV.1. 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:

$$Ce = p(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) = \frac{pM_{sr}}{L_r}(\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \qquad \text{(VI.1)}$$

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:

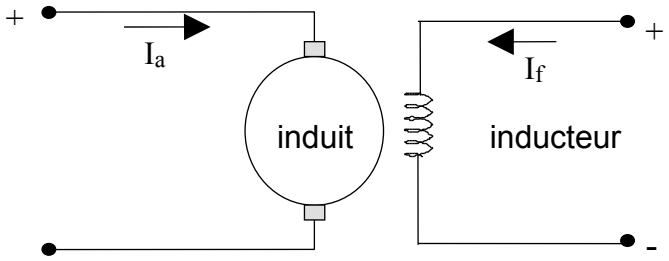
$$Ce = \frac{pM_{sr}}{L_r}(\Phi_{dr} i_{qs}) \qquad \text{(VI.2)}$$

et l'évolution du flux est donnée par :

$$T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M_{sr} i_{ds} \qquad \text{(VI.3)}$$

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'autoplotage de la machine.

$C_e = K_t . I_a . I_f$

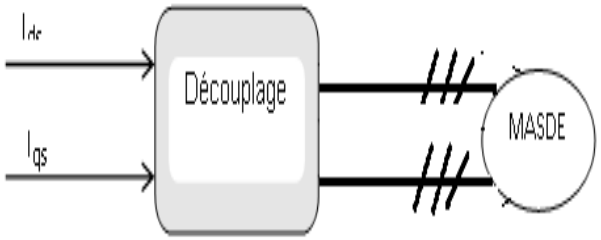


M .C . C

I_f : Composante du flux

I_a : Composante du couple

$C_e = K_t .I_{qs} .I_{ds}$



I_{ds} : Composante du flux

I_{qs} : Composante du couple

Figure IV.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 statoriqueω_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 [16]:

-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 ω_{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.

IV.1.3. 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.

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

$$\omega_g = \frac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_{dr}} i_{qs} \tag{IV.4}$$

Ainsi, nous obtenons :

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

le modèle (II.10) de la MASDE devient :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + R_r \frac{M_{sr}^2}{L_r^2}\right) i_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \Phi_r \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M_{sr}}{j L_r} \Phi_r i_{qs} - \frac{f}{j} \omega - \frac{p}{j} C_r \end{cases} \tag{IV.5}$$

après transformation de Laplace, nous pouvons écrire :

$$\Phi_r = \frac{M_{sr}}{1+\frac{L_r}{R_r}s} i_{ds}$$
$$C_e = \frac{pM_{sr}}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad \text{(IV.6)}$$

D'après les équations (IV.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 statoriquesi$_{ds}$ et i$_{qs}$respectivement .

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 [16].

IV.1. 4. Réglage de vitesse 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 . 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.

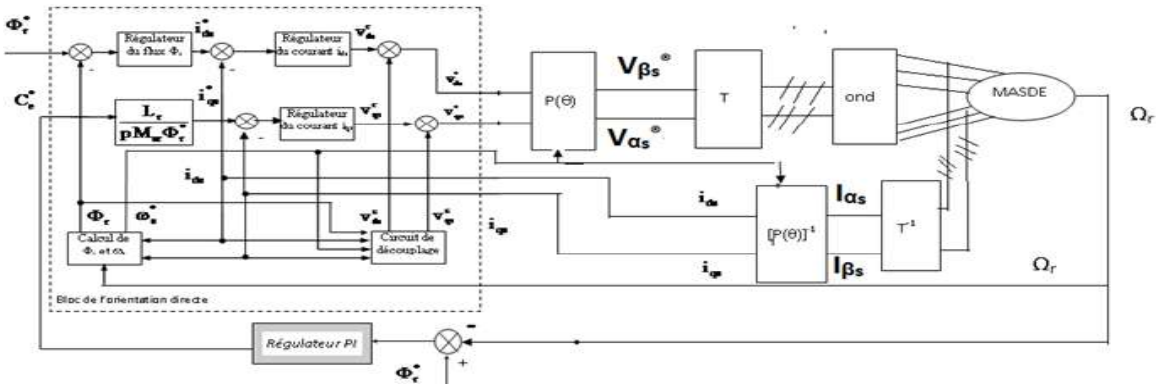


Figure IV.2: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

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_e^*, Φ_r^*) qui assurent le découplage. Les équations (IV.7) 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 (IV.7) en régime établi, nous tirons :

$$\begin{cases} v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \sigma L_s \omega_s i_{qs}^* \\ v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \sigma L_s \omega_s i_{ds}^* \\ \omega_s^* = \omega + \dfrac{M_{sr} R_r}{L_r \Phi_r} i_{qs}^* \end{cases} \qquad \text{(IV.7)}$$

avec

$$\begin{aligned} i_{ds}^* &= \frac{\Phi_r^*}{M_{sr}} \\ i_{qs}^* &= \frac{L_r C_e^*}{p M_{sr} \Phi_r^*} \end{aligned} \qquad \text{(IV.8)}$$

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 reference.

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

VI. 4. 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.

IV.1.5. 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 :

$$\frac{i_{qs}}{v_{qs}^r} = \frac{1/(\sigma L_s)}{s+\rho_s} \tag{IV.9}$$

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

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

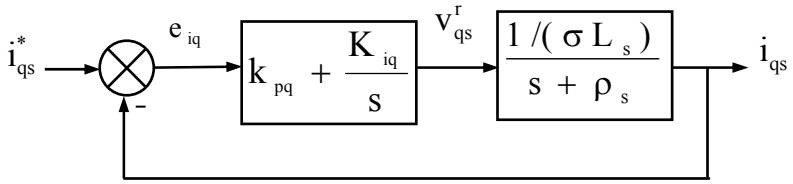


Figure VI.4 : Schéma bloc de régulation du courant i_{qs}

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

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

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 conjuguées avec partie réelle égale à la partie imaginaire [16].

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

$$P(s)=s^2+2\rho s+2\rho^2 \qquad \text{(IV.10)}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$k_{iq} = 2\rho^2 L_s \sigma \qquad k_{pq} = (2\rho - \rho_s)\sigma L_s \qquad \text{(IV.11)}$$

IV.1. 5. 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 :

$$\frac{i_{ds}}{v_{ds}^r} = \frac{1/(\sigma L_s)}{s+\rho_s} \qquad \text{(IV.12)}$$

Les même 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 :

$$k_{id} = 2\rho^2 L_s \sigma \qquad k_{pd} = (2\rho - \rho_s)\sigma L_s \qquad \text{(IV.13)}$$

IV. 1.5. 3. 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 :

$$\frac{\omega}{C_e} = \frac{p/j}{s+\rho_m} \qquad \text{(IV.17)}$$

avec$\rho_m=f/j$

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

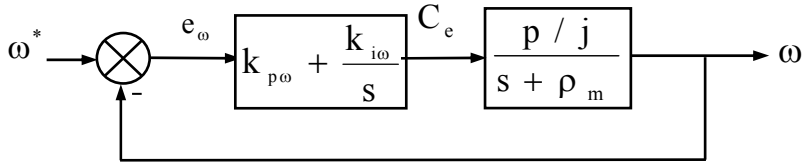


Figure IV.5 : Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation ω_r

la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{C_e^*} = \frac{(k_{i\omega} + sk_{p\omega})p/j}{s^2 + s(\rho_m + k_{p\omega}\frac{p}{j}) + k_{i\omega}\frac{p}{j}} \qquad \text{(IV.18)}$$

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

$$k_{i\omega} = 2\rho^2 j/p \qquad k_{p\omega} = (2\rho - \rho_m)j/p \qquad \text{(IV.25)}$$

IV. 1.5. 4. limitation du courant i_{qs}

Afin de protéger les semi-conducteurs constituants 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 définit comme suit :

$$i_{qsl}^* = \begin{cases} i_{qs}^* & si \left|i_{qs}^*\right| \le i_{qs\,max} \\ i_{qs\,max}.signe(i_{qs}^*) & si \left|i_{qs}^*\right| \ge i_{qs\,max} \end{cases} \qquad \text{(IV.19)}$$

Remarque:

Le flux est maintenu constant à sa valeur nominale (Φ_{rN}) lors du fonctionnement à une vitesse inférieur 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 [16]. Pour ce fait, nous définissons le flux de référence comme suit :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_{rN} & \text{si} \quad |\Omega| \le \Omega_N \\ \dfrac{\Omega_N}{\Omega}\Phi_{rN} & \text{si} \quad |\Omega| \ge \Omega_N \end{cases} \qquad \text{(IV.20)}$$

IV.1. 6. Résultats de simulation

Afin de tester le découplage de la MASDE nous avons appliqué un échelon de couple électromagnétique égale à 30 Nm durant l'intervalle [0,5 1,5]s (figure IV.6).

La figure (VI.7) montre les performances de l'association onduleurs-MASDE- commande vectorielle. Nous avons appliqué un couple de charge Cr=30N.m entre les instants t=0.5s et t=1s suivi d'une inversion de sens de rotation à t= 2s.

On remarque que :

- Le couple et le flux suivent parfaitement leurs références.
- Le découplage entre le flux et le couple est parfait.
- La vitesse suit parfaitement sa référence

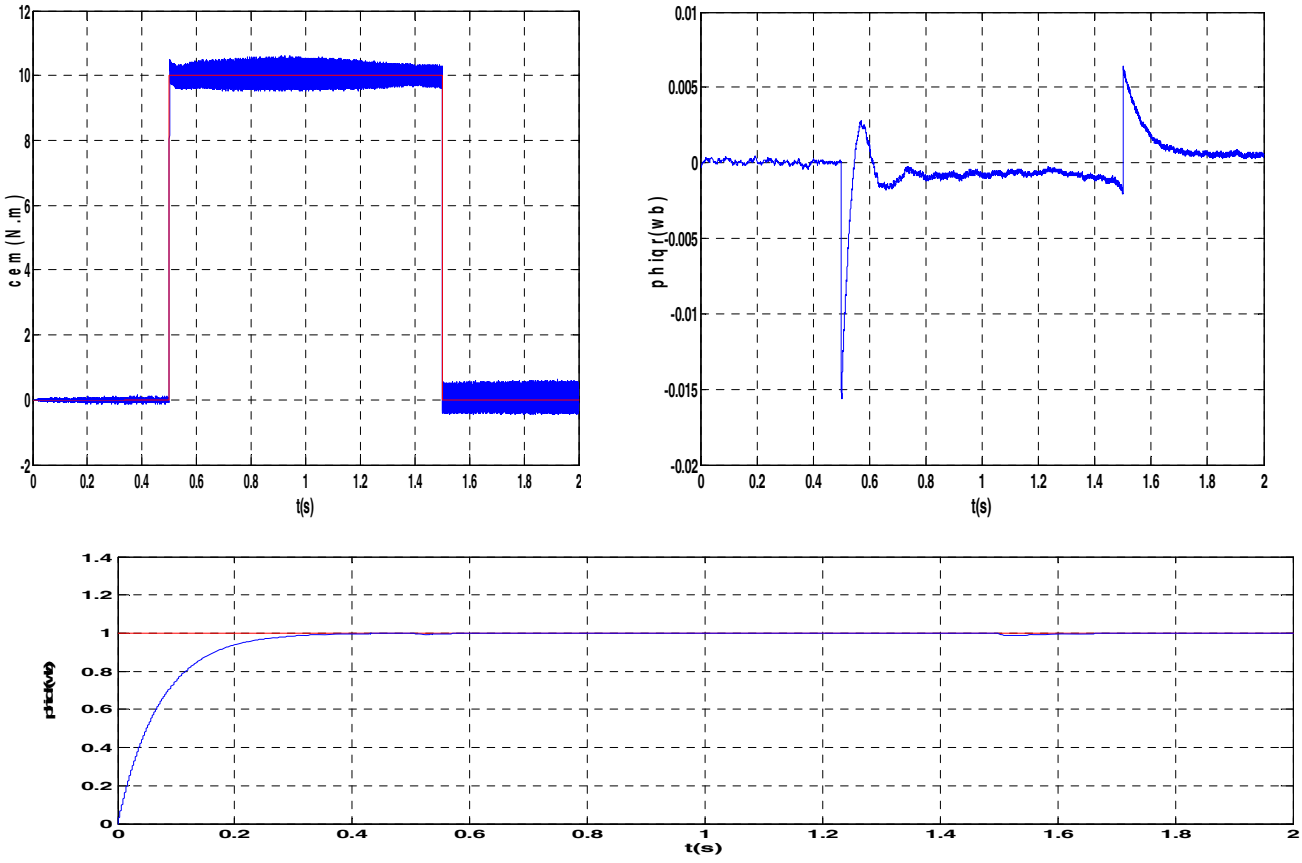


Figure IV. 6 : Résultats de simulation lors de l'application d'un couple électromagnétique Cem=30Nm entre t=0.5s et t=1.5s

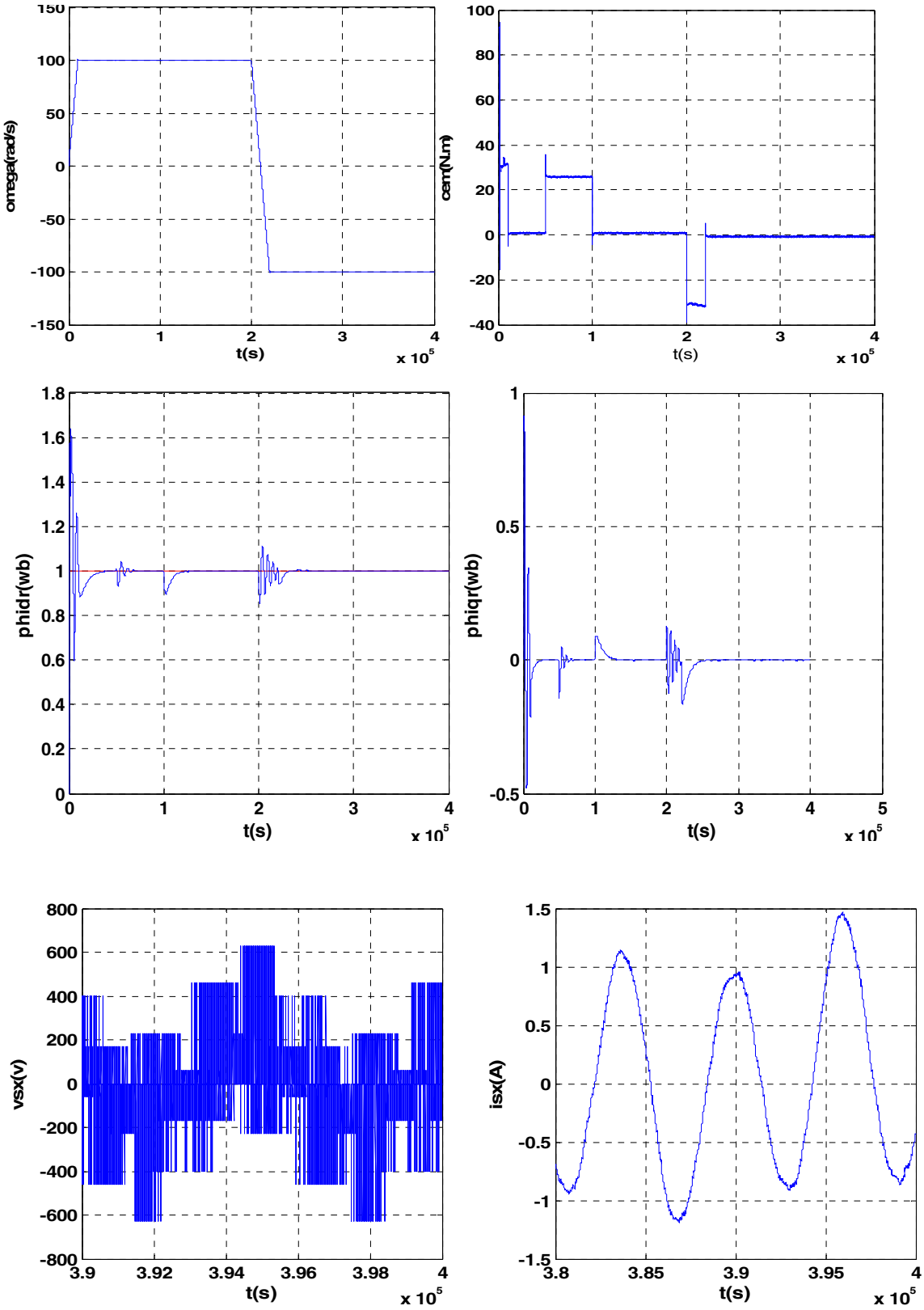


Figure . IV- 7 : performances de l'association onduleurs-MASDE- commande vectorielle lors de l'application d' un couple de charge C*r*=30N.m entre les instants t=0.5s et t=1s suivi d'une inversion de sens de rotation à t= 2s.

IV.2.1. commande par la logique floue de la MASDE

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. Elle a été connue en première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvée sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions. De plus, l'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

Dans ce chapitre, on présentera un aperçu général sur la théorie de la logique floue et ses principes de base. Ensuite, on montrera comment construire un régulateur flou, et l'appliquera au réglage de puissance de la MADA.

On a étudié La turbine éolienne permet la conversion d'énergie cinétique du vent en énergie mécanique transmise à l'ordre de la génératrice. Les différents éléments constituants une éolienne sont conçus pour maximiser la conversion énergétique. L'objectif est d'avoir un bon compromis entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice. Pour satisfaire cela, l'éolienne doit comporter deux systèmes qui permettent de la contrôler mécaniquement et électriquement. On s'intéresse dans ce chapitre à la modélisation de la turbine éolienne ainsi qu'à son contrôle. Puis, à l'asservissement de toute la chaîne de conversion éolienne

IV.2.2. 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 qu'elle valeur entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance μ), permet de tenir compte de cette réalité. La figure *IV.2* montre une classification possible pour l'exemple précédent, cette fois-ci, à laide 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 μ=0,25. Par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur μ=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.

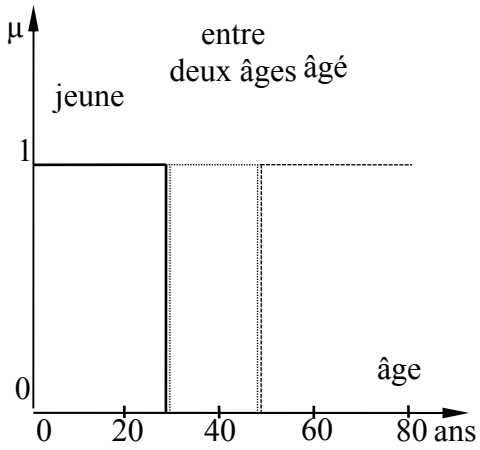


Fig. IV.8:Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique

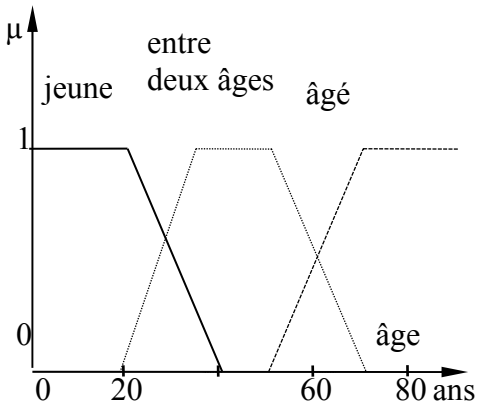


Fig. IV.9 :Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue

IV.2.3. contrôleur flou

En général, un contrôleur flou est un système qui associe à tout vecteur d'entrée X=[x1,x2, . . .,xn] un vecteur de sortie Y=[y1,y2, . . .,yn]

tel que:

$$Y = F(X) \qquad \text{(IV.20)}$$

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.10) 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.

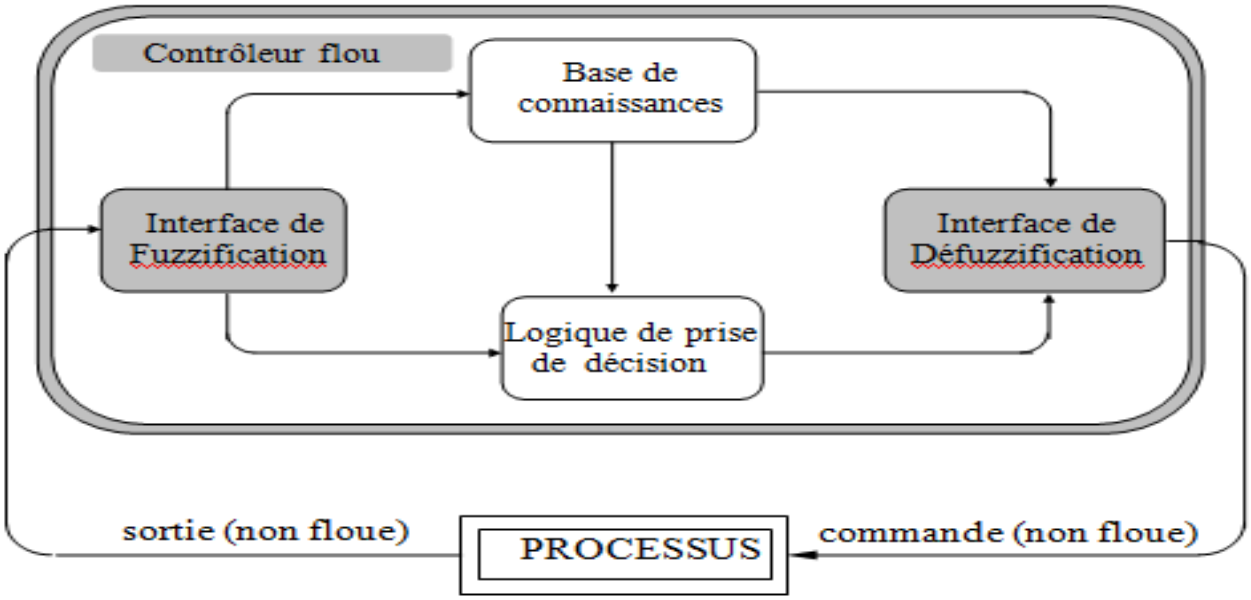


Fig. IV.10 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

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;
unedéfuzzification fournissant une action de contrôle (physique) à partir d'une action de contrôle floue.

IV.2.4. 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 [16].
A partir de la fuzzification on détermine le degré avec lequel une mesure appartient à un ensemble flou donné.

IV. 2. 5 . Base de données

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.2. 6 . Base de régle

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.2.7. 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. 2. 7.1. Méthode du maximum

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

$$U = Max_{z \in s}(\mu_{Res}(z)) \quad \text{(IV.22)}$$

Où : S est le support de Res

Par fois 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. 2. 7.2. 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 :

$$U = (1 / L) \sum_{i=1}^{m} Z_i \quad \text{(VI.4)}$$

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. 2.7. 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

$$U = \frac{\sum_{i=1}^{n} \mu_{Rres}(z_i).z_i}{\sum_{i=1}^{n} \mu_{Rres}(z_i)} \quad \text{(VI.21)}$$

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.2.7. 4. 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:

$$U = \frac{\sum_{i=1}^{m} z_i^* \cdot \mu_{ci}(z_i)}{\sum_{i=1}^{m} \mu_{ci}(z_i)} \qquad \text{(VI.5)}$$

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

Dans le cas de notre travail l'erreur la variation de et la l'erreur et la commande sont détermine par les fonctions d'appartenances suivantes :

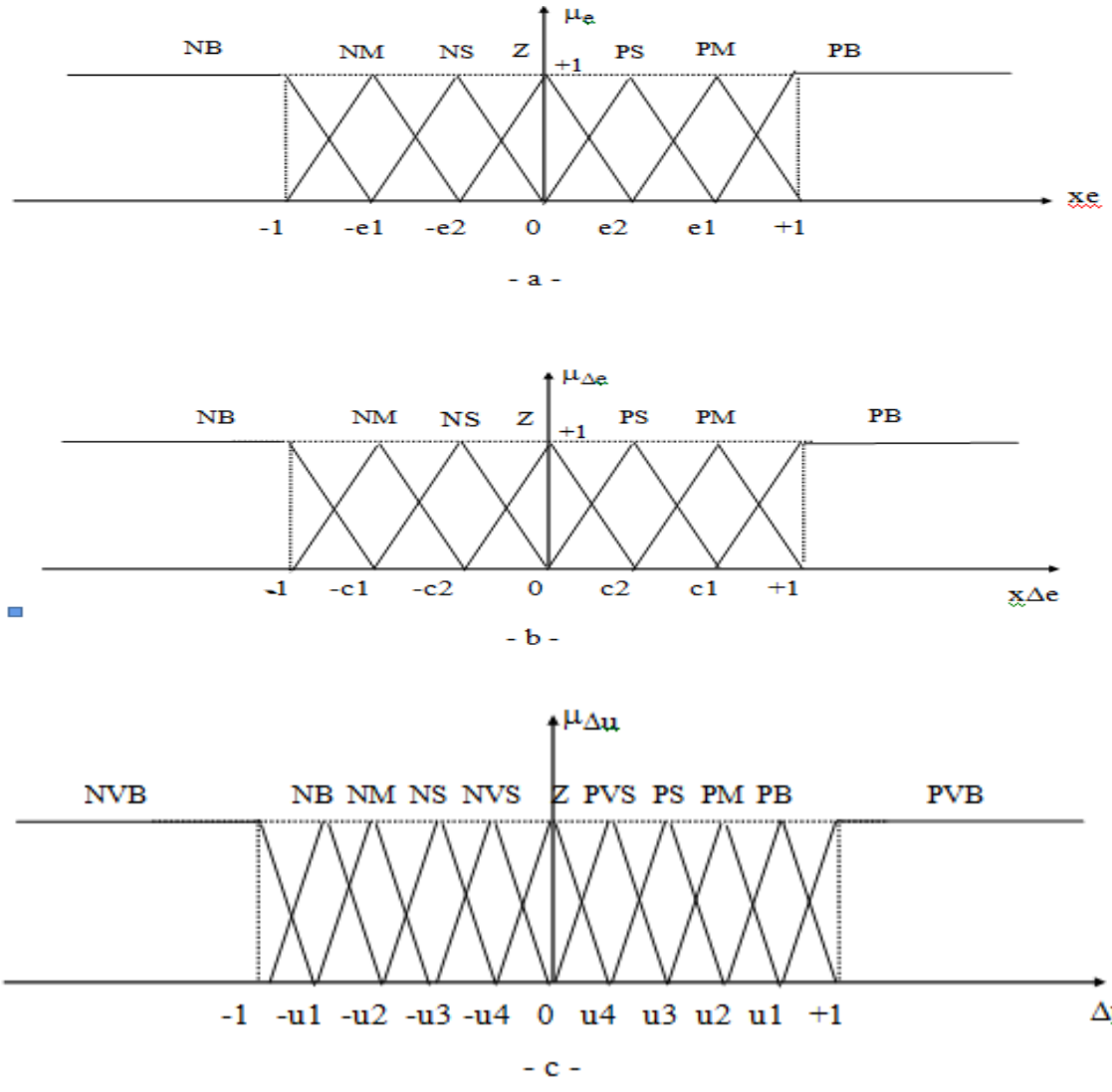


Figure IV.11:Les fonction d'appartenance des différentes variables linguistique

-a-pour l'erreur

-b-pour la variation de l'erreur

-c-pour la variation de la commande

La table de règle est donné par le tableau suivant

E	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	*PG*
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	*ZE*
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	*PP*
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	*PM*
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	*PG*
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	*PG*
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	*PG*
PG	*ZE*	*PP*	*PM*	*PG*	*PG*	*PG*	*PG*

Tableau (IV .1) : Tableau de calcul du gain adaptatif

La duffuzification se fait par la relation dite < des hauteurs pondérées>.

donnée comme suit :

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^{n} Z_i^* . \mu_{\Delta u_i}}{\sum_{i=1}^{n} \mu_{\Delta u_i}} \qquad \text{(VI.6)}$$

IV.2. 7.5. Résultats de simulation

La figure (VI.12) montre les performances de l'association onduleurs-MASDE- commande par logique floue. Nous avons appliqué un couple de charge C*r*=30N.m entre les instants t=0.5s et t=1s suivi d'une inversion de sens de rotation à t= 2s.

On remarque que résultats de simulation presque de la résultats commande vectorielle :

- Le couple et le flux suivent parfaitement leurs références.
- Le découplage entre le flux et le couple est parfait.
- La vitesse suit parfaitement sa référence .

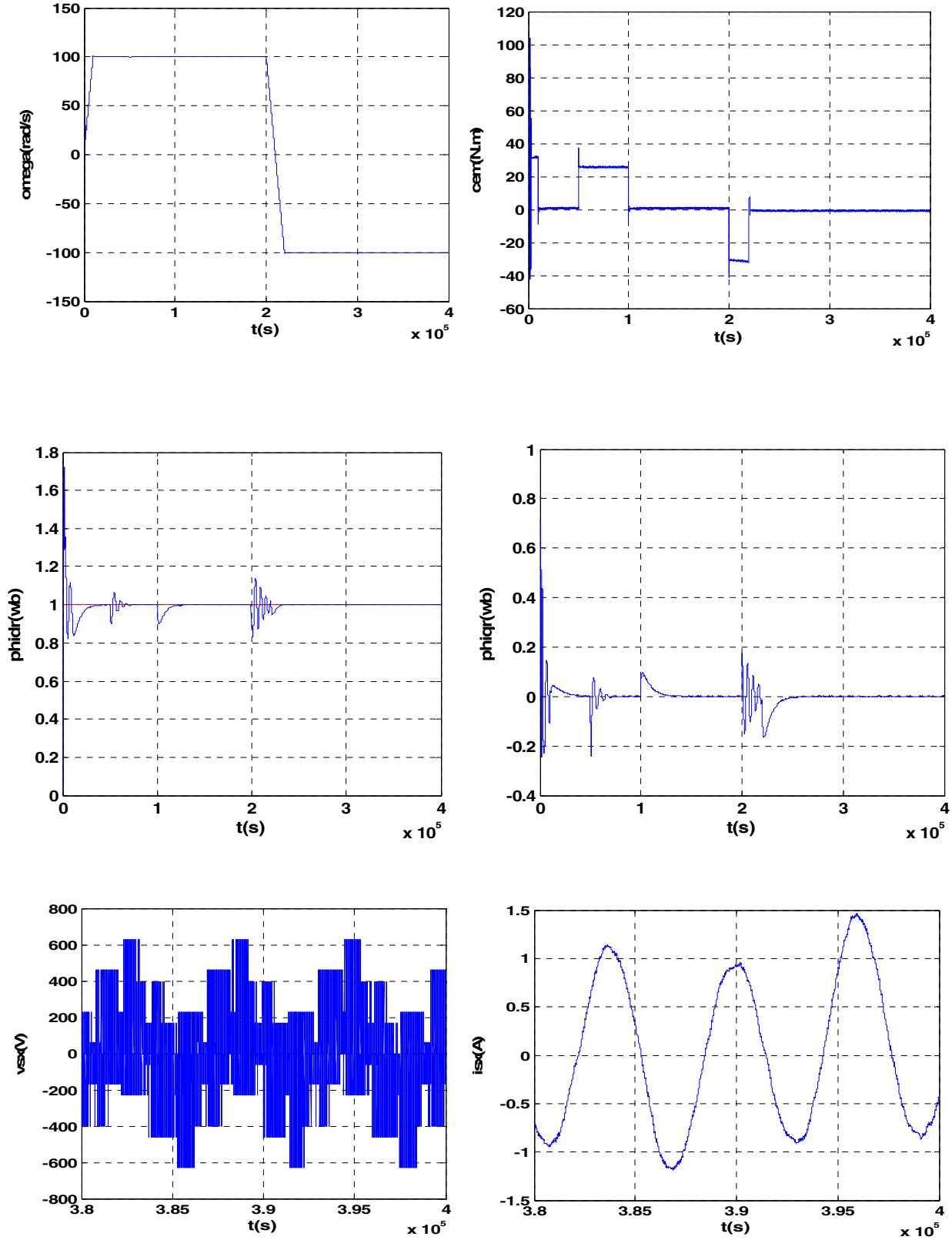


Figure . IV- 12 : performances de l'association onduleurs-MASDE- commande par logique floue lors de l'application d' un couple de charge Cr=30N.m entre les instants t=0.5s et t=1s suivi d'une inversion de sens de rotation à t= 2s.

IV.3. conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, appliqué à une MASDS.

Nous avons appliqué la méthode indirecte. Cette méthode nécessite seulement la connaissance de la position de flux .On peut déduire que :

- Le passage des grandeurs continues (repère tournant avec le flux rotorique) vers des grandeurs alternatives (repère fixe) est assuré par la transformation inverse de Park.

-La vitesse de rotation réelle est disponible (supposée mesurée par un capteur mécanique).

L'inconvénient de régulation par ces dernières méthodes c'est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Face à cet inconvénient on a proposé une technique de commande basée sur la logique floue. Les résultats de simulation ont montré le découplage parfait de l'association commande vectorielle-MASDE et la bonne poursuite de la vitesse.

Conclusion Générale

ce mémoire de fin d'étude est consacré à l'alimentation et à commande de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension multiniveaux à structure NPC . Nous avons mis en évidence les principes fondamentaux de cette machines, qui présente un bon compromis technico-économique.

Dans la première partie, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la MSDE dans le repère (α,β,). En effet le choix de cette base est caractérisé par une méthode simple de modélisation, d'un modèle simple et découplé en vue de la commande de la MASDE. Cela nous a amené à réaliser une commande simple et une bonne représentation globale du comportement de la MASDE .

Dans la deuxième partie, nous avons dans un premier temps, alimenté la MASDE par deux onduleurs triphasés commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale pour différentes valeurs de la période de découpage $T_{déc}$. De cette étude, nous en avons déduit que l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent lorsque $T_{déc}$ augmente. Ensuite, nous avons alimenté la MASDE par deux onduleurs à trois et à cinq niveaux à structure NPC. Nous avons remarqué que lorsque le niveau de la tension augmente les amplitudes de courant de circulation i_X et i_y et les ondulations du couple électromagnétique diminuent .

Dans la troisième partie ,nous avons exposé la commande vectorielle indirecte de la machine Asynchrone Double Etoile dont le principe consiste à avoir un comportement similaire à celui de la machine à courant continu. Pour se faire, nous avons basée sur le principe d'orientation du flux rotorique indirecte qui est appliquée pour la commande en vitesse à l'aide des régulateurs classiques de type PI, puis l'association de la machine avec deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées.

Les résultats de simulation obtenus assurent ce principe avec une bonne amélioration des réponses présentant une bonne pour suite vers les valeurs de références.

D’après ce travail on conclure par la présentation des avantages de la commande vectoriel indirect :

- ✓ Elle n’exige pas de capteur de flux donc il n’y aura pas de régulation de flux.
- ✓ Méthode plus attractive et plus utilisée.
- ✓ Elle peut être utilisée pour le contrôle dans les basses vitesses.
- ✓ Elle comporte 3 boucles de régulation.

En perspective, ce mémoire ouvre des axes de travail pour améliorer la commande de la machine asynchrone double étoile. En l’occurrence, la réalisation pratique du travail que nous avons proposé est l’application des techniques de réglage de l’automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue.

Bibliographie

[1] A.DJABOREBBI , "étude et commande d'machine Asynchrone double étoile " Théme Master académique ouargla 26/06/2013.

[2] E.MERABE , "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile", Mémoire de Magister en Electrotechnique 04 /06 / 2008.

[3] H. AMIMEUR, " Contribution `a la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement " Mémoire Magister en Electrotechnique 28 /05 / 2008.

[4] M .BERNAD,''historique des machines électromagnétiques et plus particuliers des Machines a réluctance variable ,''revue 3 e .PP .juin 1995

[5] H. AMIMEUR,'' Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement'', mémoire d'ingéniorat, Université deBATNA 2008.

[6] L. BAGHLI, ″Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisant de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,″, Thèse de doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 1999.

[7] F.Terrien, "Commande d'une machine synchrone double étoile,alimentéepar deux onduleurs MLI ", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Décembre 2000.

[8] D. HADIOUCHE, ''contribution l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure'', Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1., soutenue 20 décembre 2001.

[9] G.SALLOUM, ''contribution à la commande robuste de la machine asynchrone a doublé alimentation'', docteur de l'institut national polytechnique de Toulouse, 2007.

[10] D . BOUDANA '' etude des performance de réglage dans l'espace d'état appliqué à la machines synchrone alimentée en courant'' ,thése de magitre , usthb ,alger ,mars 1999 .

[11] D.BERIBER , ''Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC '', Thèse de magistère, ENP, 2004.

[12] S. BENRABIAM, ET A . BENDIB." Simulation numérique d'un moteur asynchrone double etoile commande par onduleur multiniveaux". Thème d'ingénieur. Université mohamed boudiaf de Msila. 28/juin/2005

[13] K. MAROUANI, "contribution a la commande d'un entrainement électrique a base de moteur asynchrone double étoile ". These DE. Doctorat. Ecole Militaire Polytechnique. France. 17 juin 2010

[14] R.ABDESSAMED, M.KADJOUDJ,"Modélisation des machines électriques", Presses de l'Universit´e de Batna, Algérie, 1997.

[15] D. BOUDANA ,'' Sur la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux'' Thèse docteur en Sciences de l'institut national polytechnique 2OO8.

[16] S.BOULKHRACHEF, ''Analyse et commande d'un onduleur a cinq niveaux structure NPS application a la machine asynchrone commandée par logique flou '', Thèse Magistère, école nationale polytechnique,2001

ANNEXE

Les paramètres de la machine synchrone double étoile sont :

Résistance d'une phase statorique	Rr =4.85
Résistance rotorique	Rs =3 .805
Inductance statorique	Ls=0 .274
Inductace rotorique	Lr=0.274
Mutuele (stator-rotor)	Lm=0.008
Moment d'inertie	$J = 0.031 N.ms^2 / rad$
Coefficient de frottement	$f = 0.008 N.s / rad$
Nombre de paire de pôle	$p = 1$
Déphasage entre les deux étoiles	$\gamma = 30^{\circ}$