

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
D.E.R de génie électrique et informatique.



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

THESE

Présenté par : **Moussa BOUKHNIFER**
Ingénieur d'état en Electrotechnique de L'ENP
Pour l'obtention de diplôme de

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Electronique De Puissance Et Commande

**APPLICATION DE LA COMMANDE ROBUSTE H_∞
A UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE
PAR UN ONDULEUR MULTI-NIVEAUX**

Soutenue publiquement le 03 juin 2001 devant le jury composé de :

A. Hellal	Maître De Conférence à L'ENP	Président de jury
M.S .Boucherit	Maître De Conférence à L'ENP	Rapporteur
B.Hemici	Charge De Cours à L'ENP	Rapporteur
E.M. Berkouk	Maître De Conférence à L'ENP	Examineur
L. Nezli	Charge De Cours à L'ENP	Examineur
O. Stihi	Charge De Cours à L'ENP	Examineur



أهدي هذا العمل المتواضع:

- ❖ إلى الوالدين الكريمين
- ❖ إلى كل أفراد العائلة كبيرا و صغيرا
- ❖ إلى كل زملاء الدراسة من المرحلة الابتدائية إلى المرحلة الجامعية...
- ❖ إلى من عرفني و عرفته...
- ❖ إليك أخي القارئ...
- ❖ إليك أختي القارئة...

موسى

AVANT-PROPOS

ce travail a été effectué au sein de laboratoire de l'électronique de puissance et de commande, DER de Génie Electrique et Informatique, Ecole Nationale Polytechnique, sous la direction conjointe de **M.S.Boucherit**, Maître de conférence à L'ENP et de **B.Hemici**, Chargé de cours à L'ENP.

Mes sincères remerciements et mes meilleurs sentiments de gratitude vont à monsieur **S.Bouhrit** et Monsieur **B.Hemici** pour avoir dirigé cette thèse, et pour leurs contributions et leur aide si précieuse quant à l'élaboration de ce travail.

Je remercie vivement monsieur **A. Hellal**, Maître de conférence à L'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de cette thèse.

Mes vifs remerciement vont aussi à Monsieur **L. Nezli**, Chargé de cours à l'ENP, pour son aide et sa participation à la soutenance en tant que membre de jury.

Je remercie également Monsieur **E.M.Berkouk**, Maître de conférence à L'ENP, pour l'attention qu'il a portée à ce travail, en acceptant de participer au jury.

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

Que tout ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à l'élaboration de ce travail, trouvent ici ma reconnaissance et ma gratitude.

Sommaire



Introduction générale	01
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone	
Introduction.....	02
I.1 Hypothèses simplificatrices.....	03
I.2 –Conventions.....	04
I.3 – Modèle de la machine asynchrone triphasé :.....	04
I.3.1 –Equations électrique et magnétique de la machine asynchrone.....	04
I.3.2 –Equation mécanique.....	05
I.4 – Transformation de Park.....	05
I.5 –Modélisation de la machine asynchrone dans la repère de Park.....	07
I.6 – Choix du référentiel.....	08
I.6.1 – Référentiel lié au stator.....	08
I.6.2 – Référentiel lié au rotor.....	09
I.6.3 – Référentiel lié au champ tournant.....	08
I.7 – Modèle de la machine asynchrone.....	09
I.7.1 – Simulations numériques et interprétations.....	10
I.8 – Modèle de la Mas alimentée au courant.....	12
I.8.1 – Simulations numériques et interprétations.....	13
Conclusion.....	15
Chapitre II : Modèle de connaissance et de commande des onduleurs triphasés à trois et cinq niveaux	
Introduction.....	17
II.1- Modélisation de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux.....	17
II.1.1- Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux a NPC.....	17
II.1.2 – Modélisation de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux.....	19
II.1.2.1- Cellule de commutation multi-tripole.....	20
II.1.2.2 –Réseau de petri d'un bras.....	20
II.2 – Modélisation de fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.....	21
II.2.1 –Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux.....	21
II.2.2 – Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux.....	22
II.2.2.1 –Cellule de commutation multi-tripole.....	24
II.2.2.2 –Réseau de petri d'un bras.....	25
II.3 – Modèle de connaissance des onduleurs à trois niveaux.....	27
II.3.1 – Commandabilité des convertisseurs statiques.....	27
II.3.1.1 –Fonction de connexion.....	27
II.3.1.2 – Fonction génératrice.....	27
II.3.2 – Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	27
II.3.2.1 – Relation de conversion simple.....	29
II.3.2.2 – Relation de conversion composé.....	30
II.3.2.3 – Fonctions génératrice et modèle de commande.....	31
II.4 – Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.....	32
II.4.1 – Fonction de conversion.....	33
II.4.2 – Relation de conversion simple.....	36
II.4.3 - Relation de conversion composé.....	36

II.4.4 – Fonctions génératrice et modèle de commande.....	37
Conclusion	38
Chapitre III : Stratégies de commande pour l'onduleur triphasés à trois et cinq niveaux	
Introduction	40
III.1- Commande pleine onde	41
III.1.1 – Onduleur triphasé à trois niveaux.....	41
III.1.2 - Onduleur triphasé à cinq niveaux.....	43
III.2 – Commande par Hysterisis en courant	45
III.2.1 – Onduleur triphasé à trois niveaux.....	45
III.2.2 – Onduleur triphasé à cinq niveaux.....	47
III.3 – Commande triangulo sinusoidale à une seule porteuse.....	49
III.3.1 – Onduleur triphasé à trois niveaux	50
III.3.2 – Onduleur triphasé à cinq niveaux.....	52
III.4–Commande triangulo-sinusoidale à un seule porteuse avec injection de l'harmonique trois	54
III.4.1 - Onduleur triphasé à trois niveaux.....	55
III.4.2 - Onduleur triphasé à cinq niveaux.....	56
III.5 - Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses.....	58
III.5.1 – Onduleur à trois niveaux	58
III.6 - Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec injection de l'harmonique trois	60
III.6.1 – Onduleur triphasé à trois niveaux.....	60
III.7 - Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.....	61
III.7.1 – Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dent de scie bipolaire.....	62
III.7.2-Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection d'harmonique trois	65
III.8-Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection d'harmonique trois	67
III.9 –Modulation vectorielle	71
III.9.1- Onduleur triphasé à trois niveaux.....	71
III.9.2 – Onduleur triphasé à cinq niveaux.....	73
Conclusion.....	76
Chapitre IV : Commande vectorielle de la machine asynchrone .	
Introduction.....	78
IV.1-Principe de commande par orientation de flux.....	79
IV.2 – Commande vectorielle directe	80
IV.3 – Calcul des régulateurs.....	82
IV.3.1 –Régulateur du courant I_d	82
IV.3.2 –Régulateur du flux Φ_r	83
IV.3.3 – Régulateur du courant I_q	84
IV.3.4 –Régulateur de vitesse	84
IV.3.5 –Régulateur de position.....	85
IV.4 –Résultats de simulations	86
IV.5- Commande vectorielle indirecte	88
IV.5.1- Bloc du contrôle de flux orienté	90
IV.6 –Résultats de simulations.....	91
Conclusion	95
Chapitre V : Théorie et application de la commande robuste .	
V.1 –Définition de la norme H_∞	96
V.1.1-Les espaces L_∞ et H_∞	96
V.1.2 –Interprétation physique de la norme H_∞	97
V.2 –Analyse de la stabilité et de la robuste d'un système de commande.....	97
V.2.1 –Stabilité nominale.....	98

V.2.2 –Performance nominale.....	99
V.2.3- Description des erreurs de modélisation.....	101
- Incertitude de forme additive.....	101
- Incertitude de forme multiplicative directe.....	102
- Incertitude de forme multiplicative inverse.....	102
V.2.4 –Représentation des incertitudes de modélisation à partir de factorisations premières.....	104
V.2.5 – Condition de stabilité robuste.....	106
V.3 – Application de la commande robuste.....	108
V.3.1- Commande H_{∞}	108
V.3.2 –Définition du problème H_{∞} standard.....	108
V.3.3 –Problème H_{∞} standard.....	109
V.3.4 – Problème H_{∞} standard optimale.....	109
V.4 – Synthèse H_{∞} par factorisations premières.....	110
V.4.1 –Problème de stabilisation robuste déduit des factorisations premières.....	110
V.4.3 – Mise en œuvre , approche par Loop- Shopping.....	111
V.5 – Application de l’approche à la machine asynchrone.....	112
V.5.1 –Résultats de simulations.....	116
V.6 – Calcul des correcteurs.....	116
V.6.1 – Résultats de simulations.....	124
Conclusion.....	125
Chapitre VI : Commande robuste avec observation d’état	
Introduction.....	127
VI.1 – Observateur de VERGHESE.....	127
VI.1.1 – Résultats de simulations.....	130
VI.2 – Observateur de LEUNBERGER.....	133
VI.2.1 – Résultats de simulations.....	134
VI.3 – Observateur par mode de glissement.....	137
VI.3.1 – Structure générale d’un observateur par mode de glissement.....	137
VI.3.2 – Observateur par mode de glissement du flux rotorique.....	138
VI.3.3 – Résultats de simulations.....	141
Conclusion.....	144
Conclusion générale	146
Annexe	
Bibliographie	

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE :

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant au point de vue de la dynamique de vitesse que la précision du couple délivré [Berkouk 95].

La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs. Sa commande est simple car les deux grandeurs couple-flux sont découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur limite la vitesse de rotation de la machine, augmente son encombrement, son coût de fabrication et d'entretien, et interdit son emploi dans des milieux hostiles. En outre, les machines de très grandes puissances sont difficiles à réaliser [Berkouk 95].

Actuellement, l'utilisation des moteurs à courant alternatif est de plus en plus fréquente car ces machines sont caractérisées par leur robustesse et leur longévité, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande nettement plus complexes. Afin d'obtenir, avec le moteur asynchrone des performances semblables à celle de la machine à courant continu, il a été nécessaire de séparer le contrôle du flux dans le moteur, du courant générant le couple électromagnétique. En Allemagne, au début des années 70, Blaschke et Hasse ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle : La commande vectorielle. Par cette technique, le courant statorique produisant le couple est maintenu en quadrature avec le flux rotorique afin d'obtenir un couple maximum comme dans une machine à courant continu [Blaschke 72],[Hasse 69].

La commande vectorielle de la machine asynchrone constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant. Les applications industrielles se multiplient, cependant, les efforts continuent pour assurer un meilleur découplage entre le flux et le couple surtout face à l'influence néfaste de la constante du temps rotorique, qui ne peut être occultée. Ces problèmes ont conduit à l'introduction des techniques d'automatique moderne dans la modélisation et la commande des machines asynchrones [Benchourak 98] , [Chipping 93],[Garces 80].

Les régulateurs linéaires ont trouvé rapidement une application dans la commande de la machine asynchrone. Mais, ces régulateurs ont un inconvénient majeur, ils sont fortement liés aux paramètres de la machine, donc une mauvaise identification des paramètres de la machine peut provoquer une perturbation du contrôle. De nombreuses méthodes ont été mises au point dans le but d'assurer une orientation du flux. Les contrôleurs robustes calculés par la méthode H_{∞} sont proposés comme solution à ce problème de fiabilité. Ce type de régulateurs a l'avantage d'être efficace, fiable .

La norme H_{∞} s'est trouvée comme un moyen très approprié pour spécifier aussi bien le niveau des incertitudes que le gain en signal des entrées de perturbations vers les erreurs de sortie. Elle est donc appliquée principalement quand il s'agit de signaux de perturbations et des incertitudes dans le système lui-même.

Nous présentons dans ce travail la méthode développée par McFarlane et Glover à partir de la notion de factorisation première d'une matrice de transfert (cas MIMO) ou d'une fonction de transfert (cas SISO), cette approche présente des propriétés intéressantes, et sa mise en œuvre fait appel à des notions classiques de l'automatique [Doyle 81], [McFarlane 90].

La machine asynchrone est une machine robuste. Elle supporte de fortes surcharges, et peut également fonctionner dans des milieux critiques. La commande de vitesse d'une machine

asynchrone triphasée peut être réalisée à fréquence variable ou fixe. On utilise généralement le gradateur pour la commande à fréquence fixe et l'onduleur pour la commande à fréquence variable. Les onduleurs les plus connus jusqu'ici sont les onduleurs à deux niveaux. Toutefois, certaines applications comme la traction électrique exigent des variateurs asynchrones triphasés fonctionnant à des puissances et/ou vitesses très élevées. Ces onduleurs à deux niveaux sont limités en tension (1,4kV) et en puissance (1MVA). Pour monter en puissance et en tension, on utilise les onduleurs multiniveaux.

ORGANISATION DE TRAVAIL :

Ce travail est organisé en six chapitres :

Au premier chapitre, nous présentons le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée en vue d'une alimentation statique par un convertisseur statique utilisé par la suite.

Au deuxième chapitre nous proposons le modèle de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux ainsi l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC en utilisant la méthode DESIGN associée aux réseaux de petri. Ensuite, nous proposons un modèle de connaissance, en mode commandable, utilisant la notion de fonction de connexion des interrupteurs et de demi-bras. De même, nous élaborons un modèle de commande au sens de valeurs moyennes.

Le troisième chapitre est consacré à la synthèse de différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur trois niveaux ainsi de l'onduleur à cinq niveaux avec une étude comparative pour chaque stratégie. Nous donnerons pour chacune de ces stratégies, la tension de sortie d'un bras de l'onduleur, son spectre d'harmonique, et les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux et l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Dans le quatrième chapitre, nous donnons un aperçu sur la commande vectorielle appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension et en courant. Ainsi, nous aborderons les différentes méthodes d'orientation du flux rotorique, à savoir la méthode directe et la méthode indirecte, ces méthodes sont utilisées par la suite, pour le réglage de vitesse et de position lorsque la machine est alimentée par un Onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Le cinquième chapitre aborde le problème de la commande robuste dans le but d'éclaircir la stabilité robuste et les performances robuste, après avoir un modèle linéaire avec l'application de la commande vectorielle nous expliciterons la commande robuste H_{∞} par les facteurs premiers pour aboutir au calcul d'un régulateur robuste, et l'application de cette commande à la machine asynchrone pour le réglage de vitesse et de position avec l'alimentation tension et l'alimentation en courant.

Dans le sixième chapitre, nous nous intéressons aux observateurs d'état nécessaires pour la connaissance des variables d'état inaccessibles (flux rotorique). Nous présentons trois techniques d'observation dont deux d'ordre réduit et le troisième est d'ordre complet, il s'agit des observateurs d'ordre réduit de VERGHESE et de LUENBERGER alors qu'avec le mode de glissement nous pouvons construire un observateur d'ordre complet. Nous terminons par une comparaison entre les trois techniques d'observation utilisées pour la commande robuste de la machine asynchrone

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

INTRODUCTION:

Etant donné les avantages de la machine asynchrone : robustesse, fiabilité, simplicité, faible coût, grande plage de puissance et la facilité de son entretien. Le marché actuel s'oriente de plus en plus vers cette machine qui est en voie de devenir l'une des machines électriques les plus utilisées pour la conduite de processus à vitesse et position variable ; mais on trouve des difficultés pour la commander à cause de trois problèmes suivants :

- la non-linéarité de son modèle dynamique.
- la non-accessibilité de son flux rotorique
- la variation des paramètres en fonction de la température ce qui altère considérablement la dynamique du système

Afin de commander un système électriques donné , il est nécessaire de donner son modèle mathématique et choisir convenablement ses entrées et sorties

Le modèle de la machine asynchrone triphasé est un système de six équations différentiels dont le coefficient sont des fonctions périodiques du temps , malgré les hypothèses simplificatrices , le modèle de la machine asynchrone demeure compliqué à cause du forte couplage entre ses armatures statoriques et rotoriques.

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la théorie des deux axes qui transforme un système triphasé en un système biphasé équivalent ce qui est un changement convenable des variables permet de détourner la difficulté de la résolution de notre système.

Dans ce chapitre on présente un modèle dynamique de la MAS souple a manipuler qui met en évidence son aspect non linéaire.

I.1- Hypothèses simplificatrices

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone, il faut admettre comme approximation les hypothèses suivantes:

- La machine est de constitution symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés. Les relations entre les flux et les courants sont linéaires ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires. L'effet de peau est négligé ;
- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique.

1.2- Conventions :

Les trois phases statoriques A_s, B_s, C_s et rotoriques a_r, b_r, c_r sont représentées dans la Fig.1.2. Avec:

$$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}; \quad \theta_r = \theta_p - \theta$$

$$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt} : \text{vitesse angulaire des axes } (d,q) \text{ par rapport au stator.}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} : \text{vitesse angulaire des axes } (d,q) \text{ par rapport au rotor.}$$

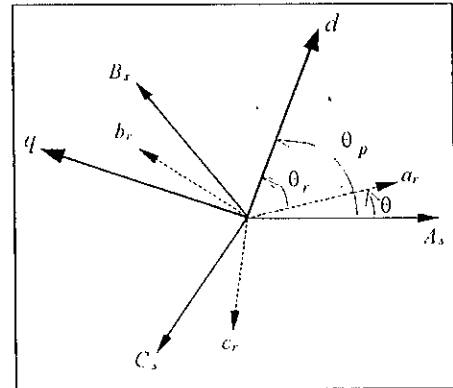


Fig.1.2- Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

1.3- Modèle de la machine asynchrone triphasée :

1.3.1- Equations électriques et magnétiques de la machine asynchrone :

Dans le cadre des conditions citées ci-dessus, les tensions statoriques et rotoriques de la machine asynchrone sont données par : [Chatelain 84],[Krause 86],[Boussak 89]

$$\left. \begin{aligned} - \text{ Au stator : } [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ - \text{ Au rotor : } [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{aligned} \right\} \quad (1-1)$$

Les flux sont donnés par :

$$\left. \begin{aligned} - \text{ Au stator : } [\Phi_s] &= [L_{ss}][I_{ss}] + [M_{sr}][I_r] \\ - \text{ Au rotor : } [\Phi_r] &= [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) est donnée par:

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

En remplaçant le système d'équation (I-2) dans (I-1), on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{aligned} \quad (1-4)$$

1.3.2-Equation mécanique :

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad (1-5)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (1-6)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation électrique de la machine). L'application d'une transformation dite de PARK nous permet la réduction de modèle .

1.4- Transformation de PARK :

En régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone tournante contiennent des termes à coefficients périodiques provenant des mutuelles inductances. Pour surmonter cette difficulté, la transformation de Park s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple.

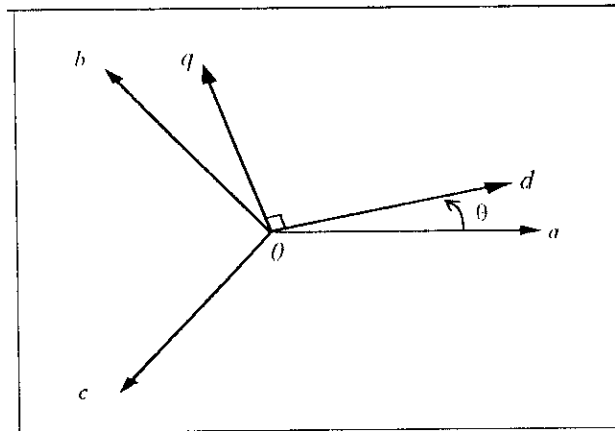


Fig.1.3- Systèmes d'axes triphasé (o ,a,b,c) et diphasé (o,d,q)

Une matrice de passage est ainsi définie :

$$P(\theta) = \begin{pmatrix} \frac{n1}{n2} \\ \frac{n1}{n2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix};$$

Dans cette première détermination des coefficients $(n1/n2)$ et K_0 , la composante i_0 est identifiée à la composante homopolaire lorsque les courants réels i_{abc} sont sinusoïdaux; d'où: $(n1/n2)K_0 = 1/3$.

Une autre équation est donc nécessaire, par la transformation triphasé/diphasé, on déduit par identification : $(n1/n2) = 2/3; K_0 = 1/2$

La seconde détermination des coefficients repose sur l'invariance de la puissance instantanée P_e dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique.

$$P_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_d i_d + v_q i_q$$

$$P_e = (V_{abc})^t (I_{abc}) = (V_{dqo})^t (I_{dqo})$$

A partir de cette relation, on démontre que la matrice de passage $[P(\theta)]$ doit être orthogonale c'est à dire : $[P(\theta)]^t = [P(\theta)]^{-1}$.

D'où les matrices de passage directe $[P(\theta)]$ et inverse $[P(\theta)]^{-1}$.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1-7)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

1.5- Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de PARK :

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes *d* et *q*. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels (*A_s*, *B_s*, *C_s*) et (*a_r*, *b_r*, *c_r*), des enroulements fictifs (*d_s*, *q_s*) et (*d_r*, *q_r*), dont les axes magnétiques sont liés aux axes *d* et *q* (Fig.1.4).

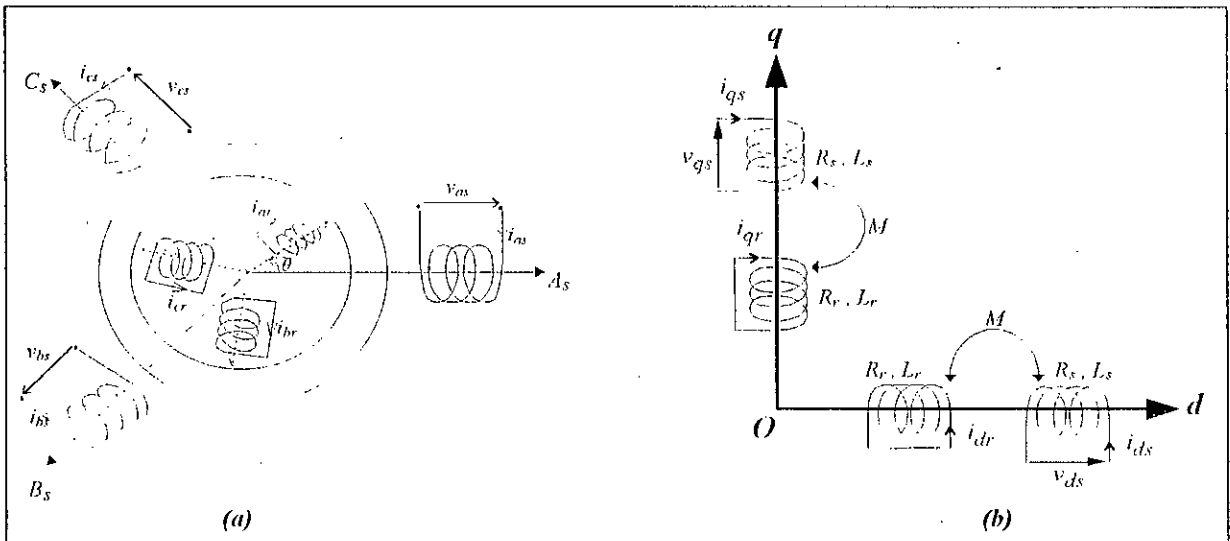


Fig.1.4- Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique (a) et dans le repère de PARK (b)

Dans le repère de Park (*d,q*) tournant à la vitesse angulaire $\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$, les équations (1.1) et (1-2) s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_p \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_p \phi_{ds} \end{cases} \quad (1-9)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega)\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega)\phi_{dr} \end{cases} \quad (I-10)$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} ; \quad \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I-11)$$

et : $L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M_{sr} = M_{rs} = L_m$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

I.6- Choix du référentiel

Trois types de référentiels peuvent être envisagés à savoir :

- Référentiel lié au stator ;
- Référentiel lié au rotor ;
- Référentiel lié au champ tournant ;

I.6.1- Référentiel lié au stator

Ce référentiel est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associé ou non aux variations de la fréquence d'alimentation, le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\text{Il se traduit par la condition : } \frac{d\theta_p}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

I.6.2- Référentiel lié au rotor

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante. Ce référentiel est caractérisé par :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_p}{dt} = \omega$$

I.7.3- Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par : $\omega_p = \omega_s$ (ω_s : vitesse de synchronisme).

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow \omega_p = \omega_s$$

Dans notre travail, on va prendre un référentiel lié au champ tournant. Le modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrit dans ce repère de **Park** comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (1-12)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \phi_{dr} \end{cases}$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (1-13)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (1-14)$$

$$\begin{cases} \phi_{dm} = M (i_{ds} + i_{dr}) \\ \phi_{qm} = M (i_{qs} + i_{qr}) \end{cases} \quad (1-15)$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (1-16)$$

I.8- MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère de PARK et dans un référentiel

Lie au champ tournant mis sous la forme d'état est :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u$$

tel que :

$$\dot{x} = (\dot{i}_{ds}, \dot{i}_{qs}, \dot{\phi}_{dr}, \dot{\phi}_{qr}, \omega_r)$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot l_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot l_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$u = [u_{ds}, u_{qs}]$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot l_s} \cdot \left(-(r_s + \left(\frac{l_m}{l_r}\right)^2 \cdot r_r) \cdot I_{ds} + \sigma \cdot l_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{l_m}{l_r^2} \cdot r_r \cdot \phi_{dr} + \frac{l_{sr}}{l_r} \cdot \omega_r \cdot \phi_{qr} \right) \\ \frac{1}{\sigma \cdot l_s} \cdot \left(-\sigma \cdot l_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - (r_s + \left(\frac{l_m}{l_r}\right)^2 \cdot r_r) \cdot I_{qs} - \frac{l_m}{l_r} \cdot \phi_{dr} \cdot \omega_r + \frac{l_{sr}}{l_r^2} \cdot r_r \cdot \phi_{dr} \right) \\ \frac{l_m}{l_r} \cdot r_r \cdot I_{qs} - \frac{r_r}{l_r} \cdot \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} \\ \frac{l_m}{l_r} \cdot r_r \cdot I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} - \frac{r_r}{l_r} \cdot \phi_{qr} \\ \frac{p^2 \cdot l_{sr}}{l_r \cdot J} \cdot (I_{qs} \cdot \phi_{dr} - I_{ds} \cdot \phi_{qr}) - \frac{f}{J} \cdot \omega_r - \frac{p}{J} \cdot c_r \end{bmatrix}$$

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_r \cdot l_s}$$

1.8-1 SIMULATIONS NUMERIQUES ET INTERPRETATIONS :

Les résultats reportés sur les graphes de la fig (I.5) concernent le démarrage de la machine asynchrone sous pleine tension, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 1500 tr/mn pour le démarrage à vide ; Cette vitesse est atteinte au bout de 0,30 seconde et pour une application d'une charge la vitesse diminue. Le couple électromagnétique après un régime transitoire caractérisé par quelques oscillations, se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilation à vide et à la valeur de couple résistant dans le cas de l'application d'une charge. Le flux rotorique se stabilise en régime permanent à 1.1 Wb ; le flux est sensible à l'application de la charge. Les composantes de courant I_{ds}, I_{qs} se stabilisent à des valeurs constantes après un régimes transitoire ou le courant est pris une valeur de 5 à 6 fois de sa valeur en régime permanent.

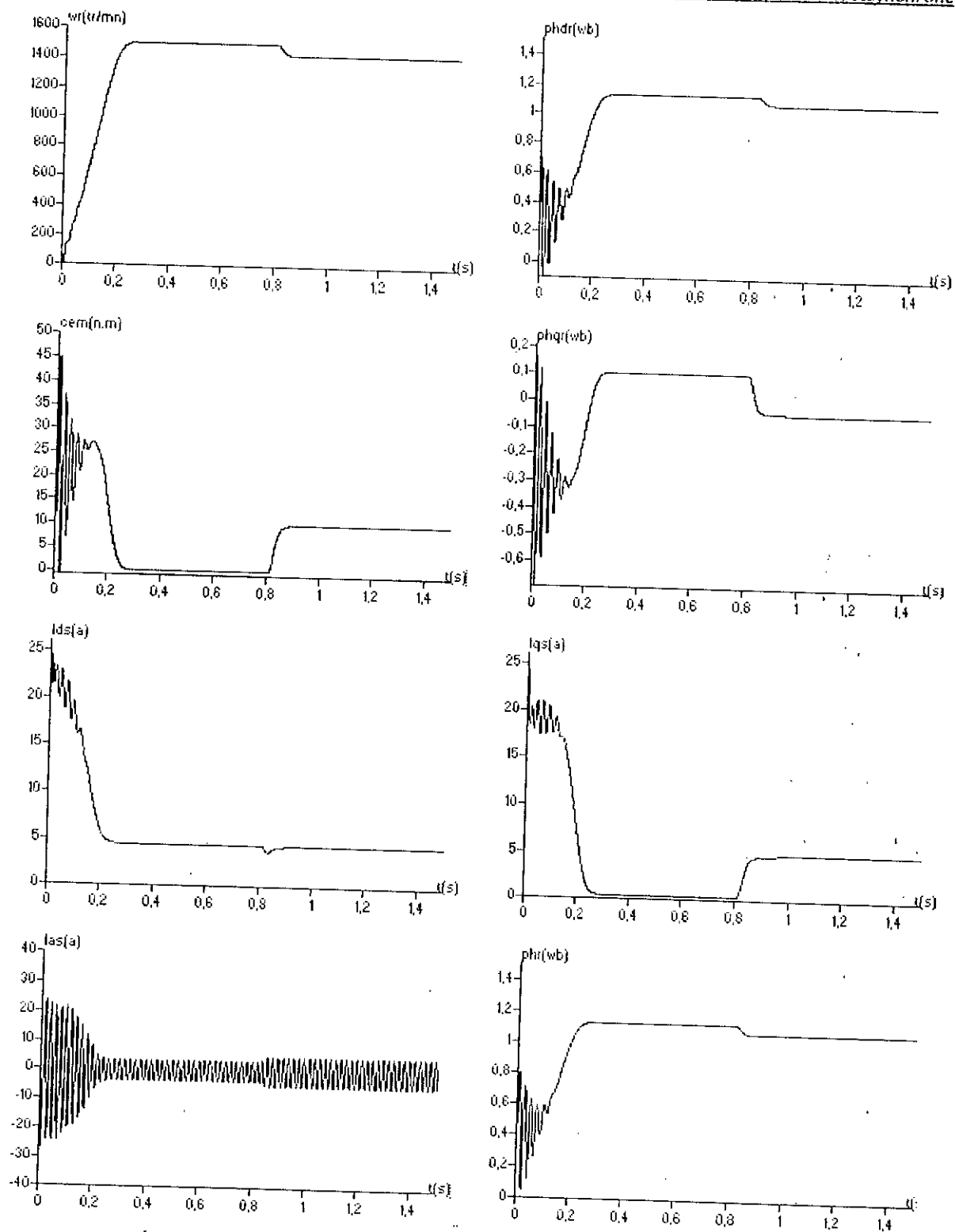
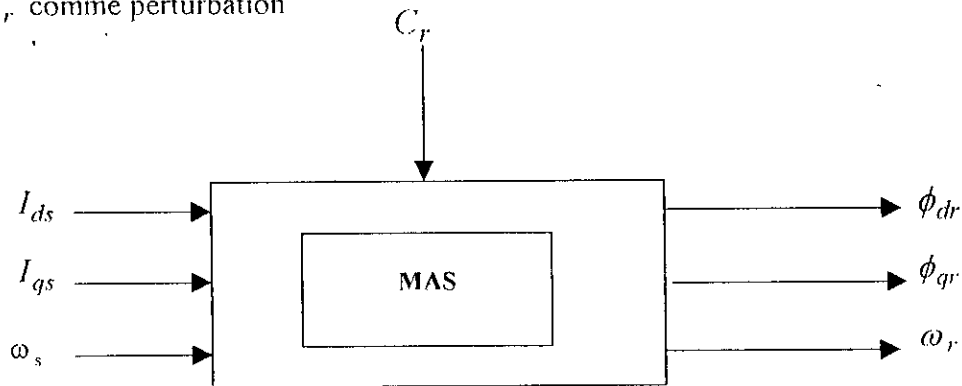


Fig 1.5- Simulation de démarrage sous pleine tension avec variation de charge

I.8- MODELE DE MAS ALIMENTEE EN COURANT :

Pour une machine asynchrone triphasé alimentée en courant, les courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}) et la vitesse de glissement ω_s sont considérés comme variables de commande et le couple C_r comme perturbation



Dans un référentiel lié au champ tournant et à partir des équations électriques et mécanique [Benchourak 98]

Nous avons aboutit à un modèle dynamique non linéaire de trois équations avec des grandeurs de commande (i_{ds}, i_{qs}, ω_s) et comme grandeurs d'état le vecteur ($\Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega_r$) et comme sortie ce dernier.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \left(\frac{l_m}{T_r}\right)i_{ds} - \left(\frac{1}{T_r}\right)\Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \left(\frac{l_m}{T_r}\right)i_{qs} - \left(\frac{1}{T_r}\right)\Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\Phi_{dr} \\ \frac{dW_r}{dt} = p \frac{l_m}{l_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{k_f}{J} W_r - \frac{p}{J} C_r' \\ C_{em} = p \frac{l_m}{l_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \end{array} \right.$$

Les flux statoriques (Φ_{ds}, Φ_{qs}) et les courants rotoriques (i_{dr}, i_{qr}) sont calculés par les relations suivantes :

$$\Phi_{ds} = \frac{l_m}{l_r} \Phi_{dr} + \sigma l_s i_{ds}$$

$$\Phi_{qs} = \frac{l_m}{l_r} \Phi_{qr} + \sigma l_s i_{qs}$$

$$i_{dr} = \frac{1}{l_r} (\Phi_{dr} - l_m i_{ds})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{l_r} (\Phi_{qr} - l_m i_{qs})$$

Le flux rotorique Φ_r et le courant dans une phase I_{as} peuvent être calculés à partir des grandeurs Φ_{dr} , Φ_{qr} et les grandeurs I_{ds} , I_{qs}

$$\Phi_r = \sqrt{\Phi_{dr}^2 + \Phi_{qr}^2}$$

$$I_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{ds} \cos(\theta_s) - i_{qs} \sin(\theta_s))$$

Le schéma bloc du modèle de machine alimentée en courant est alors le suivant :

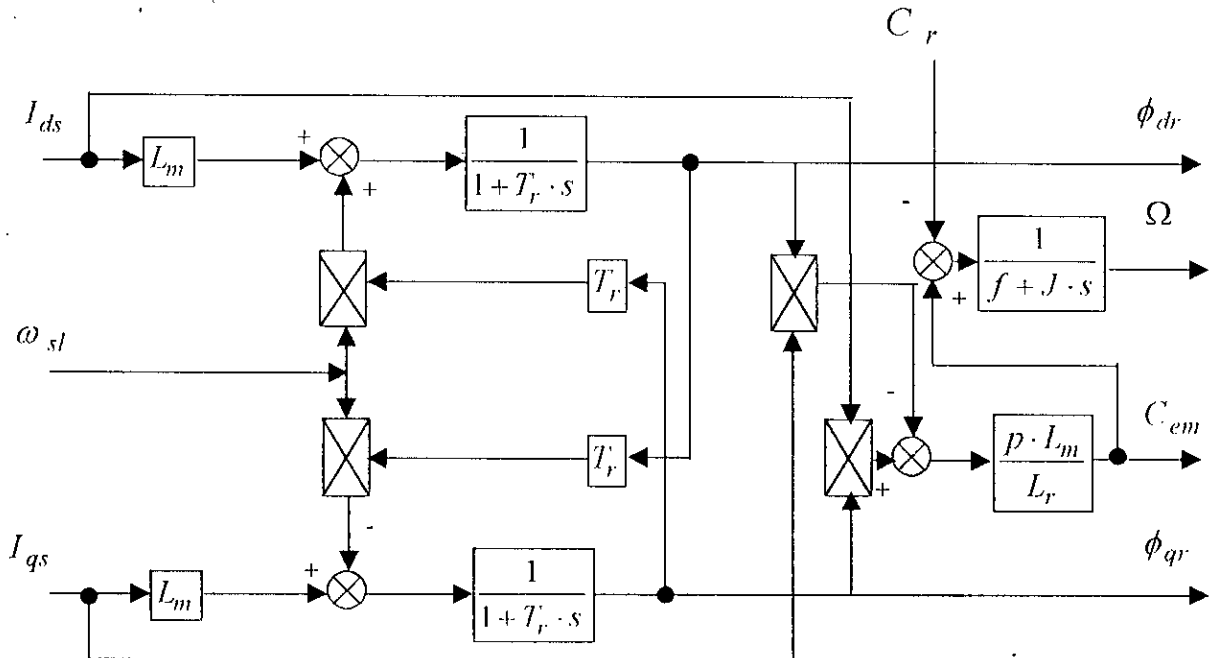


Fig I.6- Modèle de la machine asynchrone alimentée en courant

I.8-1 SIMULATIONS NUMERIQUES ET INTERPRETATIONS:

La figure (I 7) montre que la machine asynchrone alimenté par un système de courants sinusoïdaux de fréquence $f=50$ Hz, atteint la vitesse de synchronisme de 1500 tr/min au bout 4s environ; la machine est donc caractérisée par un démarrage lent. Après quelques oscillations durant le régime transitoire Le couple électromagnétique compense les pertes par frottements et ventilations et se stabilise à la valeur de couple résistant. Le flux rotorique est pratiquement égale à sa composante directe; alors que la composante en quadrature a l'allure inversé de couple électromagnétique.

Lorsque la charge est appliqué sur l'arbre de la machine, entre les instants 5,5 et 6,5 le couple électromagnétique a une réponse pratiquement instantanée et un amortissement assez rapide. La vitesse présente des petites perturbations en régime permanent.

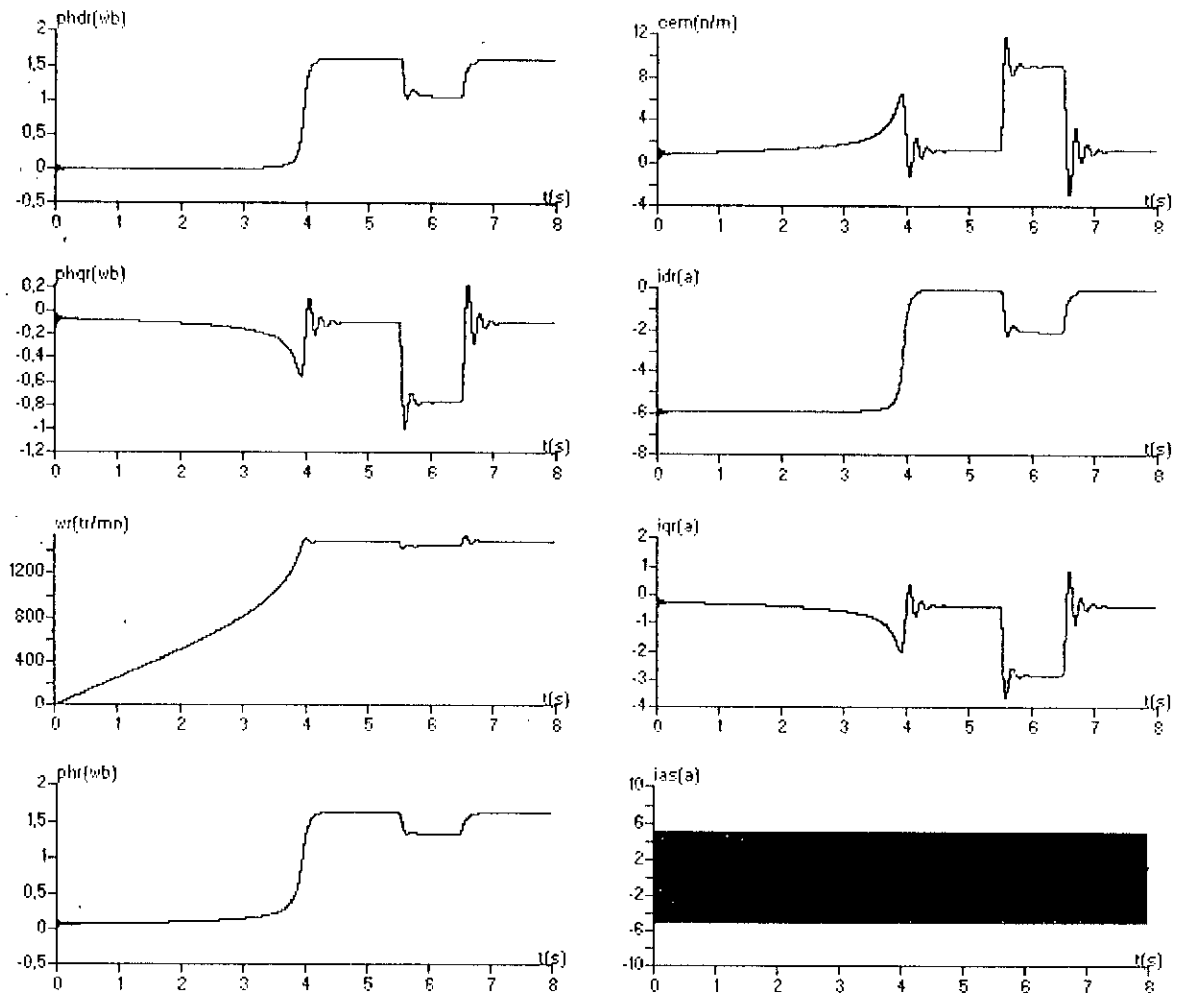


Fig 1.7- Simulation du modèle de la MAS alimenté en courant .(avec variation de la charge)

CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons montré que :

- le choix du modèle mathématique de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de **Park** dépend du choix du référentiel des variables d'état et du vecteur de commande
- le temps de réponse de la machine asynchrone alimentée en courant est assez grand par rapport à celui d'une machine asynchrone alimentée en tension, à cause des courants qui sont contrôlés, par conséquent la machine asynchrone alimentée en courant prend un temps assez grand pour son aimantation totale, ce qui fait que la machine asynchrone alimentée en courant est utilisée pour les fortes puissances, par contre une alimentation en tension est utilisée pour des machines de faibles puissances car il y a une forte demande de courant dans le démarrage

Chapitre II

Modèle de connaissance et de commande des onduleurs triphasés à trois et cinq niveaux

INTRODUCTION :

La variation de vitesse du moteur asynchrone peut être réalisée à fréquence fixe ou variable nous utilisons généralement, le gradateur pour la commande à fréquence fixe et l'onduleur de tension pour la commande à fréquence variable

Plusieurs études ont été faites sur les onduleurs de tension à deux niveaux, aussi bien du point de vue de la modélisation que de la stratégie de commande, et presque tous les travaux développés sur les onduleurs de tension multiniveaux sont partis à l'origine du résultat connu sur les onduleurs de tension à deux niveaux

Dans ce chapitre, on présente respectivement le modèle de connaissance et de commande d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC et l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

II.1- Modélisation De Fonctionnement Des Onduleurs A Trois Niveaux :

II.1.1- Structure De L'onduleur Triphasé A Trois Niveaux A Structure NPC : [Berkouk 95]

L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC (Neural Point Clamping) étudié est constitué de trois bras et deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs, plus deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche. La figure (II.2) donne une représentation schématique de cet onduleur.

Afin d'élaborer un modèle de fonctionnement de cet onduleur sans à priori sur la commande, et réduire le nombre de places du réseau de Petri correspondant, on représente chaque paire transistor (T_{ks})- diode (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks}) (fig.II.1), et vu la symétrie de sa structure, on procède par bras.

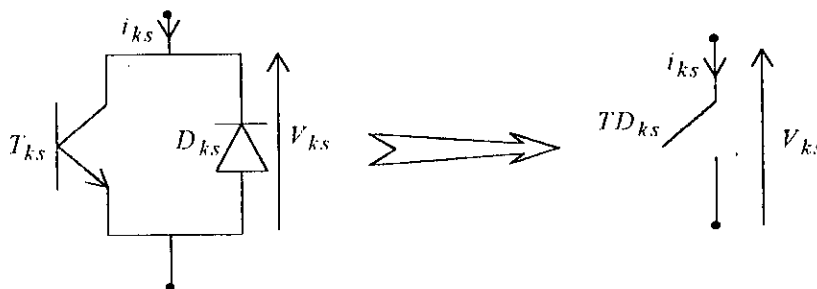


Fig.II.1- Interrupteur bidirectionnel équivalent à de paire de transistor - diode

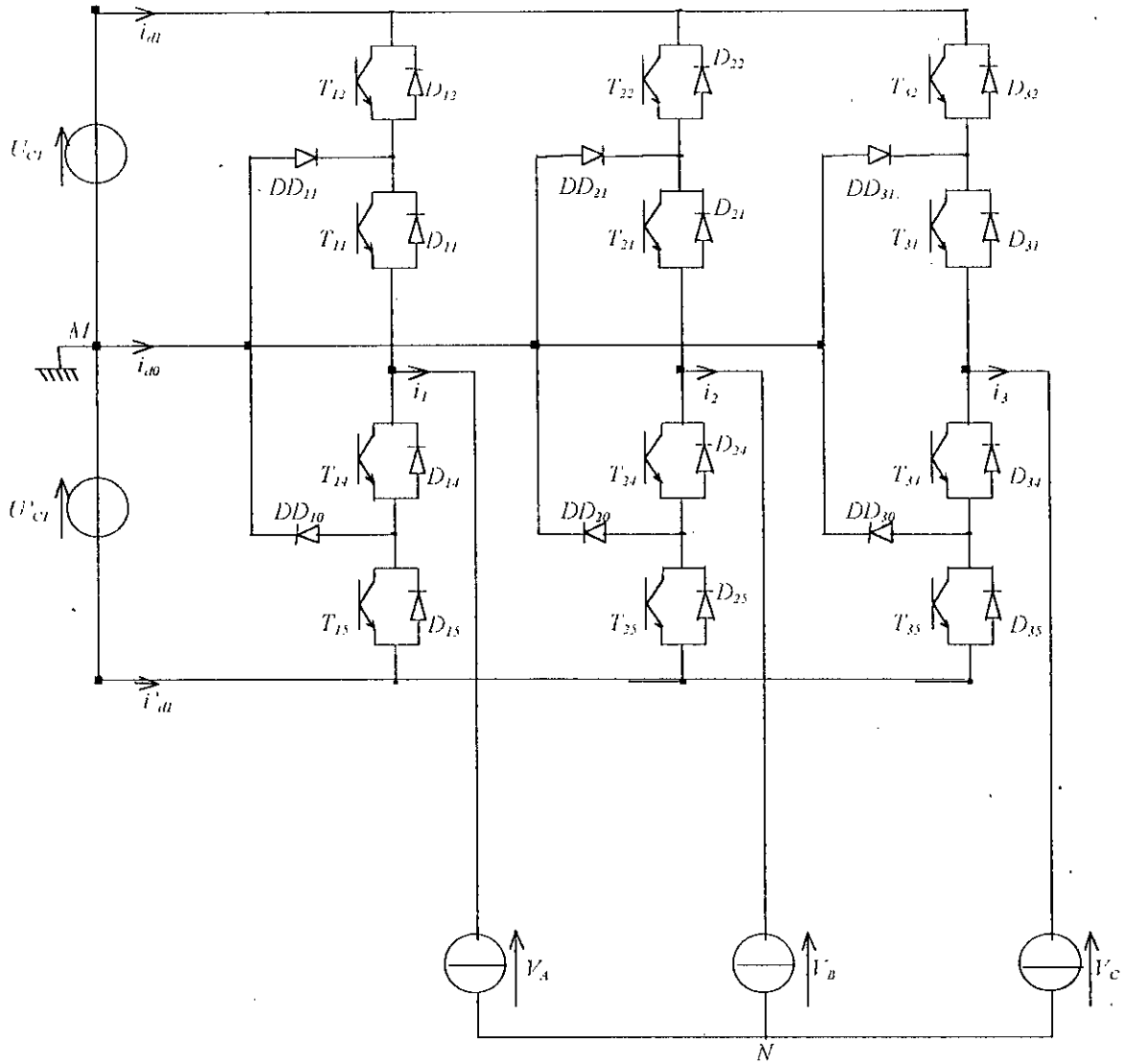


Fig.11.2- Onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

III.1.2- Modélisation Du Fonctionnement D'un Bras D'onduleur NPC A Trois Niveaux :

Etant donné la symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux, nous pouvons modéliser leur fonctionnement par bras.

Ainsi nous représentons les différentes configurations par un bras

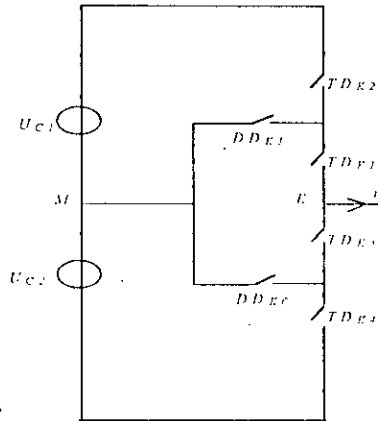


Fig.II.3.1- La configuration E_0

Configuration	Grandeurs électriques
E_0	$i_k=0$
E_1	$V_{kM}=U_{c1}=U_c$
E_2	$V_{kM}=0$
E_3	$V_{kM}=-U_{c2}=-U_c$
E_4	$V_{kM}=0$

Tableau II.1- Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.

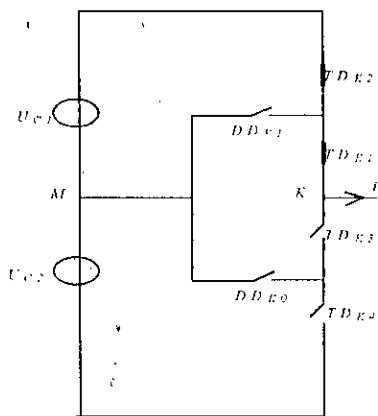


Fig.II.3.2- La configuration E_1

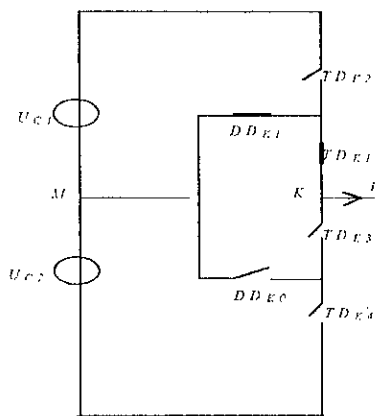


Fig.II.3.2- La configuration E_2

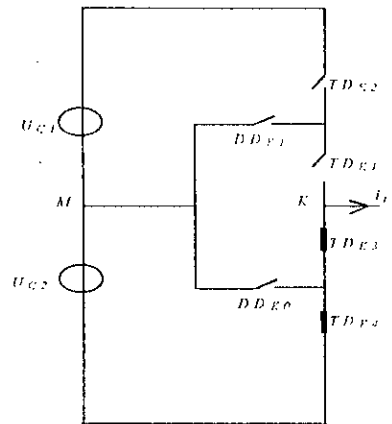


Fig.II.3.3- La configuration E_3

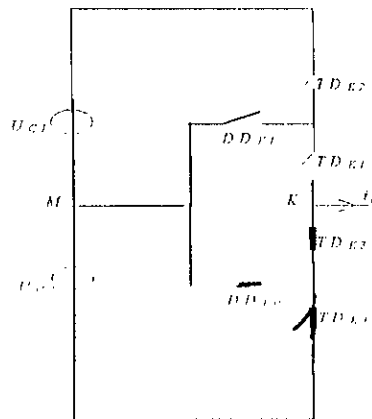


Fig.II.3.3- La configuration E_4

Fig.II.3.*- Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur.

II.1.2.1-Cellule De Commutation Multi-Tripôle

Dans le but de facilité d'élaboration de modèle d'un bras d'onduleur à trois niveaux, on définit pour chaque bras une cellule de commutation multi-tripôle.

Avec la combinaison des semi-conducteurs de cette cellule, on donne trois cellules qui sont montrées dans la figure (II.4)

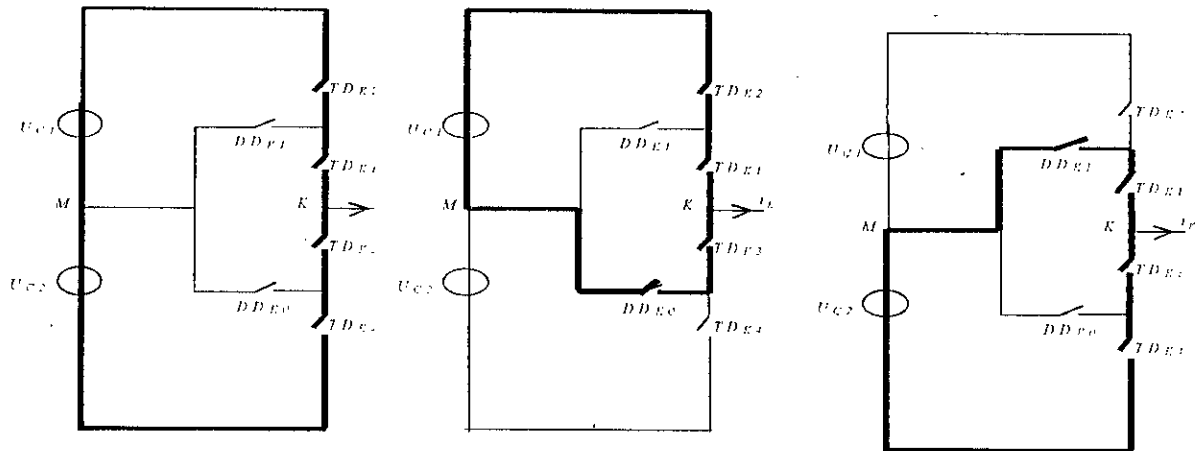


Fig.II.4.- les trois cellules multi-tripôle d'un bras d'onduleur à trois niveaux

II.1.2.2- Réseau De Petri D'un Bras :

Après la détermination des cinq configurations et les cellules tripôles possibles, nous pouvons donner les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux à structure NPC à partir de l'analyse des conditions de transition entre ces différentes configurations [Berkouk 95].

B_{ki} : la commande de base de transistor T_{ki}

- $R_{01}=[B_{k1}\&(U_{mk1}>0)\& \bar{B}_{k2}\&(U_{mk2}>0)]+[U_{mk1}<0)\&(U_{mk2}<0)]$
- $R_{02}=(U_{mk1}>0)\& B_{k1}\& [\bar{B}_{k2}+(U_{mk2}<0)]$
- $R_{03}=[U_{mk3}>0)\& B_{k3}\& (U_{mk4}>0)\& B_{k4}]+[U_{mk3}<0)\&(U_{mk4}<0)]$
- $R_{04}=(U_{mk3}>0)\& B_{k3}\& [\bar{B}_{k4}+(U_{mk4}<0)]$
- $R_{10}=(i_k=0)$
- $R_{12}=\bar{B}_{k2}\& B_{k1}\& (i_k=0)$
- $R_{13}=[\bar{B}_{k1}\& (i_k>0)]+[B_{k3}\& B_{k4}\& (i_k<0)]$
- $R_{14}=\bar{B}_{k4}\& B_{k3}\& (i_k<0)$
- $R_{20}=(i_k=0\downarrow)\& \bar{B}_{k3}\& [\bar{B}_{k2}+\bar{B}_{k1}]$
- $R_{21}=B_{k1}\& B_{k2}\& (i_k>0)$
- $R_{23}=\bar{B}_{k1}\& (i_k>0)$
- $R_{30}=(i_k=0)$
- $R_{31}=[\bar{B}_{k3}\& (i_k<0)]+[B_{k1}\& B_{k2}\& (i_k>0)]$
- $R_{32}=[B_{k1}\& \bar{B}_{k2}\& (i_k>0)]$
- $R_{34}=[B_{k3}\& \bar{B}_{k4}\& (i_k<0)]$
- $R_{40}=(i_k=0\uparrow)\& \bar{B}_{k1}\& [\bar{B}_{k3}+\bar{B}_{k4}]$
- $R_{41}=\bar{B}_{k3}\& (i_k<0)$
- $R_{43}=\bar{B}_{k3}\& B_{k4}\& (i_k<0)$

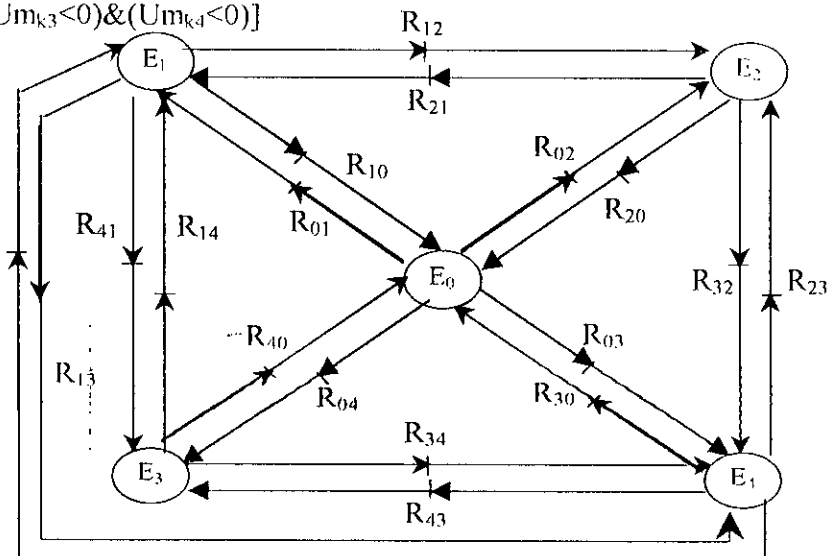


Fig II.5. Réseau de Pétri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

II.2-Modélisation Du Fonctionnement Des Onduleurs A Cinq Niveaux A Structure NPC

II.2.1-Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux :

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC (Neural Point Clamping) étudié est constitué de trois bras et quatre sources de tension continue. Chaque bras comporte huit interrupteurs, six en série et les deux autres en parallèle, plus deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche. La figure (II.6) donne une représentation schématique de cet onduleur [Guedouani 98],[Chibani 99],[Lourci 2000].

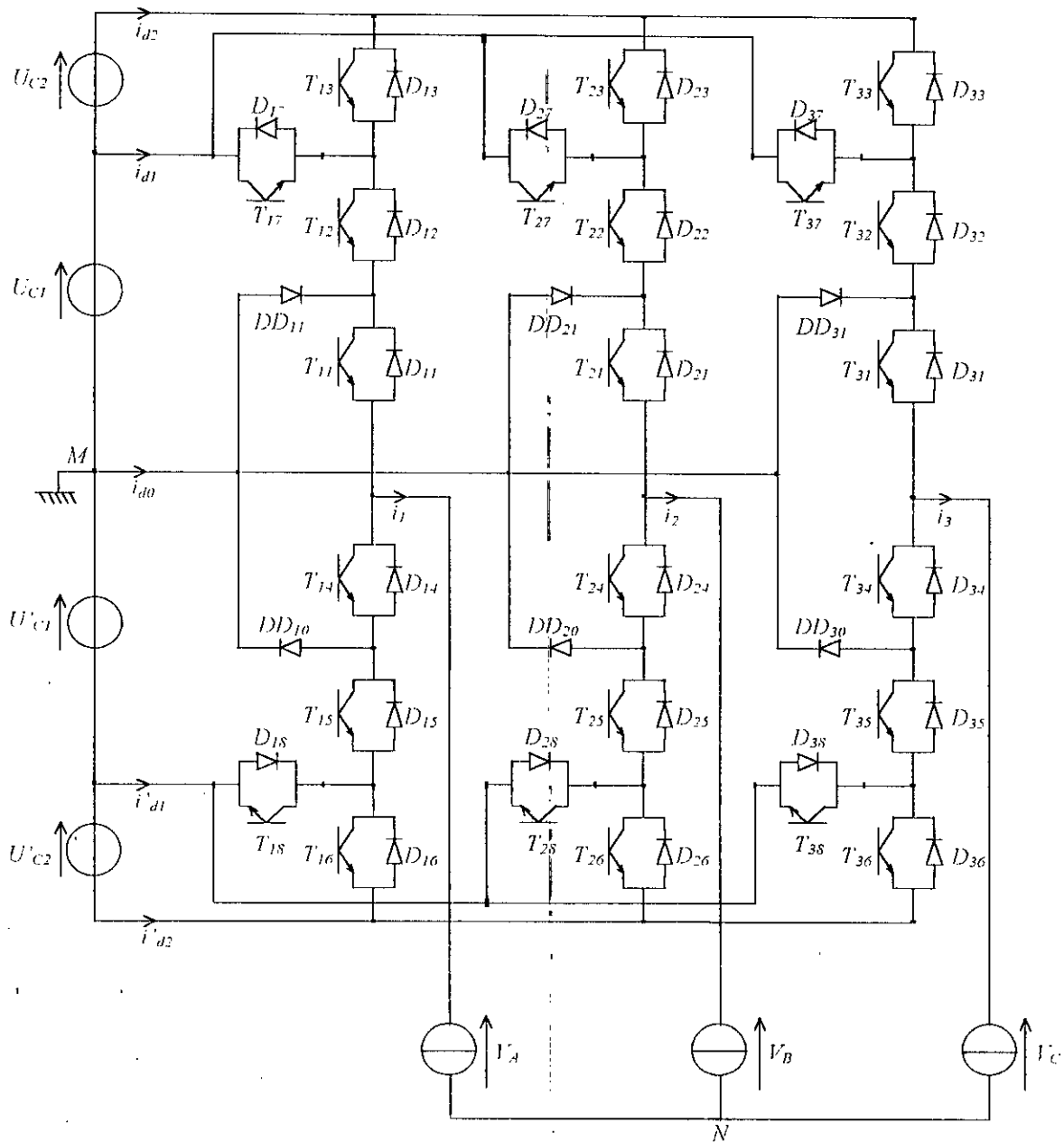


Fig.II.6- Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

III.2.2- Modélisation Du Fonctionnement D'un Bras D'onduleur NPC A Cinq Niveaux :

Grâce à la symétrie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, nous procédons par bras (Fig.II.7). Ainsi nous présentons en premier lieu un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande, ensuite nous déduisons celui de l'onduleur complet.

Une analyse topologique d'un bras montre sept configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont représentées par les figures (II.7.*). Le tableau (II.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (Avec M origine des potentiels et V_{kA} le potentiel du nœud k du bras k).

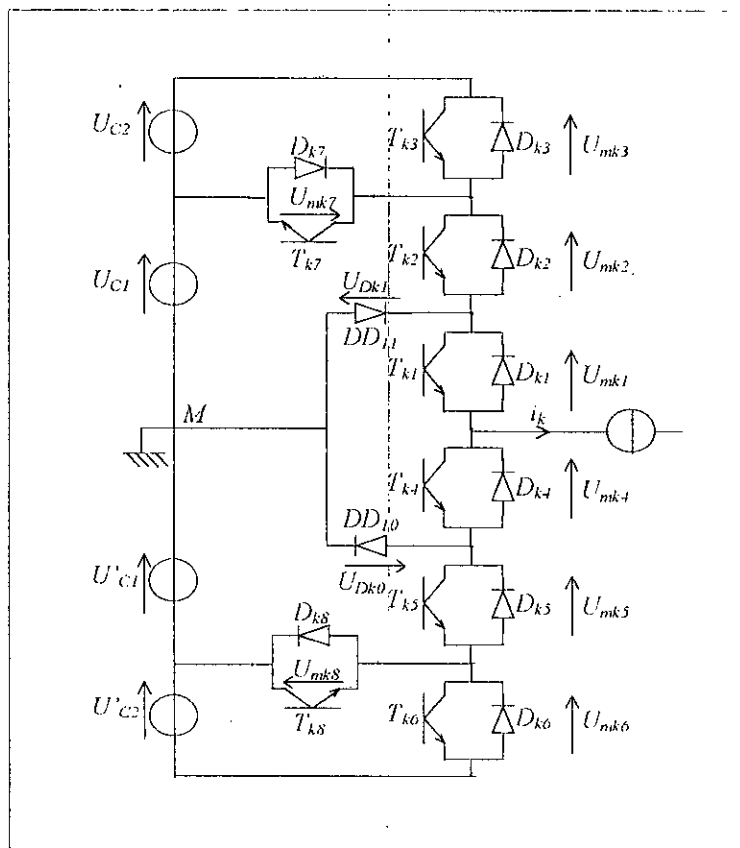
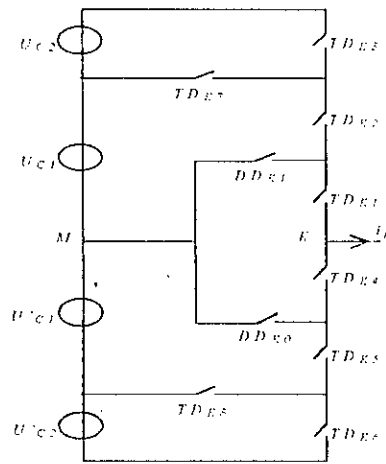


Fig.II.7- Un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras sont fonctions logiques entre :

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



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

Tableau II.1- Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.

Fig.II.7.1- La configuration E_0

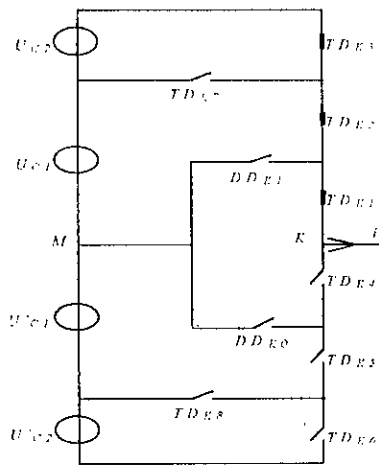


Fig.II.7.2- La configuration E_1

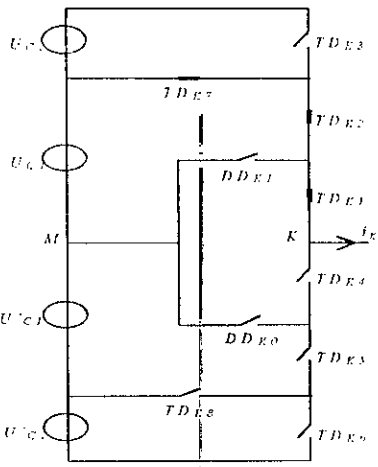


Fig.II.7.3- La configuration E_2

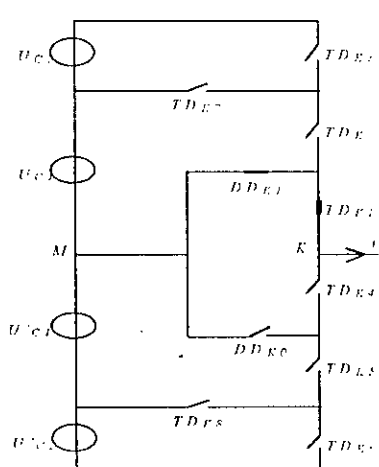


Fig.II.7.4- La configuration E_3

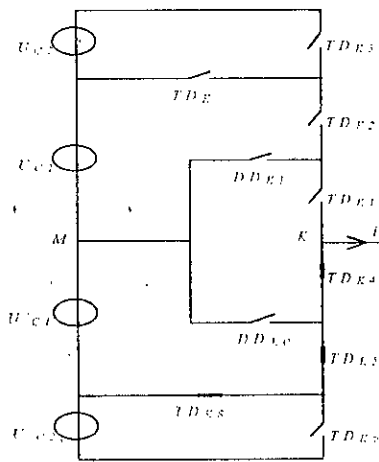


Fig.II.7.5- La configuration E_4

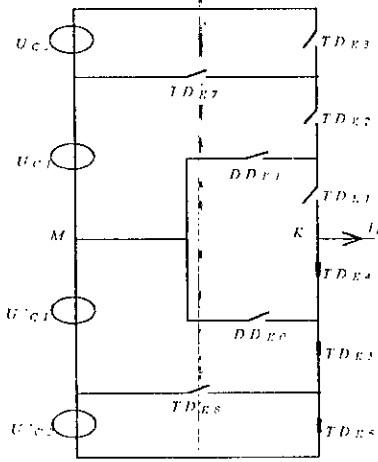


Fig.II.7.6- La configuration E_5

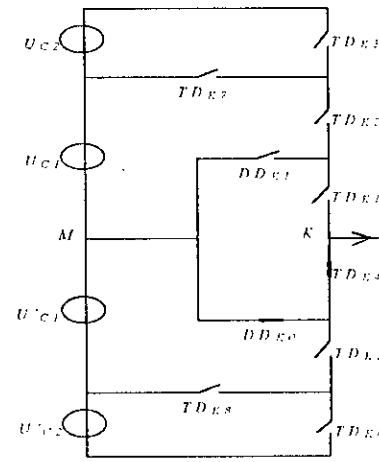


Fig.II.7.7- La configuration E_6

Fig.II.7.*- Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur

II.2.2.1- Cellule De Commutation Multi-Tripole

Chaque bras k d'onduleur à cinq niveaux (Fig.II.6) constitue une cellule de commutation multi-tripôle. Les semi-conducteurs de cette cellule se combinent pour donner plusieurs cellules multi-tripôle (Fig.II.8 *). Donc les transitions entre les différentes configurations d'un bras font intervenir, comme pour les onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux, des commutations type dipôle ou tripôle simple. L'élaboration du modèle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux se trouve ainsi facilitée.

Il y a plusieurs cellules multi-tripôle possibles dont on a cité quelques-unes ci-dessous.

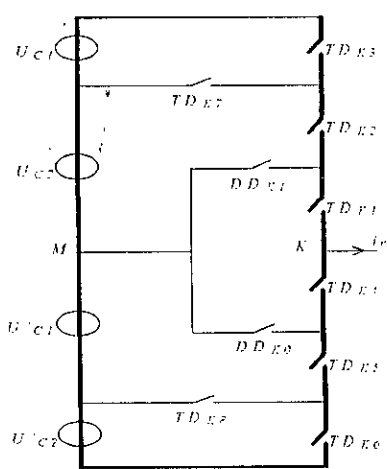


Fig.II.8.1

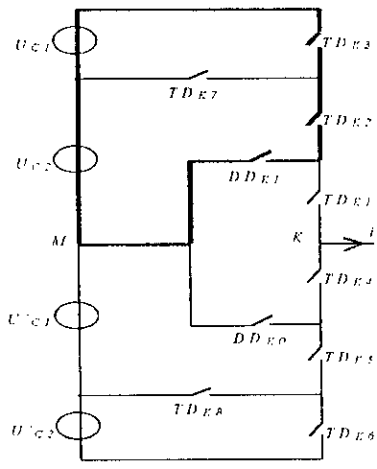


Fig.II.8.2

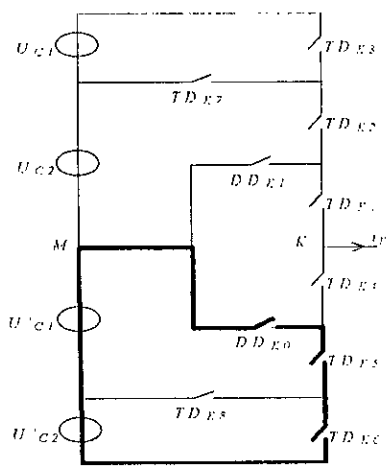


Fig.II.8.3

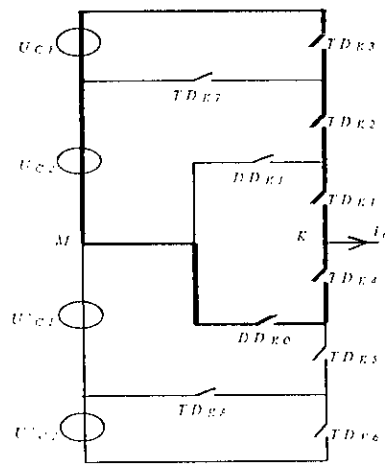


Fig.II.8.4

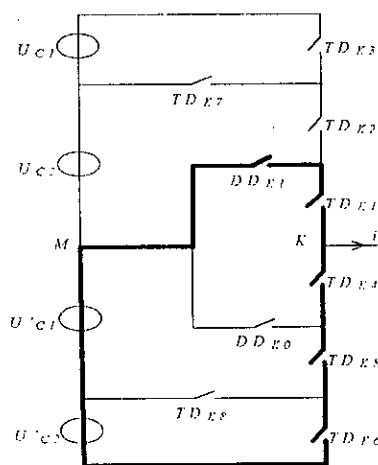


Fig.II.8.5

Fig.II.8.*- Certaines cellules multi-tripôle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux.

II.2.2.2- Réseau De Petri D'un Bras :

La transition entre les différentes configurations donne le réseau de Petri (fig II.9). La variable R_{mn} intervenant dans le réseau de Petri représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration. Les différentes variables sont explicitées ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 R_{01} &= \left[(U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ (U_{mk2} > 0 \ \& \ B_{k2}) \ \& \ (U_{mk3} > 0 \ \& \ B_{k3}) \right] \text{ou} \left[(U_{mk1} < 0) \ \& \ (U_{mk2} < 0) \ \& \ (U_{mk3} < 0) \right] \\
 R_{02} &= \left[(U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ (U_{mk2} > 0 \ \& \ B_{k2}) \ \& \ \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[(U_{mk1} < 0) \ \& \ (U_{mk2} < 0) \ \& \ B_{k7} \right] \\
 R_{03} &= \left[(U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ \bar{B}_{k2} \ \& \ (U_{Dk1} > 0) \right] \\
 R_{04} &= \left[(U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ (U_{mk5} > 0 \ \& \ B_{k5}) \ \& \ \bar{B}_{k6} \right] \text{ou} \left[(U_{mk4} < 0) \ \& \ (U_{mk5} < 0) \ \& \ B_{k8} \right] \\
 R_{05} &= \left[(U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ (U_{mk5} > 0 \ \& \ B_{k5}) \ \& \ (U_{mk6} > 0 \ \& \ B_{k6}) \right] \text{ou} \left[(U_{mk4} < 0) \ \& \ (U_{mk5} < 0) \ \& \ (U_{mk6} < 0) \right] \\
 R_{06} &= \left[(U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ \bar{B}_{k5} \ \& \ (U_{Dk0} > 0) \right] \\
 R_{10} &= (i_k = 0) \\
 R_{12} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k7} \right] \\
 R_{13} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k2} \right] \\
 R_{14} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \right] \\
 R_{15} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \ \& \ B_{k6} \right] \\
 R_{16} &= \left[(i_k < 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k4} \right] \\
 R_{20} &= (i_k = 0) \\
 R_{21} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ B_{k3} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k7} \right] \\
 R_{23} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k2} \right] \\
 R_{24} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \right] \\
 R_{25} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k8} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \ \& \ B_{k6} \right] \\
 R_{26} &= \left[(i_k < 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k4} \right] \\
 R_{30} &= (i_k = 0) \\
 R_{31} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ B_{k3} \right] \\
 R_{32} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \right] \\
 R_{34} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right] \\
 R_{35} &= \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k8} \right] \\
 R_{36} &= impossible
 \end{aligned}$$

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

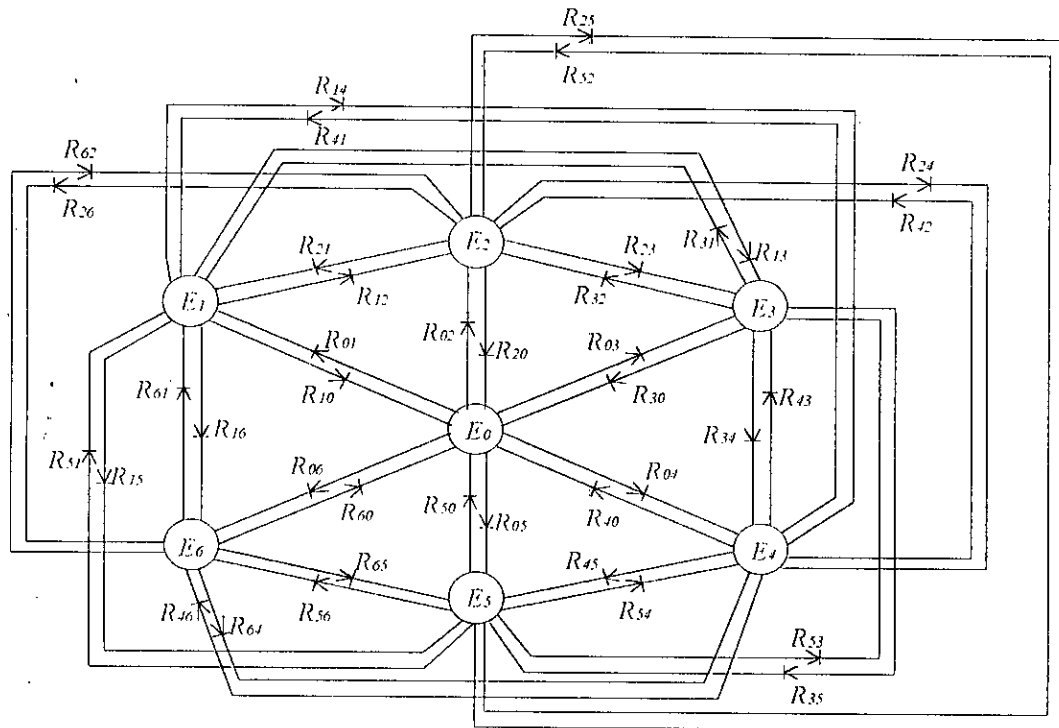


Fig.11.9- Réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux.

II.3-Modèle De Connaissance Des Onduleurs A Trois Niveaux :

II.3.1-Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable, si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et par suite une condition continue de ce convertisseur. Pour l'onduleur à trois et cinq niveaux, cette condition de commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commande externe). Nous supposons que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, nous pouvons définir les notions de fonction de connexion, et de commutation.

II.3.1.1 Fonction de connexion : [Berkouk 95]

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

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

II.3.1.2-Fonction génératrice : [Guillard 94.1]

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

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

II.3.2-Modèle De Commande De L'onduleur Triphasé A Trois Niveaux :

pour un bras de l'onduleur à trois niveaux représentée dans la figure II.2 , et en mode commandable, on définit la commande complémentaire pour un bras k comme suit :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B}_{k4} \\ B_{k2} = \overline{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

avec :

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

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (II.3)$$

La commande complémentaire est exprimée pour les trois bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases}$$

Nous définissons en plus la fonction de connexion du demi-bras par F_{kj}^s avec : $j=0$ pour le demi-bras du bas, et $j=1$ pour le demi-bras du haut.

$$F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \text{ est associée au demi-bras du haut} \quad (II.4)$$

$$F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \text{ est associée au demi-bras du bas}$$

En mode commandable, le réseau de Petri de l'onduleur se réduit à la figure (II.10) ci-dessous [Berkouk 95].

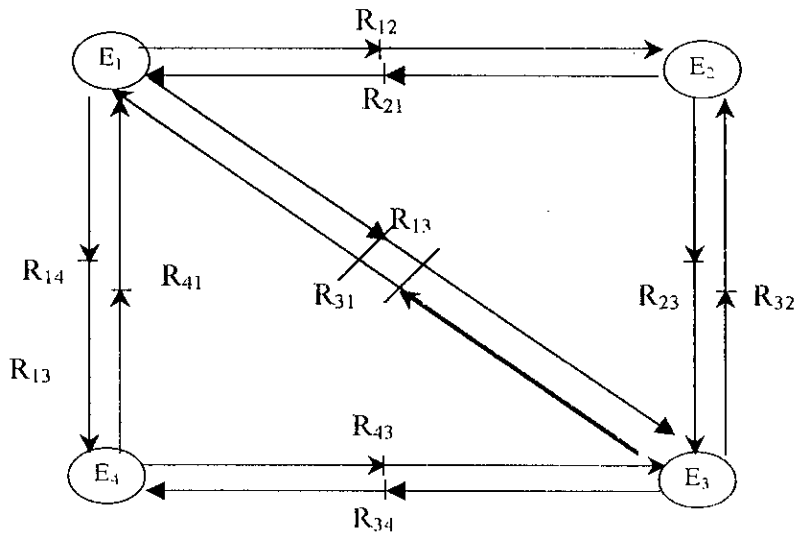


Fig.II.10- Modèle d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable Fonction de conversion :

les potentiels des nœuds A,B,C de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu M de la source de tension d'entrée sont donnés par :

$$\begin{cases} V_{AM} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_C \\ V_{BM} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_C \\ V_{CM} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_C \end{cases} \quad (II.5)$$

Nous appliquons l'équation (II.4) et nous trouvons :

$$\begin{cases} V_{AM} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot U_C \\ V_{BM} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot U_C \\ V_{CM} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot U_C \end{cases} \quad (II.5)$$

Les différentes tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned} U_{AB} &= V_{AM} - V_{BM} = [(F_{11}^b - F_{21}^b) - (F_{10}^b - F_{20}^b)] \\ U_{BC} &= V_{BM} - V_{CM} = [(F_{21}^b - F_{20}^b) - (F_{31}^b - F_{30}^b)] \\ U_{CA} &= V_{CM} - V_{AM} = [(F_{31}^b - F_{30}^b) - (F_{11}^b - F_{10}^b)] \end{aligned} \quad (II.6)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} U_{AB} - U_{CA} \\ U_{BC} - U_{AB} \\ U_{CA} - U_{BC} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

Cette relation montre que les tensions V_A , V_B , et V_C admettent trois niveaux de tension - U_c , 0, U_c .

Les courants d'entrées i_{d1} , i_{d2} sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (II.9)$$

On peut écrire aussi :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2}$$

Le vecteur d'état est $[U_{c1} \ U_{c2} \ i_1 \ i_2 \ i_3]^T$ et les entrées internes sont $[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d0}]^T$

Comme l'alimentation est parfaite et le neutre de la charge est isolé alors :

$$\begin{aligned} i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \\ V_A + V_B + V_C &= 0 \end{aligned} \quad (II.10)$$

$$i_{d0} = -(i_{d1} + i_{d2})$$

on utilise seulement $[U_C \ i_1 \ i_2]^T$ et $[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2}]^T$.

II.3.2.1-Relation de conversion simple :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2(F_{11}^b - F_{10}^b) - (F_{21}^b - F_{20}^b) - (F_{31}^b - F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 \\ -\frac{(F_{11}^b - F_{12}^b) + 2(F_{21}^b - F_{20}^b) - (F_{31}^b - F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11}^b - F_{31}^b) & (F_{21}^b - F_{31}^b) \\ 0 & (F_{10}^b - F_{31}^b) & (F_{10}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

[N(t)] : est la matrice de conversion simple.

II.3.2.2-Relation de conversion composée :

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

avec :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 \\ (F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11g}^b - F_{31g}^b) & (F_{21g}^b - F_{31g}^b) \\ 0 & (F_{10g}^b - F_{30g}^b) & (F_{20g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

[M(t)] : est la matrice de conversion composée.

En représentant le modèle de connaissance global en mode commandable, on distingue deux parties, la partie commande et la partie opérative, avec deux blocs l'un continu (représentant la charge), et l'autre discontinu (représente la fonction de l'onduleur).

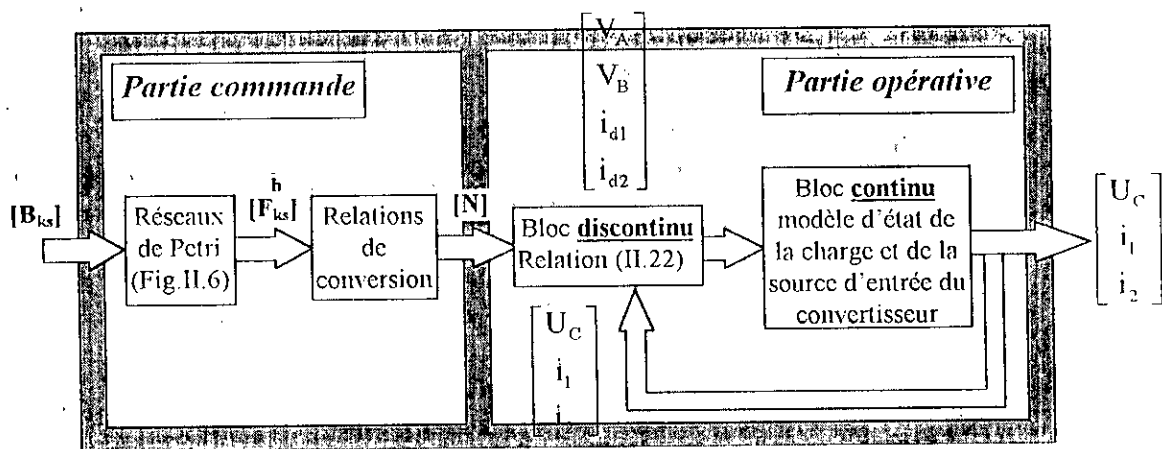


Fig.II.11- Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux

II.3.2.3-Fonctions Génératrices Et Modèle De Commande :

Pour la synthèse des algorithmes de commande, il est nécessaire de transformer le modèle de connaissance pour l'homogénéiser, on utilisera les fonctions génératrices. Une fonction génératrice de connexion F_{ig} est une fonction continue qui représente la valeur moyenne génératrice de connexion est donnée par :

$$F_{ig} = \frac{1}{T_c} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} F_i(\tau) d\tau$$

de même, on associe respectivement les matrices de conversion simples $[N_g(t)]$ et composées $[M_g(t)]$ aux matrices $[N(t)]$ et $[M(t)]$ par les relations :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2(F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 \\ -\frac{(F_{11g}^b - F_{12g}^b) + 2(F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11g}^b - F_{31g}^b) & (F_{21g}^b - F_{31g}^b) \\ 0 & (F_{10g}^b - F_{31g}^b) & (F_{10g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 \\ (F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11g}^b - F_{31g}^b) & (F_{21g}^b - F_{31g}^b) \\ 0 & (F_{10g}^b - F_{30g}^b) & (F_{20g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

$M_g(t)$ et $N_g(t)$ sont les matrices génératrice de conversion composé et simple respectivement La figure (II-12) présente modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, les grandeurs de ce modèle sont toutes continues

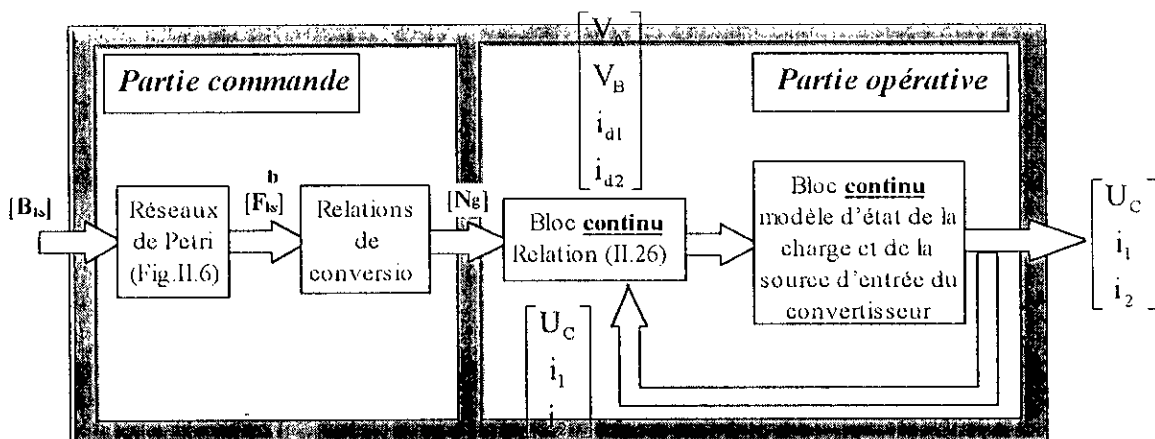


Fig .II.12- Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

II.4- Modèle De Commande De L'onduleur Triphasé à Cinq Niveaux :

Pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux (Fig.II.6), et en mode commandable, nous définissons la commande complémentaire comme suit :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec, commande de base du transistor T_{ks} du bras k , ainsi avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

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

k : numéro du bras.

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

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

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

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

Avec la commande complémentaire et en mode commandable, le réseau de Petri du fonctionnement d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux se simplifie de sept à cinq places.

Le réseau de Petri obtenu dans ces conditions est représenté à la figure (II.13).

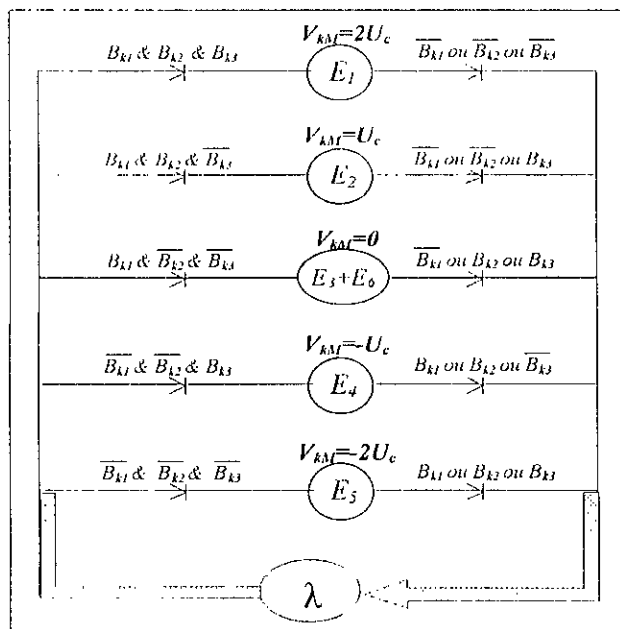


Fig.II.13- Réseau de Petri parallèle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux en mode commandable.

II.4.1-Fonction de conversion :

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

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}(1-F_{13})U_{C1} + F_{11}F_{12}F_{13}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{14}F_{15}(1-F_{16})U'_{C1} - F_{14}F_{15}F_{16}(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}(1-F_{23})U_{C1} + F_{21}F_{22}F_{23}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{24}F_{25}(1-F_{26})U'_{C1} - F_{24}F_{25}F_{26}(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}(1-F_{33})U_{C1} + F_{31}F_{32}F_{33}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{34}F_{35}(1-F_{36})U'_{C1} - F_{34}F_{35}F_{36}(U'_{C1} + U'_{C2}) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

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

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} \end{cases}, \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22}F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} \end{cases}, \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

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

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

En introduisant ces fonctions dans le système (II.20), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17}U_{C1} + F_{11}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{18}U'_{C1} - F_{10}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{BM} = F_{27}U_{C1} + F_{21}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{28}U'_{C1} - F_{20}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{CM} = F_{37}U_{C1} + F_{31}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{38}U'_{C1} - F_{30}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \end{cases} \quad (II.23)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \quad (II.24)$$

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

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$, la relation (II.24) se réduirait à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (II.25)$$

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

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (II.26)$$

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

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (II.27)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (II.28)$$

A partir des relations (II.24) et (II.28), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \right\} \quad (II.29)$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$, la relation (II.29) se réduirait à :

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

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \right\} \quad (II.32)$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$, cette relation se réduirait à :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (II.33)$$

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

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

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système (II.34) devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i'_{d1} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i'_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (II.35)$$

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

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (II.36)$$

d'où le courant i_{d0} :

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

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

$$[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i_{d0}]^T \text{ ou } [U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i_{d0}]^T$$

II.4.2- Relations de conversions simples :

Cette relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N(t) \end{bmatrix} \quad (II.38);$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} \quad (II.39)$$

On appellera $[N(t)]$ donnée par (II.40), matrice de conversion simple.

II.4.3- Relations de conversions composées :

Cette relation est définie par (II.39) avec : $[M(t)]$ donnée par (II.41), est appelée matrice de conversion composée.

La figure (II.14) montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à cinq niveaux en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée et sa charge triphasée, on distingue :

- La partie commande qui est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable (Fig.II.13). Cette partie génère la matrice de conversion en utilisant la relation (II.39).

- La partie opérative qui est constituée :

- D'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion.
- D'un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

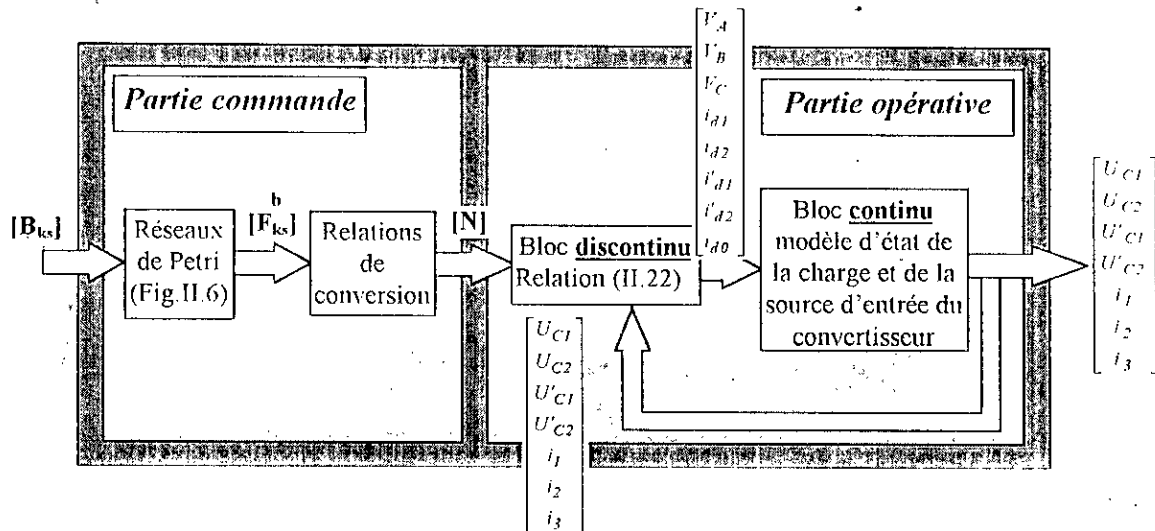


Fig.II.14- Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

II.4.5-Fonction Génératrice Et Modèle De Commande :

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (fig.II.14) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Pour l'adapter à la commande de l'onduleur par un ordinateur numérique, on définit un modèle de commande en utilisant la notion de fonction génératrice (II.1). Les relations (II.38) et (II.39) de l'onduleur triphasé à cinq niveaux deviennent respectivement (II.42) et (II.41) avec $[N_g(t)]$ et $[M_g(t)]$ données par (II.44) et (II.43) respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} N_g(t) \end{bmatrix} \quad (II.42) ;$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_g(t) \end{bmatrix} \quad (II.43)$$

La figure (II.15) présente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

INTRODUCTION :

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

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de commande ont été proposées.

Dans ce chapitre, on étudiera les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux et à cinq niveaux à structure NPC avec une étude comparative. Ces stratégies sont des extensions de celles des onduleurs à deux niveaux.

L'analyse de ces différentes stratégies sera basée les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par cet onduleur et sur les harmoniques des tensions de sortie.

Ainsi les neuf stratégies de commande de l'onduleur ont été étudiées dans Ce chapitre :

- La Commande pleine onde.
- La Commande par hystérésis en courant.
- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.
- La Commande triangulo-sinusoïdale à une porteuse avec injection de l'harmonique trois.
- La Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses
- La Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses avec injection de l'harmonique trois
- La Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.
- La Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois.
- La Modulation vectorielle.

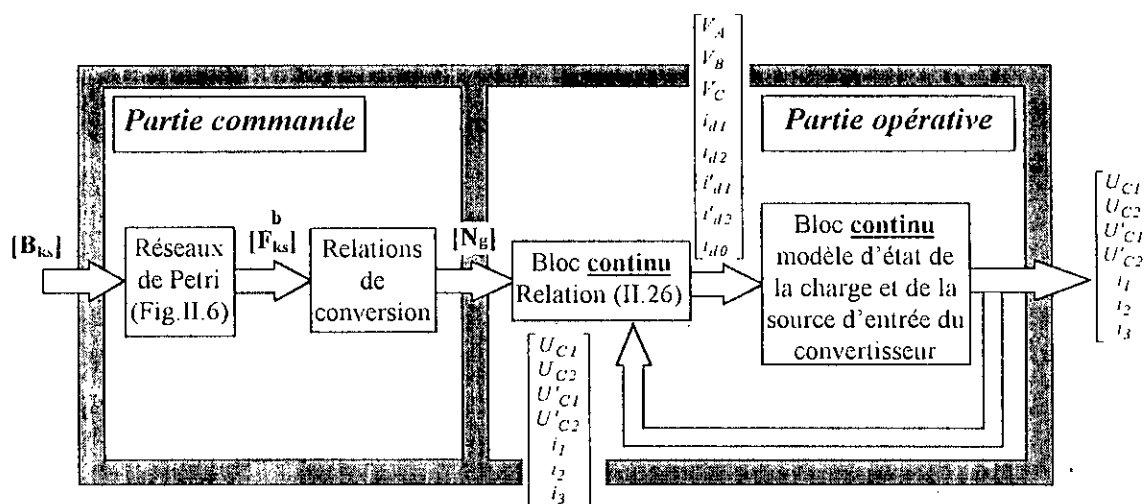


Fig.II.15- Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement d'onduleur triphasé à trois niveaux et l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri, la cellule de commutation multi-tripole qui constitue le modèle de l'onduleur à trois niveaux est incluse dans celui à cinq niveaux ou les configurations E₁ et E₅ de l'onduleur à cinq niveaux ne sont jamais validées pour un fonctionnement en trois niveaux

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à trois et l'onduleur à cinq niveaux, nous avons élaboré ses modèles sans a priori sur la source de tension et de courant. Nous avons montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, nous aboutons à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues.

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

Chapitre III

Stratégies de commande pour l'onduleur triphasés à trois et cinq niveaux

III.1- Commande pleine onde :

Dans cette partie, on présente une commande élémentaire pour chacun des onduleurs à trois niveaux à cinq niveaux : la commande pleine onde.

III.1.1- Onduleur Triphasé A Trois Niveaux :

Pendant une période de fonctionnement à trois niveaux (figure II.2), la commande des interrupteurs représentée à la (figure III.1)

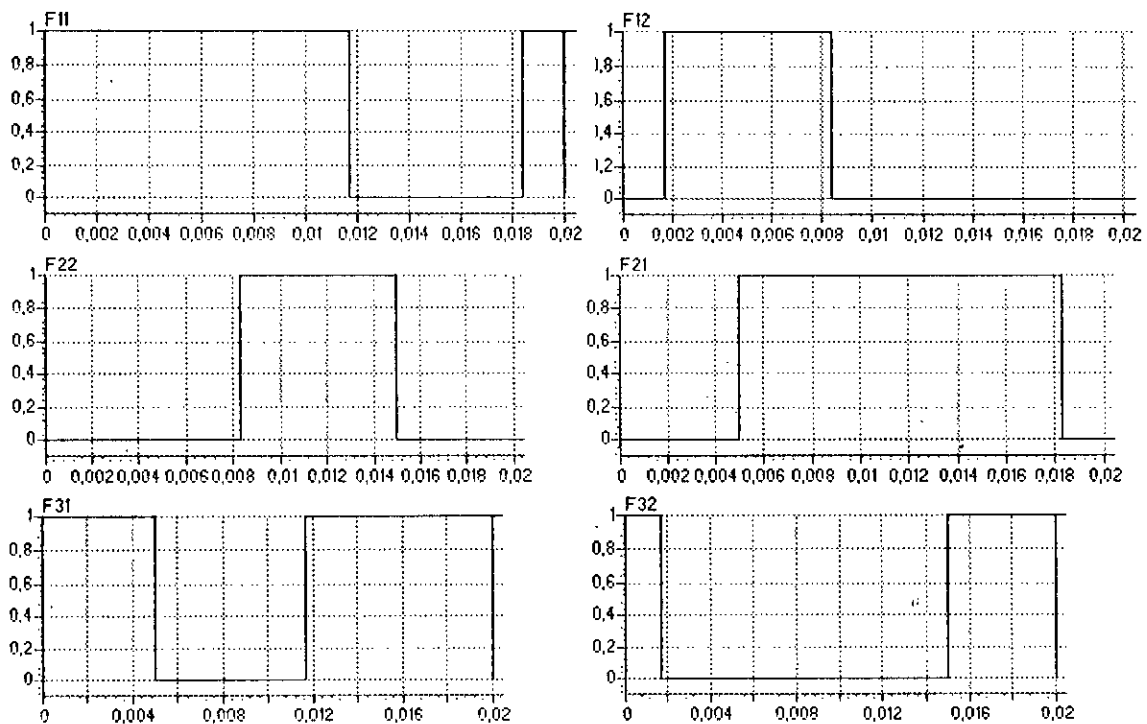


Fig . III.1- séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Avec cette stratégie, on génère un système de tension dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré. Les figure (III.3. *) montrent la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par cet onduleur à trois niveaux pour une charge imposant un couple résistant $C_r=2Nm$.

Le spectre de la tension V_a (Fig III.2) montre que seuls les harmoniques impaires de rang $6n+1$ existent.

On remarque les trois niveaux possibles pour les tensions V_{am}, V_b, V_{cm} , le couple électromagnétique du moteur triphasé (Fig III.3.2) dont la fréquence est six fois celle de l'onduleur est ondulée à une valeur moyenne de $-2 Nm$.

La (Fig III.3.3) présente la vitesse du moteur triphasé, elle montre la possibilité de freinage et d'inversion du sens de rotation en permutant entre les commandes de deux phases. Ainsi, la machine peut fonctionner par cette stratégie dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

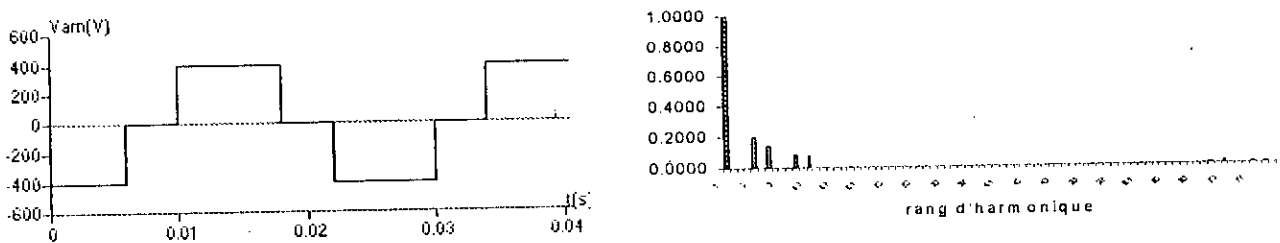


Fig III.2-Tension simple V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique

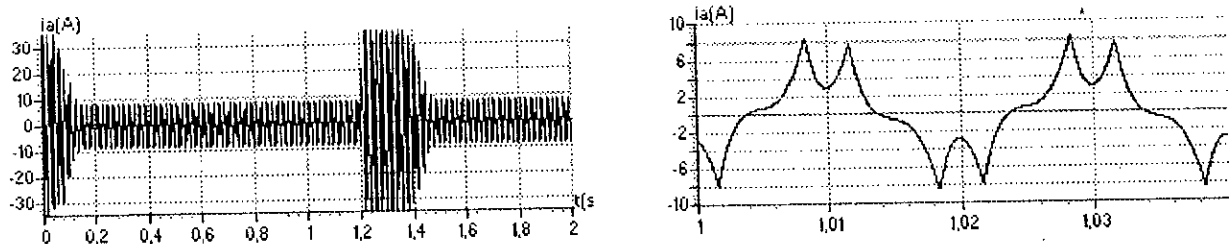


Fig III.3.1-Courant i_a en régime transitoire et permanent du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux, commandé par la stratégie pleine onde

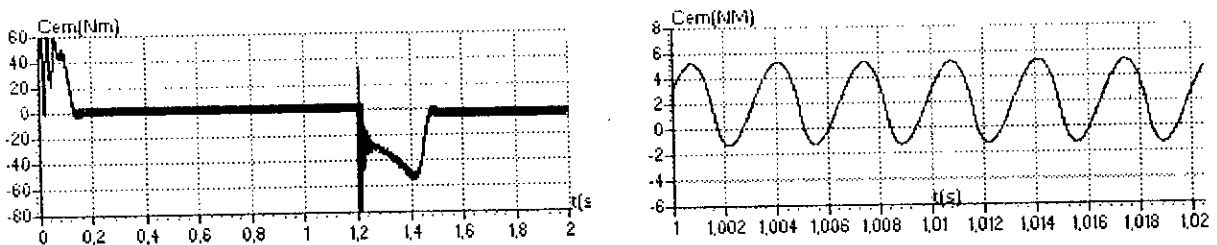


Fig III.3.2-Couple électromagnétique du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux, commandé par la stratégie pleine onde

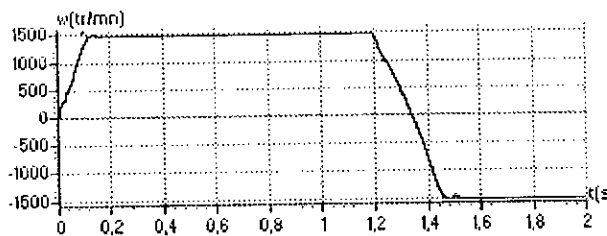


Fig III.3.3-Vitesse du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux, commandé par la stratégie pleine onde

III.1.2-L'Onduleur triphasé à Cinq niveaux :

La figure(III.4) représente les séquences de commande des interrupteurs de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

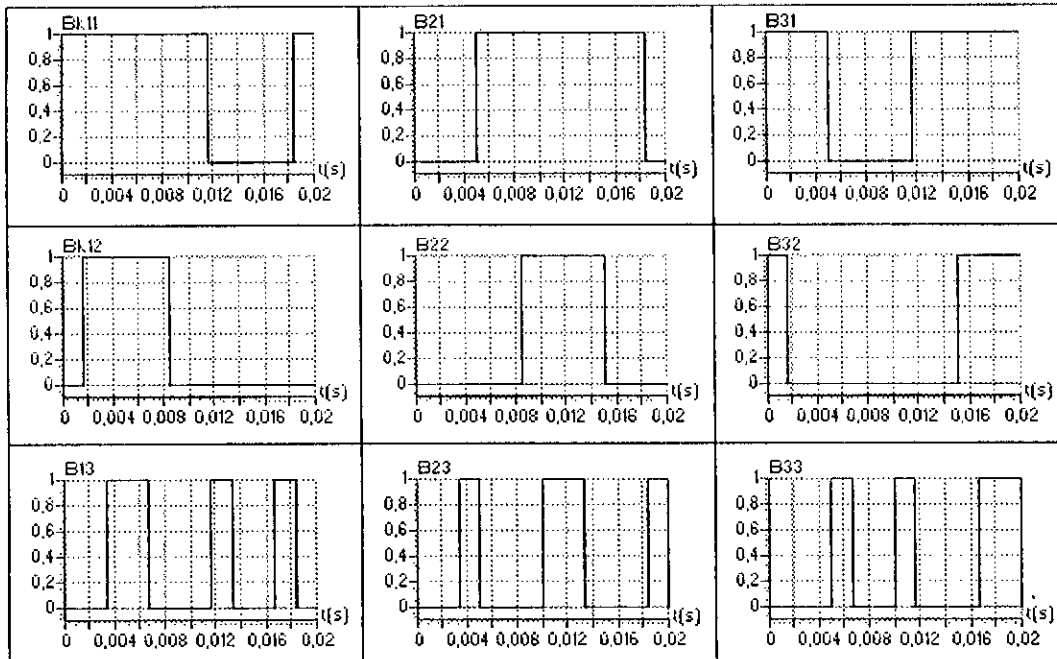


Fig.III.4- Séquence de commande des interrupteurs pour la stratégie de commande pleine onde d'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Avec cette commande on génère un système de tension dont les fondamentaux constituent un système triphasé équilibré. Les figure (III.6.*) montrent la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par cet onduleur. La charge impose à la machine un couple résistant de 2Nm.

Le spectre de la tension V_a Figure (III.5) montre que les harmoniques multiples de trois sont nuls, et que les harmoniques de rang $6N \pm 1$ sont les plus important par rapport celles de trois niveaux, on remarque les six niveaux possibles pour la tension simple de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Le couple électromagnétique a une fréquence six fois celle de l'onduleur, il est ondulé à une valeur moyenne -2 Nm.

La figure (III.6.3) présente la vitesse de moteur triphasé. Elle montre la possibilité d'inversion du sens de rotation d'où la possibilité de fonctionnement dans les quatre quadrants couple- vitesse.

On peut conclure de cette étude de commande pleine onde des onduleurs à trois et cinq niveaux, que les harmoniques des tensions de sortie, et donc des courants et des couples sont plus faibles avec la structure trois niveaux

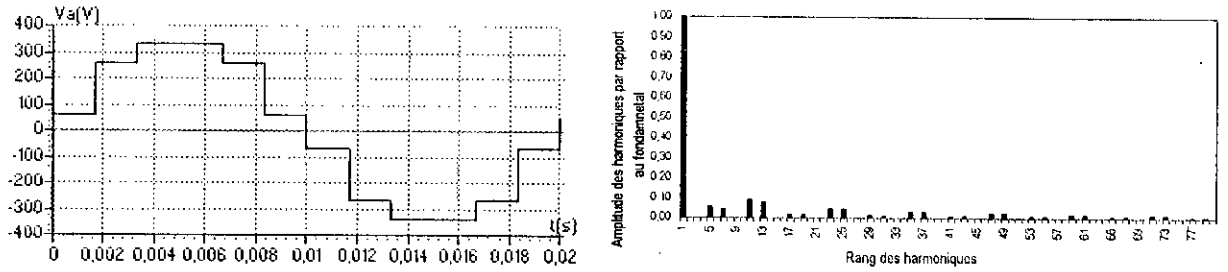


Fig.III.5- La tension simple V_A et son spectre d'un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie pleine onde

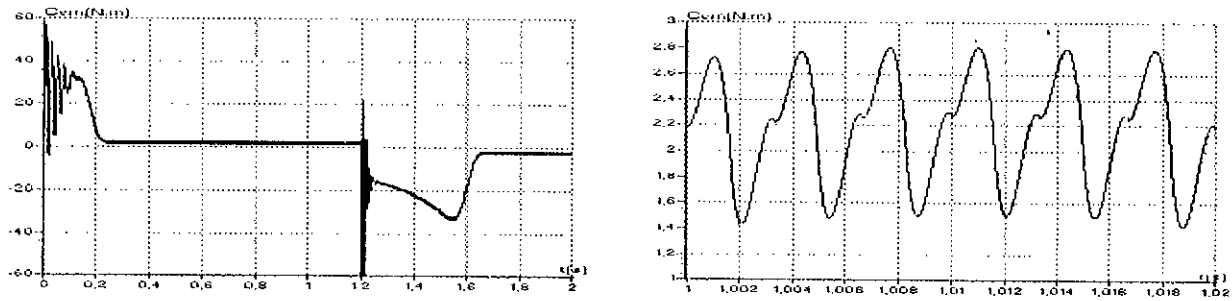


Fig.III.6.1- Le couple électromagnétique e régime transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande pleine onde.

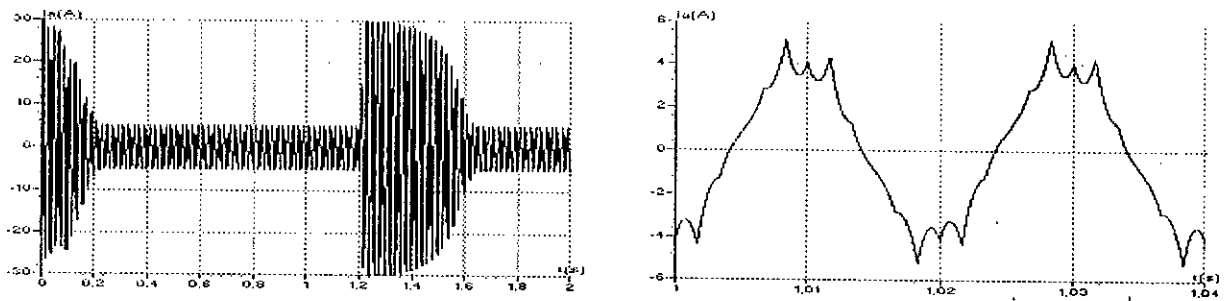


Fig.III.6.2- Le courant i_A transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande pleine onde.

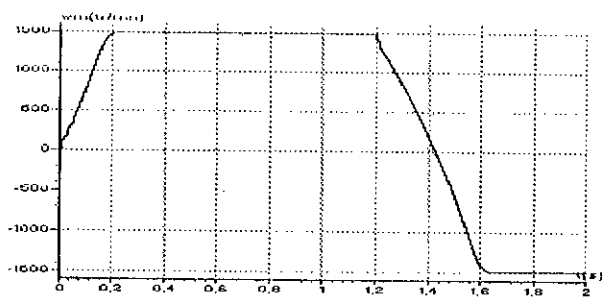


Fig.III.6.3- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de commande pleine onde.

III.2- Commande Par Hysteresis En Courant :

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant des machines. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen de régulateurs linéaires classiques (P,PI) ou à hystérésis.

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis en courant des onduleurs NPC à trois niveaux et les onduleurs à cinq niveaux à structure NPC. Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence i_{refk} au courant réel i_k , et à partir de l'écart entre eux, on déduit la commande des interrupteurs de convertisseur.

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence I_{ref} dont les enroulements de la machine avec de degré de liberté :

- L'amplitude.
- La fréquence.

III.2.1- Onduleur Triphasé A Trois Niveaux :

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase k (bras k de l'onduleur) par le système suivant :

$$\begin{cases} [(\epsilon_k \geq \Delta i) \text{ et } (\epsilon_k \leq 2 \cdot \Delta i)] \text{ or } [(\epsilon_k \leq -\Delta i) \text{ et } (\epsilon_k \geq -2 \cdot \Delta i)] \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (\epsilon_k > 2 \cdot \Delta i) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ (\epsilon_k < -2 \cdot \Delta i) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \end{cases} \quad (III.1)$$

La figure (III.7) montre le schéma synoptique de la stratégie .

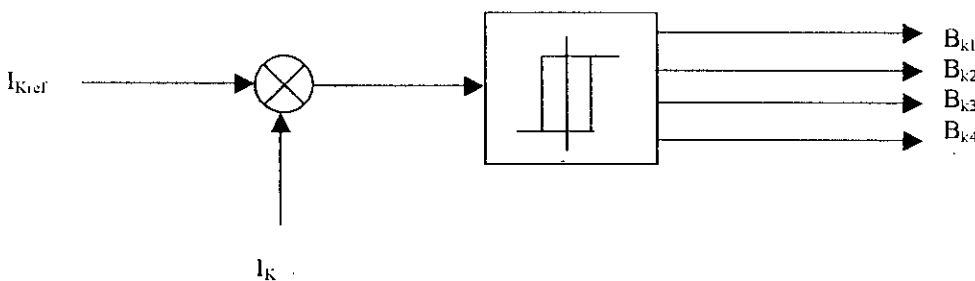


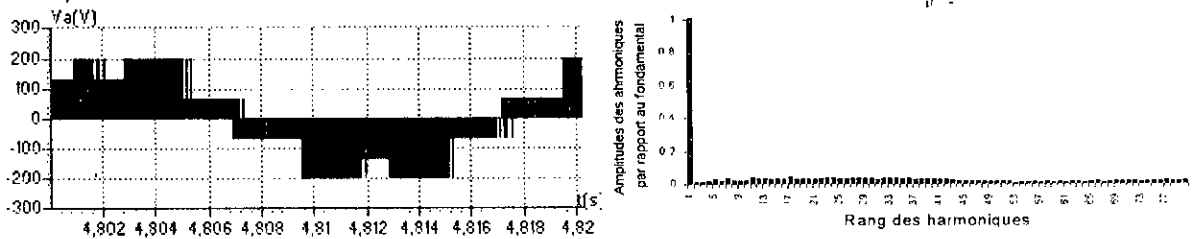
Fig III.7- principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant

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

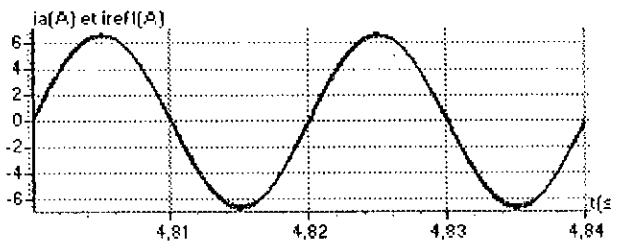
Les figures (III.9.*) représentent les résultats de la conduite de la machine triphasée alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant avec $\Delta i=0,1$, le moteur fonctionne à vide, les figures montre que les courants de la

machine suivent leurs références pour les faibles valeurs de Δi . Le couple électromagnétique du moteur triphasé à toujours une fréquence six fois celle de l'onduleur, les harmoniques sont tous pratiquement négligeables par rapport au fondamental c'est l'un des points positifs des onduleurs à trois niveaux.

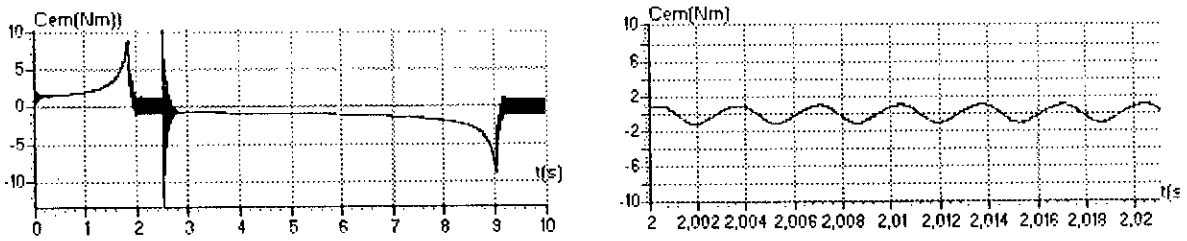
La figure (III.9.2)montre la possibilité du fonctionnement de la machine asynchrone triphasée dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse en utilisant la variable marche.



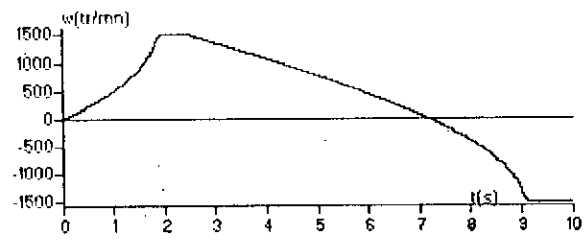
Fig(III.8.1) Tension V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i=0,1A$).



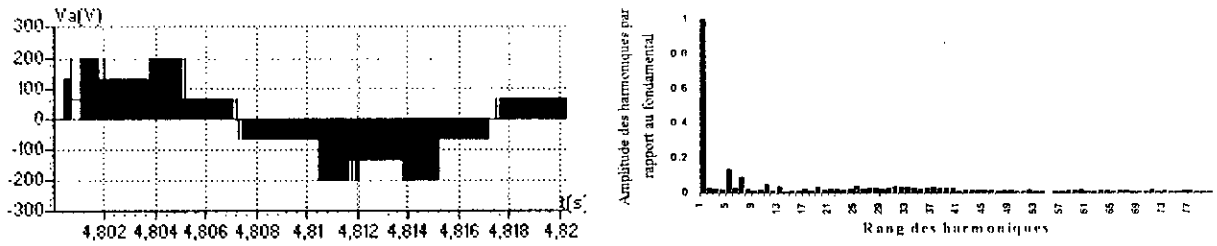
Fig(III.8.2) Courant de référence et réel de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i=0,1A$).



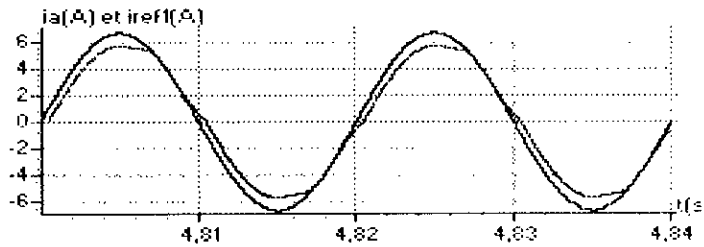
Fig(III.9.1) Le couple électromagnétique en régime transitoire et permanent du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i=0,1A$).



Fig(III.9.2) Vitesse du moteur triphasé alimenté par l'onduleur à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i=0,1A$).



Fig(III.10.1) Tension V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i=0,5$)A.



Fig(III.10.2) Courant de référence et réel de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($\Delta i=0,5$)A.

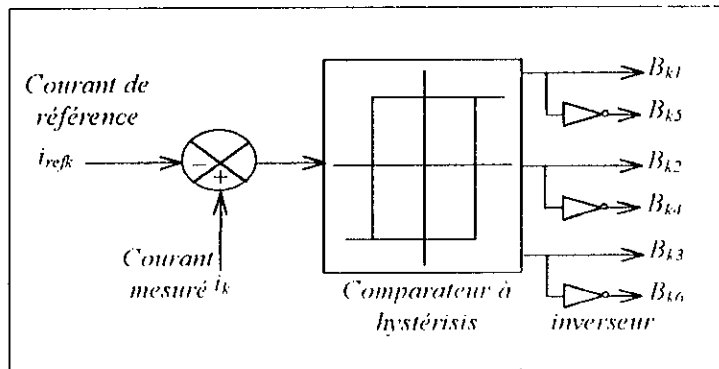
III.2.2 Onduleur à cinq niveaux :

Pour les onduleurs à cinq niveaux, l'algorithme de commande par hystérésis se résume pour une phase k par le système suivant :

$$\begin{cases}
 C_1 = \varepsilon_k > 2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0 \\
 C_2 = \Delta i < \varepsilon_k < 2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 1 \\
 C_3 = -2\Delta i < \varepsilon_k < -\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0 \\
 C_4 = \varepsilon_k < -2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1
 \end{cases}$$

si non la commande de semi conducteurs reste inchangée.

la figure(III.12) montre le schéma synoptique de la stratégie



FigIII.12- schéma synoptique de la commande par hystérésis en courant des onduleurs à cinq niveaux.

Les Figure (III.14*) montre respectivement les résultats de la conduite de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant $\Delta i=0,1A$ et $\Delta i=0,5A$, la charge imposée à la machine un couple résistant de $4Nm$.

Les courants de la machine suivent bien leurs références pour des faibles valeurs de Δi , ce dernier reste un paramètre très important.

Les spectres de la tension simple présente des harmoniques paire et impaire d'amplitude pratiquement négligeable devant celle de fondamental.

Le couple électromagnétique à une fréquence trois fois celle de la tension de sortie ($\Delta i=0,5A$), à cause de la présence des harmoniques de rang deux et quatre, il est très ondulé pour $\Delta i=0,1A$, et de la valeur moyenne $-1Nm$.

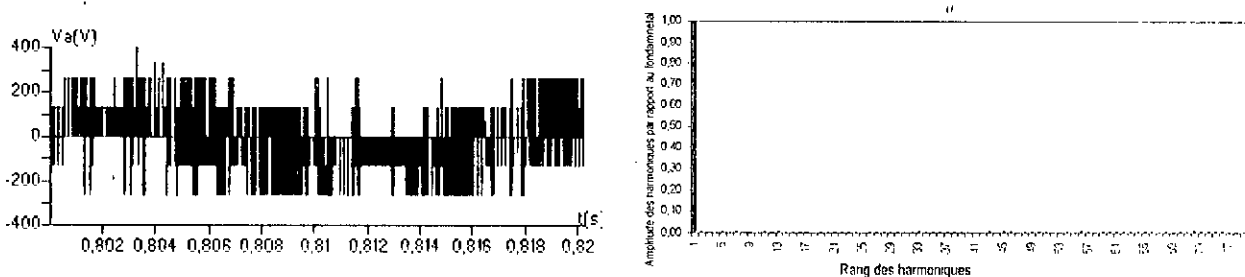


Fig.III.13.1- La tension V_A de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.1A$)

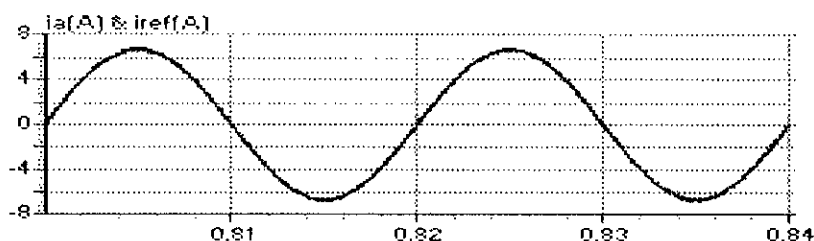


Fig.III.13.2- Les courants de référence et réel de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.1A$).

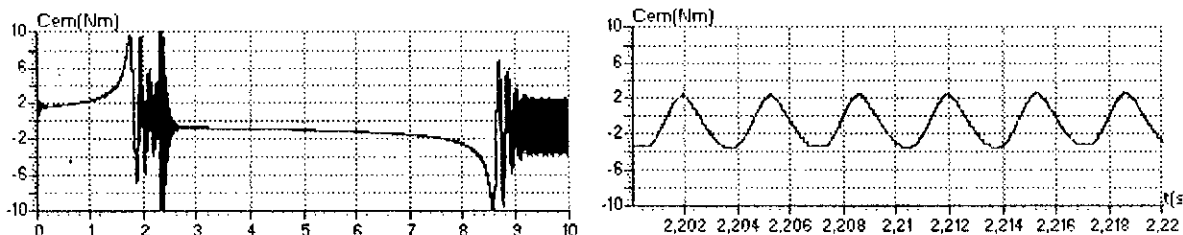


Fig.III.14.1- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.1A$).

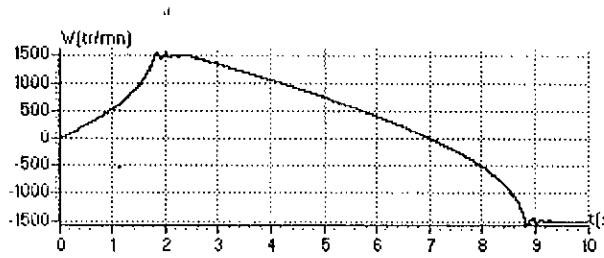


Fig.III.14.2- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.1A$).

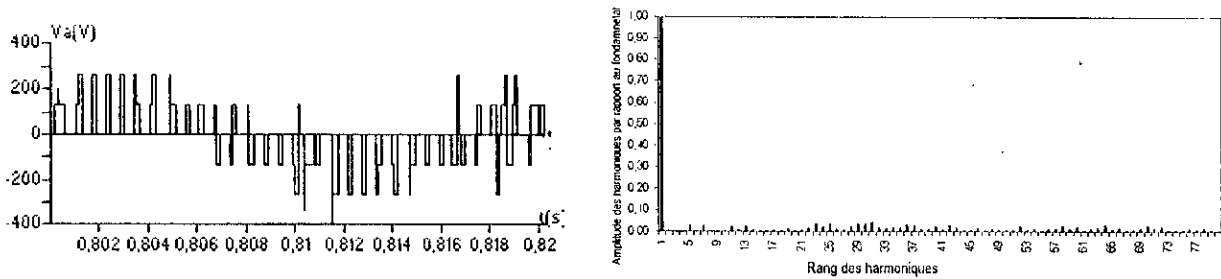


Fig.III.15.1- La tension V_A de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.5A$).

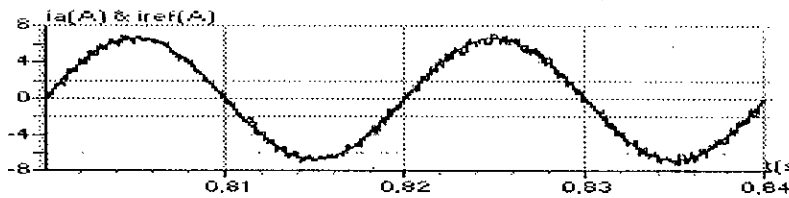


Fig.III.15.2- Les courants de référence et réel de l'onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i=0.5A$).

III.3 La Commande Triangulo Sinusoïdale A Une Seule Porteuse :

Cette stratégie est très connue pour les onduleurs à deux niveaux , son principe général est de comparer une tension de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie, cette stratégie est caractérisée par deux paramètres. L'indice de modulation m et le taux de modulation r , on définit l'indice de modulation m comme le rapport de la fréquence f_p de la porteuse a la fréquence f de la tension de référence ($m = f_p/f$). Le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence a l'amplitude U_{pm} de la porteuse ($r = V_m/U_{pm}$).

On parle de modulation synchrone quand m est entier, et asynchrone dans le cas contraire.

III.3.1 Onduleur Triphasé A Trois Niveaux :

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux permettent de générer un système de tension triphasé équilibré directe ou inverse, aussi que les porteuses triangulaires sont données par les équations suivantes :

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

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

l'algorithme de cette commande se résume comme suit :

$$\begin{cases} (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0. \end{cases} \quad (III.5)$$

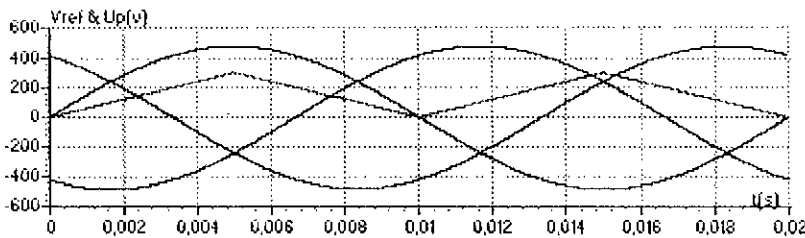


Fig III.17 les différents signaux de la stratégie triangulo sinusoidale a une seule porteuse (m=9, r=0,8)

Nous constatons pour cette stratégie que :

Le nombre d'impulsions P de la tension simple Va par alternance vaut :

$$\begin{cases} P = m - 1/2 \text{ m est impair} \\ P = (m/2) - 1 \text{ m pair} \end{cases} \quad (III.6)$$

Le nombre de commutation par période d'un interrupteur à trois niveaux est 2P.

Pour m pair, il y a une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , et donc seules les harmoniques impaires existent, pour m impaire, on note la présence des harmoniques paires et impaires.

L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc seront facilement filtrées. Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse $F_p = mf$, les figure (III.20) montrent les performances de la conduite de MAS, le couple C_{em} a fréquence égale à celle de Va

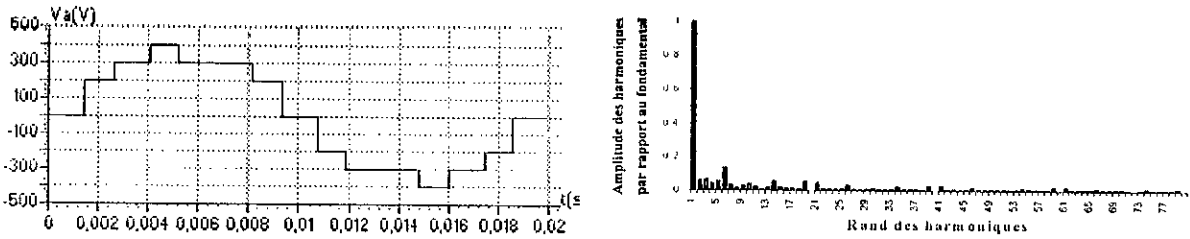


Fig III.18.1-Tension simple V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique ($m=9, r=0.8$)

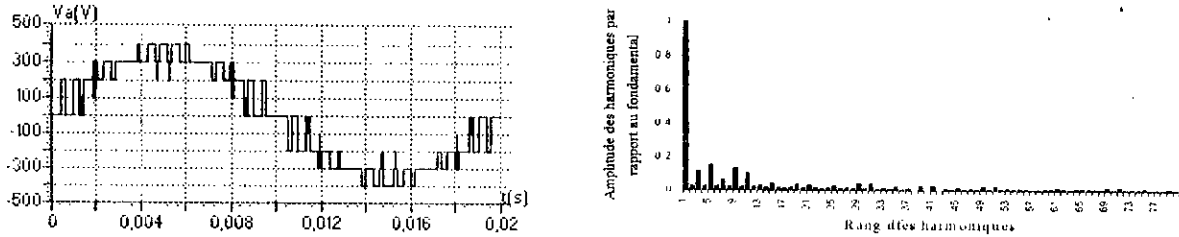


Fig III.18.2-Tension simple V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique ($m=36, r=0.8$)

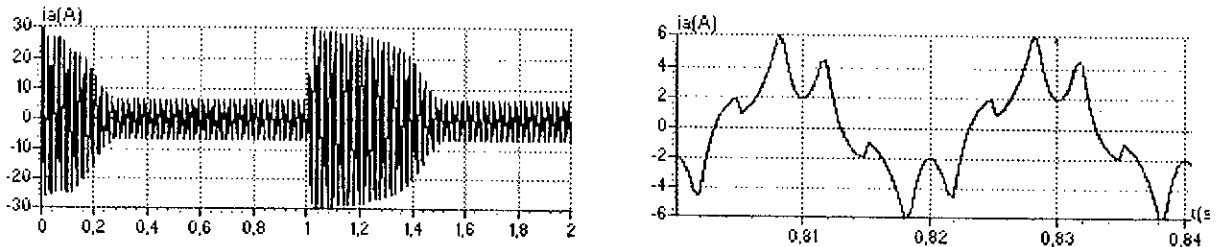


Fig III.19.1-Courant i_a en régime transitoire et permanent du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par de la stratégie triangulo sinusoïdale a une seule porteuse.

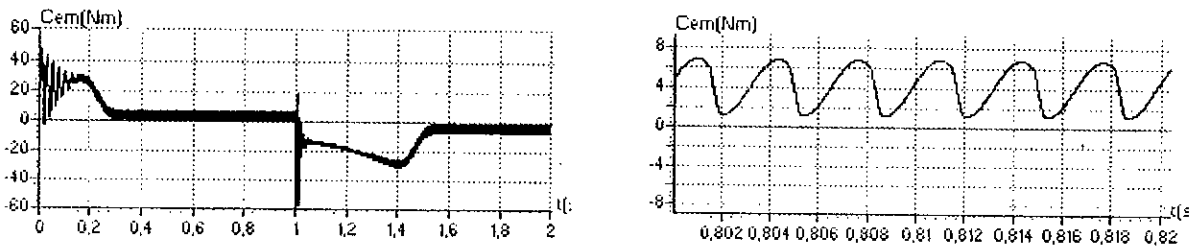


Fig III.19.2-Couple électromagnétique du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par de la stratégie triangulo sinusoïdale a une seule porteuse.

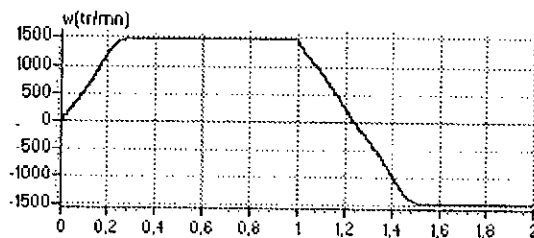


Fig III.19.3-Vitesse du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par de la stratégie triangulo sinusoïdale a une seule porteuse.

III.3.2 Onduleur A Cinq Niveaux :

Les tensions de références, de l'onduleur triphasé à cinq niveaux permettant de générer un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse sont définies par le système (III.3).

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant :

• Algorithme de commande

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant :

$$\begin{cases}
 C_1: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_2: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_3: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_4: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V'_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_5: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V'_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_6: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V'_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_7: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V'_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ; \\
 \text{avec: } V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}
 \end{cases} \quad (III.6)$$

On déduit la tension de sortie de la phase k de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée à partir des impulsions de commande du système (III.6) de cette stratégie.

$$\begin{cases}
 (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = 0 \\
 (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V_{refk}) U_c \\
 (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V'_{refk}) U_c \\
 (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V'_{refk}) 2U_c \\
 \text{avec: } V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}
 \end{cases} \quad (III.7)$$

Nous constatons pour cette stratégie que :

- Pour m pair, il y a une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , et donc seules les harmoniques impaires existent, pour m impaire, on n'a aucune symétrie et donc en plus des harmoniques impaires, des harmoniques paires existent.
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = mf$). La première famille centrée autour de la fréquence mf est plus importante de point de vu amplitude

L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc seront facilement filtrées.

Les figures (III.21*) montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension triphasé a cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale a une seule porteuse.

La fréquence du couple de la machine est six fois celle de la tension de la sortie de l'onduleur, cela est dû à l'existence des harmoniques 5 et 7 (pour $m=6$)

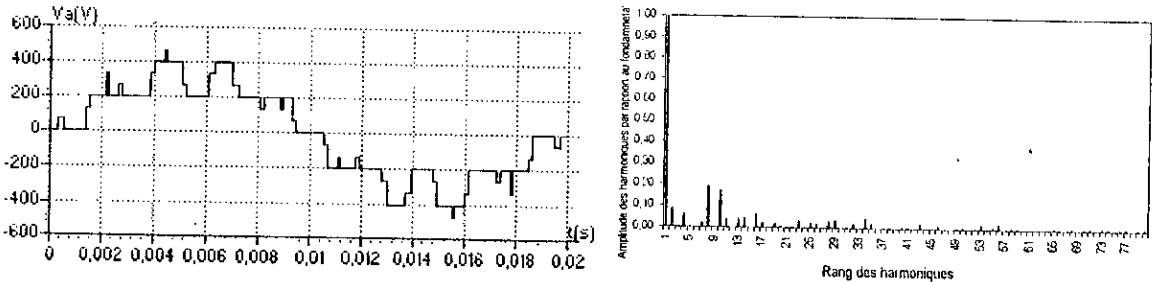


Fig. III.20.1- $m=9, r=0.8$

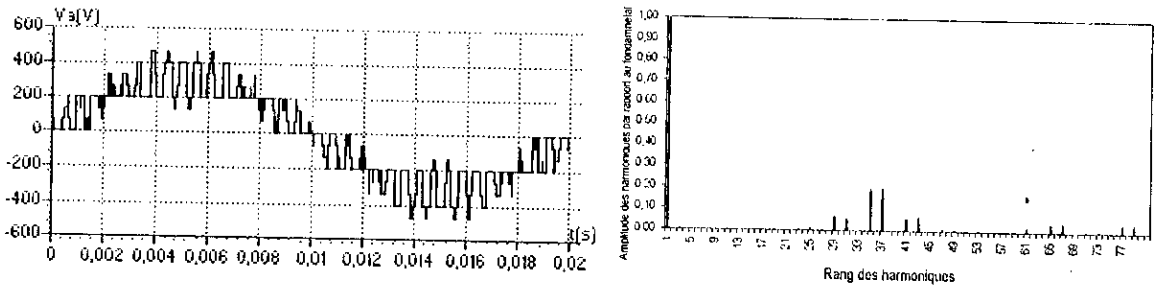


Fig. III.20.2- $m=36, r=0.8$

Fig. III.20.*- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

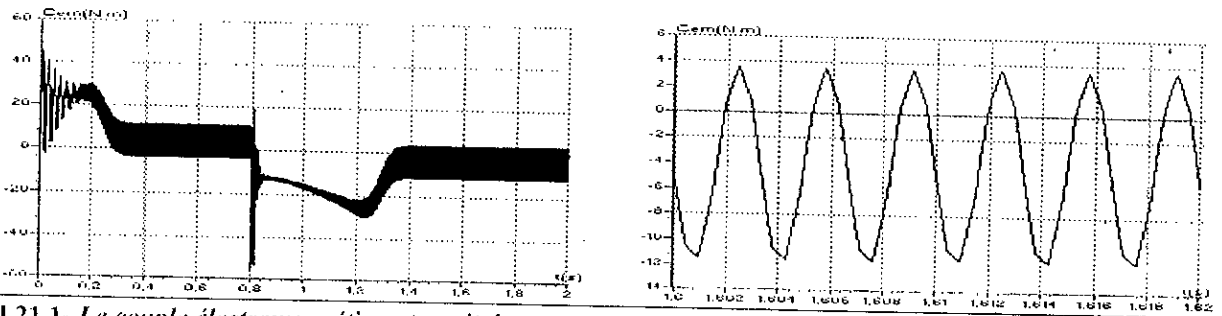


Fig. III.21.1- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$).

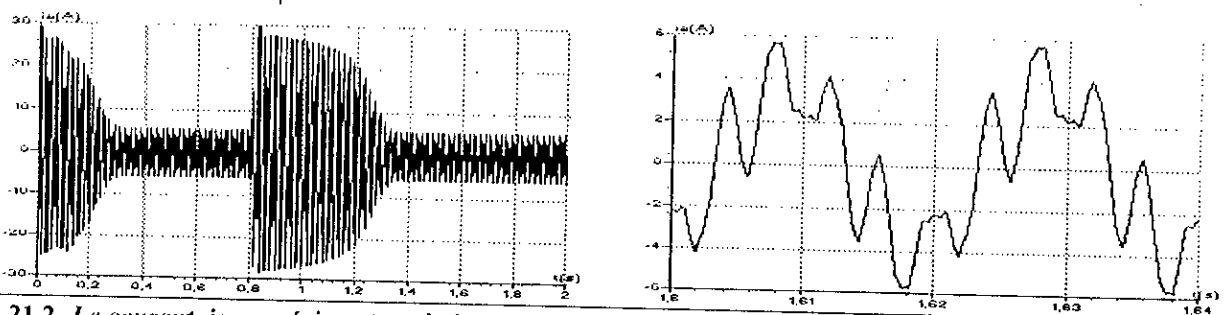


Fig. III.21.2- Le courant i_a en régime transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule ($m=6$).

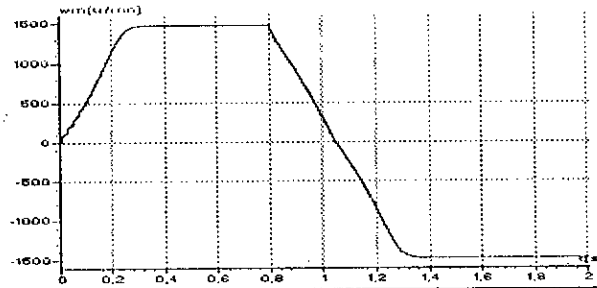


Fig.III.21.3- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale à une seule porteuse (m=6).

III.4-Commande Triangulo-Sinusoidale A Une Seule Porteuse Avec Injection De L'harmonique Trois :

Comme les harmoniques de rang multiples de trois sont nuls pour les tensions simples et composées des onduleurs triphasés, on peut alors injecter ces harmoniques dans les tensions de références

- Les nouvelles tensions de références en injectant l'harmonique trois seront :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m [\sin(\omega t - \varphi) + a \sin(3\omega t)] \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \text{marche} + a \sin(3\omega t)\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \text{marche} + a \sin(3\omega t)\right) \end{cases} \quad (III.8)$$

Les algorithmes de commande sont les mêmes avec les algorithmes proposés pour le cas de la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse pour l'onduleur trois niveaux ainsi l'onduleur cinq niveaux. La figure suivante présente les nouvelles tensions de référence et la porteuse unipolaire triangulaire.

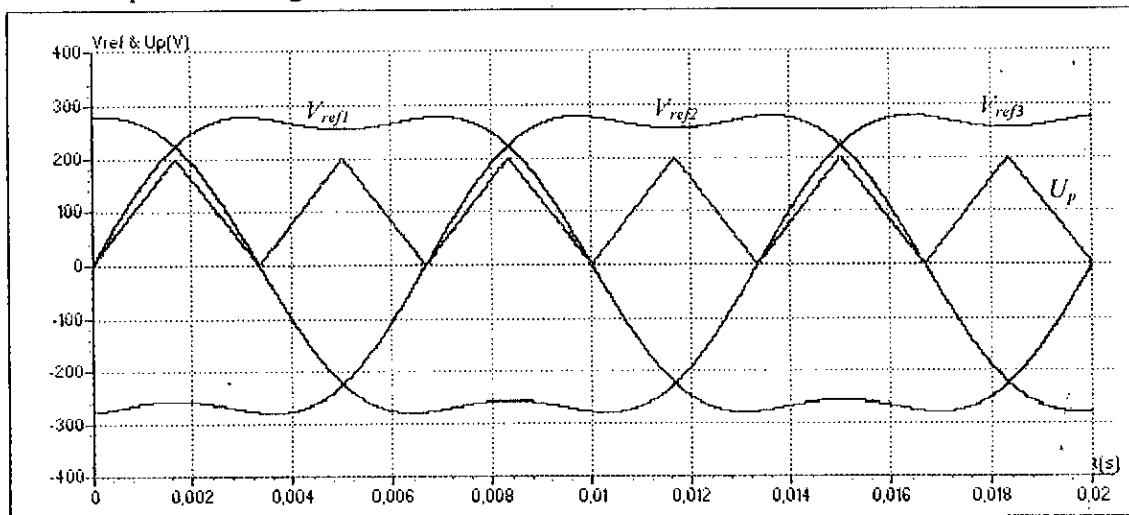


Fig.III.22- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois (m=9,r=0.8)

III.4.1 Onduleur A Trois Niveaux :

Les figures (III.23*) représentent la tension de la sortie V_A et son spectre d'harmonique. Les figures (III.24*) montrent les performances de la conduite de la machine triphasée alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale avec injection de l'harmonique trois.

Dans cette partie on a pris $a=0,8$ et on constate :

- Les harmoniques les plus importants sont de rang 11 et 13.
- D'une manière générale, les harmoniques sont pratiquement les même pour le cas sans injection de l'harmonique trois.
- Le couple électromagnétique a toujours une fréquence égale à 6 fois celle de la tension de sortie de l'onduleur.

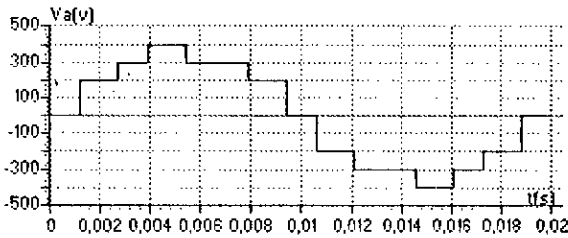


Fig III.23-Tension simple V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique ($m=9$)

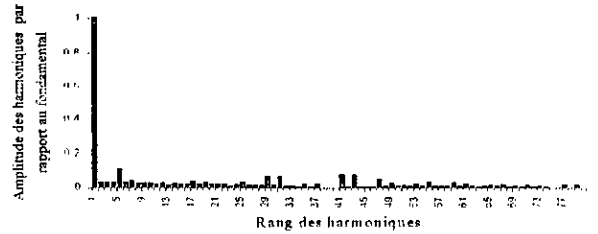
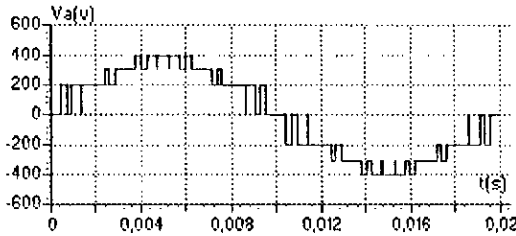


Fig III.23-Tension simple V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique ($m=36$)

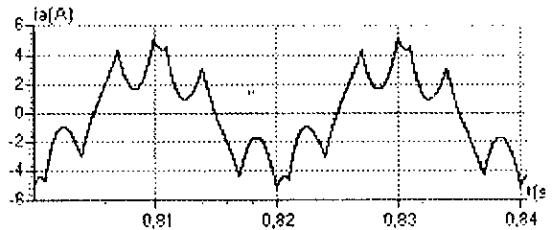
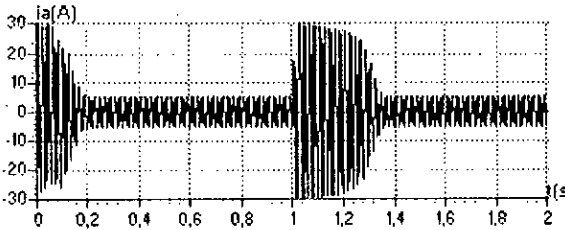


Fig III.24.1-Courant i_a en régime transitoire et permanent du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale avec injection d'harmonique trois.

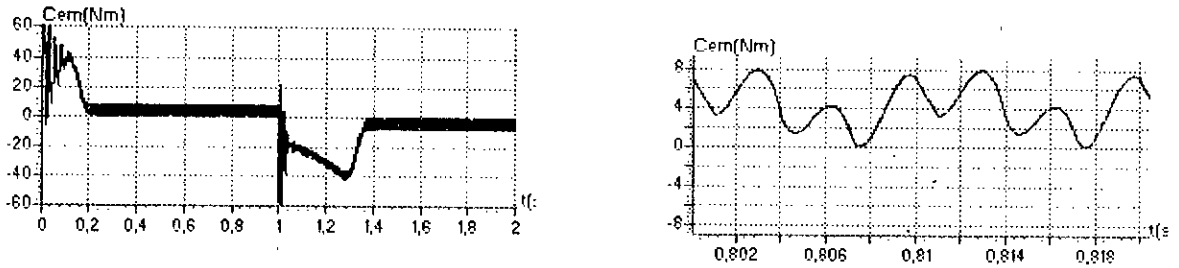


Fig III.24.2-Couple électromagnétique du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusodale avec injection d'harmonique

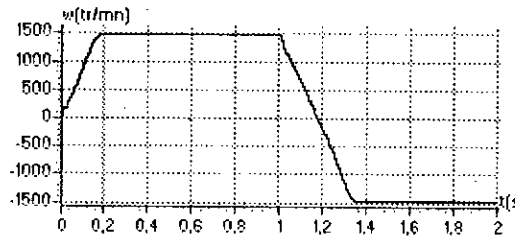


Fig III.24.3-Vitesse du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusodale avec injection d'harmonique trois.

III.4.2 Onduleur A Cinq Niveaux :

Les figures (III.25*) représentent la tension de la sortie V_A et son spectre d'harmonique de l'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

Pour les résultats obtenus dans cette partie, on a pris $a=0,2$ et on note :

- les harmoniques les plus important sont toujours de rang 5 et 7
- D'une manière générale, les harmoniques sont pratiquement les même pour le cas sans injection d'harmonique trois.
- Le couple a toujours une fréquence égale à 6 fois celle de la tension de la sortie de l'onduleur:

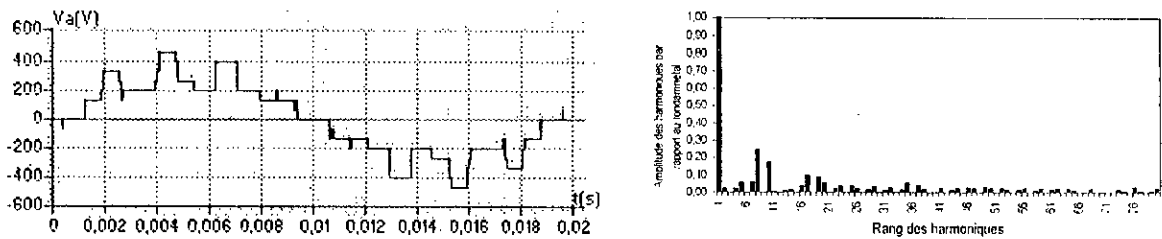


Fig.III.25.1- $m=9,r=0.8$

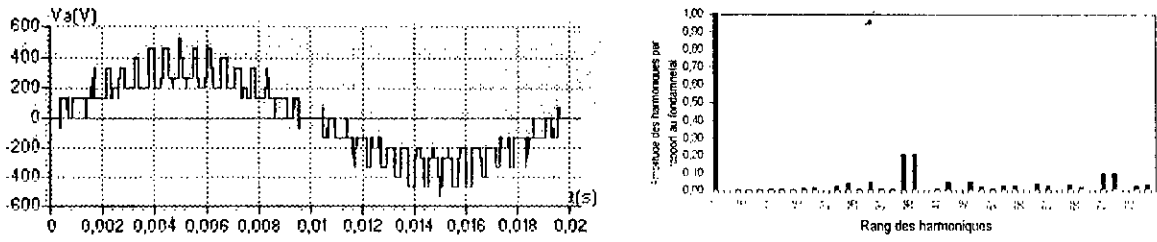


Fig.III.25.2- $m=36, r=0.8$

Fig.III.25.*- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois.

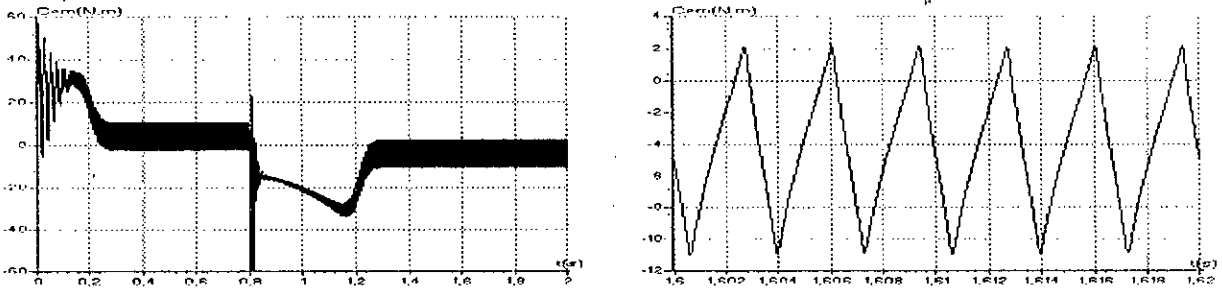


Fig.III.26.1- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

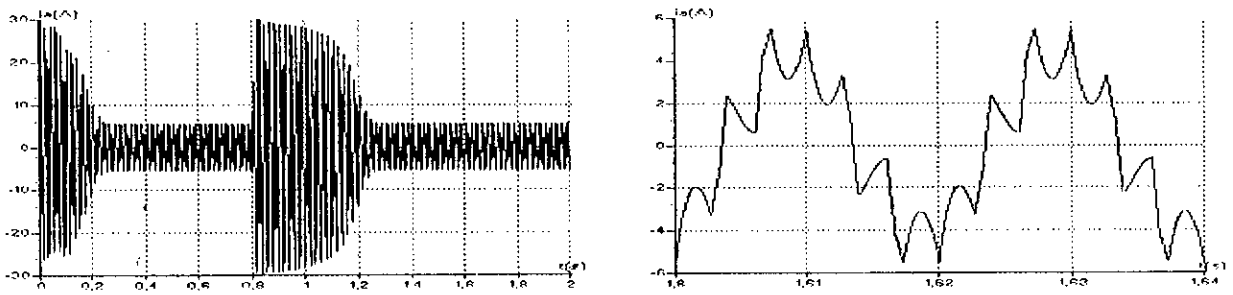


Fig.III.26.2- Le courant i_A transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

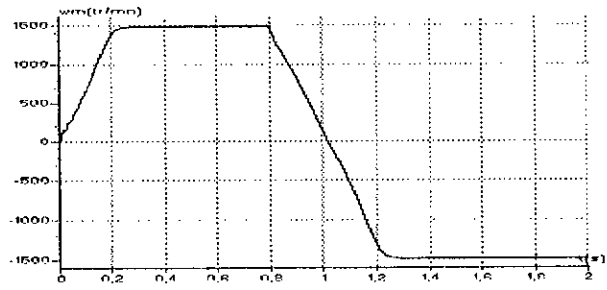


Fig.III.26.3- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

III.5 Commande Triangulo-Sinusoidale A Deux Porteuses :

Afin d'améliorer le taux d'harmonique des tensions de sortie des onduleurs à trois niveaux, on utilise deux porteuses identiques déphasées l'une de l'autre d'une demi-période de hachage $T_p/2$ ou T_p est la période des deux porteuses

La porteuse en dents de scie bipolaire permet d'avoir un taux d'harmonique le plus faible mais avec des harmoniques paires et impaires. Dans le cas dans porteuses triangulaire, les tensions de sortie ont une symétrie par rapport au quart et la demi-période [Berkouk 95].

III.5.1 Onduleur A Trois Niveaux :

Le principe de cette commande peut être résumé pour un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux comme suite :

- Etape 1 : **détermination** des signaux intermédiaires V_{k1}, V_{k0} :

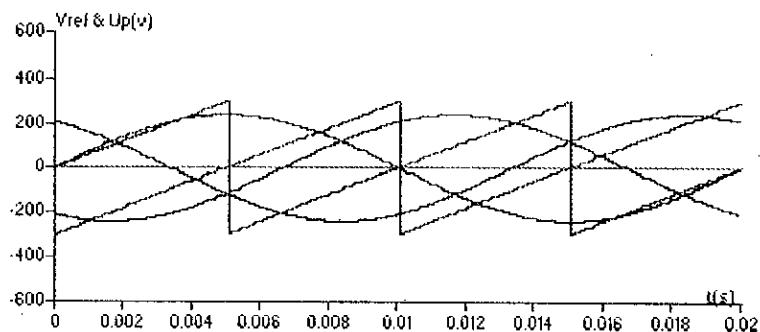
$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_c = E/2 \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -U_c = -E/2 \end{cases} \quad (III.9)$$

- Etape 2 : détermination du signal de sortie V_{k2} et les ordres de commande des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{k2} = U_c = E/2 \Rightarrow B_{k1} = 1 \\ V_{k2} = -U_c = -E/2 \Rightarrow B_{k1} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 0 \end{cases} \quad \text{avec } V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \quad (III.10)$$

cette stratégie est caractérisée, comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale a une seule porteuse, par l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

la figure suivante représente la tension de référence et les deux porteuses bipolaires ainsi V_{am} pour $m=9$



après les résultats de simulations on note que :

- Pour toutes valeurs de m , les harmoniques paires et impaires existent.

- Comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse, les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence $2.F_p$ ou F_p est la fréquence des porteuses.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées donc facilement filtrées.

Les Figures (III.29*) présentent les performances de la conduite la machine triphasée alimentée par cet onduleur et entraînant une charge qui impose pour $m=6$ on impose un couple résistant $C_r=4\text{Nm}$.

La présence des harmoniques de rang 2 et 4 c'est pourquoi le couple a une fréquence d'oscillation trois fois celle de l'onduleur, au lieu de six fois

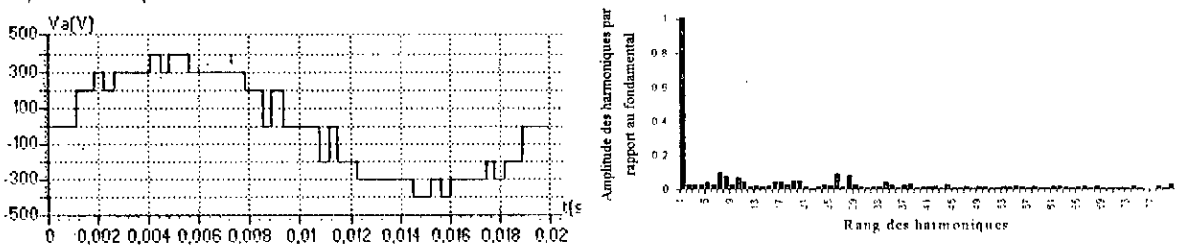


Fig III.28-Tension simple V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique pour $m=9$.

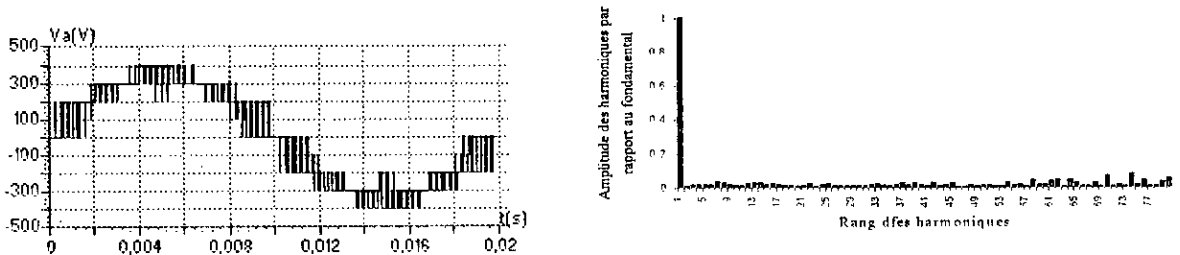


Fig III.29-Tension simple V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique pour $m=36$

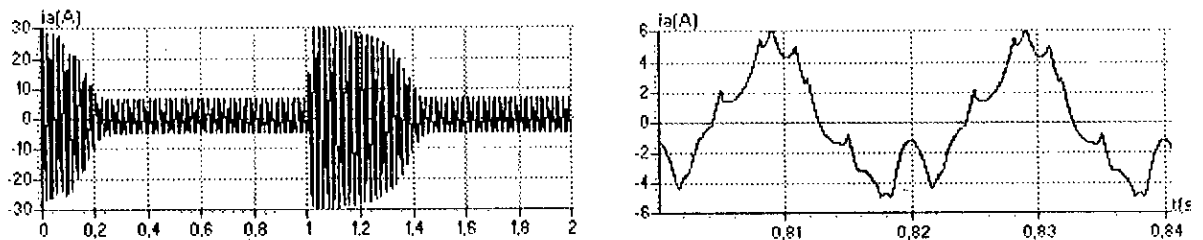


Fig III.29.1-Courant i_a en régime transitoire et permanent du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie Triangulo-Sinusoidale à deux porteuses.

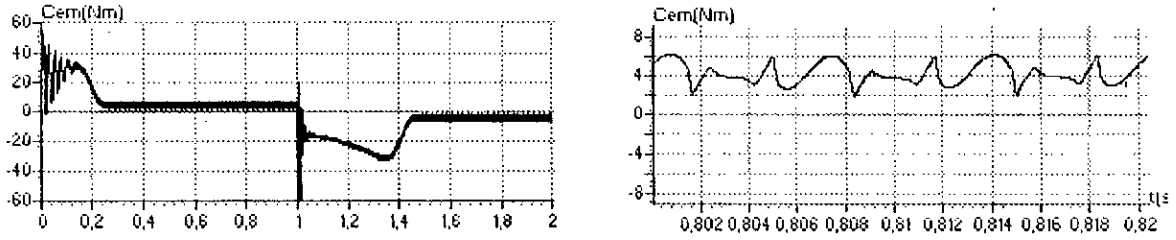


Fig III.29.2-Couple électromagnétique du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie Triangulo-Sinusoidale à deux porteuses.

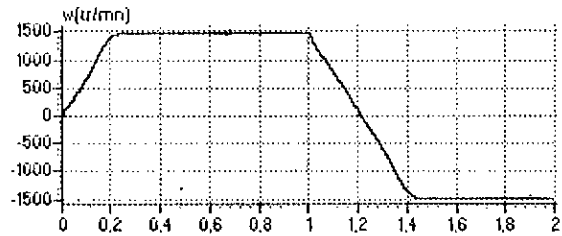


Fig III.29.3-Vitesse du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie Triangulo-Sinusoidale à deux porteuses. (m=6, r=0,8).

III.6 Commande Triangulo-Sinusoidale A deux Porteuses Avec Injection De L'harmonique Trois :

Comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, on injecte les harmoniques multiples de trois dans les tensions de référence.

III.6.1 Onduleurs Triphasé A Trois Niveaux :

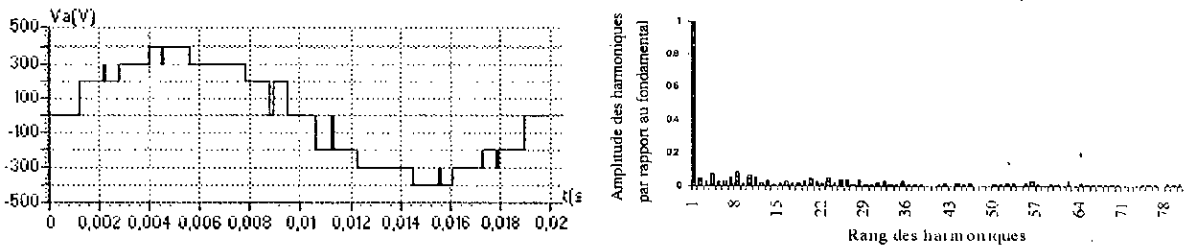


Fig III.30.1-Tension simple Va de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique pour m=9.

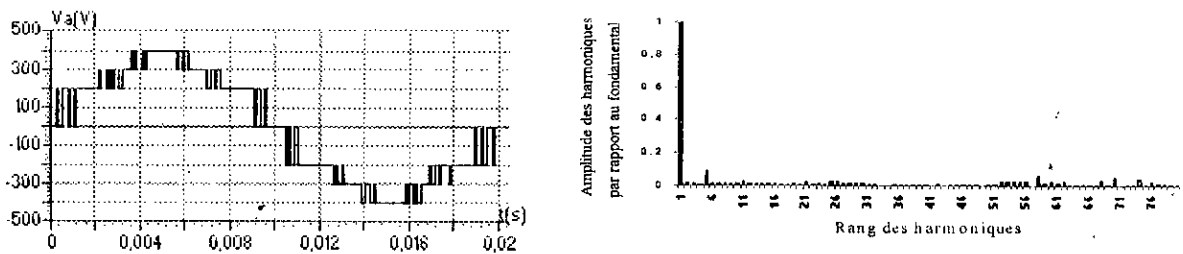


Fig III.30.2-Tension simple V_a de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmonique $m=36$.

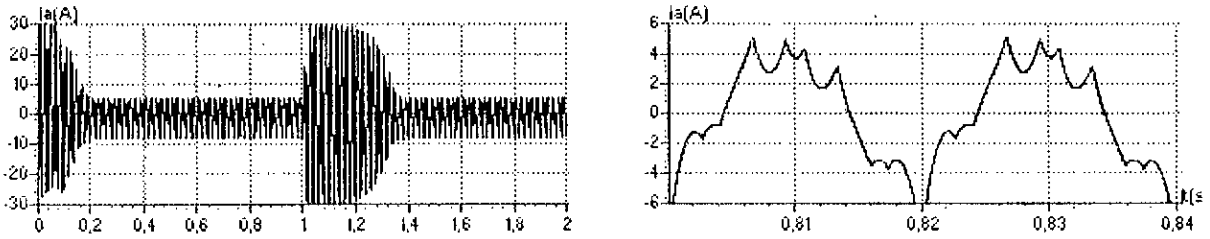


Fig III.31.1-Courant i_a en régime transitoire et permanent du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux. commandé par la stratégie Triangulo-Sinusoidale à deux portees Avec injection d'harmonique d'ordre trois

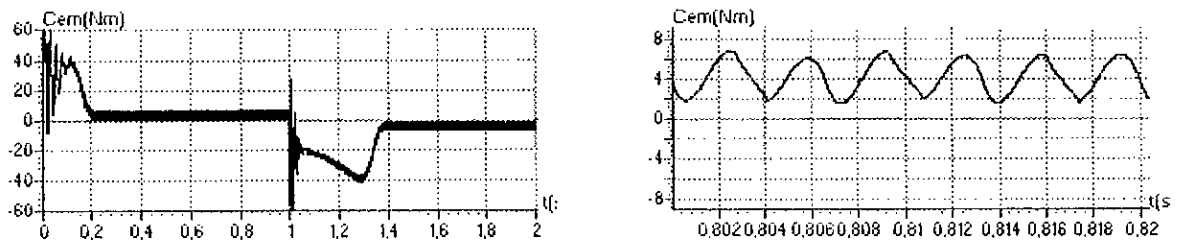


Fig III.31.2-Couple électromagnétique du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux. commandé par la stratégie Triangulo-Sinusoidale à deux portees avec injection d'harmonique d'ordre trois

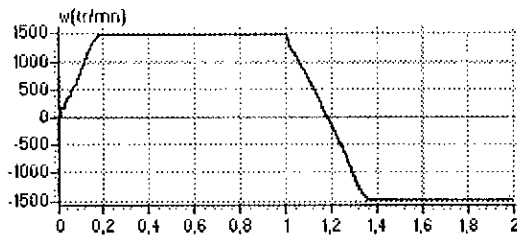


Fig III.31.3-Vitesse du moteur triphasé alimenté par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie Triangulo-Sinusoidale à deux portees avec injection d'harmonique d'ordre trois

III.7- Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses

Dans ce paragraphe on va présenter deux algorithmes de commande pour la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

- 1- la commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dent de scie bipolaire
- 2- la commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires bipolaires

III.7.1- la commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dent de scie bipolaire :

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux et afin d'améliorer le taux d'harmoniques, on utilise quatre porteuses en dents de scie bipolaire ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$) déphasées d'un quart de période ($T_p/4$) l'une par rapport à l'autre (T_p période de la porteuse) (Fig.III.32.1).

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

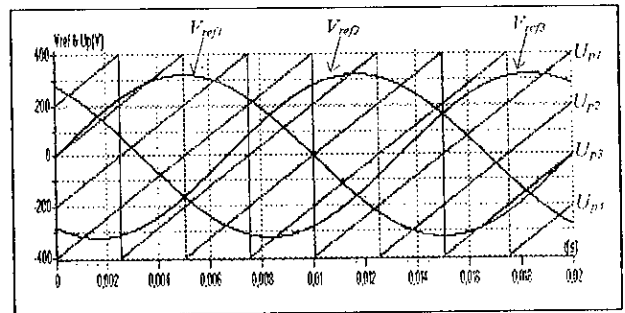


Fig.III.32.1- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1) ($m=2, r=0.8$)

(III.11)

Pour cet algorithme 1, le coefficient de réglage r a pour expression : $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$

1^{er} étape : Détermination des tensions intermédiaires ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$) :

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

(III.12)

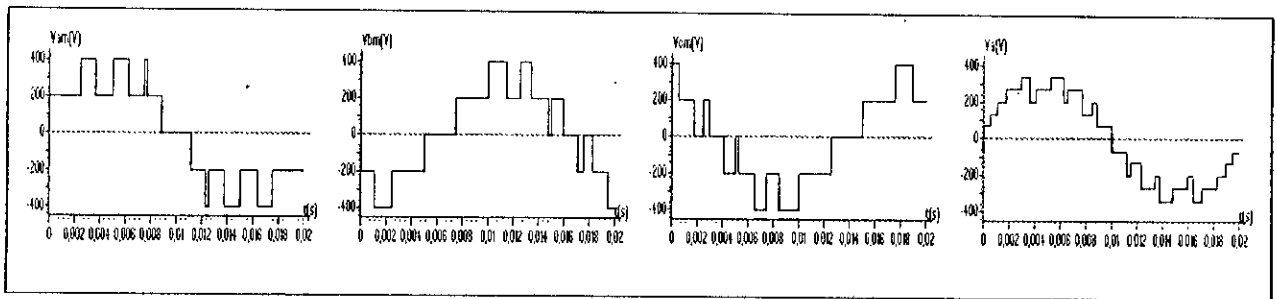


Fig.32.2- Les tensions de sortie des trois bras (V_{AN}, V_{BN} et V_{CN}) et la tension simple V_A

2^{ème} étape : détermination du signal V_{kM} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs :

$$V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4}$$

$$\begin{cases} V_{kM} = 2E \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 \\ V_{kM} = E \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 \\ V_{kM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 \\ V_{kM} = -E \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 \\ V_{kM} = -2E \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 \end{cases} \quad (III.13)$$

En posant :

$$\begin{cases} C_1 = V_{refk} \geq U_{p4} \\ C_2 = V_{refk} < U_{p4} \\ C_3 = V_{refk} \geq U_{p3} \\ C_4 = V_{refk} < U_{p3} \\ C_5 = V_{refk} \geq U_{p2} \\ C_6 = V_{refk} < U_{p2} \\ C_7 = V_{refk} \geq U_{p1} \\ C_8 = V_{refk} < U_{p1} \end{cases} \quad (III.14)$$

Les R_i sont des fonctions des C_i et elles sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} R_1 &= (C_1 \& C_3 \& C_5 \& C_7) \\ R_2 &= (C_1 \& C_3 \& C_5 \& C_8) + (C_1 \& C_4 \& C_5 \& C_7) + (C_1 \& C_3 \& C_6 \& C_7) + (C_2 \& C_3 \& C_5 \& C_7) \\ R_3 &= (C_1 \& C_4 \& C_5 \& C_8) + (C_1 \& C_3 \& C_6 \& C_8) + (C_1 \& C_4 \& C_6 \& C_7) + (C_2 \& C_3 \& C_5 \& C_8) + \\ &\quad (C_2 \& C_3 \& C_6 \& C_7) \\ R_4 &= (C_1 \& C_4 \& C_6 \& C_8) + (C_2 \& C_3 \& C_6 \& C_8) + (C_2 \& C_4 \& C_5 \& C_8) + (C_2 \& C_4 \& C_6 \& C_7) \\ R_5 &= (C_2 \& C_4 \& C_6 \& C_8) \end{aligned} \quad (III.15)$$

Les figures (III.33*) représentent la tension de sortie V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (Algorithme 1).

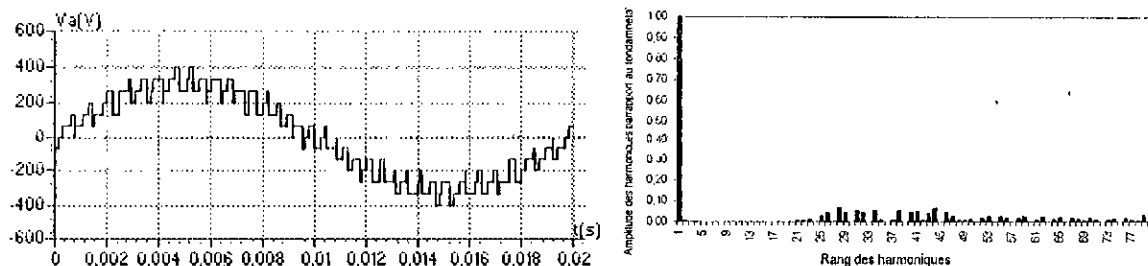


Fig.III.33.1- $m=9, r=0.8$

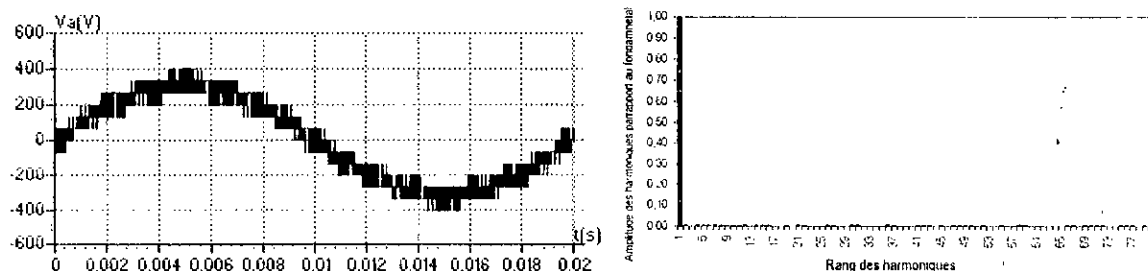


Fig.III.33.2- $m=36, r=0.8$

Fig.III.33.*- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1)

On constate pour cette stratégie que :

- Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m , on n'a aucune symétrie et donc en plus harmoniques impaires, des harmoniques paires existent (Fig.III.33.*)
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence $f'_p = 4mf = 4f_p$ (avec f_p : fréquence des quatre porteuses).
- La première famille centrée autour de la fréquence $4mf$ est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés.

Les figures (III.34*) montrent la conduite de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1).

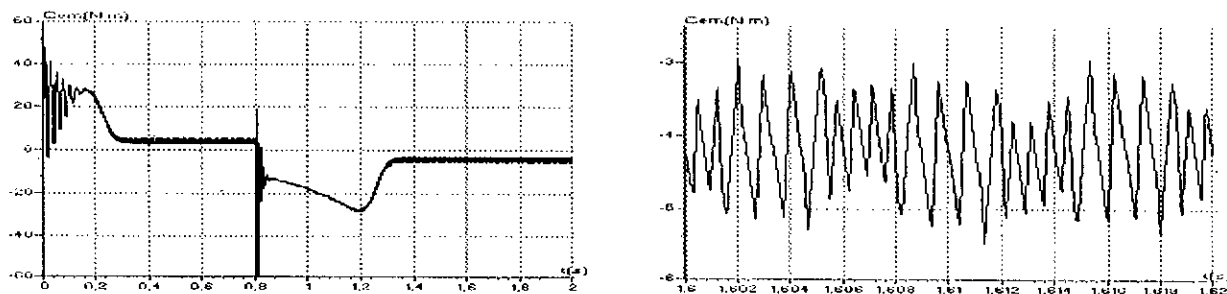


Fig.III.34.1- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1)

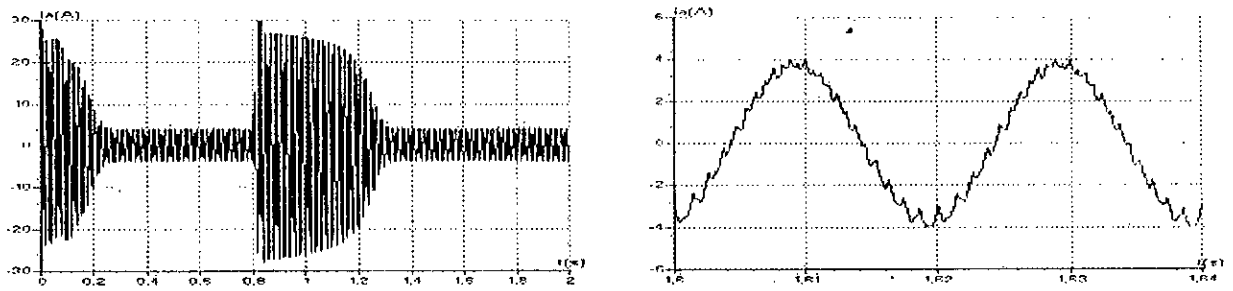


Fig.III.34.2- Le courant i_A transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1) ($m=6,r=0.8$).

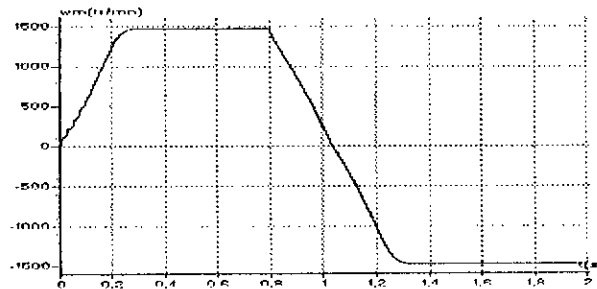


Fig.III.34.3- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale à quatre porteuses (algorithme 1) ($m=6,r=0.8$).

III.7.2-Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires :

Afin d'améliorer le taux d'harmoniques de l'algorithme 1 et éliminer les harmoniques pairs, on utilise quatre porteuses triangulaires (Fig. III.35). Les équations de ces porteuses sont données par le système (II.13).

$$\begin{cases}
 U_{p1} = \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 1 \right) & ; 0 < t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 3 \right) & ; \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p2} = \begin{cases} U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} \right) & ; 0 < t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 2 \right) & ; \frac{T_p}{4} < t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 4 \right) & ; \frac{3T_p}{4} < t < T_p \end{cases} \\
 U_{p3} = -U_{p1} \\
 U_{p4} = -U_{p2}
 \end{cases}
 \tag{III.16}$$

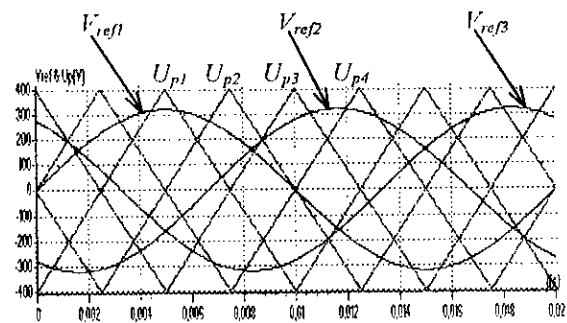


Fig.III.35- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires (Algorithme 1) ($m=2,r=0.8$)

Les figures (III.36*) représentent la tension de sortie V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires.

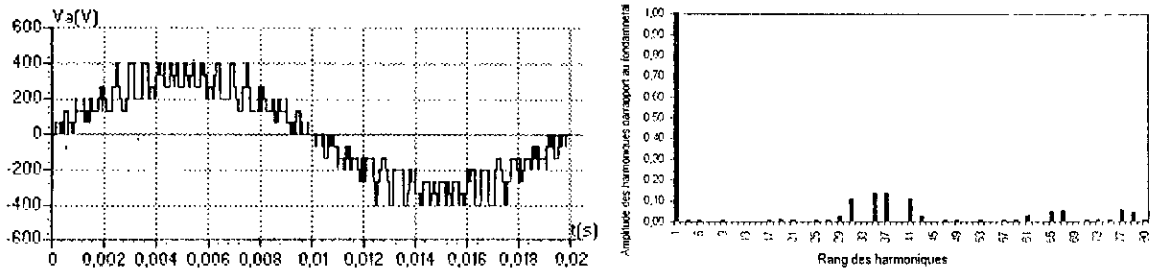


Fig.III.36.1 $m=9, r=0.8$

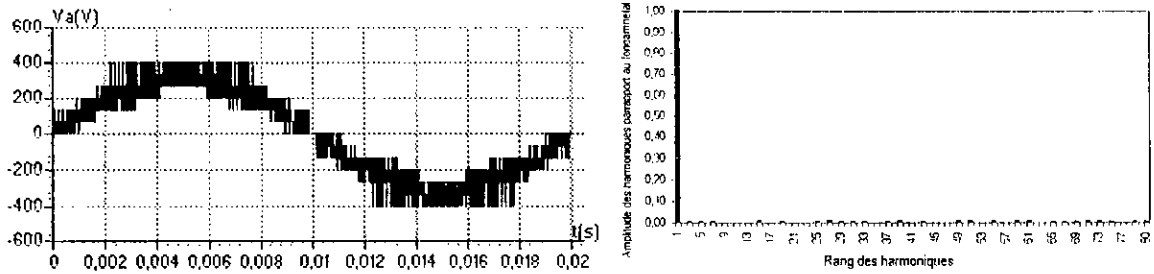


Fig.III.36.2- $m=36, r=0.8$

Fig.III.36.*- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre portuses triangulaires (algorithme 1)

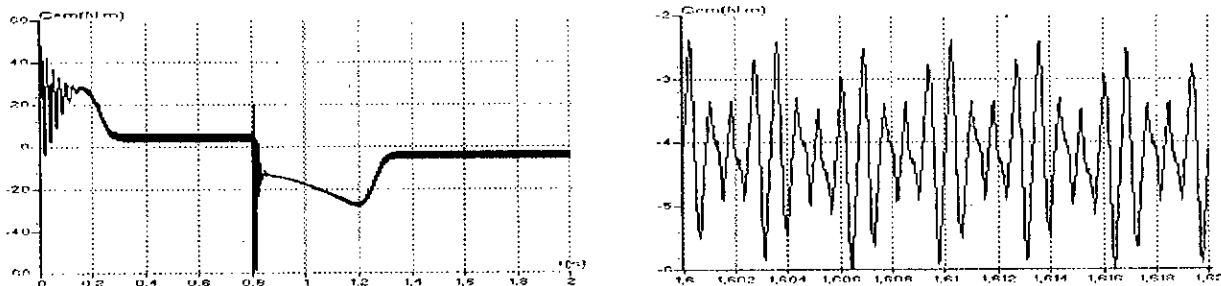


Fig.III.37.1- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre portuses triangulaires

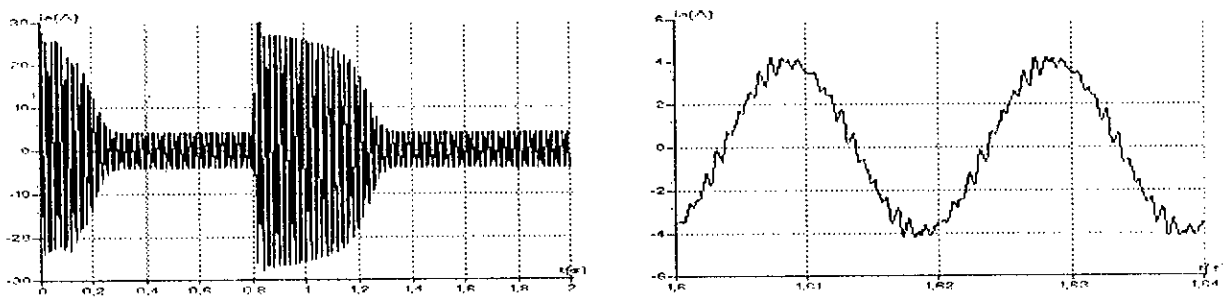


Fig.III.37.2- Le courant i_A transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre portuses triangulaires

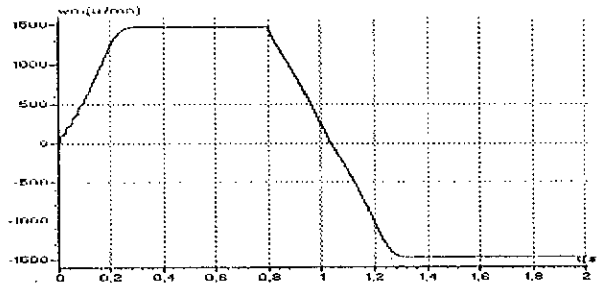


Fig.III.37.3- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires

Les figures (III.37*) montrent les performances de la conduite de la machine triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par cette stratégie. La charge impose un couple résistant de 4Nm.

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

- Les harmoniques les plus importants sont de rang 23 et 25.

III.8- Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection d'harmonique trois

Comme pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse et dans le même but d'élargir la zone linéaire de réglage de tension de l'onduleur à cinq niveaux, on injecte les harmoniques multiples de trois dans les tensions de références [Berkouk 95].

On va voir dans cette partie les deux premiers algorithmes développés dans le paragraphe précédent (triangulo-sinusoidale à quatre porteuses).

Les équations des porteuses et l'algorithme de commande sont les mêmes que dans le cas sans injection d'harmoniques trois.

Les tensions de références sont identiques à celle utilisée pour la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse. Et avec la même procédure pour la triangulo sinusoidale à quatre porteuses triangulaires.

Les figures (III.40*) et (III.41*) représentent respectivement les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec injection de l'harmonique trois en dent de scie et en triangulaire.

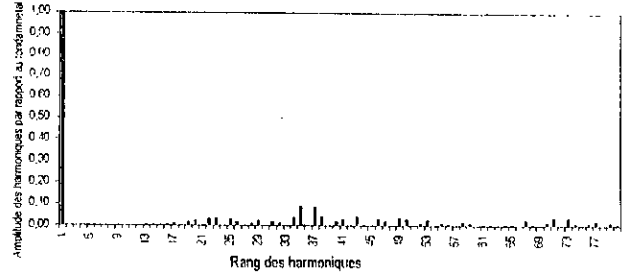
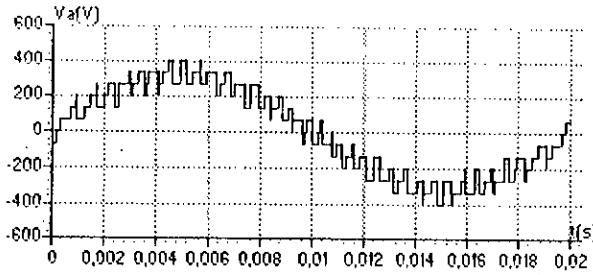


Fig. III.38.1- $m=9, r=0.8$

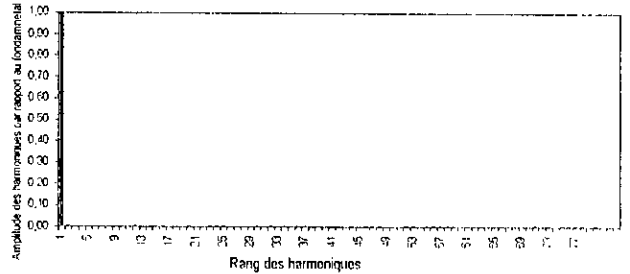
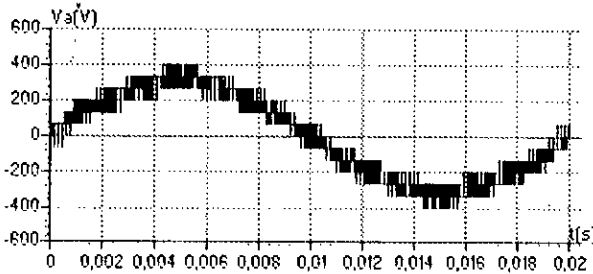


Fig. III.38.2- $m=36, r=0.8$

Fig. III.38.*- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dent de scie avec injection de l'harmonique trois

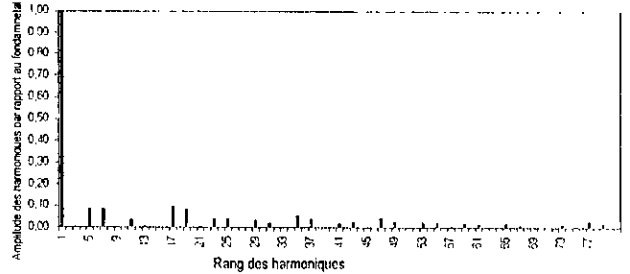
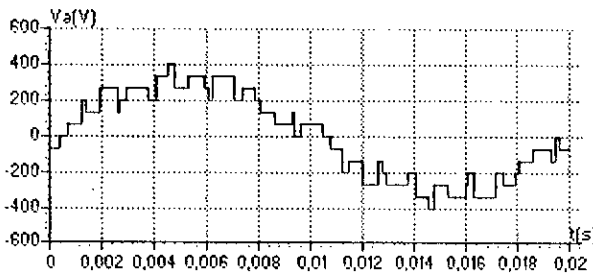


Fig. III.39.1- $m=9, r=0.8$

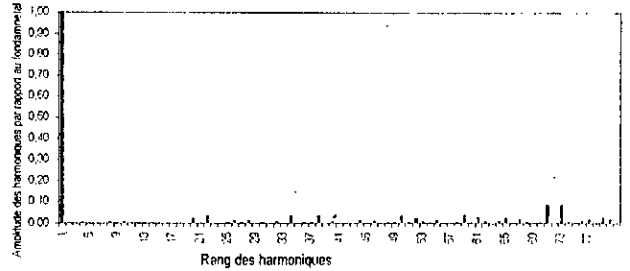
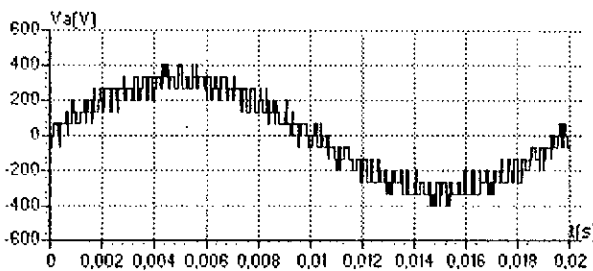


Fig. III.39.2- $m=36, r=0.8$

Fig. III.39.*- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires avec injection de l'harmonique trois

On note que :

Pour la porteuse en dent de scie, le spectre de la tension V_A présente toujours des harmoniques de rang pairs et impairs à cause de l'antisymétrie des porteuses qui sont en dents de scie, seuls les harmoniques multiples de trois sont nuls.

Pour les deux cas de porteuse, le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (Fig.40.1) et (fig41.1), cela est dû à l'existence des harmoniques de rang 2 et 4

Pour la porteuse triangulaire, le spectre de tension présente des harmoniques pairs et impairs dans le cas de m pair, et seulement des harmoniques impairs dans le cas de m impairs.

Cette injection d'harmoniques trois a principalement n'influe pas sur les performances de la conduite de la machine asynchrone pour les deux porteuses.

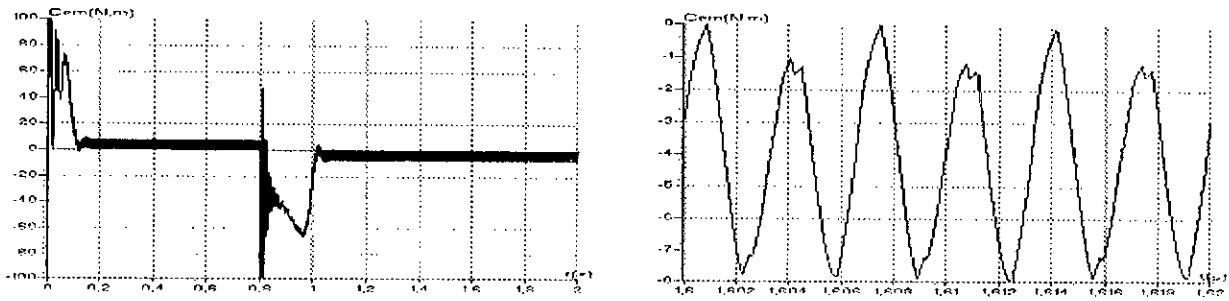


Fig. III.40.1 Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dent de scie avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

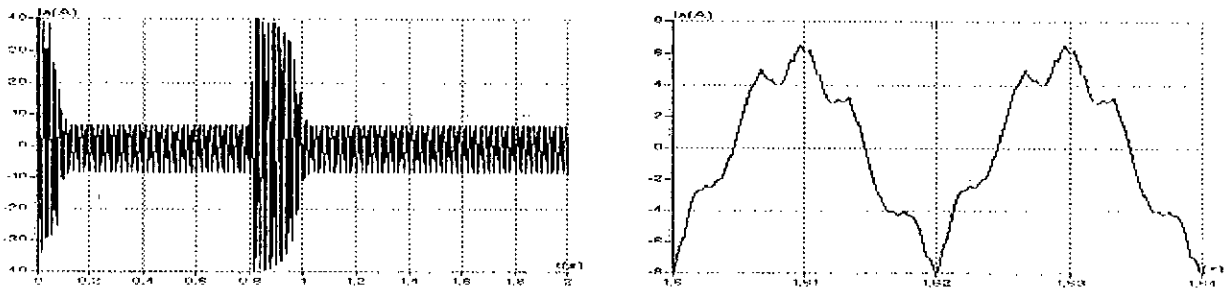


Fig. III.40.2 Le courant i_A transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en de scie avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

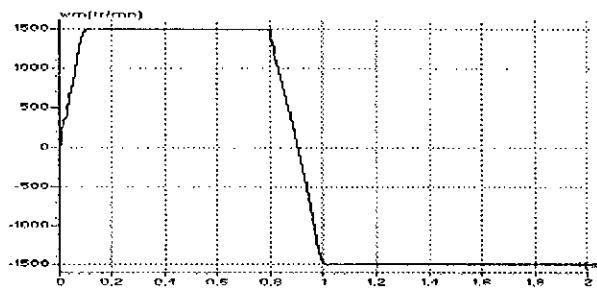


Fig. III.40.3 La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale à quatre porteuses en dent de scie avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

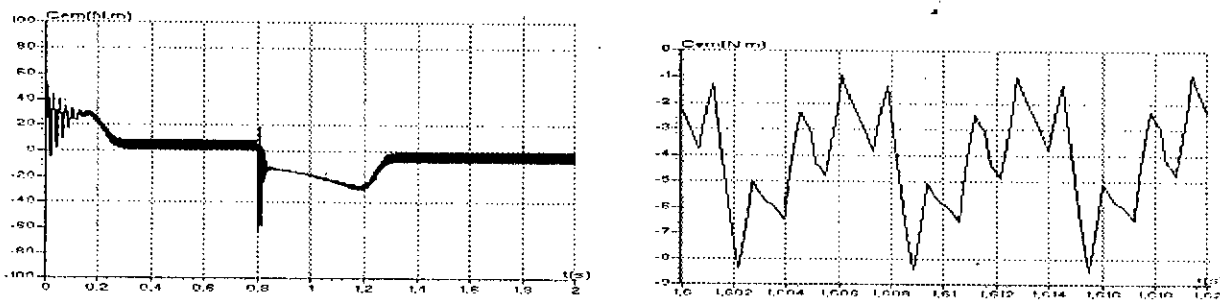


Fig. III.41.1 - Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

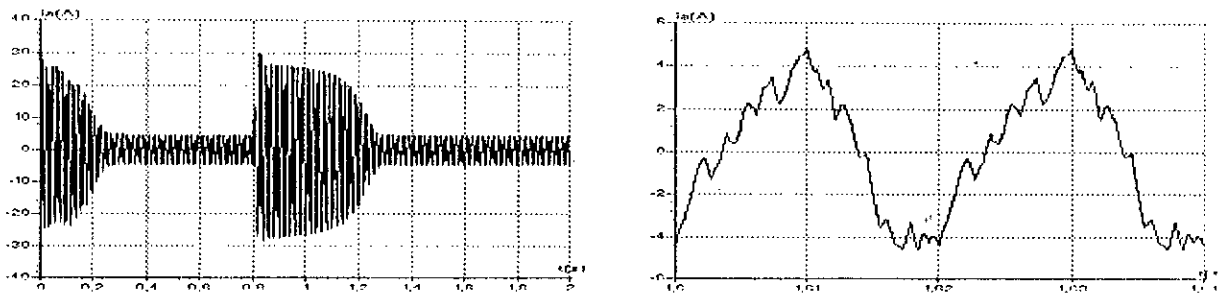


Fig. III.41.2- Le courant i_a transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires avec injection de l'harmonique trois ($m=6$).

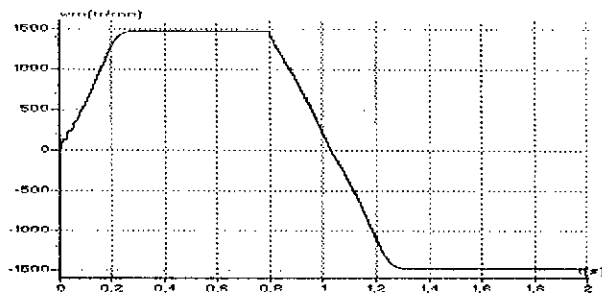


Fig. III.41.3- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires avec injection de l'harmonique trois (Algorithme 2) ($m=6$).

III.9- Modulation Vectorielle

• **Principe**

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

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

III.9.1-Onduleur Triphasé À Trois Niveaux :

L’algorithme de commande se résume aux deux étapes suivantes :

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

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] - V_0 \end{cases} \quad \text{avec } i=1,2,3 \quad (III.17)$$

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

$$V_0 = \frac{\{max(V_{sref}) + min(V_{sref})\}}{2} \quad (III.18)$$

U_{p1}, U_{p2} sont les deux porteuses triangulaires

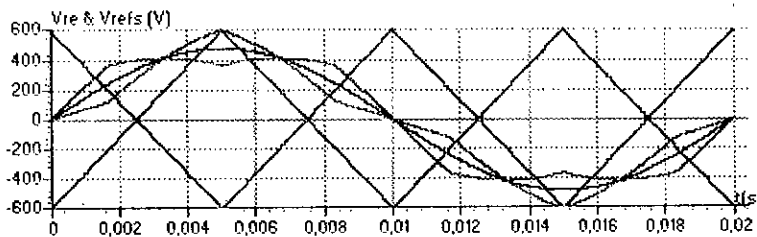


Fig.III.42- Différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle (m=2,r=0.8)

Etape 1 : détermination des tensions intermédiaires $V_{1M}[i]$ et $V_{0M}[i]$ (images des tensions de sortie des deux onduleurs à deux niveaux équivalents des onduleurs multiniveaux) :

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = \frac{E}{2} \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{0M}[i] = 0 \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = -\frac{E}{2} \end{cases}$$

- Etape 2 : Détermination de la variable intermédiaire $V_{2M}[i]$, image de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux, et des ordres de commande :

$$\begin{cases} V_{2M}(i) = V_{1M}(i) + V_{0M}(i) \\ V_{2M}(i) = 0 \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 0 \\ V_{2M}(i) = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1 \\ V_{2M}(i) = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0 \end{cases}$$

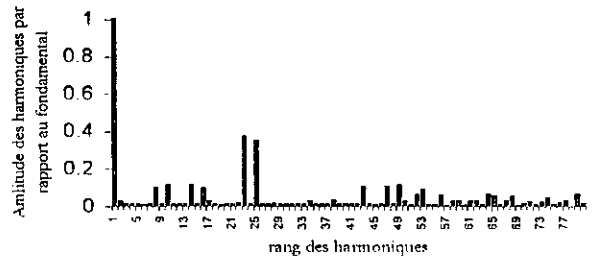
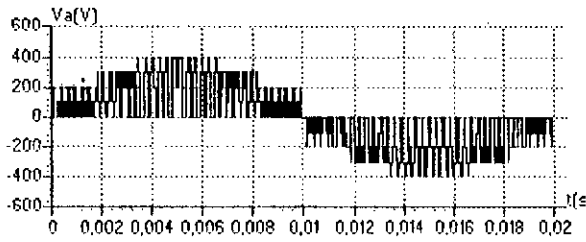


Fig III. 43.1- La tension simple et son spectre d'harmonique pour (m=12 pour r=0,8)

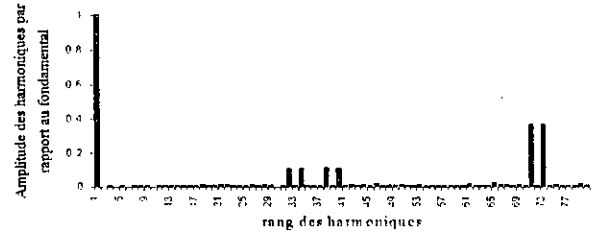
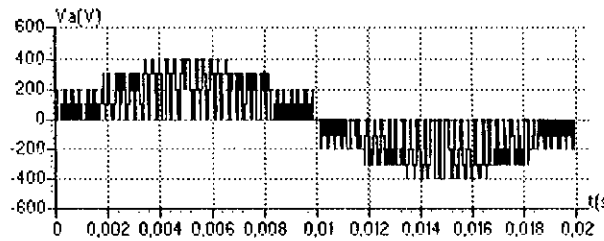


Fig III. 43.2 La tension simple et son spectre d'harmonique pour (m=36 pour r=0,8)

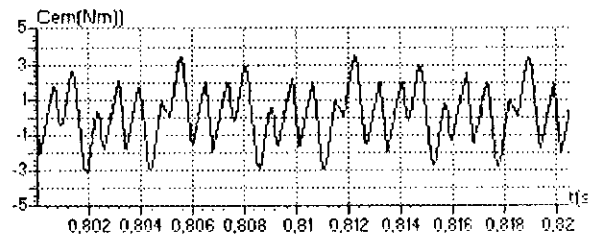
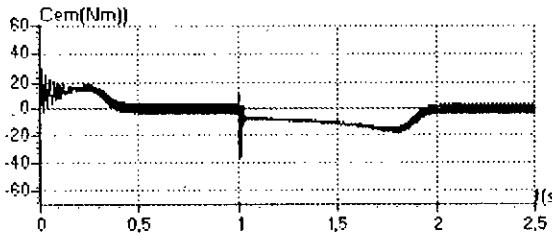


Fig III.44.1 Le couple électromagnétique transitoire et permanent du moteur alimenté par un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle

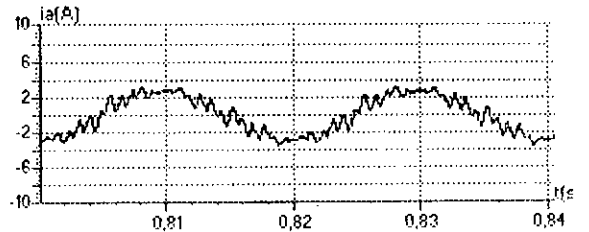
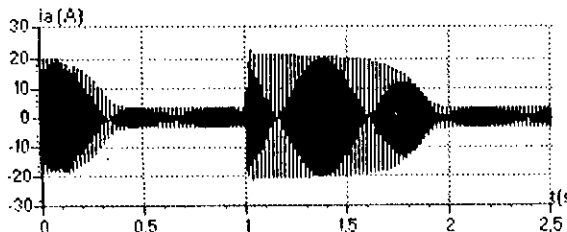


Fig III. 44.2 Le courant i_A transitoire et permanent du moteur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle

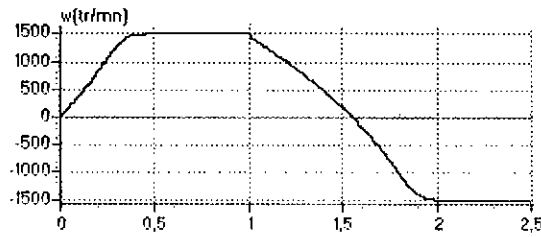


Fig III:44.3 la vitesse du moteur alimenté par un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle

III.9.2-Onduleurs Triphasé A Cinq Niveaux :

Algorithme de commande :

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

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + 2V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref3}[i] = V_{sref}[i] - V_0 \\ V_{sref4}[i] = V_{sref}[i] - 2V_0 \end{cases} \quad \text{avec } i=1,2,3 \quad (\text{III.19})$$

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

$$V_0 = \frac{\left\{ \max(V_{sref}) + \min(V_{sref}) \right\}}{4} \quad (\text{III.20})$$

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

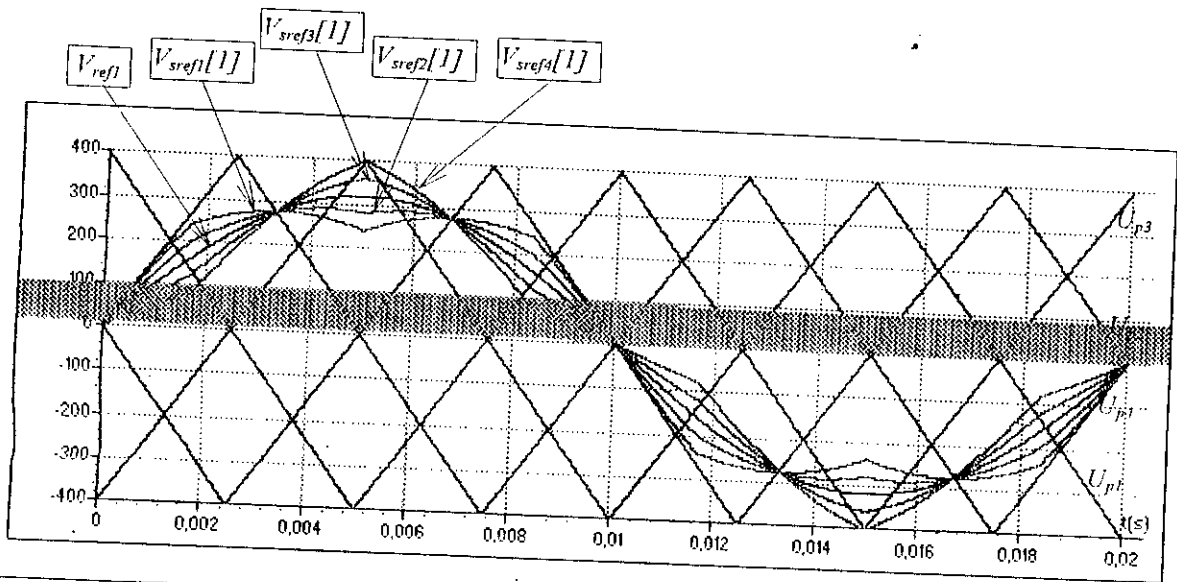


Fig.III.45- Différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle (m=2,r=0.8)

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

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires $V_{1M}[i], V_{2M}[i], V_{3M}[i]$ et $V_{4M}[i]$:

(images de sortie des quatre onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à cinq niveaux)

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = 2U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = U_c \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref2}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = U_c \\ V_{sref2}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = 0 \end{cases} \quad (III.21)$$

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

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

$$V_{OM}[i] = V_{1M}[i] + V_{2M}[i] + V_{3M}[i] + V_{4M}[i] \quad (III.22)$$

d'où les commandes des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{OM}[i] = 2U_c \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1; \\ V_{OM}[i] = U_c \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 0; \\ V_{OM}[i] = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; \\ V_{OM}[i] = -U_c \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 1; \\ V_{OM}[i] = -2U_c \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; \end{cases} \quad (III.23)$$

Les figures (III.46*) montrent que la tension présente des harmoniques pairs et impairs. Les harmoniques de rang 2 et 4 ont des amplitudes comparables. Les premiers harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de rang 8,10,14 et 16 pour $m=12$ (Fig.III.46.1).

Les harmoniques sont centrés autour de la fréquence multiple de mf et non $\pm mf$ (Fig.III.46.*)

Les figures (III.47*) montrent les caractéristiques de la conduite de la machine alimentée par l'onduleur triphasé commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=12,r=0.8$). Le moteur entraîne une charge imposant un couple résistant de 4 Nm. Le couple électromagnétique à une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur à cause de l'interaction des harmoniques de rang 2 et 4 pour $m=12$.

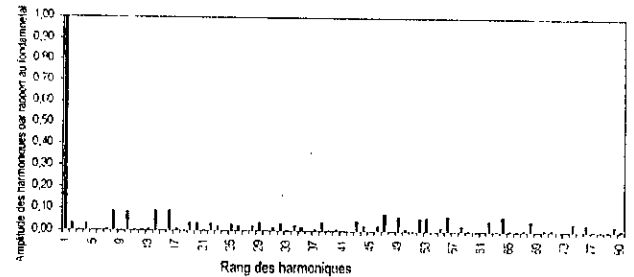
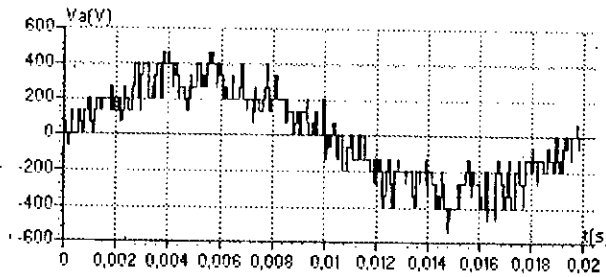


Fig. III.46.1 $m=12,r=0.8$

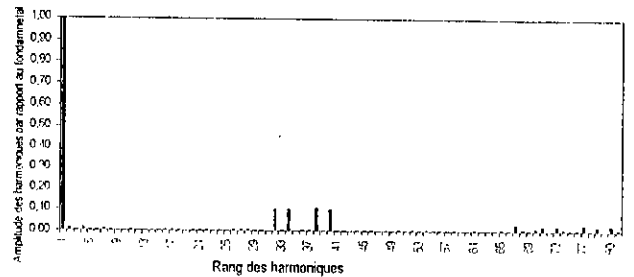
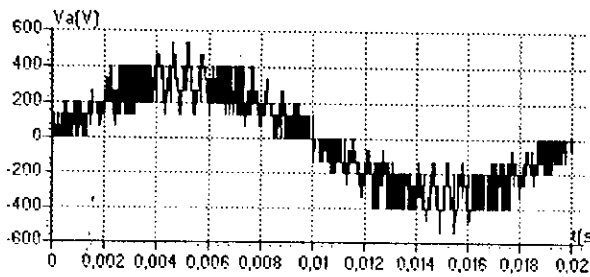


Fig. III.46.2- $m=36,r=0.8$

Fig III. 46.* La tension simple et son spectre d'harmonique de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle

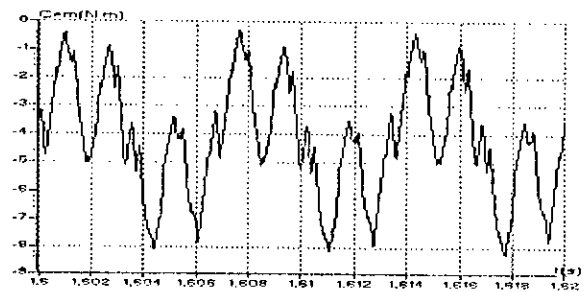
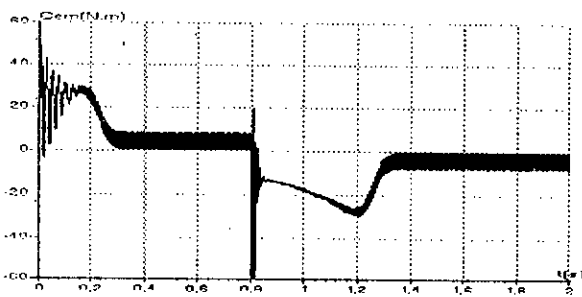


Fig.III.47.1- Le couple électromagnétique en régime transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

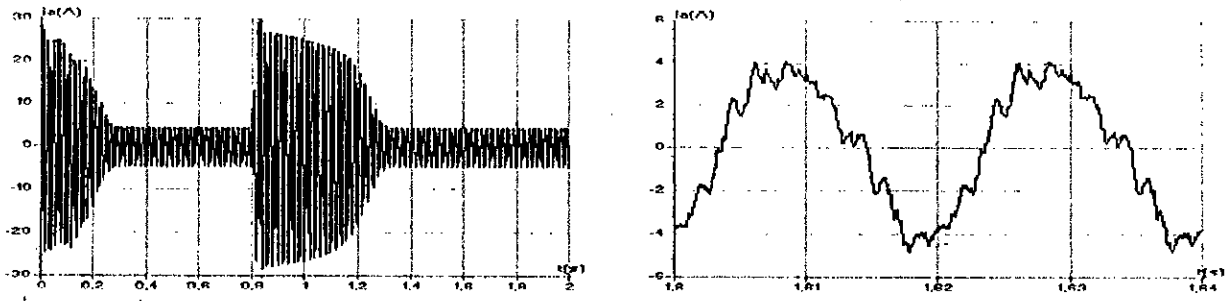


Fig.III.47.2 Le courant i_A transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

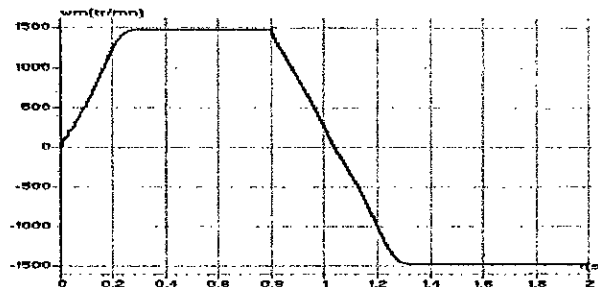


Fig.III.47.3- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons étudié différentes stratégies de commandes des onduleurs à trois niveaux et à cinq niveaux à structure NPC, ces stratégies sont d'une manière générale l'extensions de celles des onduleurs à deux niveaux.

Les harmoniques des tensions pour l'onduleur à cinq niveaux se rangent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m.f$ ou $4m.f$ par contre les harmoniques des tensions pour l'onduleur à trois niveaux se rangent en familles centrées autour des fréquences multiples de $m.f$ et $2.m.f$

Le couple électromagnétique obtenu avec ces stratégies pour l'onduleur à trois et à cinq niveaux a une fréquence trois ou six fois celle de la tension de sortie.

L'injection de l'harmonique trois dans les tensions de références n'influe pas sur les performances de la conduite de la machine.

Les harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses possèdent de faibles amplitudes par rapport à celle de la commandes triangulo-sinusoidale à une porteuse et pour l'onduleur à cinq niveaux on a trouvé la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses qui donne une faible amplitude pour les harmoniques par rapport à celles de la stratégie à une seule et à deux porteuses

La commande par hystérésis en courant a une fréquence de commutation variable par contre la commande triangulo-sinusoidale est caractérisé par une fréquence de commutation fixe.

La machine asynchrone alimentée en par un onduleur de tension contrôlé en courant présente le comportement de la machine asynchrone alimentée en courant.

Chapitre IV

Commande vectorielle de la machine asynchrone

INTRODUCTION :

La machine a courant continu a excitation séparée a comme principale avantage la facilité de sa commande. Le flux et le couple sont découplés et contrôlables indépendamment.

- Le courant inducteur est producteur du flux.
- Le courant induit est producteur du couple.

Grâce a cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteints : le flux étant maintenu en permanence à sa valeur nominale, le couple est alors maximal à tout instant.

Cependant, la présence du collecteur et des ballais a toujours été le point faible de machine a courant continu. En effet, ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse de la MCC est exige une maintenance importante, de plus il est interdit l'utilisation du moteur a courant continu dans les conditions difficiles.

La technique de la commande vectorielle implémentée par microprocesseur a permet d'introduire la machine asynchrone dans les applications à hautes performances et remplacer la machine a courant continu. La commande vectorielle nécessite la connaissance de la position et l'amplitude du flux rotorique. BLASCHKE utilise des capteurs de flux (capteur a effet hall, spires de mesures) placées dans l'entrefer de la machine. Comme ces capteurs sont fragiles trop chers et très sensibles aux bruits, cette méthode est peu attrayante, HASSE a proposé une autre méthode qui consiste à estimer la position et l'amplitude de flux rotorique connaissant la vitesse de rotation et la pulsation des grandeurs rotorique, cette méthode présente l'inconvénient d'être sensible aux erreurs de mesure et de modélisation.

Dans ce chapitre, nous traitons la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension, à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie pour l'alimentation en tension et l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis pour le cas d'alimentation en courant, nous étudions d'abords le principe d'orientation du flux rotorique. En suite, nous effectuerons la régulation de la vitesse et de la position en utilisant deux techniques de commande, à savoir la commande vectorielle directe et la commande vectorielle indirecte.

IV.1- Principe De La Commande Par Orientation Du Flux :

Le principe de la commande vectorielle à été proposé pour la première fois par HASSE en 1968, et BLASHKE en 1971. Il consiste à assimiler la machiner asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects :

- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.
- Les conditions optimales de production de couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel d-q et les champs (statorique, rotorique, et d'entrefer) de la machine tournant à la même vitesse (vitesse de synchronisme). L'orientation d'un de ces trois champs suivant l'axe d du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu (Fig. IV. 1)

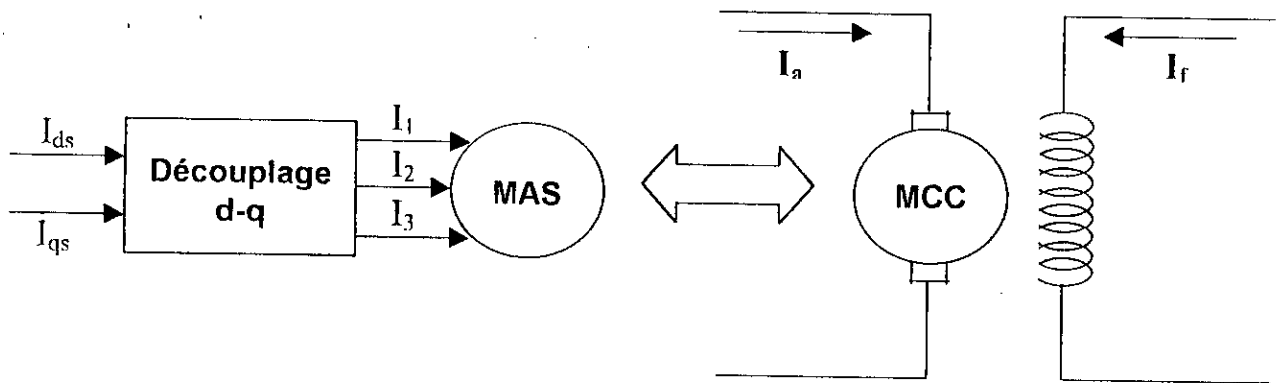
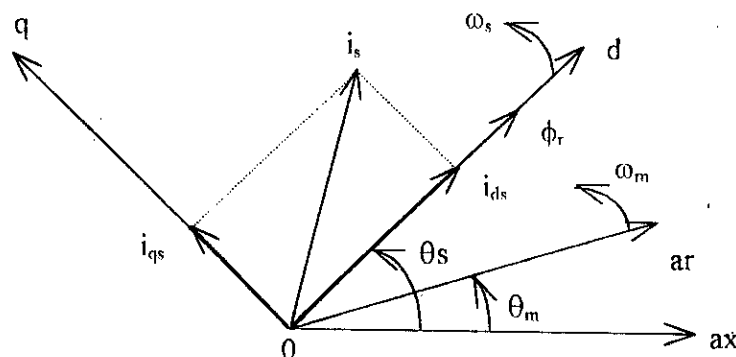


Fig.IV.1-Principe du découplage



FigIV.2- Principe de la commande vectorielle.

De nombreuses variantes ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [Krishan 87], [Krishan 91] :

- suivant la source d'énergie :
 - Commande en tension (voltage source inverter (VSI)) ;
 - Commande en courant (current controlled inverter (CCI)).
- Suivant le choix du repère (d-q) par rapport au :
 - Flux rotorique ;
 - Flux statorique ;
 - Flux d'entrefer ;
- Suivant la détermination de la position du flux :
 - Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase) ;

Dans ces travaux ; nous nous intéressons à une commande en tension et en courant avec orientation du repère (d-q) suivant le flux rotorique.

IV.2-Commande Vectorielle Directe :

Pour déterminer la position et le module du flux, l'idée naturelle est de mesurer le flux dans la machine à l'aide de bobinages supplémentaires ou de capteurs à effet Hall. Ceci fragilise le moteur et nécessite une construction spéciale de la machine. Le moteur perd son principal avantage qui est sa robustesse [Faidallah 95], [Hemici 94], [Barkati 97].

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique. On fait appel à des modèles dynamiques du flux, qui nécessitent des grandeurs facilement mesurables tel que les courants, les tensions statoriques et la vitesse de rotation.

On utilise souvent le modèle de la machine pour déterminer la position et le module du flux. Une approche simple consiste à intégrer les équations du modèle rotorique simplifié suivant [Vas 90]:

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (L_m i_{ds} - \phi_r)$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_m + \frac{L_m R_r i_{qs}}{L_r \phi_r} \quad (IV.1)$$

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

Si nous tenons compte du fait que la machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension, nous obtenons les équations des tensions statoriques à partir de l'équation de modèle de la MAS :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} s \phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs}$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s s i_{qs} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \quad (IV.2)$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en

négligeant les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur [Faidallah 95].

Les termes de couplage sont définis, de telle sorte que les tensions restantes soient en relation de premier ordre avec les deux composantes du courant statorique.

Donc :

$$\begin{aligned} v_{ds}^c &= -\sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ v_{qs}^c &= \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \end{aligned} \tag{IV.3}$$

Les sorties des régulateurs sont :

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \\ v_{qs}^r &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \end{aligned} \tag{IV.4}$$

Les tensions de référence sont alors :

$$\begin{aligned} v_{ds}^* &= v_{ds}^r + v_{ds}^c \\ v_{qs}^* &= v_{qs}^r + v_{qs}^c \end{aligned} \tag{IV.5}$$

la pulsation ω_s^* nécessaire pour la transformation inverse de **Park**, afin d'avoir les tensions de références réelles, est calculée à l'aide de l'expression suivante :

$$\omega_s^* = \omega + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot \phi_{dr}} i_{qs} \tag{IV.6}$$

Les tensions de références (V_a^*, V_b^*, V_c^*) sont calculées par une transformation inverse de Park à partir des grandeurs ($V_{ds}^*, V_{qs}^*, \omega_s^*$). l'onduleur est commandé par stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie, l'onduleur permet un réglage simultané de la fréquence et de l'amplitude de la tension d'alimentation.

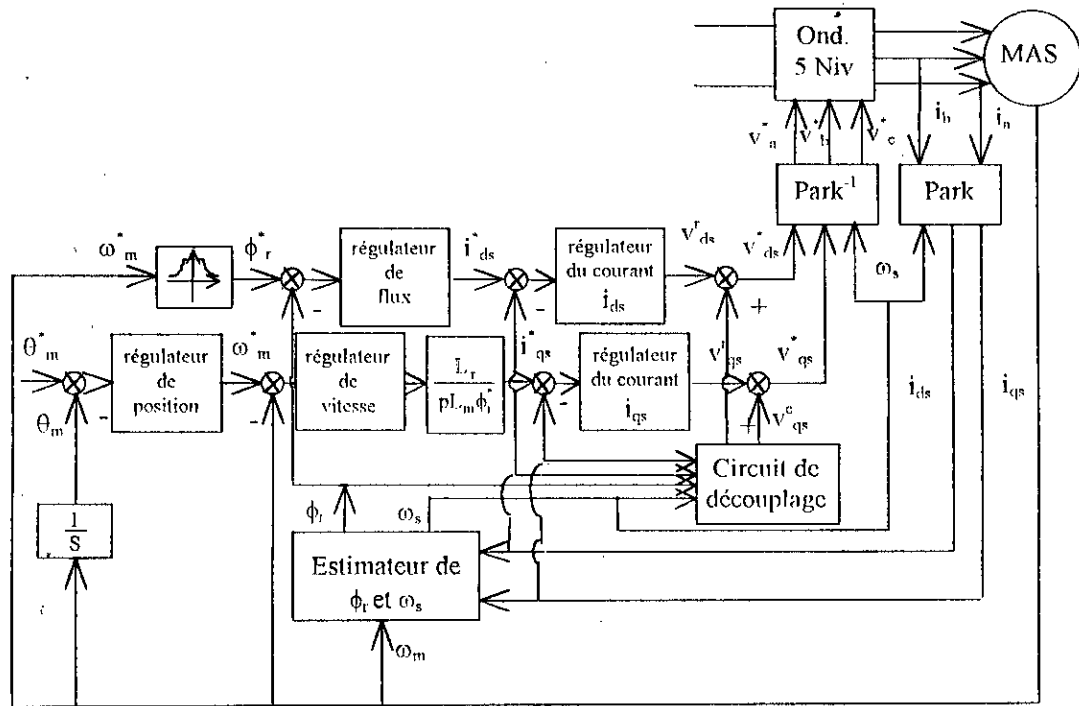


Fig. IV.3- Schéma-bloc de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo_sinusoïdale à quatre portées bipolaires en dent de scie.

VI.3-Calcul Des Régulateurs :

VI.3.1-Régulateur Du Courant i_{ds} :

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension v_{ds}^r , nécessaire pour maintenir le flux de référence.

A flux constant égal à ϕ_r^* , en supposant que le découplage est réalisé, on aura [Jelassi 91], [Rehahla 96] :

$$\frac{i_{ds}(s)}{v_{ds}^r(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \tag{IV.7}$$

La boucle de régulation du courant i_{ds} peut se représenter par le Schéma-bloc de la figure (IV.3) :

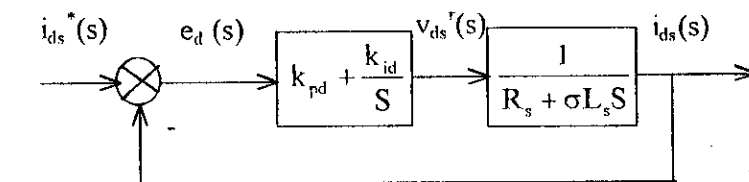


Fig. IV.4- Schéma fonctionnel de régulation de courant i_{qs} .

L'expression du courant de référence est :

$$i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{L_m} \tag{IV.8}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{i_{ds}(s)}{i_{ds}^*(s)} = \frac{(k_{pd}s + k_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \tag{IV.9}$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s} = 0 \tag{IV.10}$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, d'où :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \tag{IV.11}$$

L'identification terme à terme des deux équations (IV.10) et (IV.11) entraîne que :

$$k_{id} = 2\sigma L_s \rho^2 \quad \text{et} \quad k_{pd} = 2\rho\sigma L_s - R_s \tag{IV.12}$$

IV.3.2-Regulateur Du Flux Φ_r :

Pour assurer un contrôle correct du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou de position, ainsi que lors des applications de la charge perturbatrice.

$$\frac{\phi_r(s)}{i_{ds}(s)} = \frac{L_m}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} \tag{IV.13}$$

Le Schéma-bloc de la régulation est la suivante :

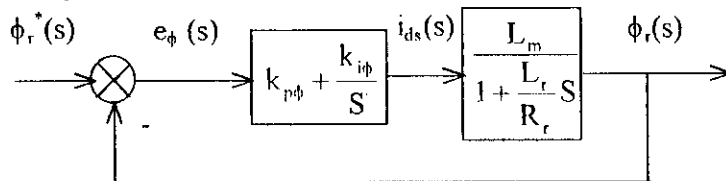


Fig. IV.5- Schéma fonctionnel de régulation de flux.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\frac{\phi_r(s)}{e_\phi(s)} = \left(k_{p\phi} + \frac{k_{i\phi}}{s}\right) \frac{L_m}{1 + \frac{L_r}{R_r} s} \tag{IV.14}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_r(s)}{\phi_r^*(s)} = \frac{(k_{p\phi}s + k_{i\phi}) \frac{L_m R_r}{L_r}}{s^2 + \frac{R_r}{L_r} (1 + L_m k_{p\phi}) s + \frac{R_r L_m k_{i\phi}}{L_r}} \tag{IV.15}$$

L'équation caractéristique en bouclé fermée est donnée par :

$$P(S) = s^2 + \frac{R_r}{L_r} (1 + L_m k_{p\phi}) s + \frac{R_r L_m k_{i\phi}}{L_r} = 0 \quad (\text{IV.16})$$

En faisant imposer deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, en boucle fermée, l'équation précédente devient :

$$P(S) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \quad (\text{IV.17})$$

Par identification on trouve que :

$$k_{i\phi} = \frac{2L_r \rho^2}{R_r L_m} \quad \text{et} \quad k_{p\phi} = \frac{1}{L_m} \left(\frac{2\rho L_r}{R_r} - 1 \right) \quad (\text{IV.18})$$

VI.3.3-Reglateur Du Courant I_{qs} :

Habituellement, les schémas de régulation de la vitesse sont constitués de deux étages : Le premier comprend les boucles de régulation des courants, et le second, externe au premier, est destiné à la régulation de la vitesse. Ceci est justifié par le fait qu'en général on considère que la dynamique de la vitesse est très lente devant la dynamique des courants. C'est pour cette raison que, dans les régulations classiques, la vitesse est toujours supposée constante pendant que les courants sont régulés.

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner le régulateur du courant i_{qs} . Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients $k_{i\phi}$ et $k_{p\phi}$ seront identiques à ceux du régulateur du courant i_{ds} .

VI.3.4-Regulateur De Vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de la vitesse.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega_m(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f + Js} \quad (\text{IV.19})$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, il arrive :

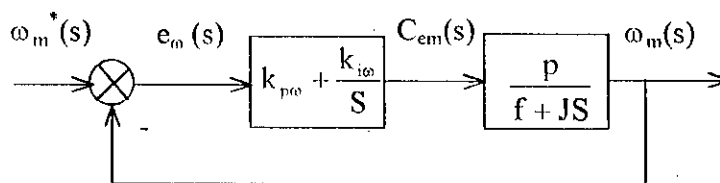


Fig. IV.6- Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par :

$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_m^*(s)} = \frac{(k_{p\omega}s + k_{i\omega}) \frac{p}{J}}{P(s)} \quad (\text{IV.20})$$

L'équation caractéristique $P(s)$ est :

$$P(s) = s^2 + \frac{f + k_{p\omega}p}{J}s + \frac{k_{i\omega}p}{J} = 0 \quad (\text{IV.21})$$

En imposant toujours deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = p(-1 \pm j)$, en boucle fermée et, par identification avec la nouvelle équation caractéristique désirée, on arrive sans difficulté à :

$$k_{i\omega} = \frac{2Jp^2}{p} \quad \text{et} \quad k_{p\omega} = \frac{2pJ - f}{p} \quad (\text{IV.22})$$

IV.3.5-Regulateur De Position :

Ce régulateur nous permet de générer la vitesse de référence $\omega_m^*(s)$. Par définition on a :

$$\frac{\theta_m(s)}{\omega_m(s)} = \frac{1}{s} \quad (\text{IV.23})$$

Le schéma fonctionnel de la boucle de position est présenté par la figure (IV.7) :

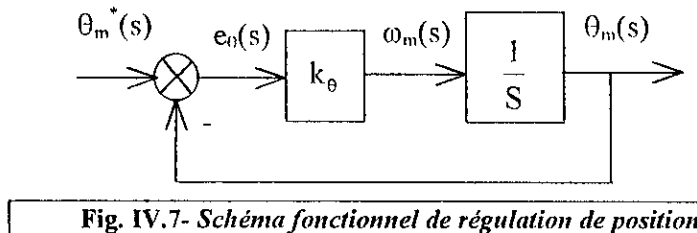


Fig. IV.7- Schéma fonctionnel de régulation de position.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\theta_m(s)}{\theta_m^*(s)} = \frac{k_\theta}{k_\theta + s} \quad (\text{IV.24})$$

La cascade (position, vitesse et courant i_{qs}) impose une dynamique de position très lente par rapport à celle de la vitesse. La constante de temps de position doit être 5 à 10 fois plus grande que celle de la vitesse [Jelassi 91], ce qui permet de déterminer le coefficient k_θ du régulateur de position.

IV- Résultats De Simulation :

Les résultats de simulation présentés dans cette thèse sont réalisés sur une machine asynchrone triphasée associée à un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie.

Les simulations présentées sur les figures (IV.8) et (IV.9) montrent le comportement de la machine asynchrone, lors d'un démarrage à vide avec application d'un échelon de vitesse de 1000 tr/mn. Puis le système est soumis à des variations de charges (charge nominale $C_r=10\text{Nm}$) en appliquant et éliminant la charge aux instants 1 et 1,5 s respectivement. Ensuite, nous inversons le sens de rotation de la machine pour -1000 tr/mn à l'instant $t=3$ s.

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

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{\omega_f^*}{\omega^*} = \frac{1}{1 + sT_f}$$

La constante de temps T_f peut être choisie de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert (IV.20) en boucle fermée ($T_f = K_{pw} / K_{iw}$). Les simulations ont montré qu'il est judicieux de prendre une valeur de T_f allant de trois à cinq fois la valeur prévue, afin d'avoir une meilleure réponse vis-à-vis la variation de consigne de la consigne et de perturbation.

Le dépassement commis par le réglage est atténué en utilisant un filtre pour la grandeur de consigne. D'après cette dernière, nous constatons que la vitesse de rotation suit la vitesse de référence. Le courant est bien limité à sa valeur admissible. Le découplage est parfaitement réalisé au régime permanent, néanmoins de légères fluctuations sont remarquables pendant le démarrage. Le réglage présente aussi de performances satisfaisantes vis-à-vis de la perturbation.

La figure (IV.10) montre le résultat de simulation du réglage de position. Il est simulé la réponse du système à un échelon de consigne de 5 tours. Aux instants 1 et 1.5 s la machine est soumise à une variation de la charge ; application et élimination de la charge, ensuite à l'instant $t=3$ s, on inverse l'échelon de consigne de -5 tours. Nous remarquons que le réglage présente de performances satisfaisantes vis-à-vis de la poursuite de la consigne et le rejet de la perturbation.

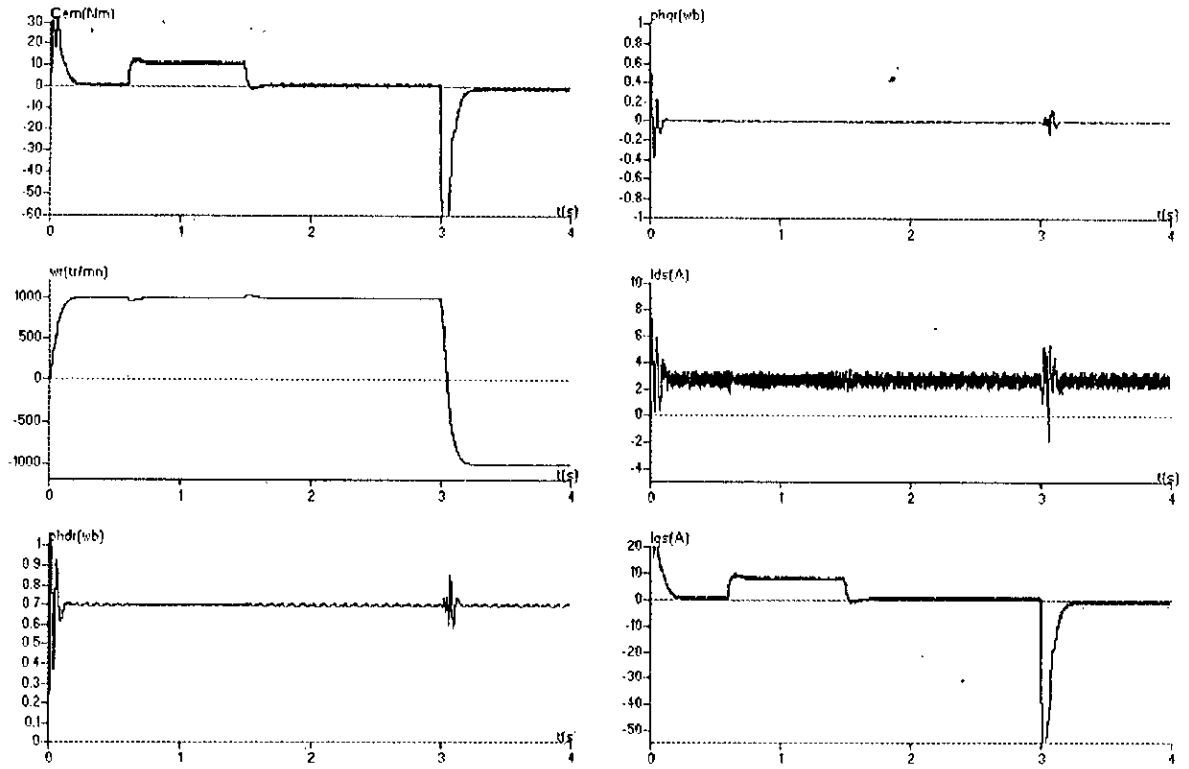


Fig IV.8 – simulation du réglage de vitesse par la méthode directe la machine asynchrone alimentée avec un onduleur cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie sans filtre.

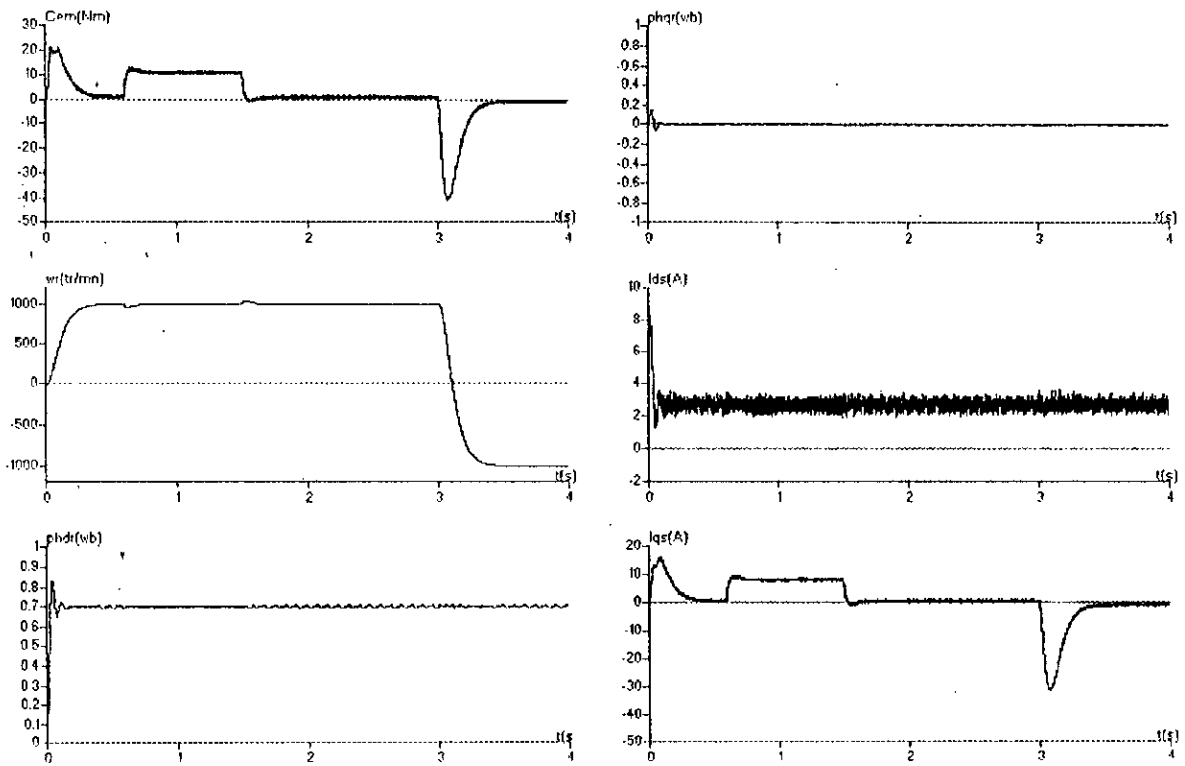


Fig IV.9 – simulation du réglage de vitesse par la méthode directe de machine asynchrone alimentée par un onduleur cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie avec filtre.

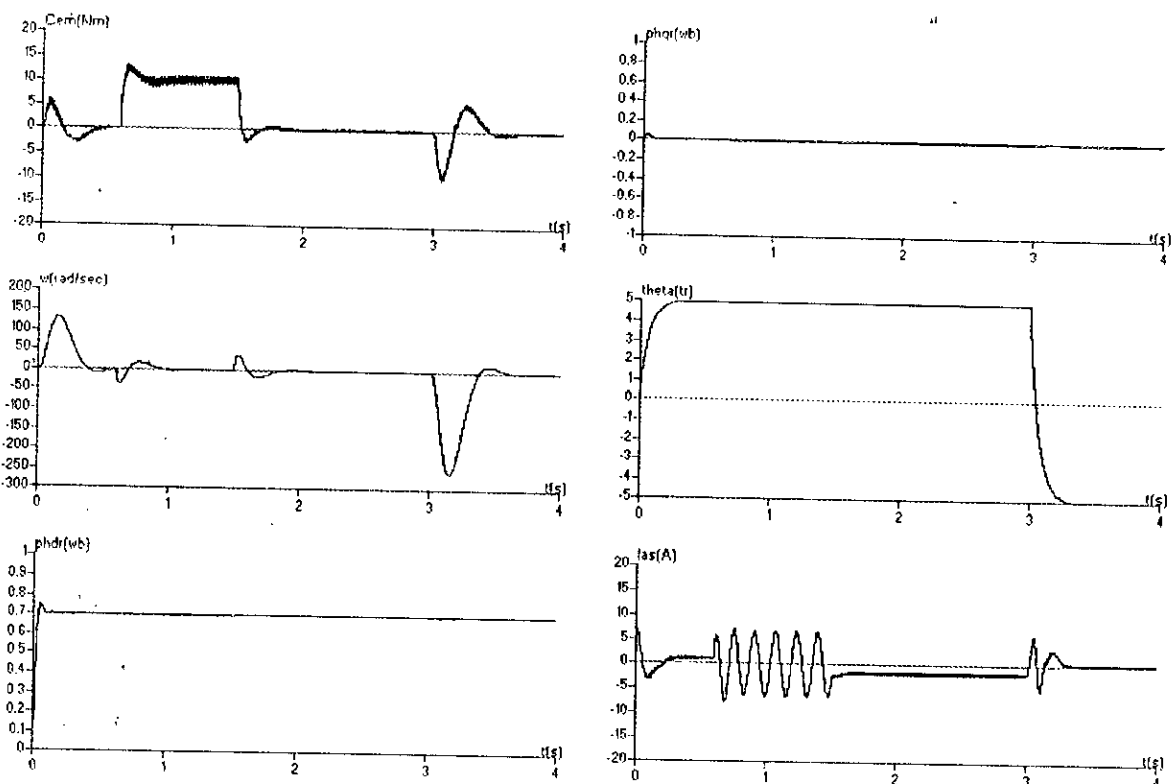


Fig IV.10– simulation du réglage de position de la machine asynchrone alimentée par la méthode directe avec un onduleur cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie.

IV.5- COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :

Le principe de cette méthode de commande omet l'utilisation de l'amplitude du flux rotorique. Cependant, il utilise sa position calculée en fonction des grandeurs de références, en considérant que le régime permanent est établi [Hemici 94][Fiadallah 95]. Cette méthode présente l'avantage qu'elle omet le besoin de mesure ou de l'estimation du flux rotorique.

La méthode indirecte consiste à générer à l'aide d'un bloc FOC, les tensions d'alimentation de la machine d'obtenir le flux et le couple souhaités (figure IV.6).

Nous utilisons une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie pour l'alimentation en tension et par un onduleur commandé par la stratégie d'hystérésis pour l'alimentation en courant.

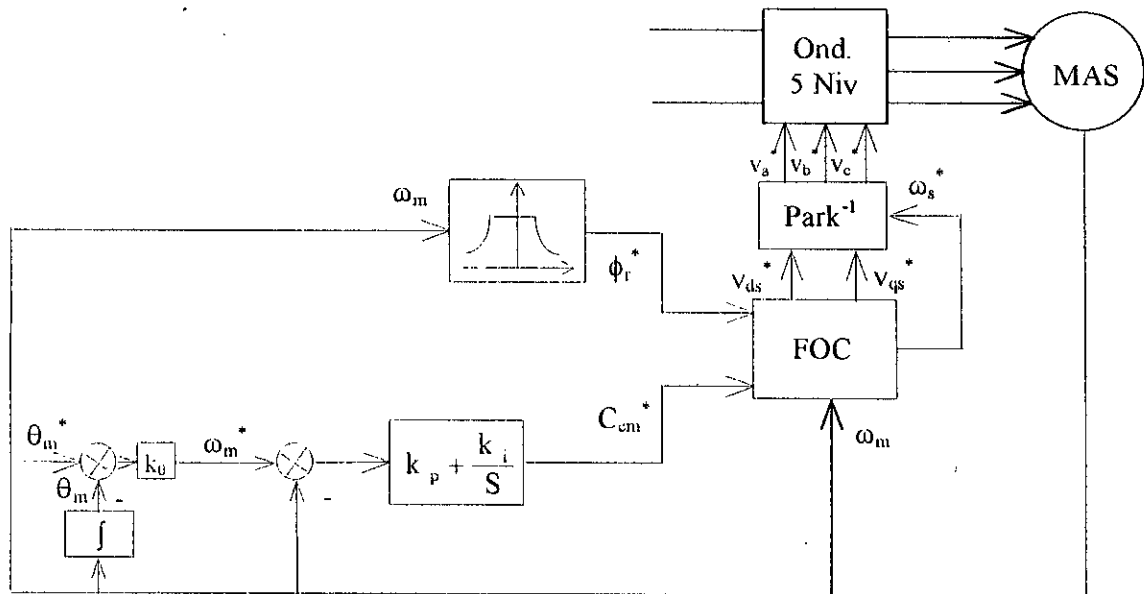


Fig. IV.11- Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie.

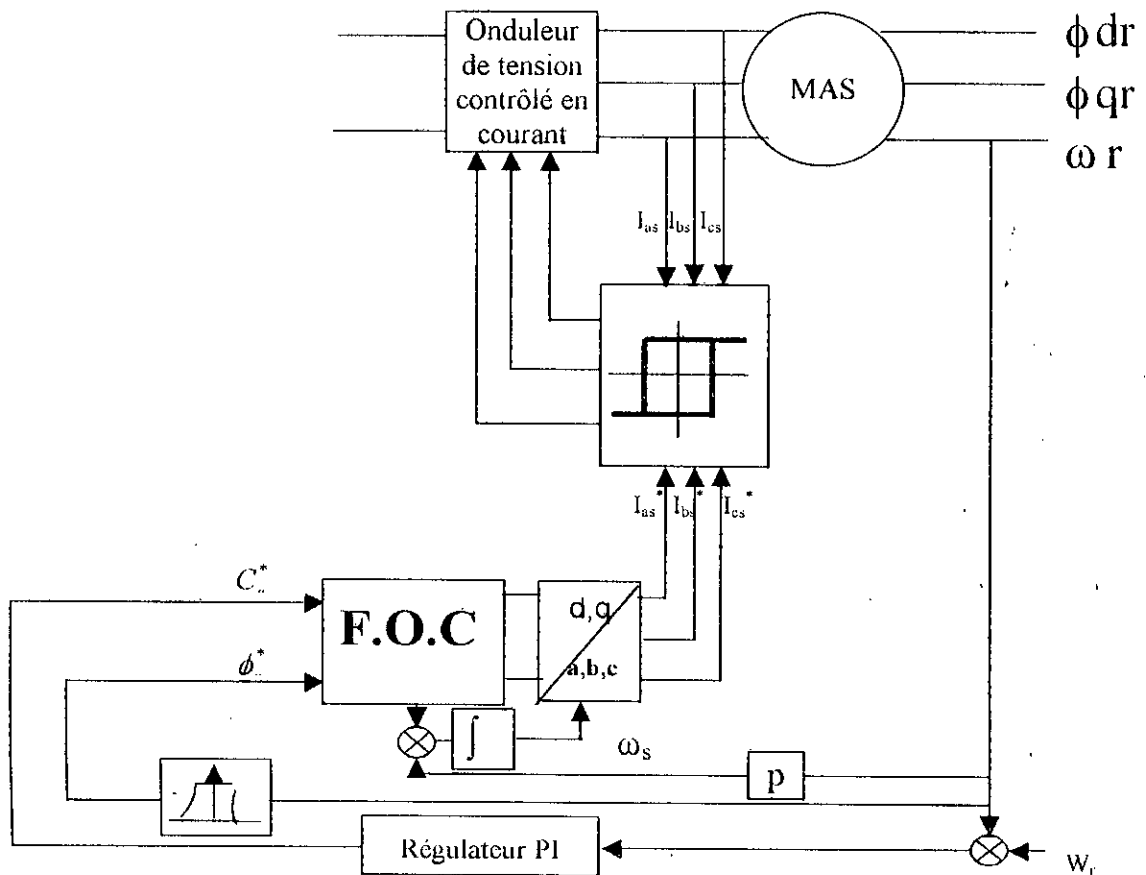


Fig. IV.12- Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis.

IV.5.1- Bloc Du Contrôle De Flux Oriente :

Le bloc de contrôle FOC (field oriented control) est un bloc qui calcul les trois sorties $(V_{ds}^*, V_{qs}^*, \omega_s^*, I_{ds}^*, I_{qs}^*)$ donnant, ainsi, les trois tensions et les courant de référence, en fonction des deux entrées de références (C_{em}^*, ϕ_r^*) qui assurent le découplage. les équations (IV.25) du FOC sont définies en considérant le régime statique pour le flux rotorique et le couple électromagnétique sont égaux à leurs valeurs de référence.

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{L_m} \\ i_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{p L_m \phi_r^*} \\ \omega_s^* = \omega_m + \frac{L_m R_r i_{qs}^*}{L_r \phi_r^*} \\ v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \omega_s^* \sigma L_s i_{qs}^* \\ v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_s^* L_s i_{ds}^* \end{cases} \quad (IV.25)$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe i_{ds} et en quadrature i_{qs} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine.

Dans la commande vectorielle indirecte nous utilisons les deux cas d'alimentation : l'alimentation en courant et l'alimentation en tension.

Pour la commande vectorielle directe et indirecte, le flux généralement est maintenu constant, à sa valeur nominale (ϕ_r^n) , pour des vitesses rotoriques inférieurs ou égales à la vitesse nominale de la machine (ω_m^n) . Par contre il faut, qu'il décroît lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale, afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela, nous définissons le flux de référence par :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } |\Omega_m| \leq \Omega_m^n = \frac{\omega_m^n}{p} = 1420 \text{ (tr / min)} \\ \frac{\Omega_m^n}{|\Omega_m|} \phi_r^n & \text{si } |\Omega_m| \geq \Omega_m^n \end{cases} \quad (IV.26)$$

Les calculs des deux régulateurs (de vitesse et de position) sont identiques à ceux présentés précédemment dans le paragraphe de la commande vectorielle directe.

IV.6-Resultats De Simulation :

Les coefficients du régulateur de vitesse sont déterminés par un placement de pôles avec ($p = 35, T_r = 0.1138$). Ce qui donne $k_p=1.081$ et $k_i=37.975$, alors que le coefficient du régulateur de position $k_0 = 10$.

Les résultats de simulation montrent les performances de réglage pour l'alimentation en courant ainsi l'alimentation en tension pour un démarrage à vide avec application d'une charge nominale entre les instants entre $t=1$ et $t=1.5$ s, puis une inversion de la consigne entre ± 100 rad/sec pour la commande de vitesse figure (VI.13) et figure(VI.16) et entre ± 5 tr pour la commande en position figure (VI.15) et figure (VI.18)

La vitesse suit la grandeur de référence sans dépassement, mais le temps de réponse est un peu lent à cause du retard provoqué par le filtre. Nous constatons aussi que le découplage entre les flux et le couple est maintenu. Le flux rotorique reste constant et ne subit pas les brusques variations supportées par le couple, notamment pendant le changement de référence en vitesse ou en position.

L'alimentation avec un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie n'importe pas une grande différence sur les performances de la machine et de découplage de flux rotorique par rapport au cas d'onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis.

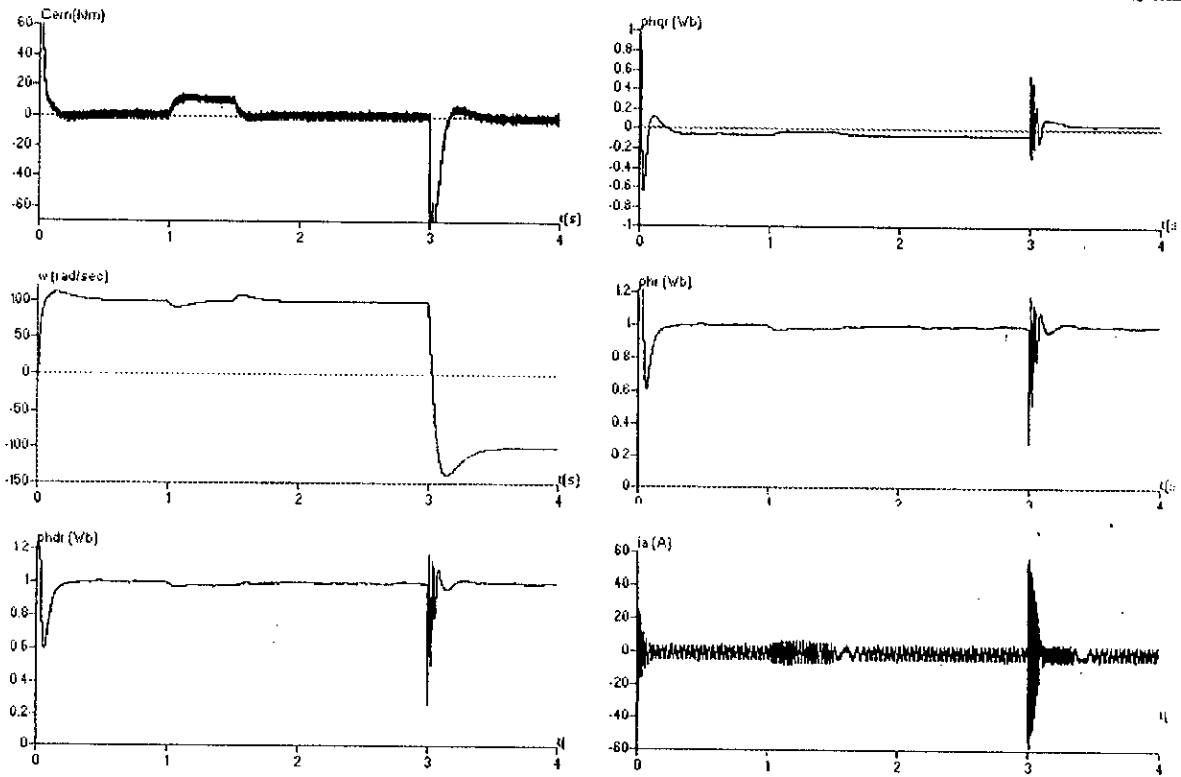


Fig IV.13— simulation du réglage de vitesse par la méthode indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis sans filtre.

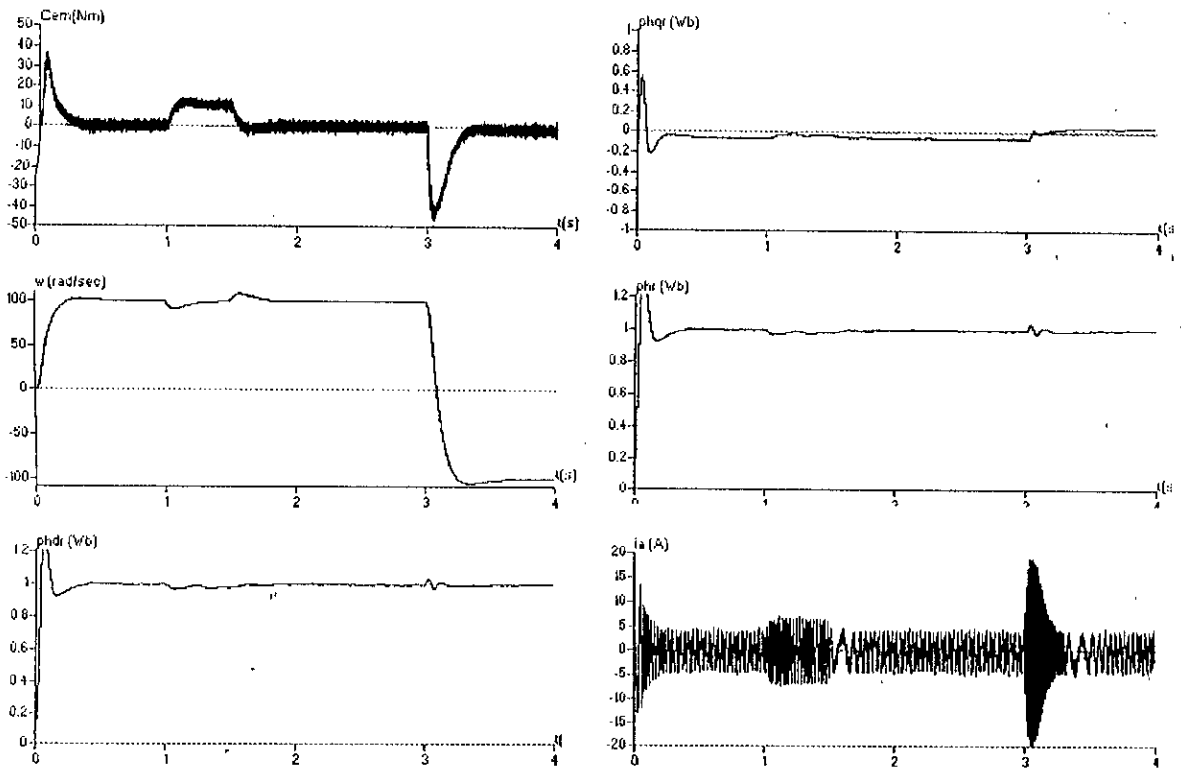


Fig IV.14— simulation du réglage de vitesse par la méthode indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis avec filtre.

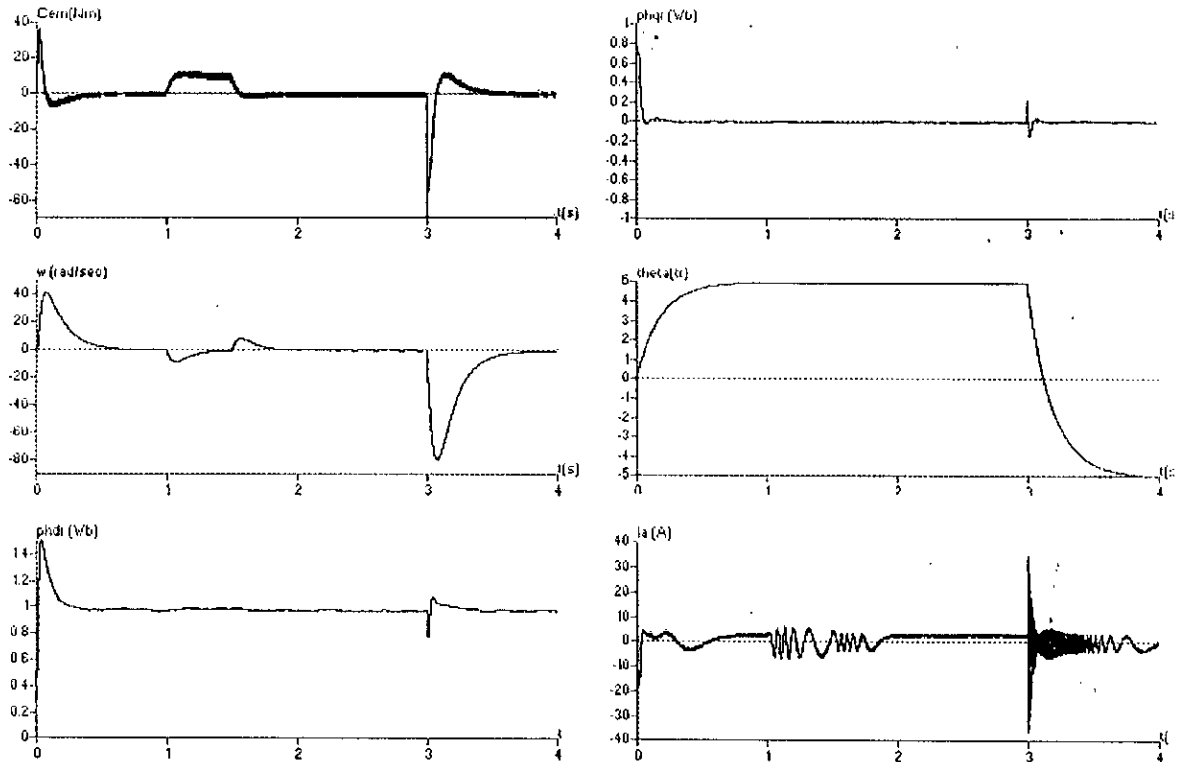


Fig IV.15– simulation du réglage de position par la méthode indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis.

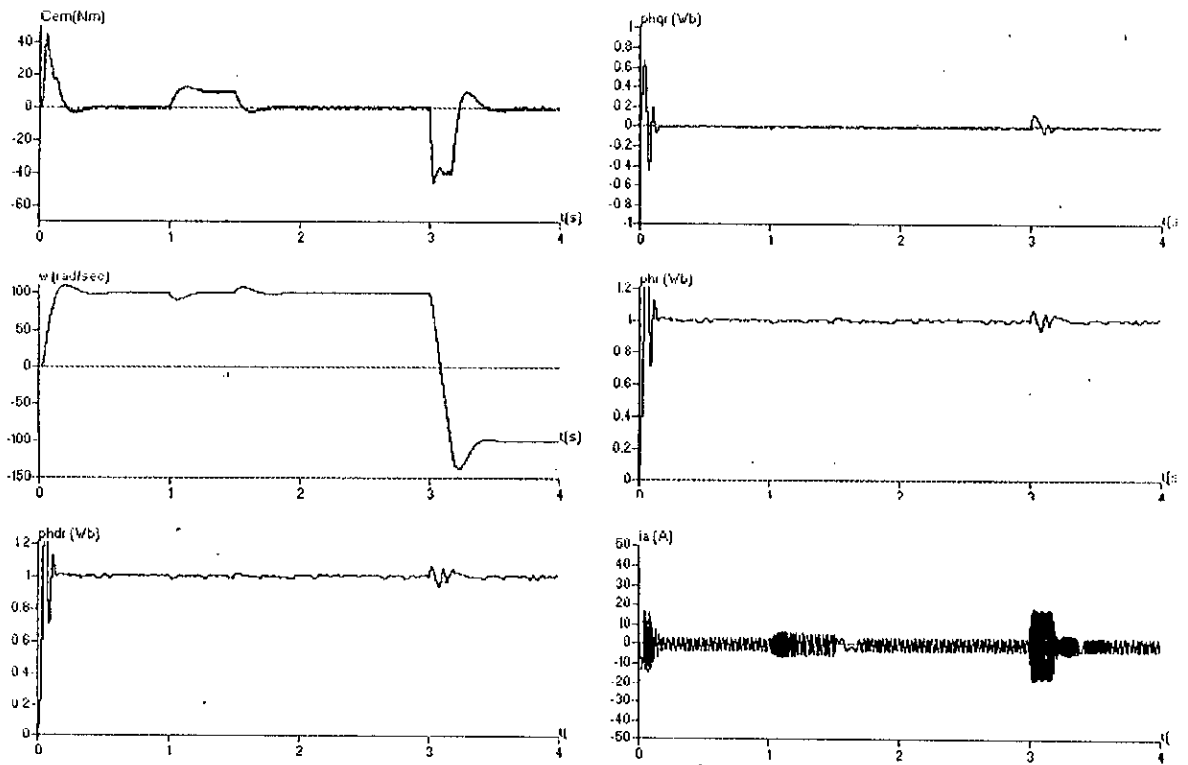


Fig IV.16– simulation du réglage de vitesse par la méthode indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie sans filtre.

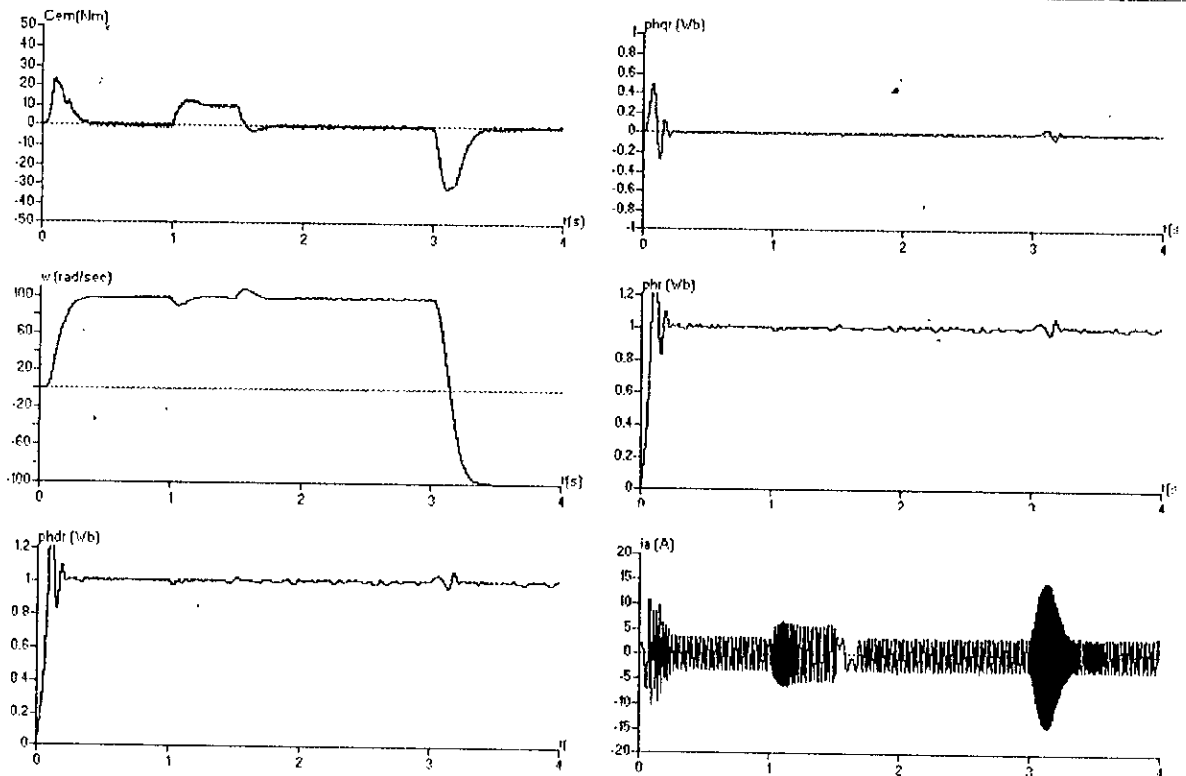


Fig IV.17– simulation du réglage de vitesse par la méthode indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre portées bipolaires en dent de scie avec filtre.

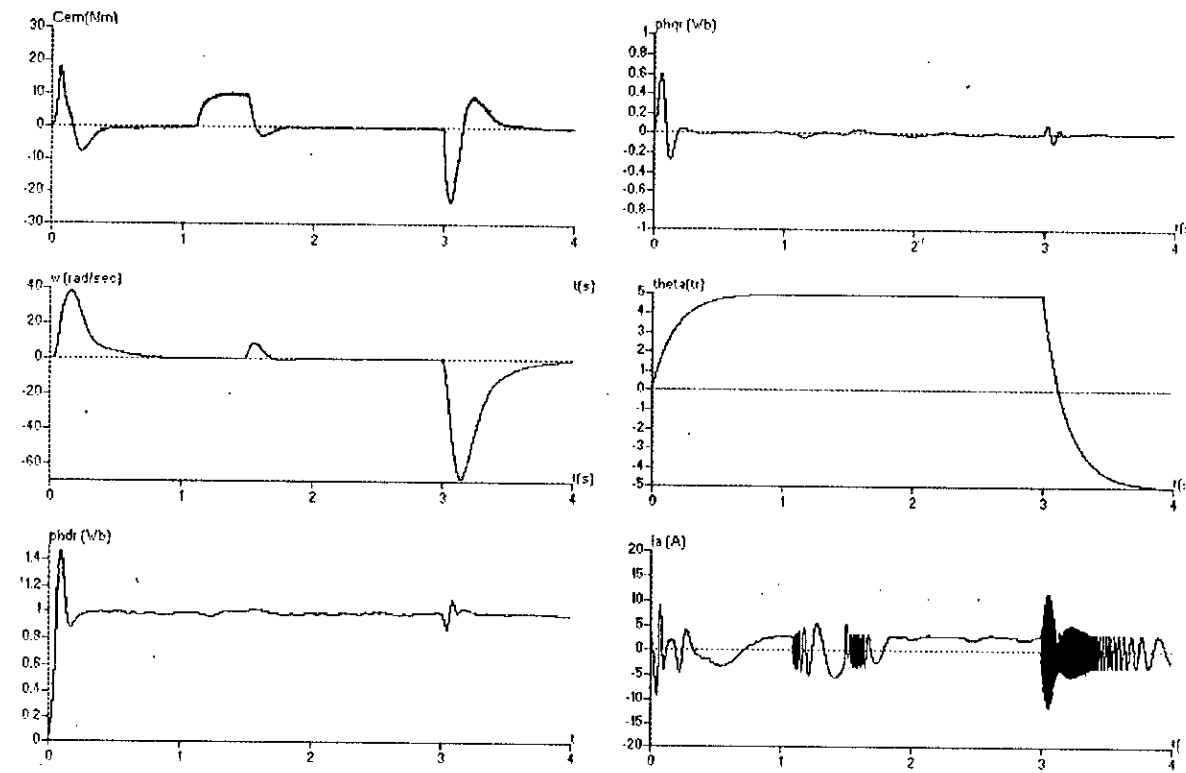


Fig IV.18– simulation du réglage de position par la méthode indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre portées bipolaires en dent de scie.

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux méthodes de la commande vectorielle en utilisant l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par deux stratégies :

- La stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie pour la commande vectorielle directe.
- La stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie et la stratégie d'hystérésis pour la commande vectorielle indirecte.

Les deux méthodes de la commande vectorielle ont été développées. Et l'application de l'une des méthodes n'apporte pas des grandes différences lorsque le découplage est parfaitement réalisé. En toute rigueur, l'orientation du flux rotorique repose essentiellement sur la connaissance exacte du modèle et des paramètres électriques de la machine. Ceci diminue la robustesse et l'utilisation de ces techniques dans le domaine des entraînements à hautes performances.

Lorsque le système est incertain, le réglage par des correcteurs PI ne permet pas de maîtriser ces incertitudes, or, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces systèmes, et qui sont insensibles et robustes.

Le découplage obtenu par la commande vectorielle indirecte en utilisant l'onduleur cinq niveaux contrôlé par la stratégie d'hystérésis et par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses, nous permettra d'avoir un modèle réduit et linéaire de la MAS et rendre notre système équivalent deux sous système monovisible, ce qui nous aiderait dans l'application de la commande robuste H_{∞} .

Chapitre V

Théorie et application de la commande robuste

Dans ce chapitre , nous allons présenter les théorèmes , permettant d'analyser fréquentiellement la robustesse d'un système multivariable, puis nous abordons le problème de la commande robuste H_∞ . Enfin , des résultats de simulations sur la machine asynchrone alimentée par un onduleur cinq niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis et la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaire en dent de scie sont présentés pour montrer les performances de cette commande.

V.1-DEFINITION DE NORME H_∞ :[Samblancat 91], [Duc 93].

V.1.1-Les Espaces L_∞ Et H_∞ :

Les considérations des systèmes dans le domaine fréquentiel conduit à une grande richesse de notions pour l'analyse des lois de commande.

On introduit ici les normes les plus communément utilisées.

L'espace vectoriel des matrices $F(j\omega)$ à valeurs complexes de dimension $(n \times m)$ est muni de la norme notée par $\| \cdot \|_\infty$. Celle-ci est égale à la racine carrée de la plus grande valeur propre de $F^*(j\omega)F(j\omega)$ (définie partout sauf pour un ensemble de mesures nulles), cet espace constitue un espace de Banach noté L_∞ . la norme $\| \cdot \|_\infty$ est égale à :

$$\|F(j\omega)\|_\infty = \text{ess sup}_\omega \bar{\sigma}(F(j\omega)) \quad (\text{V.1})$$

où : $\bar{\sigma}$ est la plus grande valeur singulière.

L_∞ est donc l'ensemble des matrices propres et RL_∞ l'ensemble des matrices rationnelles de L_∞ . La présence de pôles sur l'axe imaginaire n'est pas autorisée pour les matrices de transfert appartenant à RL_∞ .

Un espace plus restreint de fonctions mais possédant des propriétés plus pertinentes peut être défini dans le domaine fréquentiel. Il s'agit de H_∞ . Cet espace vectoriel est constitué des matrices $F(s)$ analytiques dans le demi-plan droit et telles que :

$$\sup \{ \bar{\sigma}(F(s)) / \text{Re}(s) > 0 \} < \infty \quad (\text{V.2})$$

D'après la définition précédente, l'espace H_∞ ne fait pas intervenir les propriétés sur l'axe imaginaire. Donc, pour qu'il puisse être considéré comme un sous-espace de L_∞ , il faut prolonger les propriétés des matrices sur l'axe imaginaire. En fait, on démontre [Francis 87] qu'une matrice de H_∞ peut être immergée dans l'espace L_∞ car toute matrice analytique dans le demi-plan droit admet une limite dans une direction orthogonale à l'axe imaginaire qui est une matrice de L_∞ . De manière plus précise on a :

si $F \in H_\infty$ alors $\lim_{\xi \rightarrow 0} F(\xi + j\omega)$ existe
 et appartient à L_∞ (V.3)

Par ailleurs, une généralisation du théorème du maximum de théorie des fonctions holomorphes permet d'affirmer que la borne supérieure décrite en (V.2) est atteinte sur l'axe imaginaire.

V.1.2-Interpretation Physique De La Norme H_∞ :

Soit $G(s)$ une matrice de fonctions de transfert propres et stables, nous avons vu que la norme H_∞ de $G(s)$ est définie de la manière suivante :

$$\|G(s)\|_\infty = \sup_\omega \bar{\sigma}(G(j\omega)) < \infty \quad (V.4)$$

Dans le cas monovariante, la norme H_∞ est la valeur maximale du module de $G(j\omega)$ (voir figure ci-dessous).

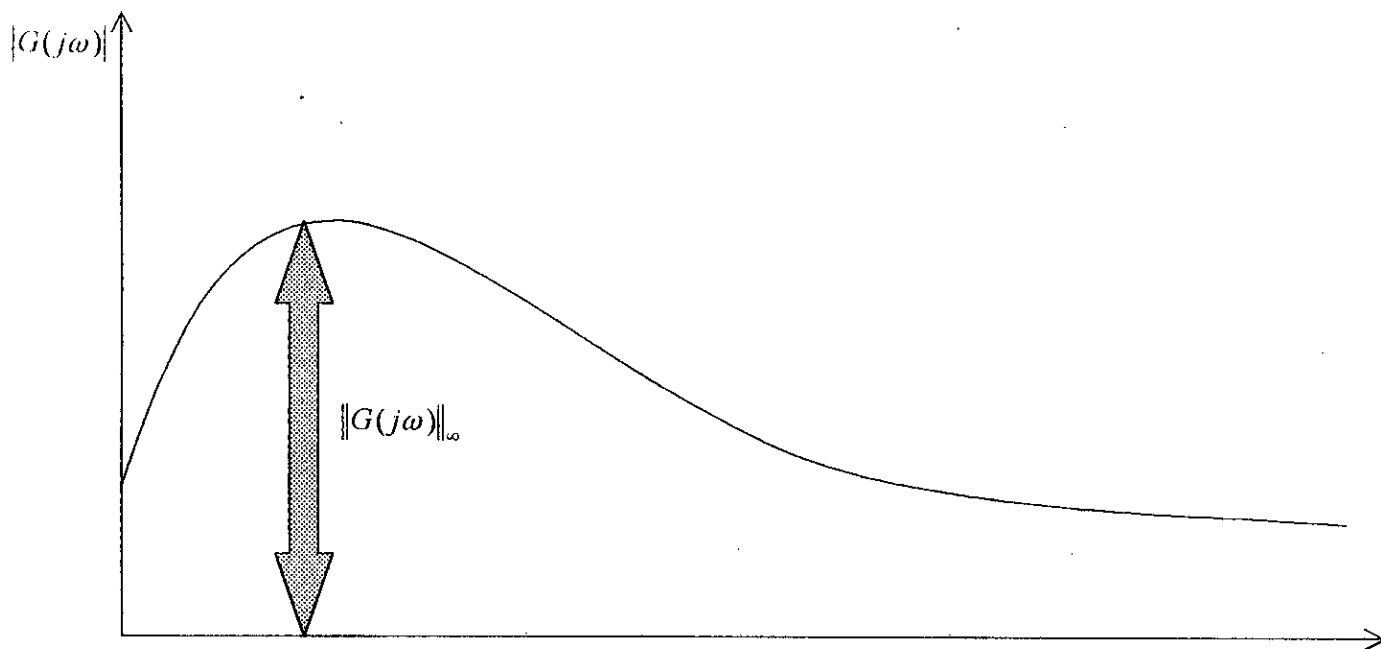


Fig V.1- Définition de la norme H_∞ dans le cas monovariante

V.2-ANALYSE DE LA STABILITE ET DE LA ROBUSTESSE D'UN SYSTEME DE COMMANDE : [Duc 93], [Vidyasager 85], [Lehtomaki 81]

L'analyse des propriétés d'un système bouclé multivariable peut se faire suivant quatre directions principales :

La stabilité nominale est la première des qualités à assurer : la commande, appliquée au modèle du système utilisé pour calculer, doit bien évidemment stabiliser celui-ci.

La performance nominale est une propriété plus exigeante, mais dont la définition est moins nette : elle consiste à assurer, pour le système en boucle fermée correspondant au modèle utilisé pour le calcul de la commande, des propriétés de précision et de rapidité, notamment convenables.

La robustesse en stabilité sera obtenue si le système bouclé reste stable lorsque le modèle auquel est appliquée la commande diffère de celui utilisé pour la calculer. Pour étudier cette propriété, il convient au préalable de définir une classe d'erreurs de modélisation, celle vis-à-vis de laquelle on doit garantir la stabilité.

La robustesse en performance consiste à garantir, dans des conditions analogues, un certain niveau de performance pour toute la gamme de modèle ainsi considéré.

V.2.1-Stabilité Nominale :

Considérons le système bouclé de la figure (V.2), dans lequel $G(s)$ représente la matrice de transfert d'un système multivariable, de dimensions $p \times m$, et $K(s)$ celle d'un correcteur de dimensions $m \times p$. Le signal de référence est représenté par $r \in \mathcal{R}^p$, tandis que $b \in \mathcal{R}^m$ représente par exemple une perturbation.

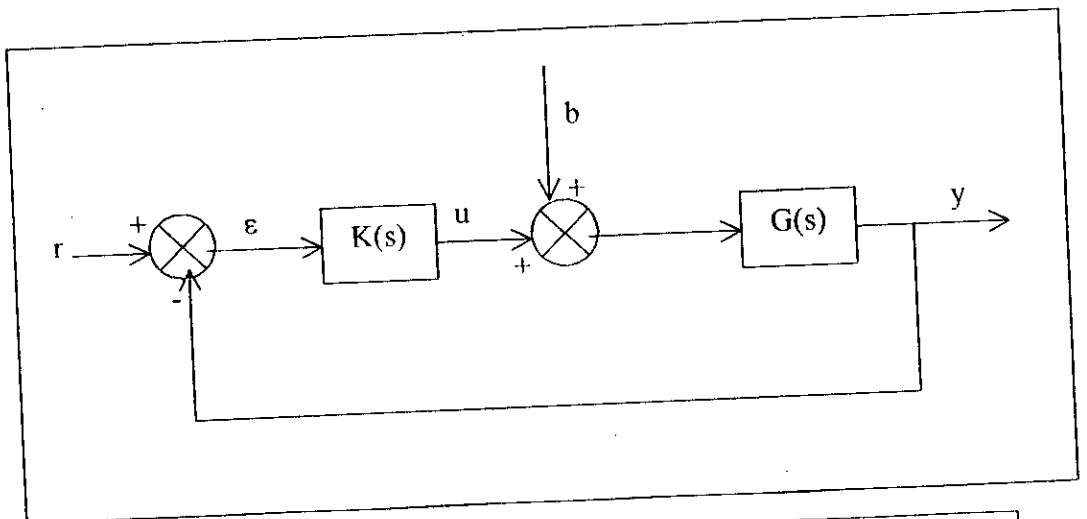


Fig V.2: Schéma pour l'étude de la stabilité nominale

Dans la suite, nous présentons différents résultats permettant de garantir la stabilité de ce système peuvent être établis.

Définition 1 : un système bouclé est stable de manière interne si tout signal borné injecté en n'importe quel point de la boucle génère une réponse bornée en tout autre point.

Cette définition est équivalente à la suivante :

Définition 2 : un système bouclé est stable de manière interne si toute matrice de transfert reliant 2 points quelconques de la boucle n'a que des pôles à partie réelle strictement négative.

Considérons de nouveau le système de la figure (V.2), dans laquelle la boucle comprend 2 blocs. Les 2 seuls points d'injection possible sont ceux représentés, à savoir r et b. Les deux points d'observation possible sont d'une part y ou ε (ces 2 points équivalents puisque r est borné) et d'autre part u. on établit facilement la relation matricielle :

$$\begin{pmatrix} y \\ u \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (I + GK)^{-1} GK & (I + GK)^{-1} G \\ K(I + GK)^{-1} & -K(I + GK)^{-1} G \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r \\ b \end{pmatrix} \tag{V.5}$$

Dés lors le système de la figure (V.2) est stable de manière interne si seulement si toutes les matrices de transfert apparaissant dans la matrice bloc 2x2 ci-dessus n'ont que des pôles à partie réelle strictement négative.

Le théorème qui suit donne une condition suffisante de la stabilité interne

Théorème :

soit le système représenté par la figure (V.2)
 Pour G(s) et K(s) des matrices de transfert propres et stables, si :
 $\overline{\sigma}(G(j\omega)) \overline{\sigma}(K(s)) < 1, \forall \omega \in \mathfrak{R}$
 alors le système est stable, ou $\|G\|_{\infty} \|K\|_{\infty} < 1$

V.2.2 Performance Nominale :

Considérons le système bouclé de la figure (V.3), dans lequel G(s) représente la matrice de transfert d'un système multivariable et K(s) celle d'un correcteur. On appelle :

- $r \in \mathfrak{R}^p$ le signal de référence que doit suivre la sortie
- $y \in \mathfrak{R}^p$ la sortie du système
- $u \in \mathfrak{R}^m$ la commande (sortie du correcteur)
- $d \in \mathfrak{R}^p$ l'effet sur la sortie des perturbations affectant le système
- $w \in \mathfrak{R}^p$ les bruits de mesure

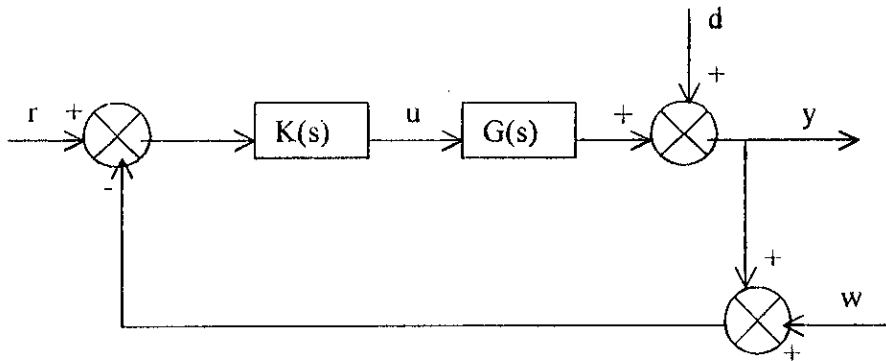


Fig V.3 Schéma bloc pour l'étude de la performance nominale

La sortie du système s'écrit :

$$y = (I_p + GK)^{-1}GKr - (I_p + GK)^{-1}GKw + (I_p + GK)^{-1}d \quad (\text{V.6})$$

Soit $\varepsilon = r - y$ l'erreur d'asservissement. Compte tenu de l'identité :

$$(I_p + GK)^{-1}GK + (I_p + GK)^{-1} = I_p \quad (\text{V.7})$$

on obtient :

$$\varepsilon = (I_p + GK)^{-1}r - (I_p + GK)^{-1}d + (I_p + GK)^{-1}GKw \quad (\text{V.8})$$

Enfin, la commande :

$$u = K(I_p + GK)^{-1}(r - d - w) \quad (\text{V.9})$$

Les relations (V.6) et (V.8) font intervenir les 2 matrices de transfert suivantes :

$$S_y = (I_p + GK)^{-1} \quad \text{et} \quad T_y = (I_p + GK)^{-1}GK \quad (\text{V.10})$$

Appelées respectivement matrice de sensibilité et de sensibilité complémentaire en sortie.

L'identité (V.7) s'écrit en effet :

$$S_y + T_y = I_p \quad (\text{V.11})$$

Ces deux matrices caractérisent le fonctionnement du système bouclé. En effet, S_y représente :

- L'influence des perturbations sur la sortie et l'erreur.
- La matrice de transfert entre la référence et l'erreur.

De même, T_y représente :

- L'influence des bruits de mesure sur la sortie et l'erreur.
- La matrice de transfert entre la référence et la sortie.

Enfin, l'influence de tous les signaux extérieurs sur la commande est traduite par la matrice de transfert

$$K(\mathbf{I}_p + GK)^{-1} = KS, \quad (\text{V.12})$$

Le produit matriciel n'étant pas commutatif, on peut, en permutant G et K dans les expressions ci-dessus, définir deux autres fonctions de sensibilité :

$$S_u = (\mathbf{I}_m + KG)^{-1} \text{ et } T_u = (\mathbf{I}_m + KG)^{-1} KG \quad (\text{V.13})$$

Appelées respectivement matrice de sensibilité et de sensibilité complémentaire en entrée.

Compte tenu de l'interprétation que nous avons donné des matrices S et T, il est clair que lorsque nous effectuons la synthèse du correcteur K nous devons chercher à :

- Rendre S le plus «faible» possible afin de réduire l'influence des perturbations et d'assurer un bon suivi de la référence.
- Rendre KS le plus «faible» possible afin de réduire l'effort de commande.
- Rendre T le plus «faible» possible afin de réduire l'influence des bruits de mesure.

V.2.3 Description Des Erreurs De Modélisation : [KAFI 99]

Nous avons déjà souligné que toute mise en équation d'un processus physique nécessite des approximations à partir des quelles résultent d'incertitudes de modèle. La présentation de celle-ci peut a priori revêtir différentes formes suivent les degrés d'information qu'on souhaite voir apparaître.

On peut citer cinq formes d'incertitudes non structurées des incertitudes de modélisation.

Incertitude de forme additive : ~

$$G(jw) = G(jw) + \Delta_a(jw) \quad \text{avec} \|\Delta_a(jw)\| < \delta_a(w) \quad \forall w \quad (\text{V.14})$$

Où $G(jw)$ est la matrice nominale et $\delta_a(w)$ représente la borne supérieure d'une norme de l'incertitude du modèle en fonction de la fréquence. le système bouclé avec le correcteur $K(s)$ peut alors représenter par schéma bloc de la figure (V.4)

Cette forme de représentation est dite additive, car la matrice de transfert de l'incertitude de modèle s'ajoute à celle du modèle, et non structuré car la seule information que l'on utilise est la norme de l'incertitude.

incertitude de formes multiplicatives directes :

il peut s'avérer préférable de relative Δ_a par rapport à G , ce qui peut se faire en adaptant l'une des deux formes suivantes, figure(V.5) et(V.6)

$$\begin{aligned}\tilde{G}(j\omega) &= (I_p + \Delta_s(j\omega))G(j\omega) && \text{avec} \|\Delta_s(j\omega)\| < \delta_s(\omega) \quad \forall \omega \\ \tilde{G}(j\omega) &= (I_m + \Delta_c(j\omega))G(j\omega) && \text{avec} \|\Delta_c(j\omega)\| < \delta_c(\omega) \quad \forall \omega\end{aligned}\tag{V.15}$$

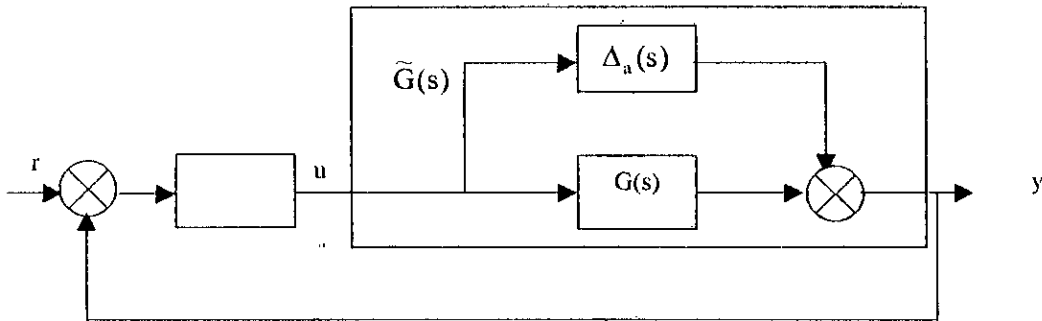
Dans le premier cas, les incertitudes de modélisation sont ramenées en sortie du système. Dans le second cas, elles apparaissent en entrée.

Incertitudes de formes multiplicatives inverse :

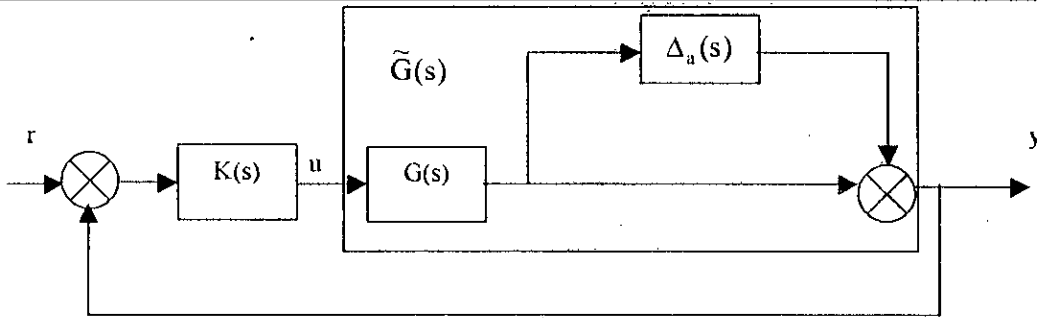
On peut utiliser les deux formes suivantes, dites multiplicatives inverse, et dont elles complètement utilement les précédentes figures (V.7 et V.8)

$$\begin{aligned}\tilde{G}(j\omega) &= (I_p + \Delta_{is}(j\omega))^{-1}G(j\omega) && \text{avec} \|\Delta_{is}(j\omega)\| < \delta_{is}(\omega) \quad \forall \omega \\ \tilde{G}(j\omega) &= (I_m + \Delta_{ic}(j\omega))^{-1}G(j\omega) && \text{avec} \|\Delta_{ic}(j\omega)\| < \delta_{ic}(\omega) \quad \forall \omega\end{aligned}\tag{V.16}$$

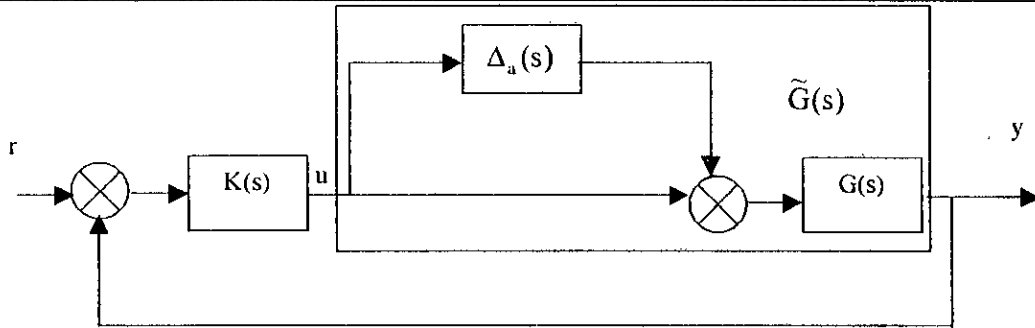
Notons que dans les cinq formulations retenues, $\Delta \equiv 0$ correspond à l'absence d'incertitude de modélisation.



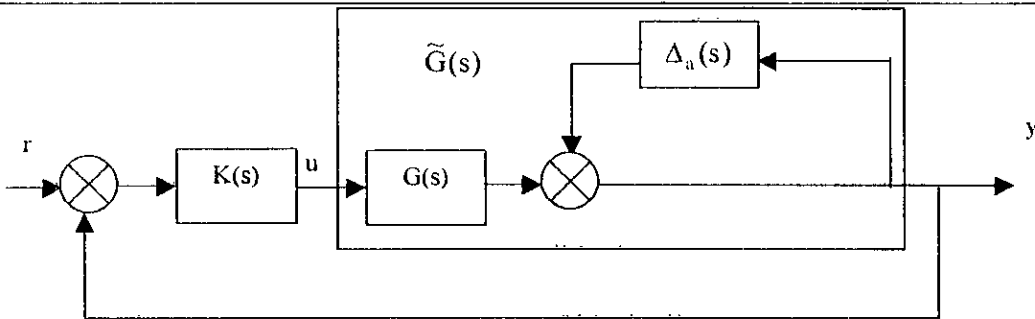
FigV.4 incertitudes non structurées sous forme additive.



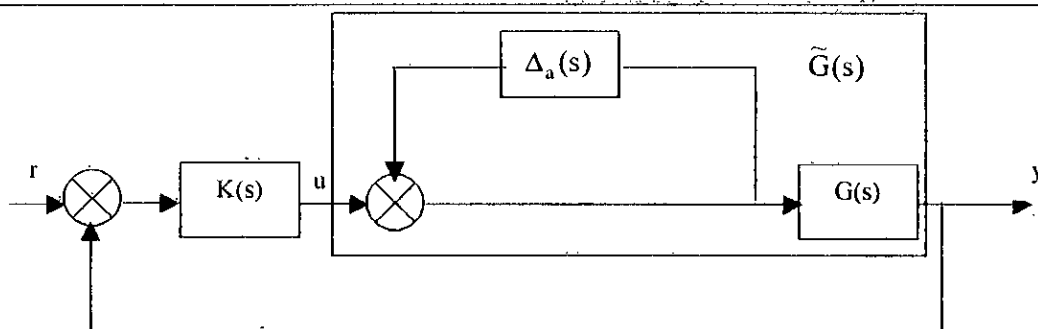
FigV.5 incertitudes non structurées sous forme multiplicative directe en sortie.



FigV.6 incertitudes non structurées sous forme multiplicative directe en entrée



FigV.7 incertitudes non structurées sous forme multiplicative inverse en sortie



FigV.8- incertitudes non structurées sous forme multiplicative inverse entrée

Il est important de comprendre que la perte d'information qu'entraîne l'utilisation de l'une des cinq formes non structurées ci-dessus est composée par le fait qu'elles sont très générales, en ce sens qu'elles permettent de traiter par un même formalisme des incertitudes de nature diverse. Ainsi par exemple :

- Les variations paramétriques suivant le point de fonctionnement peuvent être représentées par la forme additive ou l'une des deux formes multiplicatives directes, mais aussi, si la système est carré, par les deux formes inverse en comparant $G(j\omega)^{-1}$ et $\tilde{G}(j\omega)^{-1}$..
- les erreurs de modélisation concernant les actionneurs (dont la dynamique peut être mal connue ou négligée, qui peuvent introduire des retards parasites ...) seront prises en compte par l'une des deux formes multiplicatives directes ou inverses en entrée
- De même les erreurs de modélisation concernant les capteurs seront prises en compte par l'une des deux formes en sortie.
- L'utilisation d'un modèle simplifié, en vue de faciliter le calcul de la commande, peut entrer dans n'importe laquelle des cinq formes.
- La présence de non-linéarité peut également être prise en compte, dans la mesure où leur effet peut être borné dans le domaine fréquentiel (par exemple un gain variant entre deux limites connues).

V.2.4- Représentation Des Incertitudes De Modélisation A Partir De Factorisations

Premières : [Glover 89],[Vidyasar 85],[Mcfarlane 92], [Bernnossou 96] .

Les formes non structurées présentées dans le paragraphe précédent constituent les représentations les plus courantes de modélisation. Elles permettent d'établir les conditions de robustesse, mais aussi de développer des procédures appropriées la synthèse de correcteurs. Toutes fois, une représentation aussi peu structurée présente nécessairement un caractère quelque peu artificiel. Par ailleurs, il peut-être délicat de devoir représenter à l'aide de natures différentes : un processus peut ainsi présenter simultanément des incertitudes sur ses paramètres, ses actionneurs et ses capteurs. Enfin, l'utilisation de formes non structurées conduit à une analyse de robustesse qui présente nécessairement un caractère pessimiste. Cette forme a été introduite à partir de factorisation première d'une matrice de transfert, que nous présentons dans un premier temps.

Soit $G(s)$ la matrice de transfert d'un système donné, la factorisation première à droite normalisée de $G(s)$ est constituée des deux matrices de transfert $M(s)$ et $N(s)$, propre et sans pôles à partie réelle positive ou nulles telle que :

$$\begin{cases} G(s) = N(s)M^{-1}(s) \\ \forall s \in C : N(s)^T N(s) + M(-s)^T M(s) = I \end{cases} \quad (V.17)$$

de même la factorisation première à gauche est donnée par :

$$\begin{cases} G(s) = \tilde{M}^{-1}(s)\tilde{N}(s) \\ \forall s \in C : \tilde{N}(s)\tilde{N}(-s)^T + \tilde{M}(s)\tilde{M}(-s)^T = I \end{cases} \quad (V.18)$$

la matrice de transfert peut aussi être définie par :

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B \quad (V.19)$$

tel que A, B et C sont des matrices d'équations d'états :

$M(s)$ et $N(s)$ sont donnée par :

$$\begin{pmatrix} M(s) \\ N(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C \\ -B^T X \end{pmatrix} (sI - A + BB^T X)^{-1} B + \begin{pmatrix} 0 \\ I \end{pmatrix} \quad (V.20)$$

et sont \tilde{M}, \tilde{N} des données par :

$$\begin{pmatrix} \tilde{N} & \tilde{M} \end{pmatrix} = C(sI - A + YC^T C)^{-1} (B - YC^T) + \begin{pmatrix} 0 & I \end{pmatrix} \quad (V.21)$$

ou X et Y sont les matrices définies positives et solution de l'équation de RICCATI :

$$A^T X + XA - XB^T BX + C^T C = 0 \quad (V.22)$$

$$AY + YA^T - YC^T CY + BB^T = 0$$

Equations analogues à celles intervenant en commande optimale.

Considérons à présent , un système dont la matrices de transfert nominal est $G(s)$ soumis à des incertitudes de modélisation pouvant transformer cette matrice en $\tilde{G}(s)$.

La matrice $G(s)$ étant factorisée sous l'une de deux formes normalisées précédentes, on peut de façon naturelle représenter les incertitudes de modélisation par des perturbations de norme bornée sur chacun des deux facteurs. On aura ainsi:

- pour les factorisations à droite :

$$\tilde{G}(s) = (N(s) + \Delta_N(s)) \cdot (M(s) + \Delta_M(s))^{-1} \quad \left\| \begin{matrix} \Delta_M(j\omega) \\ \Delta_N(j\omega) \end{matrix} \right\|_{\infty} < \delta(\omega) \quad (V.23)$$

- pour les factorisations à gauche :

$$\tilde{G}(s) = (\tilde{M}(s) + \Delta_{\tilde{M}}(s))^{-1} \cdot (\tilde{N}(s) + \Delta_{\tilde{N}}(s)) \quad \left\| [\Delta_{\tilde{M}}(j\omega) \cdot \Delta_{\tilde{N}}(s)] \right\|_{\infty} < \bar{\delta}(\omega) \quad (V.24)$$

Le système bouclé avec un correcteur $K(s)$ correspond alors à l'un des deux schéma - blocs de la figures (II.10.a et b).

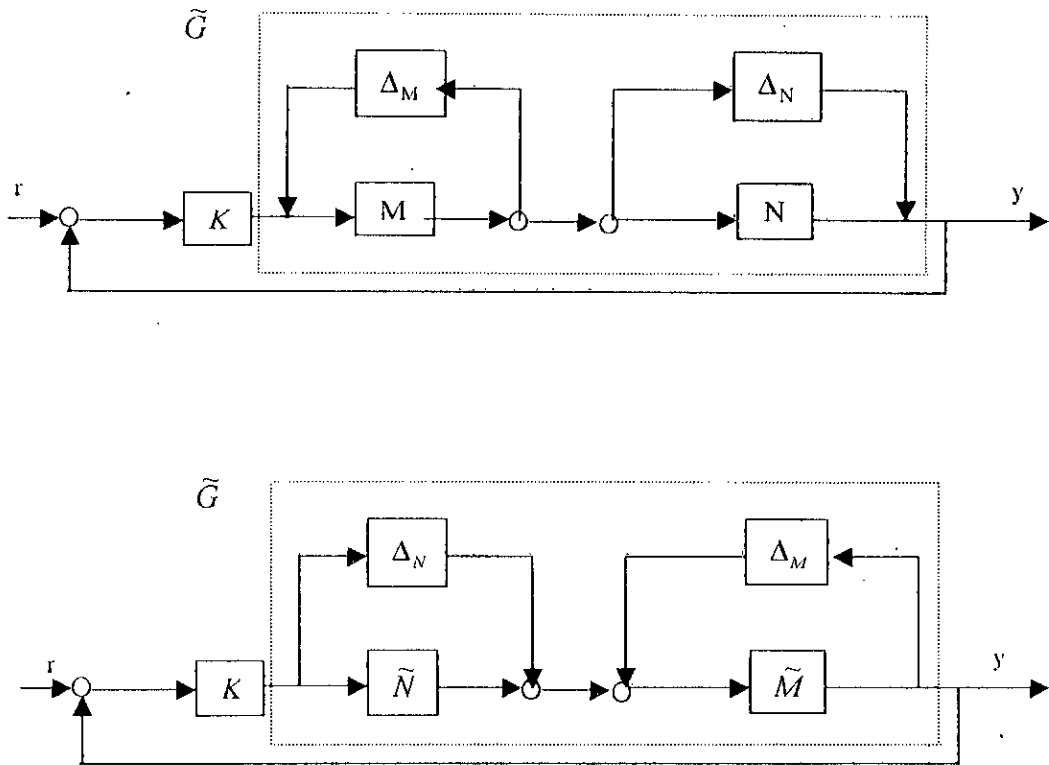
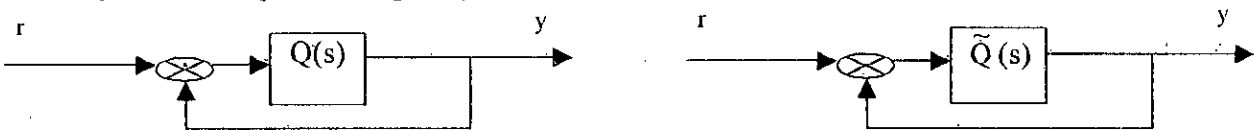


Fig V.9 : représentation des incertitudes de modélisation sur la factorisation première (a) : factorisation à droite (b) factorisation à gauche

Notons que cette forme de représentation est très générale, en ce sens que toute incertitude de modélisation peut être mise sous l'une des deux formes (V.23) et (V.24) ci-dessus. Par ailleurs, les deux facteurs restent stables, même si $G(s)$ et $\tilde{G}(s)$ n'ont pas le même nombre de pôles à partie réelle négative.

V.2.5- Condition De Stabilité Robuste :

Considérons un système bouclé, dont la matrice de transfert nominale en boucle ouverte est $Q(s)$, soumis à des incertitudes de modélisation représentées par l'une des différentes formes ci-dessus. Soit $\tilde{Q}(s)$ la matrice de transfert en boucle ouverte du système ainsi perturbé figure (v.10)



FigV.10- systèmes bouclés "nominale" et "perturb"

Si les conditions suivantes sont vérifiées :

- 1- $Q(s)$ et $\tilde{Q}(s)$ ont le même nombre de pôles à partie réelle positive.
- 2- Si $\tilde{Q}(s)$ a des pôles sur l'axe imaginaire, ceux ci sont aussi pôles de $Q(s)$.
- 3- Le système bouclé nominal est stable.

Ou si les conditions suivantes sont vérifiées

- 1- $Q(s)$ et $\tilde{Q}(s)$ ont le même nombre de zéros à partie réelle positive .
- 2- Si $\tilde{Q}(s)$ a des zéros sur l'axe imaginaire, ceux ci sont aussi zéros de $Q(s)$.
- 3- Le système bouclé nominal est stable.

Alors le système bouclé « perturbé » est stable.

En faisant intervenir les différentes fonctions de sensibilité et de sensibilité complémentaire et les bornes sur les différentes incertitudes, on a :

Théorème : [DUC 93]

Le système bouclé en présence d'incertitude additive est stable pour toutes incertitudes

$\Delta_a(s)$ telle que $\|\Delta_a\|_\infty \leq \delta_a$ si et seulement si :

$$\|KS_y\|_\infty = \|K(I_p + GK)^{-1}\|_\infty < 1/\delta_a \quad (V.25)$$

- le système bouclé en présence d'incertitudes multiplicatives directe en sortie est stable pour toute incertitude $\Delta_s(s)$ telle que , si seulement si :

$$\|T_y\|_\infty = \|GK(I_p + GK)^{-1}\|_\infty < 1/\delta_s \quad (V.26)$$

- le système bouclé en présence d'incertitude multiplicative directe en sortie est stable pour toute incertitude $\Delta_c(s)$, si seulement si :

$$\|T_u\|_\infty = \|GK(I_m + GK)^{-1}\|_\infty < 1/\delta_c \quad (V.27)$$

- le système bouclé en présence d'incertitudes multiplicatives inverse en sortie est stable pour toute incertitude $\Delta_{is}(s)$, si seulement si :

$$\|S_y\|_\infty = \|(I_p + GK)^{-1}\|_\infty < 1/\delta_{is} \quad (V.28)$$

- le système bouclé en présence d'incertitude multiplicative inverse en entrée est stable pour toute incertitude $\Delta_{ic}(s)$, si seulement si :

$$\|S_u\|_\infty = \|(I_m + GK)^{-1}\|_\infty < 1/\delta_{ic} \quad (V.29)$$

V.3-APPLICATION DE LA COMMANDE ROBUSTE :

V.3.1-Commande H_∞ :

Historiquement, l'approche H_∞ est le résultat de nombreux essais motivés par la prise en compte de la robustesse a priori, lors d'une synthèse. Naissant dans ce contexte, la synthèse H_∞ a souvent été interprétée à ses débuts comme un moyen de stabiliser une famille de systèmes (les incertitudes de modèles étant décrites sous une forme globale : non structurée).

Cependant, la synthèse H_∞ doit être plutôt considérée comme une façon particulière de calculer un correcteur, sans que toutes les demandes de robustesse soient prises en compte a priori. Elle permet de modéliser différents transferts du système asservi, et ainsi garantir des marges de stabilité globales.

V.3.2- Définition Du Problème H_∞ Standard :

L'ensemble des travaux relatifs à la commande robuste, est basée sur une modélisation unifiée du procédé généralisé $p(s)$ bouclé par le correcteur K illustrés par la figure ci-dessous :

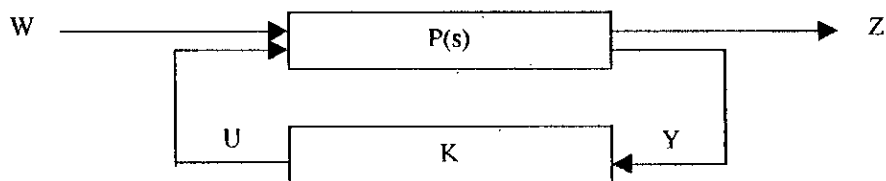


Fig V.11 problème H_∞ standard

On distingue sur ce schéma deux blocs principaux :

Le bloc (P) qui représente le modèle général du processus et le bloc (K) qui représente le régulateur à synthétiser.

On distingue aussi les différents signaux (W,Z,U,Y) qui agissent sur le système où le caractérisent, c.-à-d. les entrées du système et ses sorties.

Les entrées se décomposent en deux catégories :

- les signaux de commande U.
- les signaux externes regroupés dans le vecteur W qui peuvent être ou des consignes ou des perturbations externes. Le plus souvent W inclut des sources de perturbation influant sur le système et dont on voudrait atténuer sur les grandeurs à réguler.

Les sorties se décomposent en deux classes :

- la grandeur à contrôler Z, typiquement il s'agirait des écarts entre les consignes et les grandeurs à réguler.

- les mesures qui se définissent comme l'ensemble de toutes les entrées du régulateur K, exprimées par le vecteur Y et qui inclut les mesures directes des perturbations ou des composants d'état du système à commander .

Il apparaît clairement maintenant que le modèle général comprend le modèle du processus proprement dit et le modèle générateur de perturbations. Il peut inclure des perturbations à caractère fréquentiel. Il est appelé le modèle augmenté.

Le système d'état est le suivant :

$$X=AX+BU \quad (V.30)$$

$$Y=CX+DU$$

La fonction de transfert en boucle ouverte de l'espace d'état :

$$\begin{aligned} G(s) &= [A, B, C, D] \\ G(s) &= C(sI-A)^{-1}B+D \end{aligned} \quad (V.31)$$

Les nouvelles équations représentant le système d'état sont :

$$\begin{aligned} Z &= P_{12}X+P_{12}U \\ Y &= P_{21}W+P_{22}U \\ U &= KY \end{aligned} \quad (V.32)$$

En éliminant U et Y de ces équations, on obtient :

$$Z=F_L(P,K).W \quad (V.33)$$

$$F_L(p, K) = P_{11}+P_{12}K(I-P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (V.34)$$

Est une transformation linéaire fractionnelle de P(s) et K(s), c'est -à-dire une fonction de K dont les coefficients sont les différents blocs de P. l'indice L (comme « low ») indique que le correcteur est appliqué à la partie inférieure de P.

Le problème de régulation peut alors être défini ainsi :

V.3.3-Probleme H_∞ Standard :

P(s) et $\gamma > 0$ étant donnés, trouver K(s) qui :

- stabilise de manière interne le système bouclé de la figure (V.10)
- assure $\|F_L(P, K)\|_\infty < \gamma$

Les correcteurs satisfaisant ces deux conditions dites sous -optimums

V.3.4-Probleme H_∞ Standard Optimal :

P(s) étant donnés, trouver K(s) qui :

- stabilise de manière interne le système bouclé de la figure (V.10)
- minimise $\|F_L(P, K)\|_\infty$

Les correcteurs satisfaisant ces deux conditions dites optimums

V.4.-SYNTHESE H_∞ PAR FACTORISATION PREMIERES :

Une autre approche a été développée par McFarlane et Glover [McFarlane 90],[McFarlane 92],[Glover89] à partir de la notion de factorisation première d'une matrice de transfert. Cette approche présente des propriétés intéressantes, et sa mise en œuvre fait appel à des notions classique de l'automatique.

V.4.1- Problème De Stabilisation Robuste Dédit Des Factorisations Premières :

Exprimons le modèle nominal du système à réguler à partir de ses facteurs premiers à gauches par exemple : $G = \tilde{M}^{-1} \cdot \tilde{N}$

les incertitudes du modèle sont prises en compte de manière que :

$$\tilde{G} = (\tilde{M} + \Delta_M)^{-1} \cdot (\tilde{N} + \Delta_N) \tag{V.35}$$

où le système \tilde{G} représente le système perturbé Δ_M, Δ_N sont des fonctions de transfert inconnues mais sans pôles à parties réelles positives ou nulle, on peut alors définir une famille de modèle de la façon suivante :

$$\xi_\varepsilon = \{ \tilde{G} = (\tilde{M} + \Delta_M) \cdot (\tilde{N} + \Delta_N) : \|(\Delta_M \Delta_N)\|_\infty < \varepsilon \} \tag{V.36}$$

ε_{\max} . *Marge de stabilité maximale.*

Donc le problème de stabilité robuste correspondant est de trouver la plus grande valeur de ε notée ε_{\max} , tel que tous les modèles appartenant à ξ_ε puissent être stabilisé par le même correcteur K.

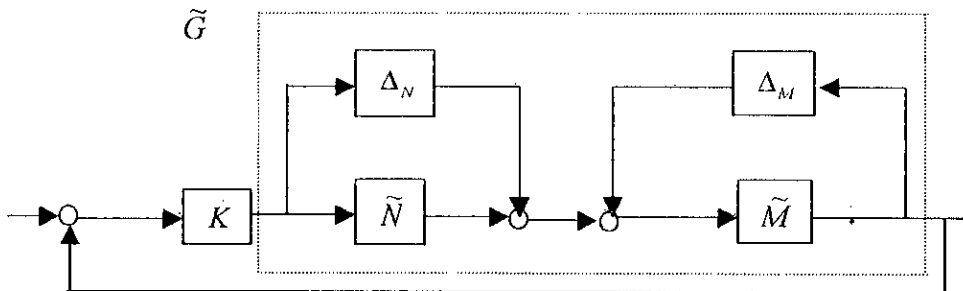


Fig V.12-stabilisation robuste système bouclé à partir des facteurs premiers

Le problème de la stabilité robuste H_∞ revient à trouver γ_{\min} et K(s) stabilisant G(s) tel que :

$$\left\| \begin{pmatrix} I \\ K \end{pmatrix} \cdot (I - K \cdot G)^{-1} (I \tilde{G}) \right\| = \gamma_{\min} = \frac{1}{\varepsilon_{\max}} \tag{V.36}$$

Cependant Mc Farlane et Glover ont montré que la valeur minimale de γ est donnée par :

$$\gamma_{\min} = \varepsilon_{\max}^{-1} = \sqrt{1 + \lambda_{\sup}(XY)} \tag{V.37}$$

où λ_{sup} désigne la plus grande valeur propre de XY , de plus pour tout $\varepsilon < \varepsilon_{max}$, un correcteur stabilisant tous les modèles appartenant à ξ_ε est donnée par :

$$K(s) = B^T X (sI - A + BB^T X - \gamma^2 ZYC^T C)^{-1} \gamma^2 ZYC^T \tag{V.38}$$

avec $Z = (I + YX - \gamma^2 I)^{-1}$

V.4.3-MISE EN ŒUVRE :APPROCHE PAR LOOP-SHAPING :

Au contraire de l'approche de Glover-doyle, aucune fonction de pondération ne peut être introduite dans le problème. Le réglage des performances est donc obtenu en affectant un modelage ouverte (**LOOP-SHAPING**) du processus avant de calculer le correcteur, la démarche est la suivante[Mcfatlan92],[Mcfatlan90] :

- Ajouter à la matrice $G(s)$ du système à réguler un précompensateur W_1 ou un post compensateur W_2 de sorte qu'on effectue une première amélioration des performance du système augmenté $G_a=W_2GW_1$ (figure V.13.a). Typiquement on assurera des grand gains en basse(par exemple au moyen d'action intégrale) , du fréquence et du faibles gains en haute fréquence. Dans le cas monovariante, cette démarche est menée en contrôlant le gain et la phase de $G_a(jw)$ dans le plan de bode. Pour un système multivariable on a le tracé des valeurs singulières :

$$\sigma_i(G_a(jw)) = (\lambda(G_a(jw) \cdot G_a(-jw)^T))^{1/2} \tag{V.39}$$

- A partir des factorisations premières de $G_a(s)$, appliquer les résultats précédents pour calculer ε_{max} , puis un correcteur K assurant avec un valeur de ε légèrement inférieur à ε_{max}

$$\left\| \begin{pmatrix} I \\ K \end{pmatrix} \cdot (I - K \cdot W_2 \cdot G \cdot W_1)^{-1} (I \ W_2 \cdot G \cdot W_1) \right\|_{\infty} = \gamma = \frac{1}{\varepsilon} \tag{V.40}$$

- La structure de correction est obtenue en combinant le correcteur K et les compensateurs W_1 et W_2 . Figure(V.12.b).

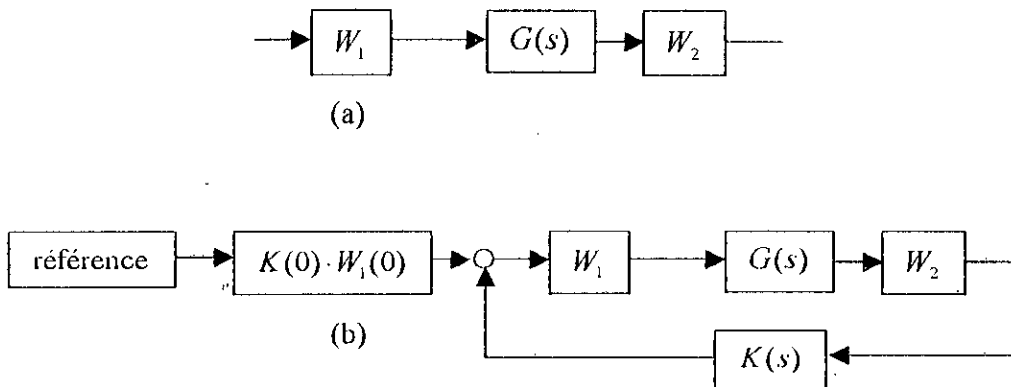


Fig V.13 synthèse par loop-shaping

Du point de vue pratique, les points importants de cette approche sont les suivants :

- On notera que toute la connaissance issue de l'automatique fréquentielle peut être utilisée lors de première étape. Avec toutefois moins de contrainte sur la phase que dans un réglage traditionnel : en effet cette étape est suivie d'une synthèse H_∞ qui, si nécessaire, améliore les marges de stabilité. En pratique, les compensateurs W_1 et W_2 sont des réseaux classiques de type PI, avance ou retard de phase, filtre passe-bas.
- La valeur de ϵ_{\max} obtenue à la deuxième étape constitue un indicateur de robustesse (puisque'elle définit la taille de l'ensemble ξ_ϵ) mais aussi de performances : En effet de critère (V.40) contient quatre fonctions de transfert différentes du système bouclé, dont la norme H_∞ sera plus égale à ϵ^{-1} ; de plus McFarlane et Glover ont montré que l'écart entre les valeurs singulières de $(W_1KW_2)G$ ou $G(W_1KW_2)$ – boucle ouverte finale – et celles de (W_2GW_1) – boucle ouverte de la première étape – est d'autant plus faibles que ϵ est grand. En pratique, une valeur comprise entre 0.3 et 0.5 peut être considérée comme satisfaisante.

L'ordre d'état (i.e le nombre d'états) du correcteur K est égale à la somme des ordres de G, W_1, W_2 on obtient donc un ordre en général assez, mais l'expérience montre qu'il est souvent possible de réduire le correcteur ainsi obtenu. [Kafi 99]

APPLICATION DE L'APPROCHE A LA MAS :

Avec: $\phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$, l'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme:

$$C_{em} = k i_{ds} i_{qs} \quad \text{où} \quad k = \frac{p^2}{L_r J} \tag{V.41}$$

Ceci simplifie le modèle de la machine comme suit:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(-(R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \phi_r + v_{ds} \right) \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(-\sigma L_s \omega_s i_{ds} - (R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r) i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \phi_r \omega_m + v_{qs} \right) \\ \frac{d\phi_r}{dt} &= \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_r \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{p^2 L_m}{L_r J} i_{qs} \phi_r - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{p}{J} C_r \\ &\text{avec: } \omega_s = \omega_m + \frac{L_m R_r}{L_r \phi_r} i_{qs} \end{aligned} \right. \tag{V.42}$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire que :

$$\begin{aligned}\phi_r &= \frac{L_m}{1 + \frac{L_r}{r_r} \cdot s} \cdot I_{ds} \quad , \\ C_{em} &= \frac{p \cdot L_m}{L_r} \phi_r \cdot I_{qs} \quad , \\ \Omega &= \frac{C_{em}}{J \cdot s + k_f}\end{aligned}\tag{V.43}$$

Les équations (V.43) montrent qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire respectivement des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique.

le FOC (field oriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées (ϕ_r^* , C_{em}^*) et génère les grandeurs de commande de l'onduleur (V_{ds} , V_{qs} , I_{ds} , I_{qs} , ω_s). Il est défini en considérant le régime statique pour le quel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leur valeurs de référence. Les équations de bloc sont les suivantes :

$$\begin{cases} i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{L_m} \\ i_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{p L_m \phi_r^*} \\ \omega_s^* = \omega_m + \frac{L_m R_r i_{qs}^*}{L_r \phi_r^*} \\ v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \omega_s^* \sigma L_s i_{qs}^* \\ v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_s^* L_s i_{ds}^* \end{cases}\tag{V.44}$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe I_{ds} et en quadrature I_{qs} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine ; ce qui nous permet de représenter notre système en combinant les équations (V.43) et (V.44) en deux sous système

avec les fonctions de transferts sont données comme suit :

$$\begin{aligned}G_{flux} &= \frac{1/T_r}{s + 1/T_r} \\ G_{vitesse} &= \frac{1/J}{s + k_f/J}\end{aligned}\tag{V.45}$$

Pour assurer un grand gain en basses fréquences et un faibles gain en hautes fréquences, on ajoute les fonctions de poids respectivement pour le flux et pour la vitesse :

$$W_{\phi} = \frac{2 \cdot (s + 5)}{s}$$

$$W_{\Omega} = \frac{2.5 \cdot (s + 2)}{s}$$

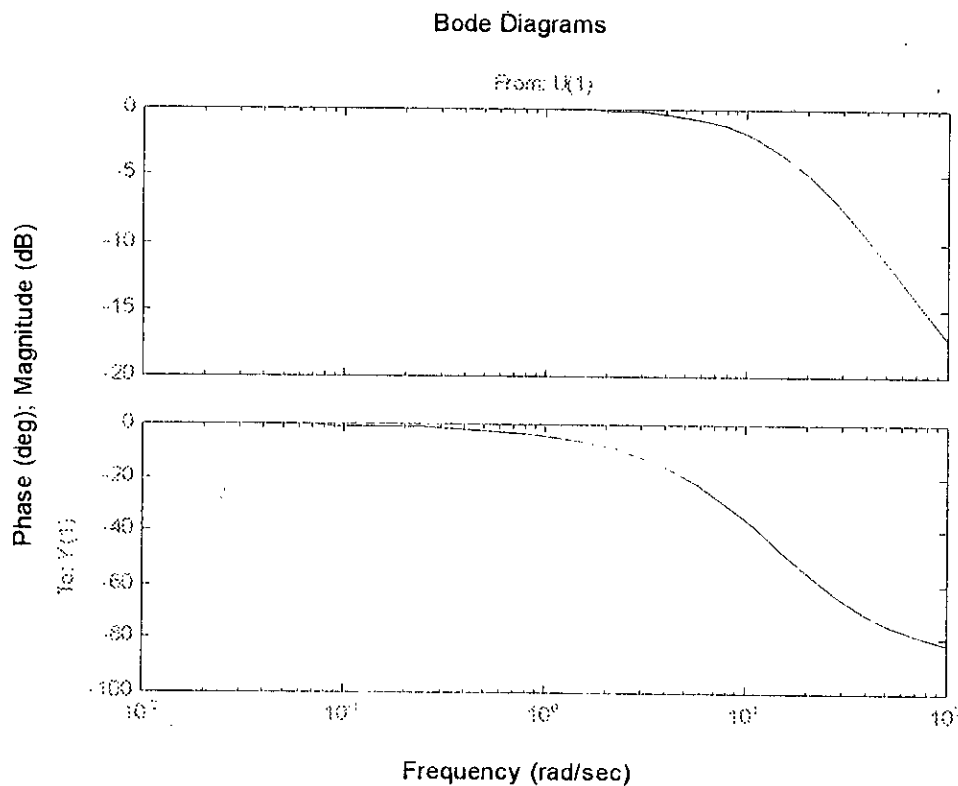


Fig V.14 Tracé de bode de G flux

Bode Diagrams

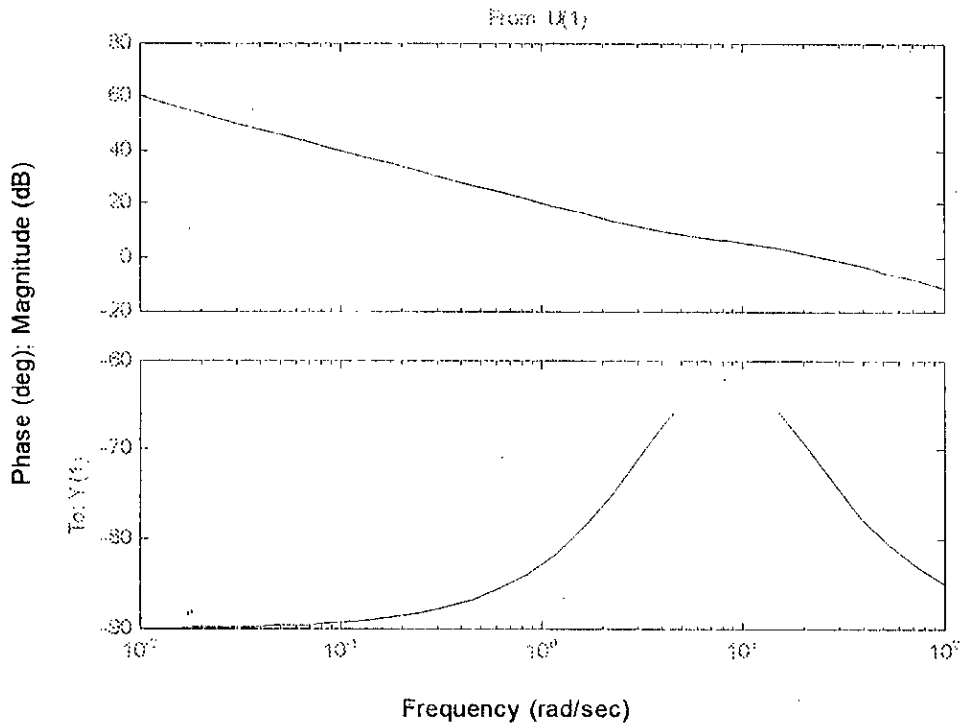


Fig V.15 Tracé de bode de $W_{\omega} G$ flux

Bode Diagrams

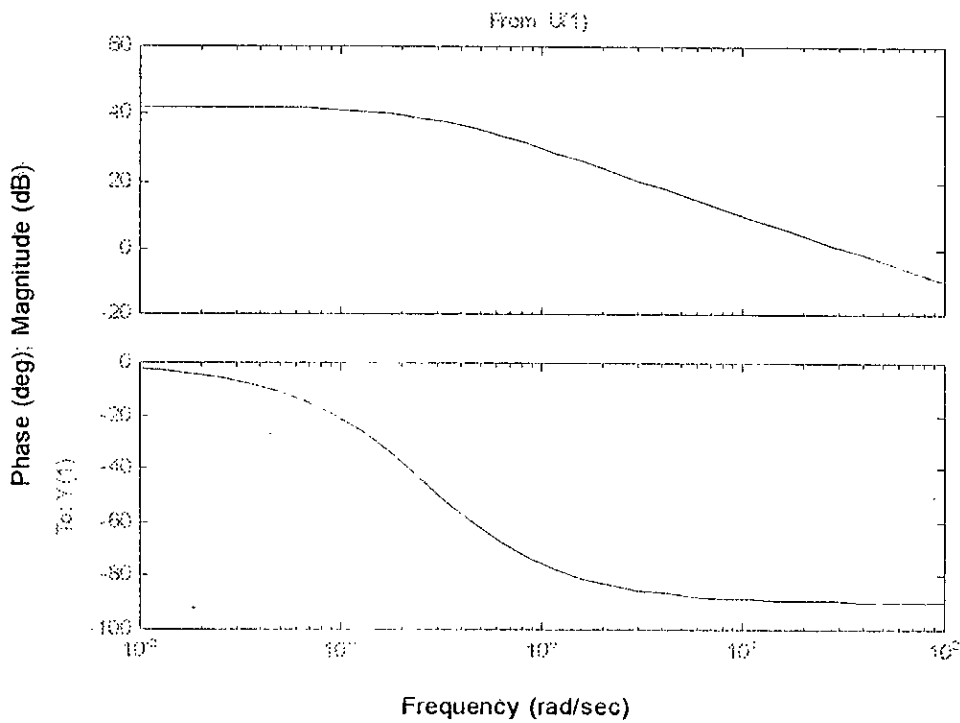


Fig V.16 Tracé de bode de G Vitesse

Bode Diagrams

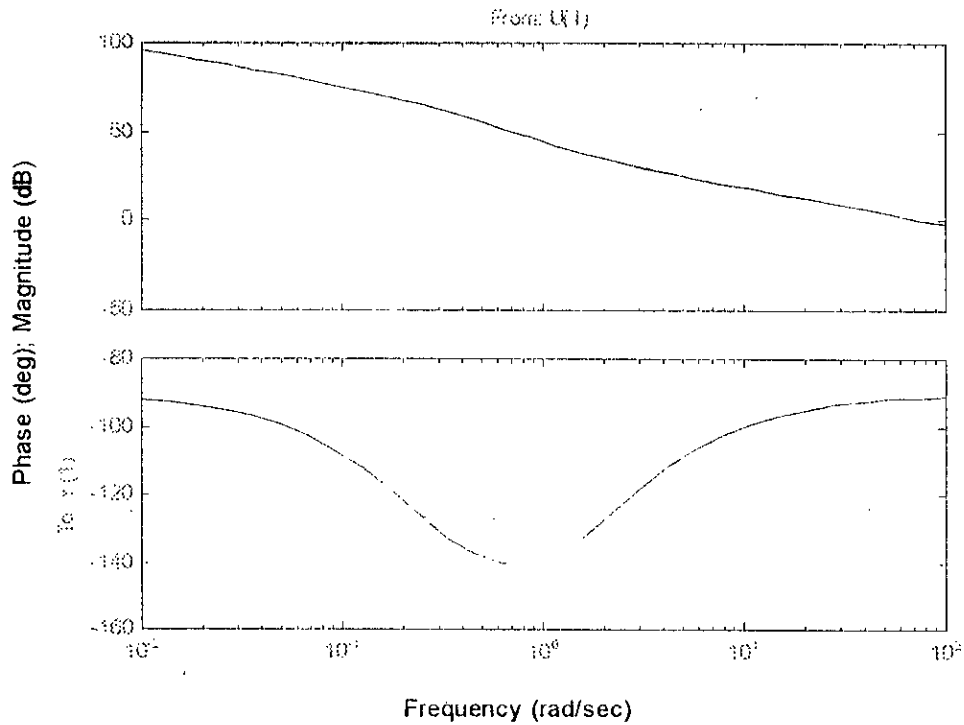


Fig V.17 Tracé de bode de $W_{\Omega} G$ vitesse

RESULTATS ET SIMULATIONS :

Le tracé de bode de G_{flux} possède un faible gain en basses fréquences mais la tracé de bode de $G_{flux}W_1$ possède un grand gain en basses fréquences et un faible gain en hautes fréquences , et la même remarque pour le tracé de bode $G_{vitesse}$ et $G_{vitesse}W_2$. donc le choix des fonctions a permet d'améliorer les performances en boucle ouverte.

CALCUL DES CORRECTEURS :

Le calcul de correcteur de flux en utilisant le logiciel MATLAB donne [Doyle 88] :

$$\frac{0.8140 \cdot s + 6.7347}{s + 5.4817} \quad \mathcal{E}_{max} = 0.7756$$

Le calcul de correcteur de vitesse en utilisant le logiciel MATLAB donne [Doyle 88] :

$$\frac{1.0208 \cdot s + 1.9587}{s + 1.9994} \quad \mathcal{E}_{max} = 0.6998$$

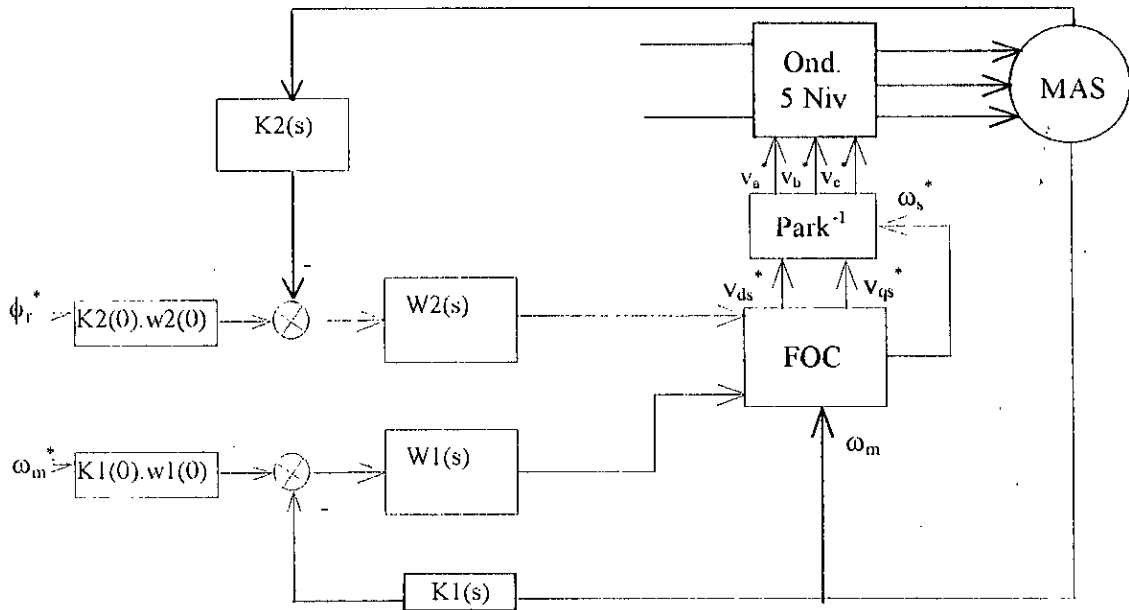


Fig. V.18- Schéma bloc de la commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie.

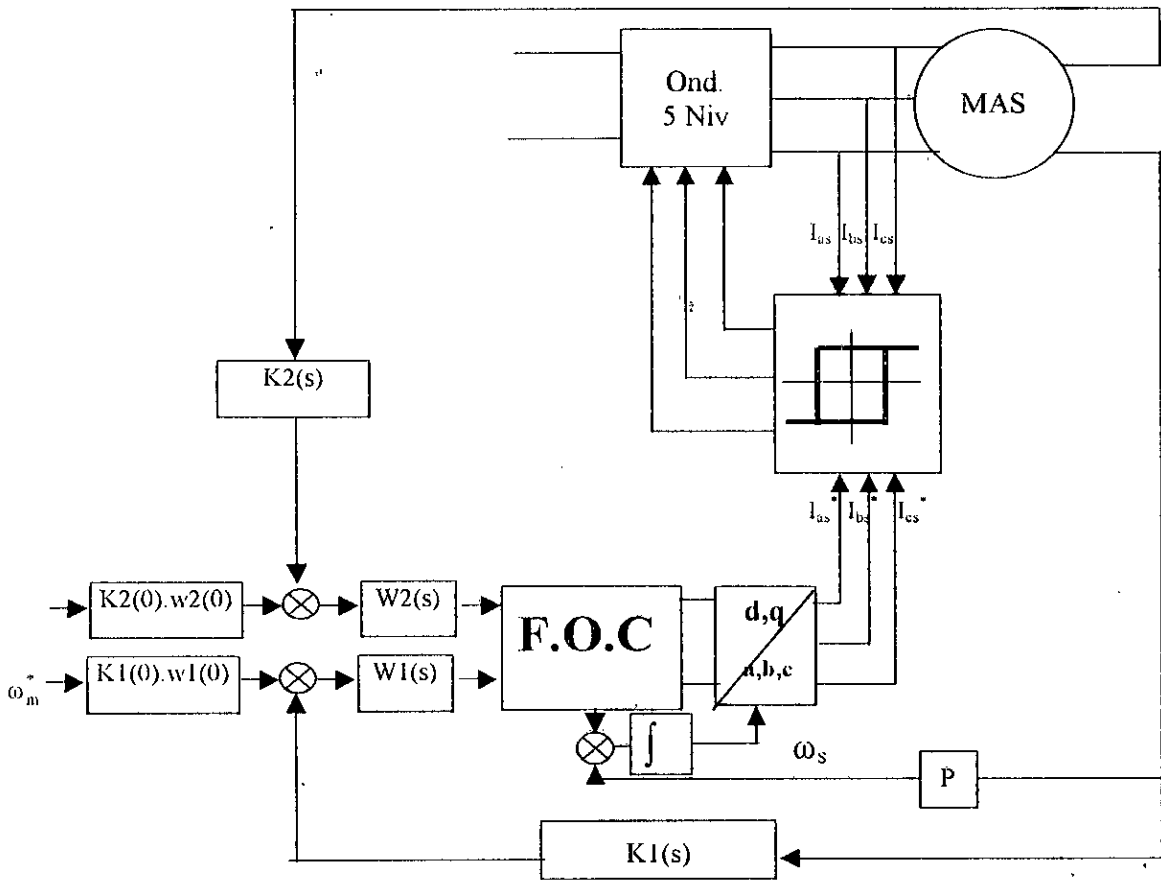


Fig. V.19- Schéma bloc de la commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis

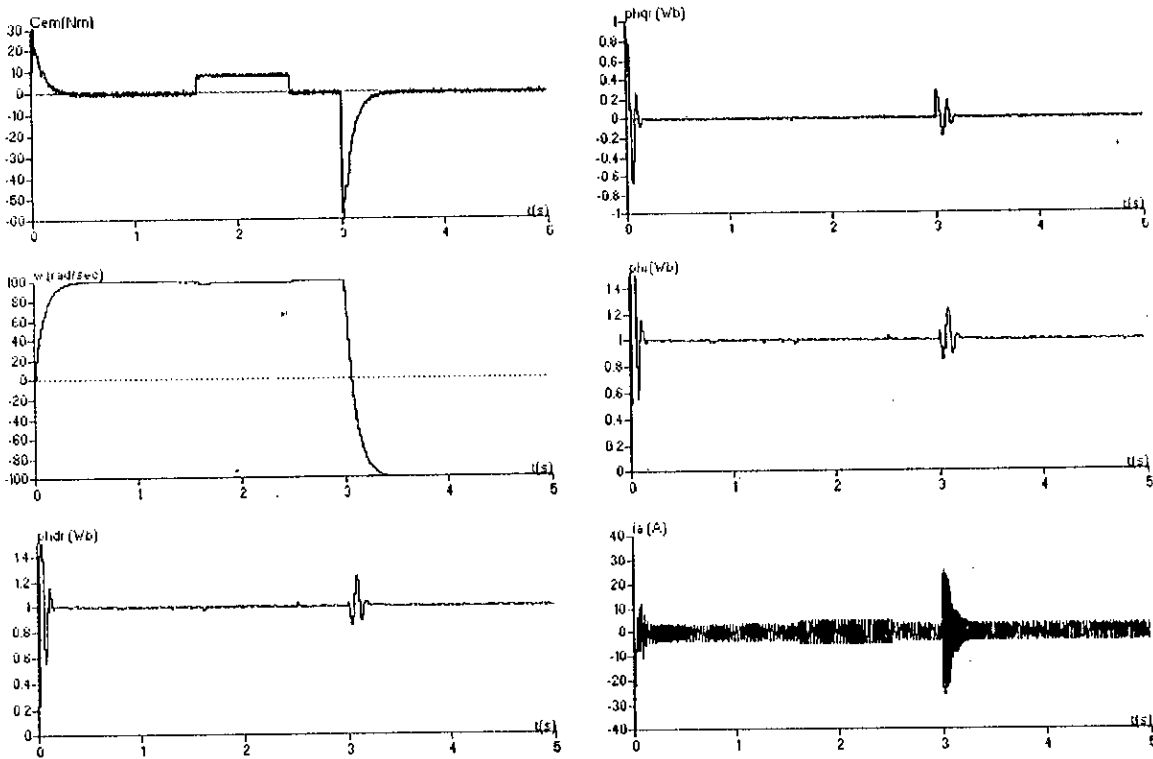


Fig.V.20 – simulation du réglage de vitesse par la commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre portuses bipolaires en dent de scie .

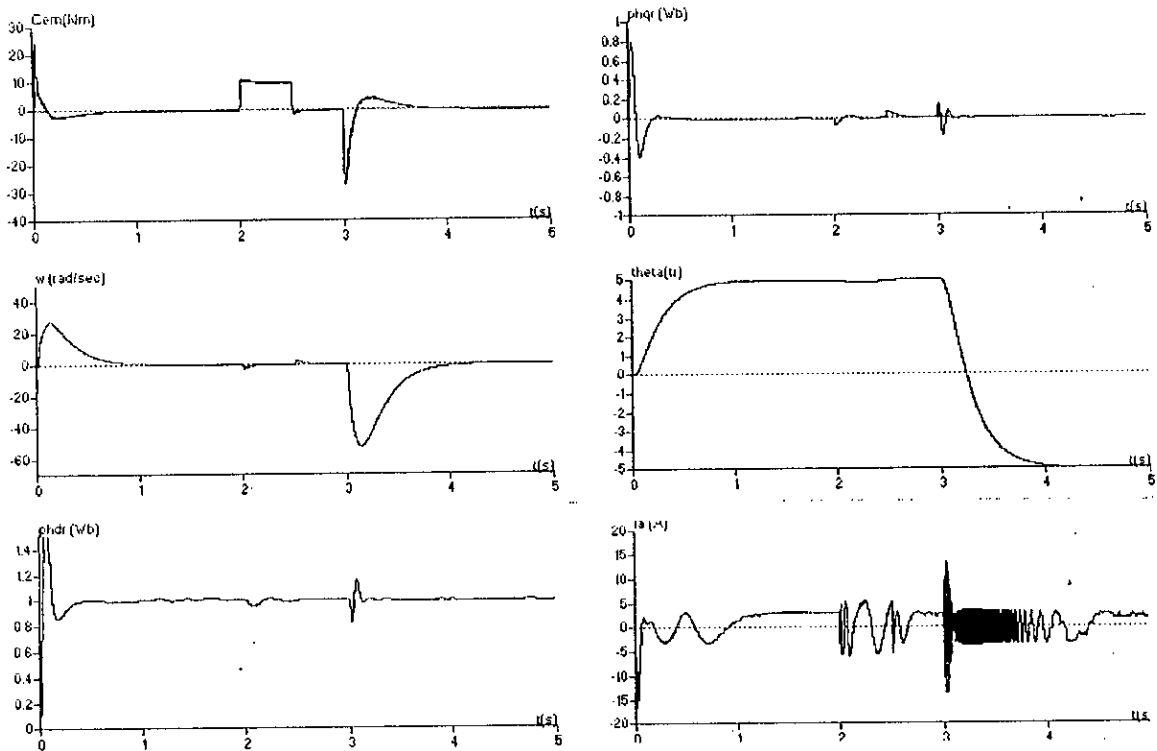
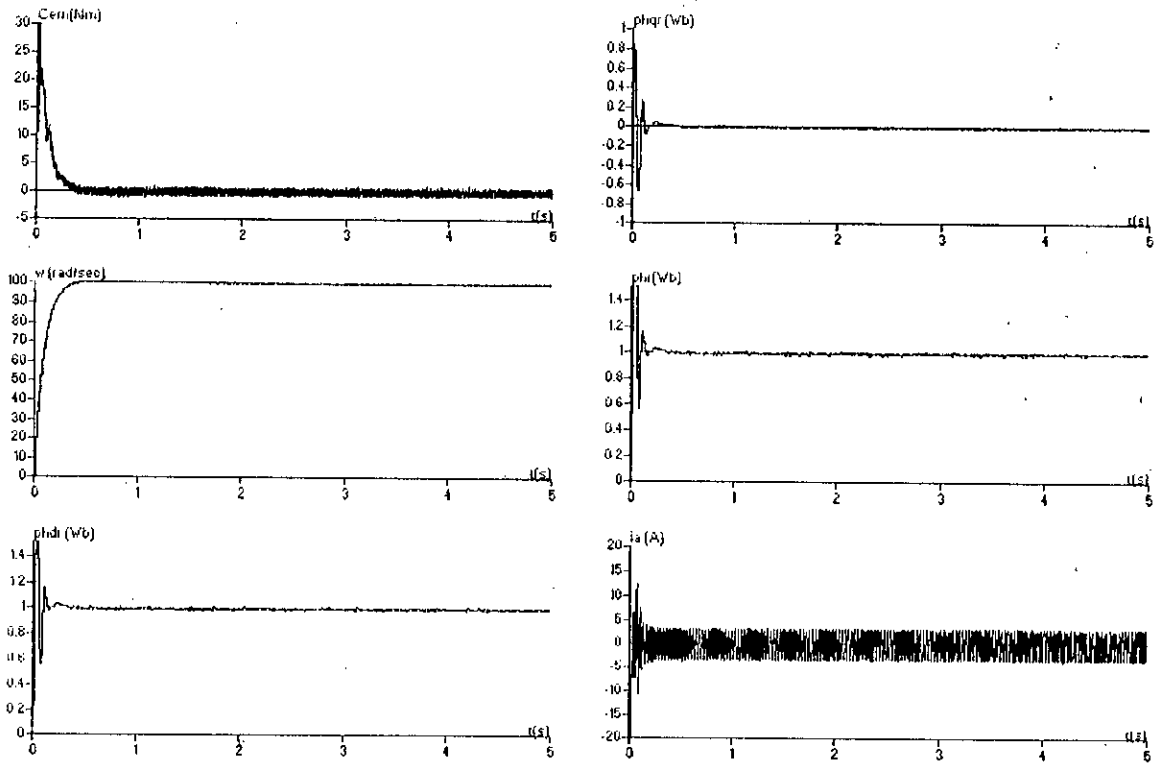
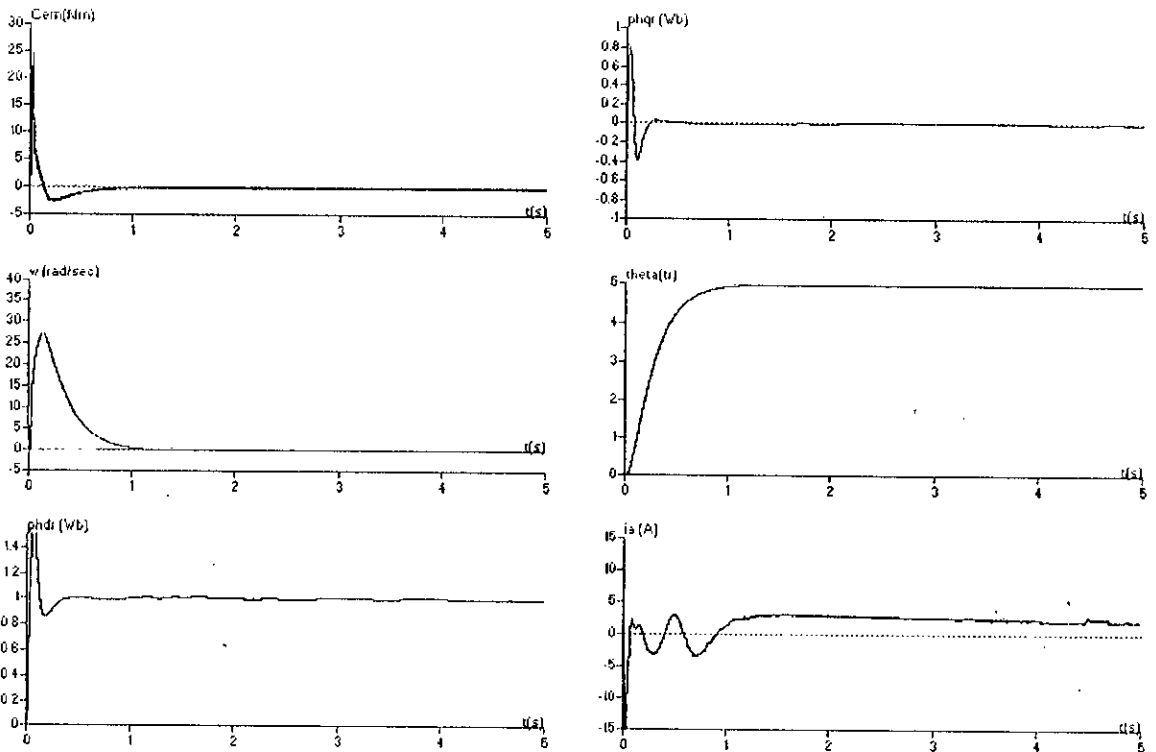


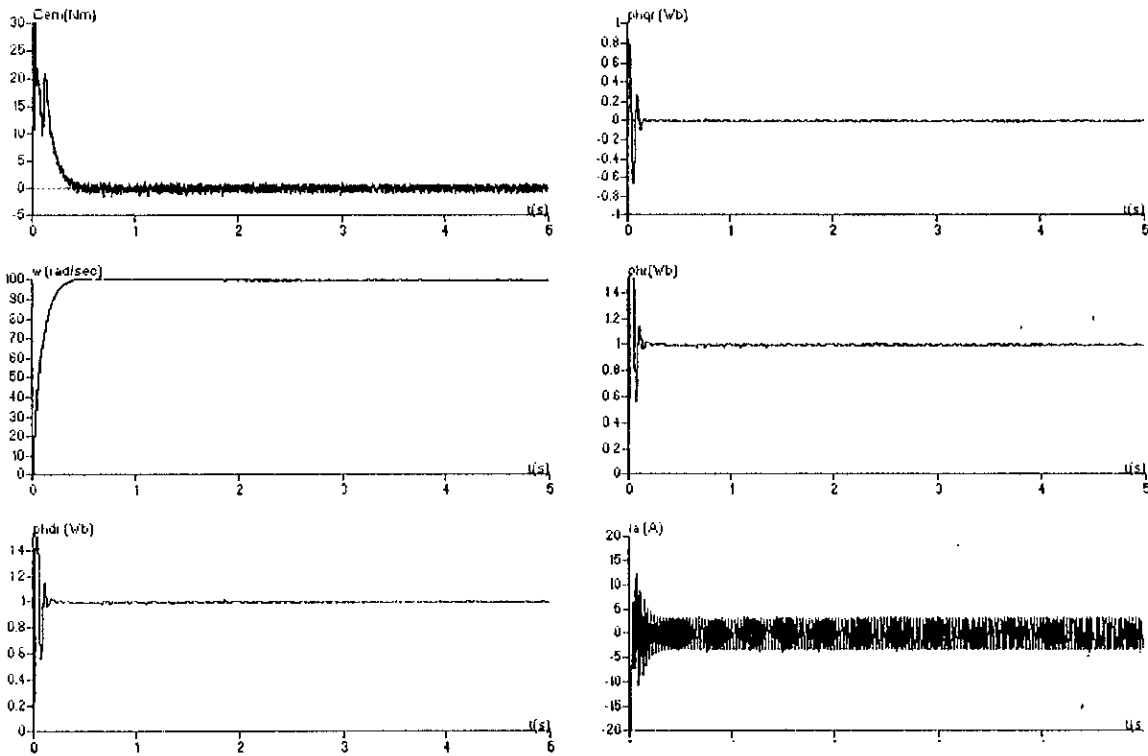
Fig.V.21 — simulation du réglage de position de la commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre portuses bipolaires en dent de scie



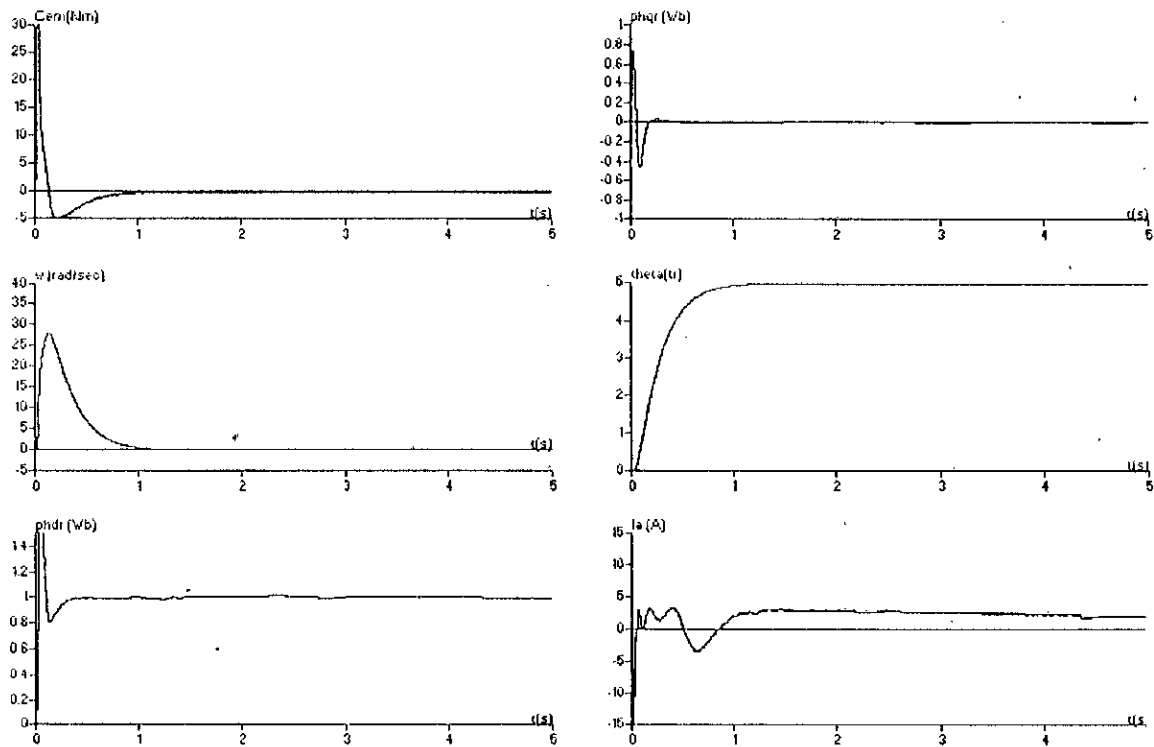
FigV. 22– simulation du réglage de vitesse par la commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie avec augmentation de 100% de R_r



FigV. 23– simulation du réglage de position par la commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie avec augmentation de 100% de R_r



FigV. 24– simulation du réglage de vitesse par la commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre portaises bipolaires en dent de scie avec augmentation de 100% de J



FigV. 25– simulation du réglage de position par la commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre portaises bipolaires en dent de scie avec augmentation de 100% de J

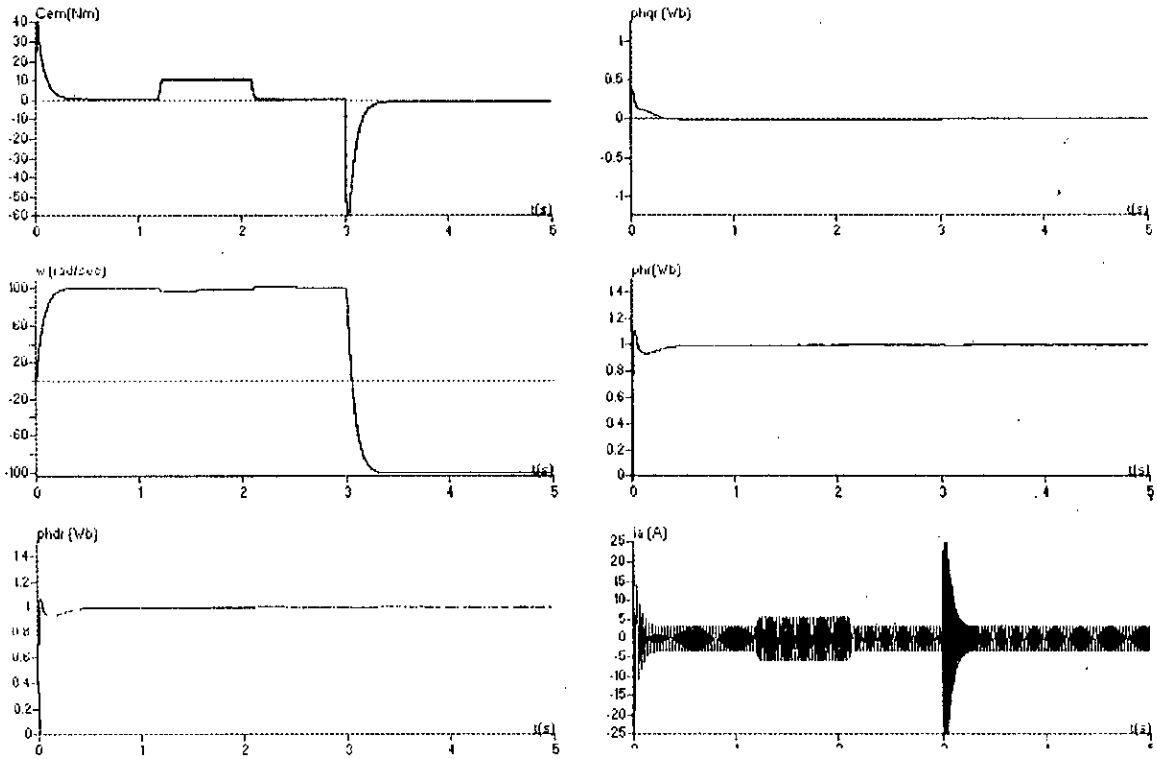


Fig V.26– simulation du réglage de vitesse par commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis

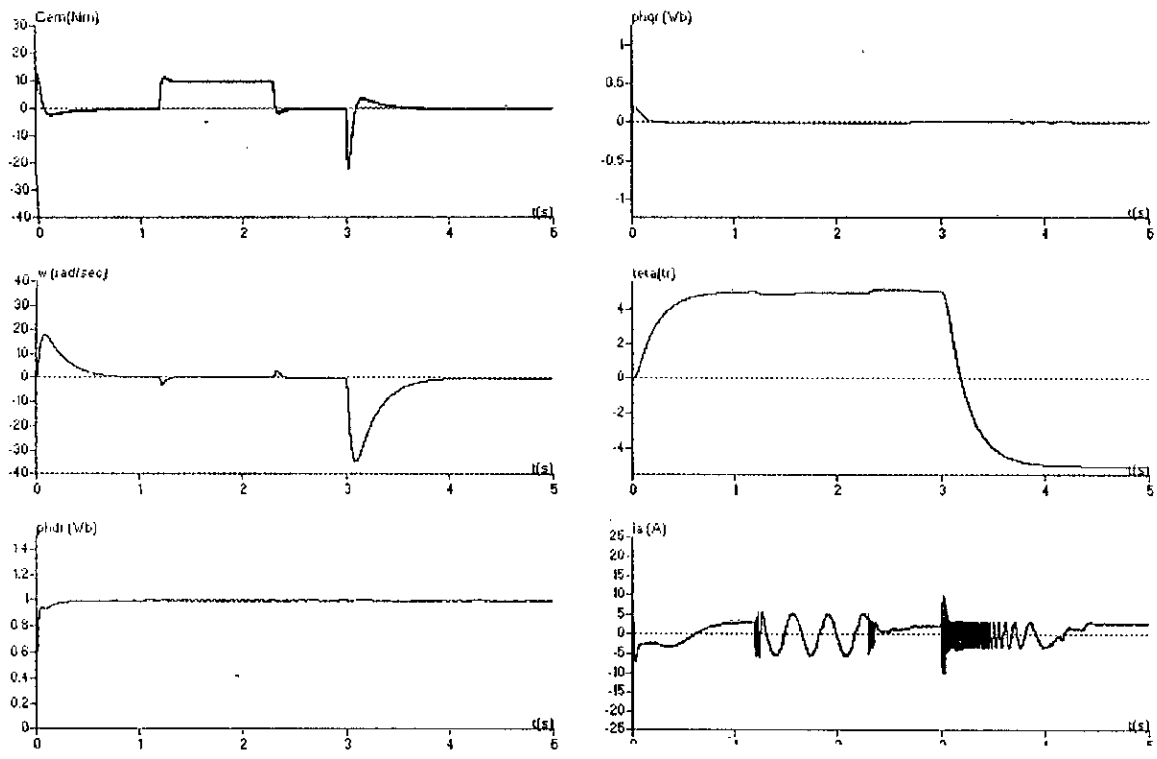


Fig V.27– simulation du réglage de position par commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis

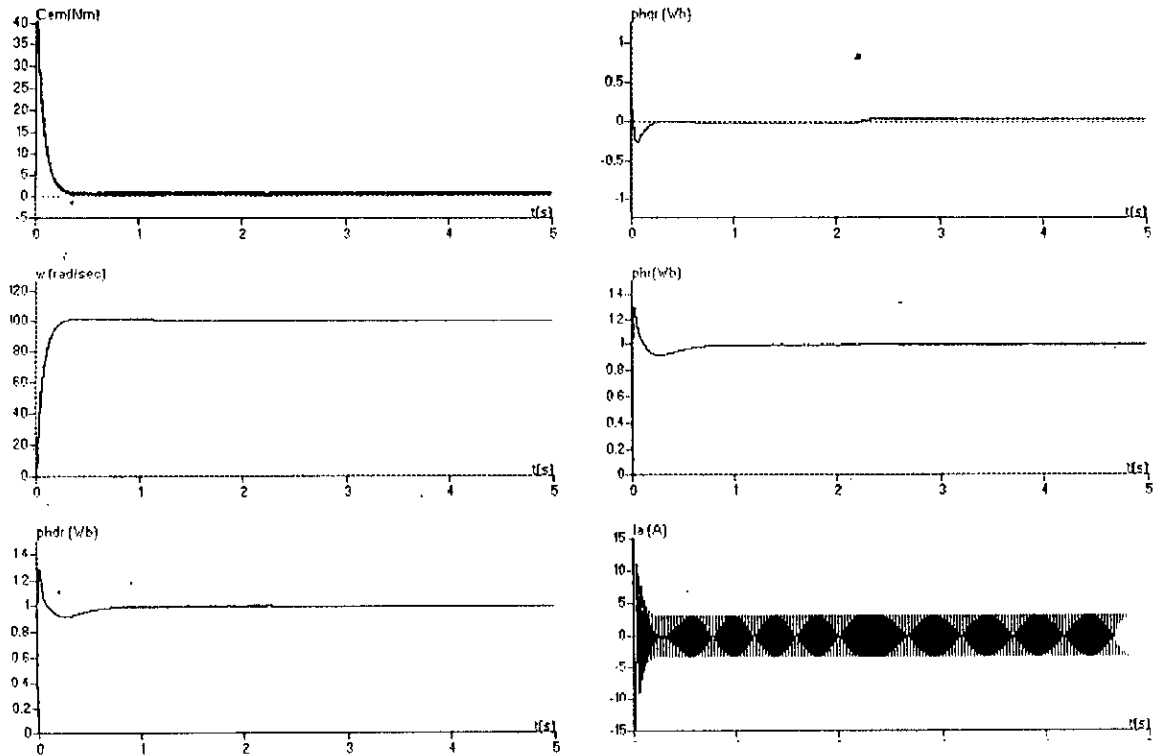


Fig V.28– simulation du réglage de vitesse par commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis avec augmentation de 100% de R_r

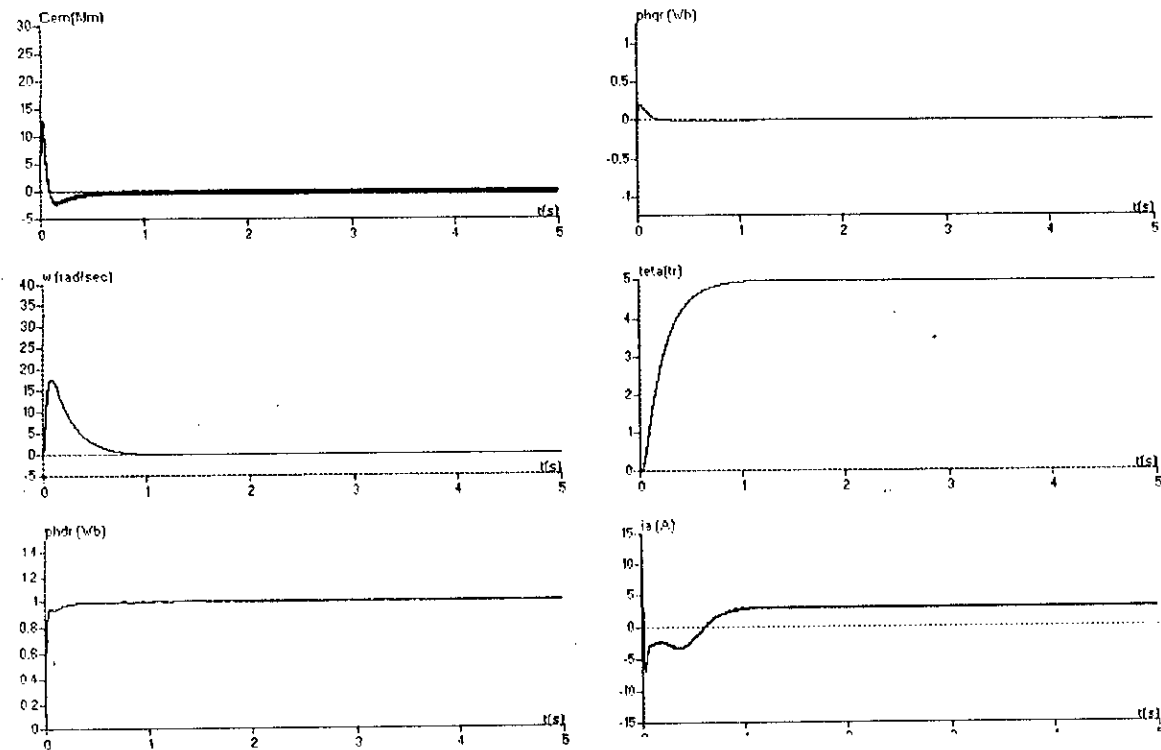


Fig V.29– simulation du réglage de position par commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis avec augmentation de 100% de R_r

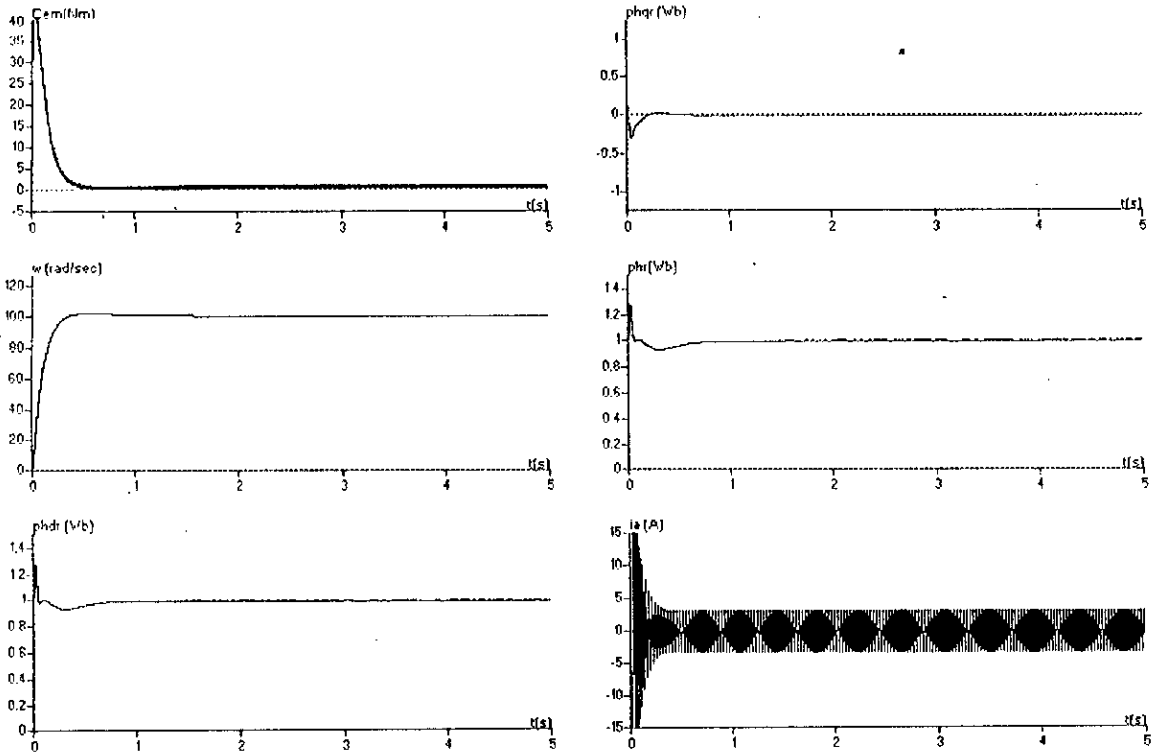


Fig V.30– simulation du réglage de vitesse par commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis avec augmentation de 100% de J

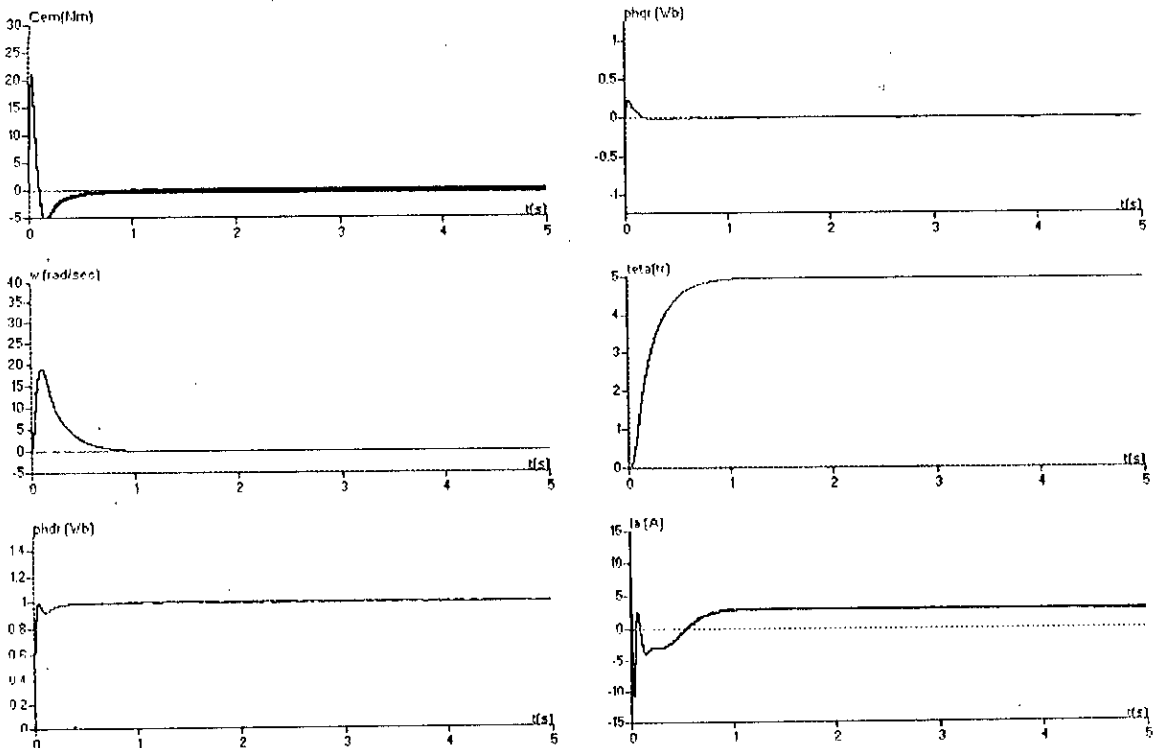


Fig V.31– simulation du réglage de position par la commande robuste de la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis avec augmentation de 100% de J

RESULTATS DE SIMULATION :

Pour illustrer les performances du réglage, nous avons simulé un démarrage à vide avec application de la charge (charge nominale $C_r=10\text{Nm}$) aux instant $t_1=2\text{ s}$ a $t_2= 2.5\text{ s}$ puis la machine est soumise à une inversion de la consigne entre $\pm 100\text{ rads/sec}$ à l'instant $t=3\text{ s}$. les résultats de simulation obtenus pour les deux cas de stratégie de commande pour l'onduleur ; la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses et la stratégie hystérésis. Et pour le réglage de position on a effectué les même opérations.

Pour les deux cas de réglages de position et de vitesse présentent des meilleures performances vis -à- vis la pour suite et le rejet de la perturbation pour les deux cas le courant est bien limité à des valeurs maximales admissibles.

Afin de tester la robustesse de la commande robuste H_∞ , nous avons étudié l'influence d'es variations paramétriques sur les performances du réglage de vitesse et de position, nous considérons des variations sur la résistance rotorique avec une augmentation de 100% et nous introduisons une augmentation de 100% de moment d'inertie J .

La robustesse de la commande est testée pour les deux cas de vitesse et de position et les essais effectués montrent que l'augmentation de la résistance rotorique n'affecte pas les performances de réglage et n'affecte pas le découplage.

Pour le cas d'alimentation en tension donne une très légère influence sur le découplage qui est due essentiellement à l'estimation du flux rotorique.

Pour l'augmentation de moment d'entrie J les résultats de simulation montrent que cette augmentation n'affecte pas les performances de la commande.

Les variations introduites dans les essais précédentes ressemblent en pratique aux conditions de travail, elles n'ont influe que très peu sur le découplage et peuvent être atténuées en utilisant un observateur de flux.

CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons vu :

- les conditions suffisantes de stabilité robuste et performances pour les systèmes MIMO.
- la représentation d'un système perturbé par un système nominale et des incertitudes linéaires bornées.

Et nous avons essayé à travers ce chapitre de donner les notions de base se rapportant à la norme H_∞ et la représentation comme un moyen et un outil intéressant dans la conception et la synthèse des régulateurs. Le problème H_∞ standard est une formulation générale, qui peut être inclure différents objectifs, tel l'atténuation des effets de perturbation, la minimisation de la fonction de transfert entre la consigne et le signal d'erreur dans le cas de régulation ou encore la stabilisation robuste de systèmes subit à des incertitudes.

La solution présentée s'opère principalement a travers la résolution de deux équations algébriques de RICATTI, et le régulateur issu de cette théorie possède la structure d'un retour d'état.

L'approche H_∞ par factorisation première dans l'application de la commande à la machine asynchrone a donnée des correcteurs pour le flux et pour la vitesse. Ces correcteurs stabilisent le système et rejettent les perturbations, mais l'inconvénient de cette approche est le calcul des fonctions de poids qui se fait par approche successive.

Chapitre VI

commande robuste avec observation
d'état

INTRODUCTION :

La commande vectorielle classique de la machine asynchrone utilise un capteur à effet Hall placé au niveau de l'entrefer pour mesurer le flux rotorique, et un capteur mécanique couplé sur l'arbre du moteur pour mesurer la vitesse. Ces capteurs présentent de nombreux inconvénients dont le coût, la fragilité en milieux sévères, l'encombrement de l'installation mécanique et le manque de précision.

Avec le progrès des calculateurs numériques, la tendance est de remplacer les capteurs par des observateurs qui transforment les signaux de courant et de tension en informations concernant d'autres variables du moteur telles que le flux et la vitesse. Les méthodes d'estimation utilisent les équations du modèle avec introduction des termes correcteurs pour réduire la sensibilité aux bruits de mesure et aux variations paramétriques.

Suivant le nombre d'états à estimer nous distinguons entre les observateurs d'ordre réduit et les observateurs d'ordre complet. Pour les observateurs d'ordre réduit nous estimons seulement une partie du vecteur d'état (p.ex. les composantes du vecteur flux rotorique). Pour les observateurs d'ordre complet nous estimons tout le vecteur d'état.

Dans ce chapitre nous nous intéressons à étudiée la commande robuste avec trois types d'observateur, deux d'ordre réduit : l'observateur de VERGHESE et l'observateur de LUENBURGER et un observateur d'ordre complet observateur par mode de glissement.

VI.1-Observateur de VERGHESE :

Cet observateur concerne l'estimation du flux rotorique au sein de la machine asynchrone. Considérant le système suivant :

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{qr} &= \frac{M_{sr}}{T_r} i_{qs} + \left(-\frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - w_g \Phi_{dr} \right) \\ \dot{\Phi}_{dr} &= \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds} + \left(-\frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + w_g \Phi_{qr} \right) \end{aligned} \tag{VI.1}$$

ce système peut être écrit sous la forme réduite comme suit :

$$\dot{\Phi}_r = \frac{M_{sr}}{T_r} I_s + \left(-\frac{1}{T_r} I + w_g J \right) \Phi_r$$

avec :

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \Phi_r = \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}, \quad I_s = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \tag{VI.2}$$

Une première estimation du flux Φ_r peut être déduite de l'équation (VI. 2)

$$\hat{\Phi}_r = \frac{M_{sr}}{T_r} I_s + \left(-\frac{1}{T_r} I + w_g J \right) \hat{\Phi}_r \quad (\text{VI. 3})$$

Il est supposé que la pulsation w_g et la courant statorique I_s soient des quantités connues (mesurables).

L'erreur d'estimation du flux rotorique est donnée par :

$$e = \hat{\Phi}_r - \Phi_r \quad (\text{VI. 4})$$

L'erreur est donc gouvernée par l'équation suivante :

$$\dot{e} = \left(-\frac{1}{T_r} I - w_g J \right) e \quad (\text{VI.5})$$

Pour une pulsation de glissement w_g donnée, le système (VI. 6) possède deux valeurs propres $\lambda_{1,2}$ tel que :

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{T_r} \pm jw_g \quad (\text{VI.6})$$

Les deux composantes du flux observé évoluent suivant un mouvement oscillatoire amorti avec une pseudo-pulsation w_g et un taux d'amortissement $\frac{1}{T_r}$.

En multipliant les deux nombres de l'équation (VI.5) par $2e^t$ et connaissant que :

$$2e^t \dot{e} = \frac{d}{dt} (e^t e) \quad (\text{VI.7})$$

et $e^t \dot{e} = 0$, il résulte :

$$\frac{d}{dt} (e^t e) = -\frac{2}{T_r} (e^t e) \quad (\text{VI.8})$$

Cette procédure représente réellement la stabilité par la théorie de la fonction de Lyaptnov [Verghese 88][Utkin 93].

Cette méthode d'estimation est incapable d'annuler dans le cas ou les paramètres du modèle sont imprécis. Le principe de reconstruction consiste donc à corriger la dynamique en tenant compte de l'écart entre la sortie mesurée et la sortie estimée. De plus l'erreur converge rapidement à, cause de la boucle de retour

La philosophie de l'observateur consiste à ajouter à l'estimateur (VI.3) un terme correctif dérivé de la prédiction de l'erreur. Billini propose un terme en tension comme suit [Verghese 88] :

avec :

$$\begin{aligned} V_s &= \frac{M_{sr}}{L_r} \dot{\Phi}_r + L_s \sigma \dot{I}_s + (R_s I - L_s \sigma w_s J) I_s + \frac{M_{sr}}{L_r} w_s J \Phi_r \\ \hat{V}_s &= \frac{M_{sr}}{L_r} \dot{\hat{\Phi}}_r + L_s \sigma \dot{I}_s + (R_s I - L_s \sigma w_s J) I_s + \frac{M_{sr}}{L_r} w_s J \hat{\Phi}_r \end{aligned} \quad (VI.10)$$

V_s représente le vecteur des tensions mesurées $((v_{ds}, v_{qs})^t)$,

\hat{V}_s représente le vecteur des tensions observées,

K représente le gain de l'observateur (matrice 2×2).

Après un calcul intermédiaire, le système (VI. 5) devient dans ce cas de la forme suivante :

$$\dot{e} = \left(-\frac{1}{T_r} I - w_0 J \right) e - \frac{M_{sr}}{L_r} K \dot{e} \quad (VI.11)$$

avec :

$$w_0 = w_g + K \frac{M_{sr}}{L_r} w_s \quad (VI.12)$$

l'erreur est gouvernée par :

$$\dot{e} = \left(I + \frac{M_{sr}}{L_r} K \right)^{-1} \left(-\frac{1}{T_r} I - w_0 J \right) e \quad (VI.13)$$

Pour une valeur précise du gain K , l'erreur suit une dynamique correspondante.

Pour la simplification, nous supposons :

$$K = k I \quad (VI.14)$$

Avec k est un scalaire.

Si la vitesse de glissement w_g est constante, le système (VI. 13) devient linéaire ayant les valeurs propres suivantes :

$$\lambda_{1,2} = \left(1 + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^{-1} \left(-\frac{1}{T_r} \pm j w_0 \right) \quad (VI.15)$$

Nous constatons que nous pouvons agir sur la rapidité de convergence de l'erreur en

agissant sur la constante $\left(1 + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^{-1}$ par le biais du gain d'observation « k ».

Nous procédons comme précédemment pour démontrer la stabilité de cet observateur, l'équation (VI.8) prendra la forme suivante :

$$\frac{d}{dt}(e'e) = -2 \left(1 + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^{-1} \frac{1}{T_r} (e'e) \quad (VI.16)$$

La fonction de Lyapunov diminiée suivant la constante de temps $T_r \left(1 + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)$. Il est possible de choisir le gain «k» de façon à imposer cette constante de temps considérablement petite devant T_r .

Afin d'éviter le calcul des dérivées dans l'expression (VI.10) qui amplifient les erreurs, Dote nous a proposé une méthode basant sur un changement de variable [Dote 79,80]. La variable auxiliaire «z» est défini par :

$$z = \left(I + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right) \hat{\Phi}_r + kL_s \sigma I_s \quad (VI.17)$$

Tenant compte de l'équation (VI.14), la dérivée de «z» aura la forme suivante :

$$\dot{z} = \left(\frac{M_{sr}}{T_r} I - kR_s J - kL_s \sigma w_s J \right) I_s + \left(\frac{1}{T_r} I - w_0 J \right) \hat{\Phi}_r + kV_s \quad (VI.18)$$

avec :

$$\hat{\Phi}_r = \left(I + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^{-1} (z - kL_s \sigma I_s) \quad (VI.19)$$

Par substitution de (VI.19) dans (VI.18), nous retrouvons le système différentiel final pour le calcul du vecteur «z» tel que :

$$\dot{z} = \left(\frac{1}{T_r} I - w_0 J \right) k_0 z + \left(\frac{M_{sr}}{T_r} I - k(R_s J - I_s \sigma w_s J) + \left(\frac{1}{T_r} I - w_0 J \right) k_0 + kL_s \sigma \right) I_s + kV_s \quad (VI.20)$$

$$\text{avec } k_0 = \left(I + k \frac{M_{sr}}{L_r} \right)^{-1}$$

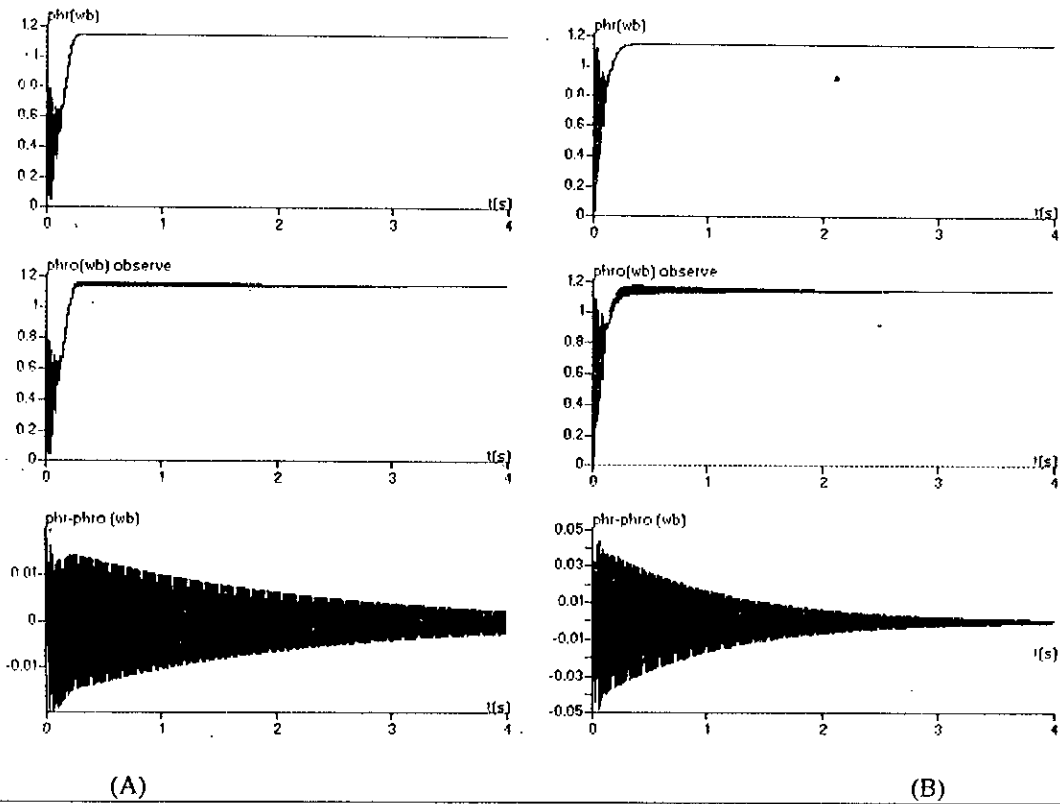
Ce système peut être résolu pour n'importe quelle condition initiale $z(0)$ imposée par le choix de $\hat{\Phi}_r(0)$. L'estimation de $\hat{\Phi}_r$ peut être déduite après le calcul de «z» à l'aide de l'équation (VI.19) sans calcul des dérivées.

VI.1.1-Résultats de simulations :

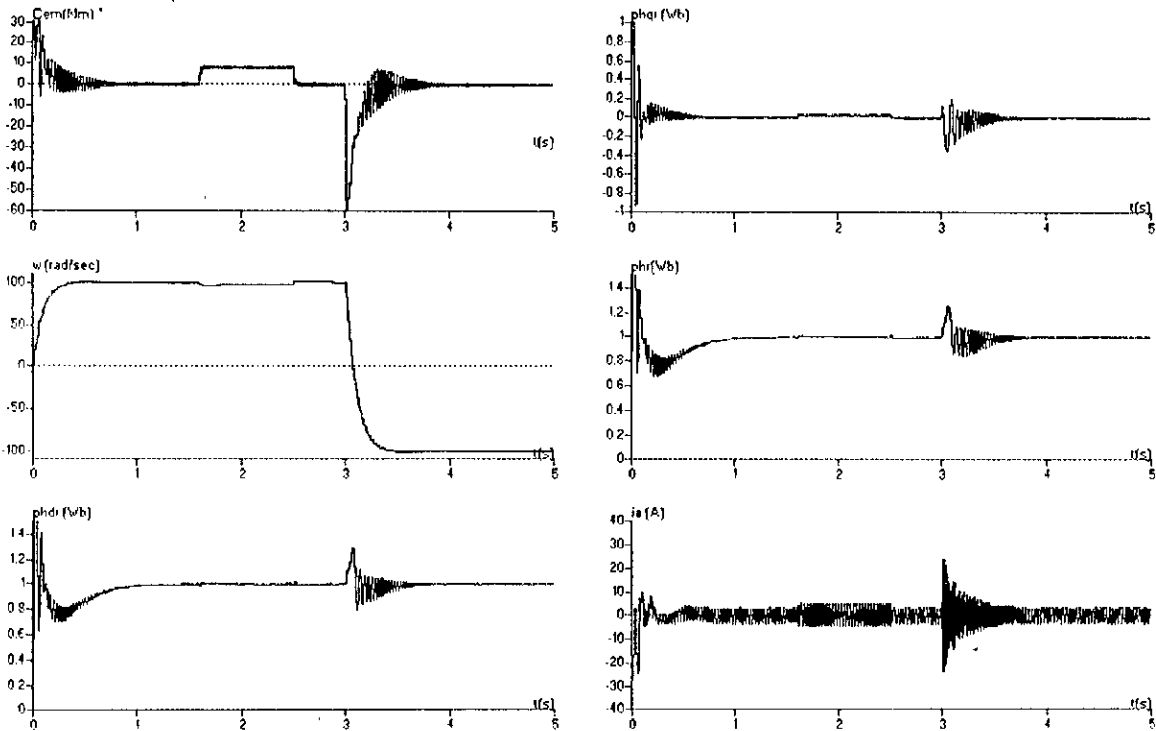
Les simulations montre le comportement de l'observateur de flux de VERGHESSE dans la fig.(IV.1) montre l'évolution de flux réelle et le flux observé dans la machine. Nous remarquons que le flux observé converge rapidement vers le flux réel et ne la quitte pas ultérieurement.

Pour les simulations de la commande robuste nous associons le régulateur robuste avec l'observateur de flux.

La Fig (IV.2) montre les résultats de simulation de la commande robuste pour l'alimentation en tension et la Fig (IV.4) pour l'alimentation en courant. Et la Fig (IV.3) pour le réglage de position. Nous remarquons que l'intégration de l'observateur n'a pas d'influence sur les performances du réglage. Par contre apporte des améliorations en cas des variations paramétriques sont provoquées.



FigVI.1-Observateur d'ordre réduit de VERGESSE : (A) sans variation de R_r , (B) avec argumentation de R_r , 100%



FigVI.2-Commande robuste de vitesse avec l'observateur de VERGESSE de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie

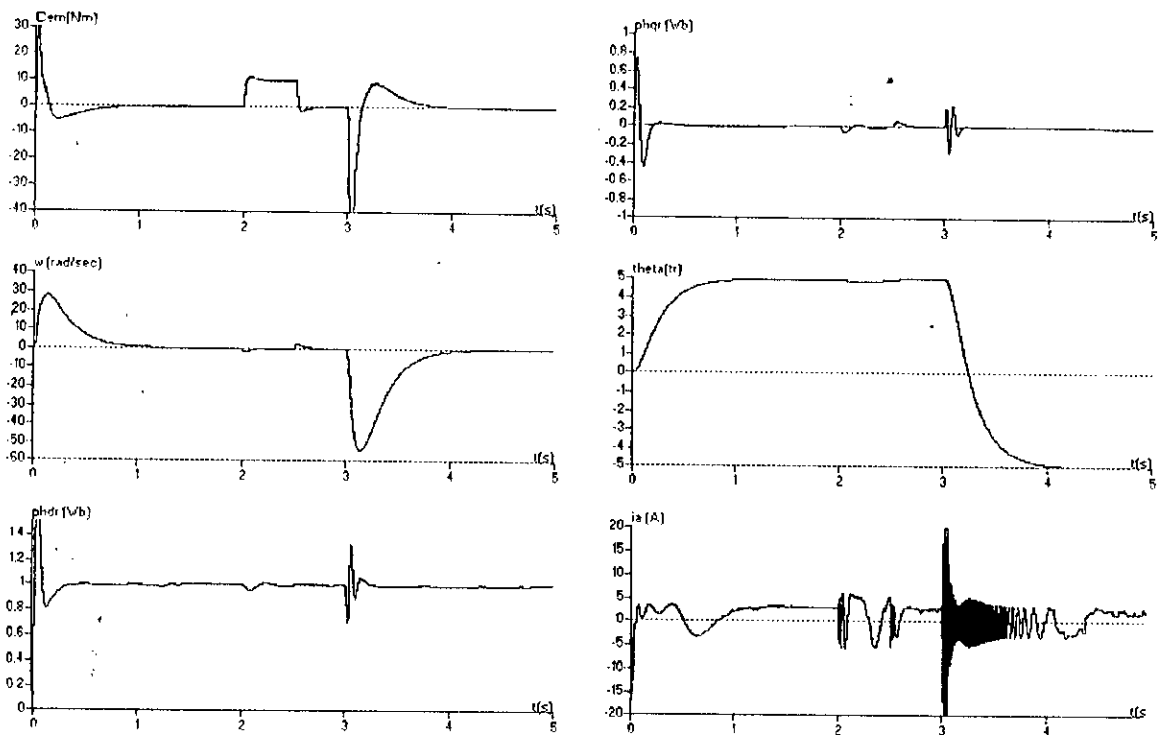


Fig.VI.3-Commande robuste de position avec l'observateur de VERGESSE de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie

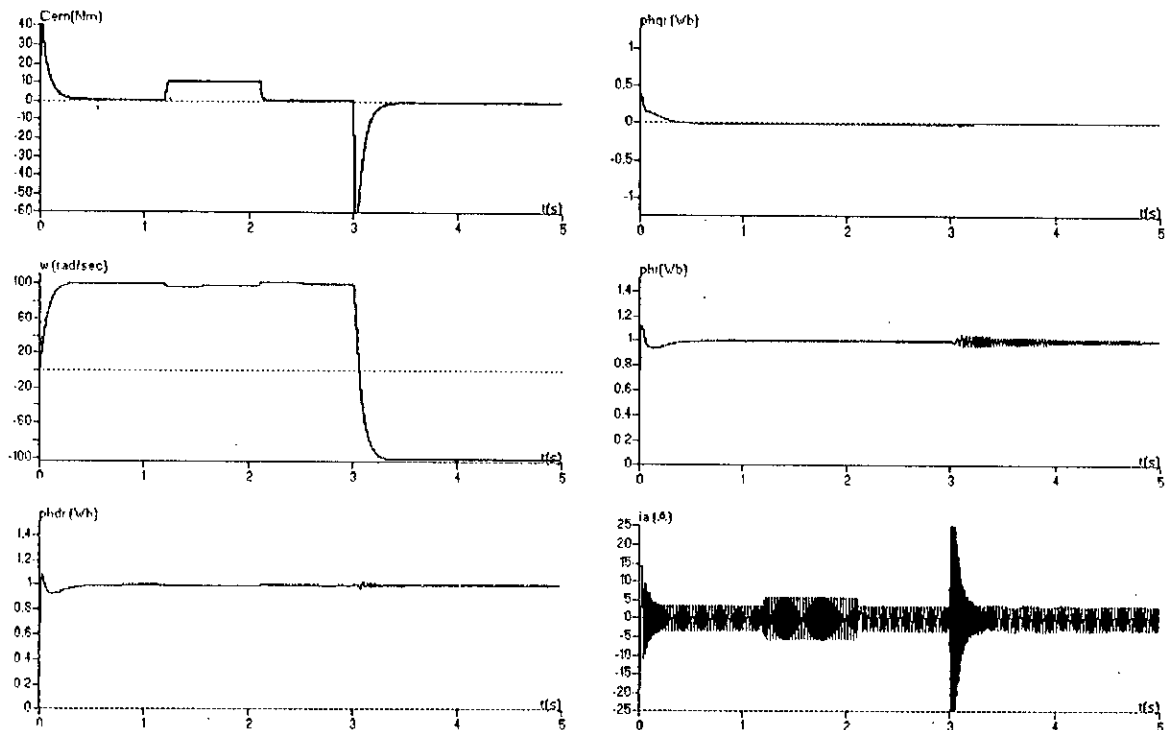


Fig.VI.4-Commande robuste de vitesse avec l'observateur de VERGESSE de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis

VI.2-Observateur de LUENBERGER :

Nous appliquons la méthode de l'observateur de LUENBERGER pour l'estimation des composantes de flux rotorique. Le modèle de la machine est linéaire dans les états électromagnétiques. Les deux composantes de courant statorique sont mesurables. On les considère comme sorties du modèle :

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

$$u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix}; \quad y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{pmatrix}; \quad x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{pmatrix} \quad (VI.21)$$

$$A = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & p\Omega k \\ & -\gamma & -p\Omega k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad c = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (VI.22)$$

pour l'observation des états $x_3 = \Phi_{\alpha r}$ et $x_4 = \Phi_{\beta r}$, on utilise l'observateur de Luenberger suivant :

$$\dot{\hat{z}} = F\hat{z} + ky + Hu \quad (VI.23)$$

les dimensions des vecteurs et matrices apparues dans cette relation sont :

$$z(3,1), F(2,2), k(2,2), H(2,2).$$

le vecteur z est lié au vecteur d'état initial x par la matrice de transformation $T(z)$:

$$z = Tx \quad (VI.24)$$

pour déterminer les relations entre les matrices du système A,B et C et les matrices de l'observateur F, k et H, on calcule l'équation d'erreur ($e = \hat{z} - Tx$) :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{\hat{z}} - T\dot{x} \\ &= F\hat{z} + ky + Hu - TAx - TBu \\ &= F\hat{z} + kCx + Hu - TAx - TBu \end{aligned} \quad (VI.25)$$

$$\begin{aligned} &= F(e + Tx) + kCx + Hu - TAx - TBu \\ &= Fe + (FT + kC - TA)x + (H - TB)u \end{aligned}$$

pour donner à l'équation d'erreur la forme :

$$\dot{e} = Fe \quad (VI.26)$$

on doit vérifier la relation :

$$\begin{aligned} TA - FT &= KC \\ H &= TB \end{aligned} \quad (VI.27)$$

La dynamique de l'erreur (VI. 26) est décrite par les valeurs propres de la matrice d'état de l'observateur F. nous imposons à cette matrice la forme suivante :

$$F = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2) \quad (VI.28)$$

Pour que la dynamique de l'erreur soit stable, λ_1 , et λ_2 doivent être négatifs. Avec ce choix de F, les équations explicites de l'observateur s'écrivent :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \lambda_1 z_1 + k_{11} y_1 + k_{12} y_2 + h_{11} u_1 + h_{12} u_2 \\ \dot{z}_2 &= \lambda_2 z_2 + k_{21} y_1 + k_{22} y_2 + h_{21} u_1 + h_{22} u_2 \end{aligned} \quad (VI.29)$$

on impose à la matrice de transformation T la forme suivante [ORLOWSKA-KOWALSKA 88] :

$$T = \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} & 1 & 0 \\ t_{21} & t_{22} & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (VI.30)$$

Les éléments de la matrice T, k et H sont obtenus à partir des équations(VI.27) :

$$\begin{aligned} t_{11} &= \frac{\theta_r^2 + \lambda_1 \theta_r + p^2 \Omega^2}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} & t_{12} &= \frac{-\lambda_1 p \Omega}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\ t_{11} &= \frac{\lambda_1 p \Omega}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} & t_{22} &= \frac{\theta_r^2 + \lambda_1 \theta_r + p^2 \Omega^2}{k(\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\ k_{11} &= -(\gamma + \lambda_1) t_{11} + L_m \theta_r & k_{12} &= -(\gamma + \lambda_2) t_{12} \\ k_{21} &= -(\gamma + \lambda_1) t_{21} & k_{22} &= -(\gamma + \lambda_2) t_{22} + L_m \theta_r \end{aligned} \quad (VI.31)$$

$$\begin{aligned} h_{11} &= \frac{t_{11}}{\sigma L_s} & h_{12} &= \frac{t_{12}}{\sigma L_s} \\ h_{21} &= \frac{t_{21}}{\sigma L_s} & h_{22} &= \frac{t_{22}}{\sigma L_s} \end{aligned}$$

A partir de l'équation (VI.24) , nous obtenons les états originaux x_3, x_4 sous la forme :

$$\begin{aligned} x_3 &= z_1 - t_{11} x_1 - t_{12} x_2 \\ x_4 &= z_2 - t_{21} x_1 - t_{22} x_2 \end{aligned} \quad (VI.32)$$

VI.2.1-Resultats De Simulations :

Les résultats de simulations montre que : l'observateur de LUENBERGER donne une erreur qui tend vers zéros rapidement comparativement à celle de VERGHESSE et le flux observé suit bien le flux réel de la machine et les résultats de simulations de la commande robuste pour les deux cas d'alimentation soit en courant soit en tension donnent des bons résultats dans la poursuite et le rejet de perturbation.

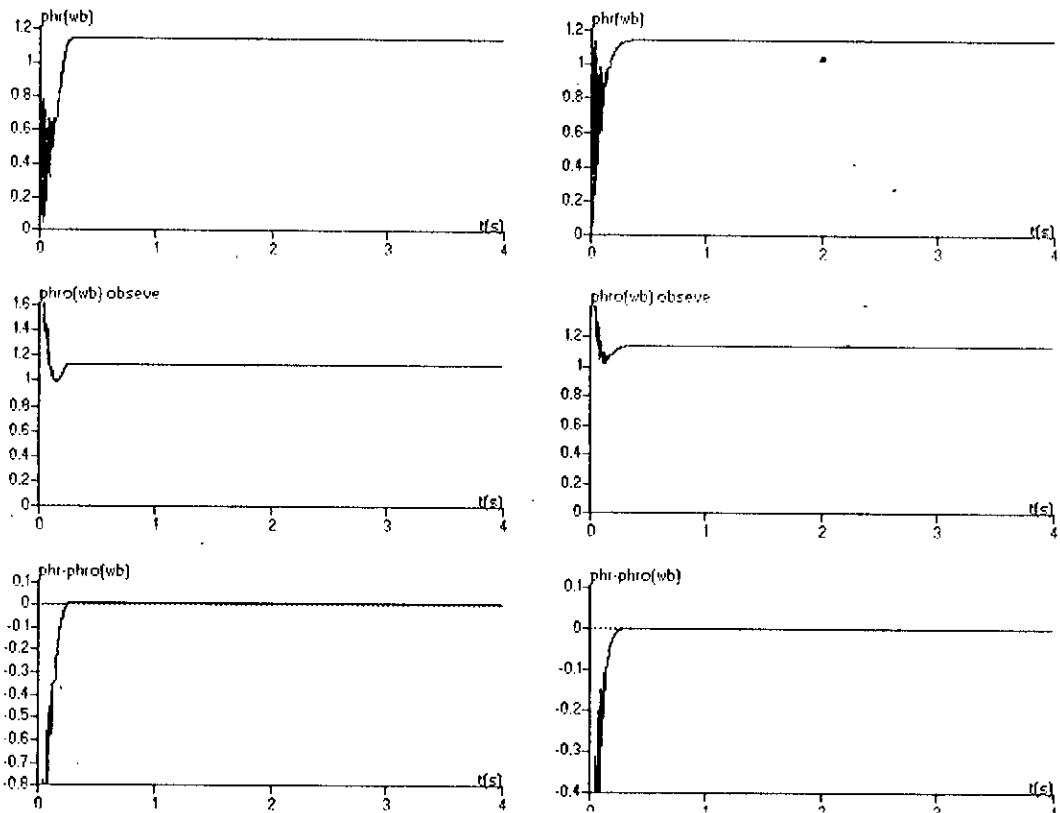


Fig.VI.5-observateur d'ordre réduit LUNBRGER :(A)sans variation de R_r , (B) avec argumentation de R_r 100%

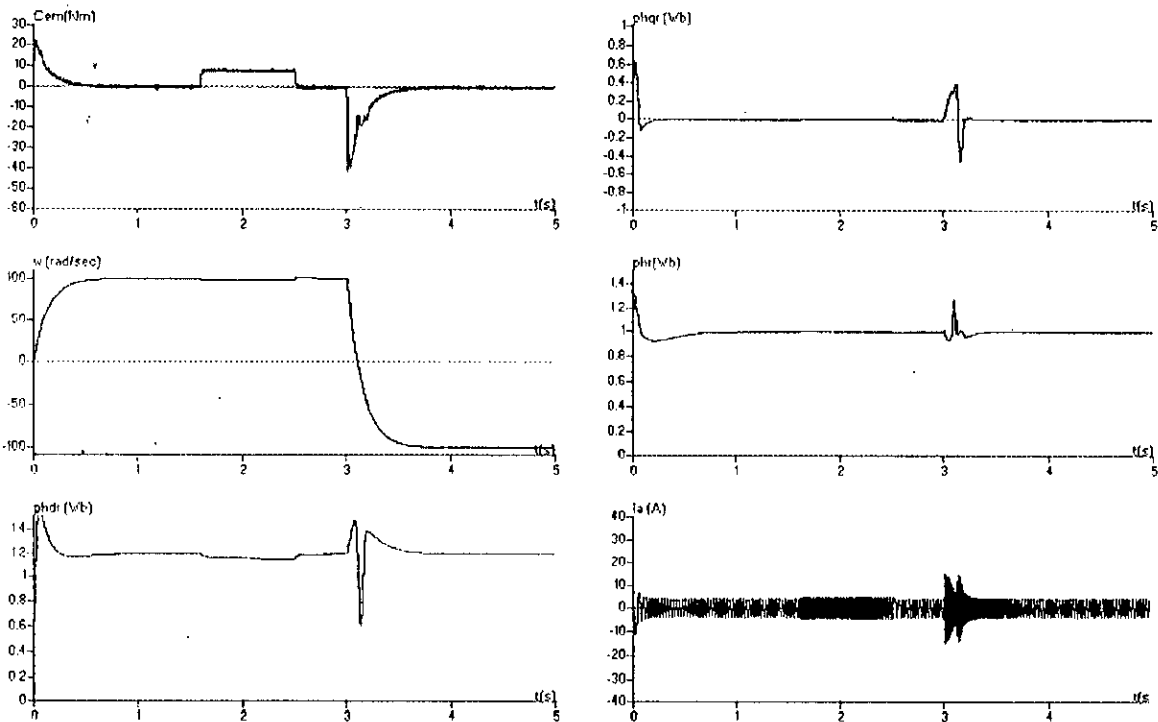


Fig.VI.6Commande robuste de vitesse avec l'observateur de LUNBRGER de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie

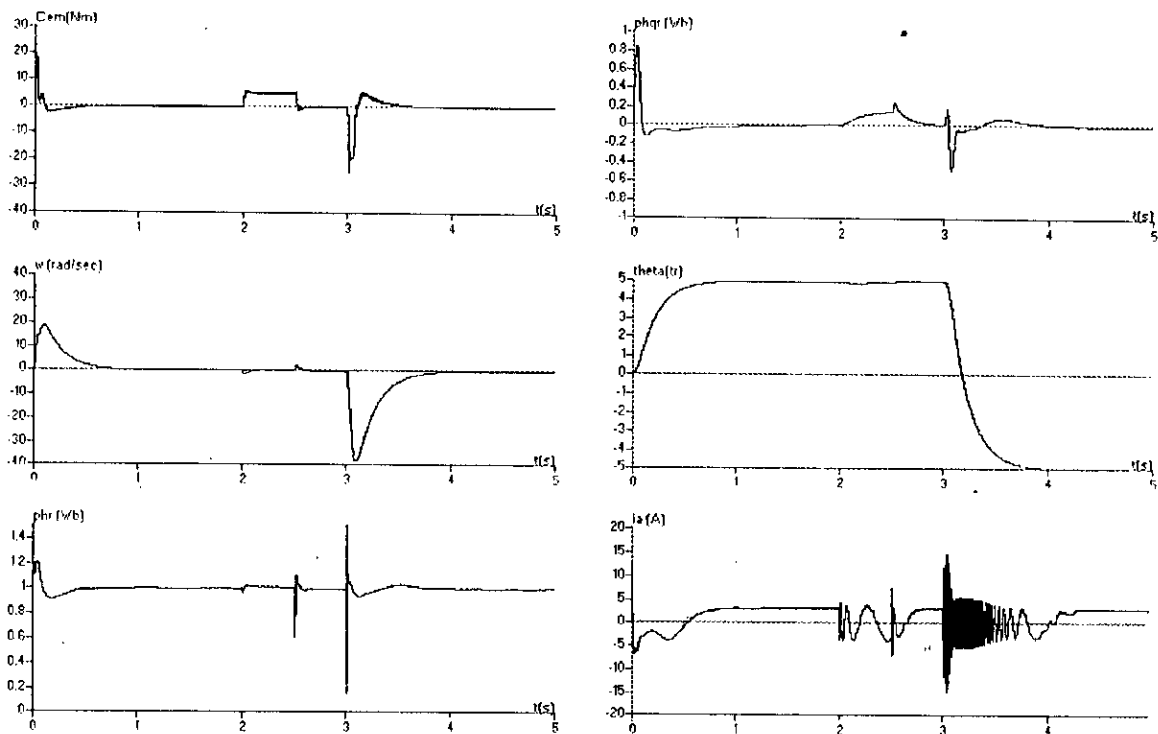


Fig.VI.7-Commande robuste de position avec l'observateur de LUNBRGER de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses bipolaires en dent de scie

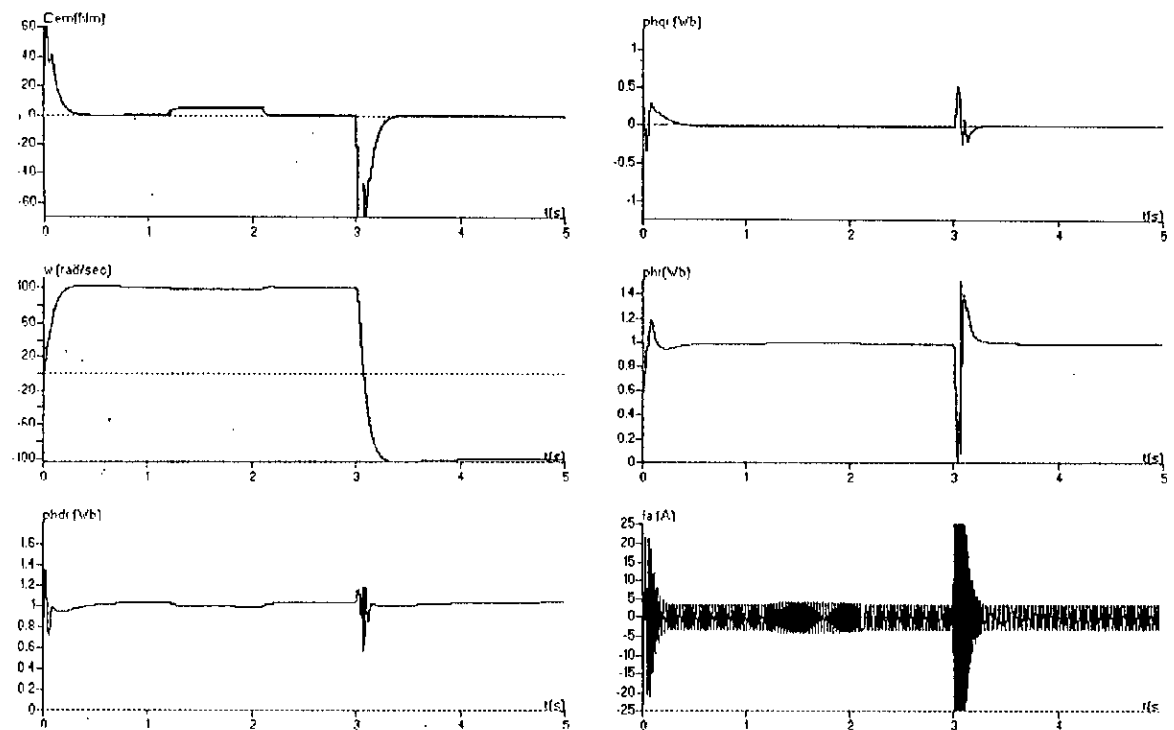


Fig.VI.8-Commande robuste de vitesse avec l'observateur de LUENBRGER la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie hystérésis.

IV.3-Observateur Par Mode De Glissement :

A cause des caractéristiques inhérentes aux systèmes non linéaires, l'estimation de l'état de ces systèmes continue à poser des problèmes difficiles [May-Win 95]. Dans ce fait, les chercheurs ont été orientés vers le développement des observateurs d'état pour les systèmes non linéaires et/ou incertains. L'observateur par mode de glissement (Sliding Observer) est dérivé de la théorie des systèmes à structure variable. En effet cette dernière d'adapté considérablement avec les systèmes non linéaires et incertains [Misawa 89].

IV.3.1-Structure Générale D'un Observateur Par Mode De Glissant :

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (\text{VI.33})$$

Considérons aussi le vecteur y des variables qui sont reliées linéairement avec les variables d'état ;

$$y = Cx \quad (\text{VI.34})$$

si le système est observable, l'objectif de l'observateur est de donner la meilleure estimation des variables d'état à partir des mesures sur la sortie y et l'entrée u .

Nous définissons l'observateur par la structure suivante [Djemai 93] :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}, y, u, t) + \Lambda u_s \quad (\text{VI.35})$$

avec :

\hat{x} Est de même dimension que $x(n)$.

\hat{f} Est le modèle d'estimation.

Λ Est matrice des gains de dimension $n \times r$ (r est la dimension de u).

u_s est un vecteur défini par :

$$u_s = [\text{sign}(s_1) \quad \text{sign}(s_2) \quad \dots \quad \text{sign}(s_r)]^T \quad (\text{VI.36})$$

et

$$[s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_r]^T = S = \Gamma[y - C\hat{x}]$$

Γ Est une matrice carrée ($r \times r$) à déterminer.

Nous définissons aussi le vecteur d'erreur $e = x - \hat{x}$ en soustrayant les équations (VI.35) et (VI.33), et nous obtenons :

$$\dot{e} = \Delta f - \Lambda u_s \quad (\text{VI.37})$$

avec :

$$\Delta f = f(x, u, t) - f(\hat{x}, y, u, t)$$

le vecteur surface $S=0$ est attractif, si :

$$s_i \dot{s}_i < 0 \quad \text{pour } i = 1, r \quad (\text{VI.38})$$

Durant le mode de glissement, le terme de commutation (VI. 36) est nul. Car le vecteur surface et sa dérivée sont nuls ($S \equiv \dot{S} \equiv 0$). La grandeur équivalente du terme de commutation est donnée comme suit :

$$\Gamma C(\Delta f - \Lambda \tilde{u}_s) = 0 \tag{VI.39}$$

d'où

$$\tilde{u}_s = (\Gamma C \Lambda)^{-1} \Gamma C \Delta f \tag{VI.40}$$

La matrice $\Gamma C \Lambda$ doit être inversible. Cela constitue la première exigence sur le choix de Λ et Γ . La dynamique de l'erreur est gouvernée par l'équation (VI.41)

$$\dot{e} = (I - \Lambda(\Gamma C \Lambda)^{-1} \Gamma C) \Delta f \tag{VI.41}$$

Le choix des matrices Γ et Λ et le modèle \hat{f} est donc décisif pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro.

VI.3.2-Observateur Par Mode De Glissement Du Flux Rotorique :

L'objectif de l'observateur est d'estimer les flux rotoriques Φ_{dr} et Φ_{qr} et les courants statoriques connaissant la mesure des courants et les tensions statoriques et la vitesse de rotation.

Le vecteur sortie utilisé l'estimation est donné par [Benchaïb 96] :

$$y = Cx = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} x \tag{VI.42}$$

Considérant maintenant le système du moteur asynchrone tenant compte des variables i_{ds} , i_{qs} , Φ_{dr} et Φ_{qr} . Les variables à observer sont \hat{i}_{ds} , \hat{i}_{qs} , $\hat{\Phi}_{dr}$ et $\hat{\Phi}_{qr}$. Nous donnons ainsi le modèle du système à observer et le modèle d'observation.

Le système à observer est :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{ds} + w_s i_{qs} + \alpha \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + \alpha \Phi_{qr} w + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \dot{i}_{qs} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{qs} - w_s i_{ds} + \alpha \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - \alpha \Phi_{dr} w + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \dot{\Phi}_{dr} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + w_g \Phi_{qr} \\ \dot{\Phi}_{qr} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - w_g \Phi_{dr} \end{cases} \tag{VI.43}$$

le modèle de l'observateur est :

$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = -\frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{ds} + w_s i_{qs} + \alpha \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{dr} + \alpha \hat{\Phi}_{qr} w + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} + \Lambda_1^1 u_s \\ \dot{i}_{qs} = -\frac{R_\alpha}{\sigma L_s} i_{qs} - w_s i_{ds} + \alpha \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{qr} - \alpha \hat{\Phi}_{dr} w + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} + \Lambda_1^2 u_s \\ \dot{\hat{\Phi}}_{dr} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{dr} + w_g \hat{\Phi}_{qr} + \Lambda_2^1 u_s \\ \dot{\hat{\Phi}}_{qr} = \frac{M_{sr}}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_{qr} - w_g \hat{\Phi}_{dr} + \Lambda_2^2 u_s \end{cases} \quad (VI.44)$$

avec :

$$R_\alpha = R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r, \quad \alpha = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r};$$

nous définissons la matrice des gains comme suit :

$$\Lambda_i^j = [\Lambda_{i1} \quad \Lambda_{i2}] \text{ pour } i=1,2 \text{ avec } j=1,2 \text{ avec } \Lambda_1 = \begin{pmatrix} \Lambda_1^1 \\ \Lambda_1^1 \end{pmatrix}, \Lambda_2 = \begin{pmatrix} \Lambda_2^1 \\ \Lambda_2^2 \end{pmatrix}$$

Pour avoir l'erreur d'observation, nous soustrayons (VI. 44) de (VI. 43).

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_{ds} = \alpha \frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_{dr} + \alpha \bar{\Phi}_{qr} w + \Lambda_1^1 u_s \\ \dot{\bar{i}}_{qs} = \alpha \frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_{qr} - \alpha \bar{\Phi}_{dr} w - \Lambda_1^2 u_s \\ \dot{\bar{\Phi}}_{dr} = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_{dr} + w_g \bar{\Phi}_{qr} - \Lambda_2^1 u_s \\ \dot{\bar{\Phi}}_{qr} = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_{qr} - w_g \bar{\Phi}_{dr} - \Lambda_2^2 u_s \end{cases} \quad (VI.45)$$

avec $u_s = [\text{sign}(s_1) \quad \text{sign}(s_2)]^t$

$$\text{et } S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \Gamma(y - \hat{y})$$

Le vecteur d'erreur est : $e = [\bar{I}_s \quad \bar{\Phi}_r]$

posons les représentations matricielles suivantes :

$$C = [I \quad 0], \quad A_1 = \begin{bmatrix} \alpha \frac{1}{T_r} & \alpha w \\ -\alpha w & \alpha \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & w_g \\ -w_g & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Le système (VI. 45) devient :

$$\begin{cases} \dot{\bar{I}}_s = A_1 \bar{\Phi}_r - \Lambda_1^1 u_s \\ \dot{\bar{\Phi}}_r = A_2 \bar{\Phi}_r - \Lambda_2^1 u_s \end{cases} \quad (VI.46)$$

la surface $S = \Gamma(y - \hat{y}) = \Gamma\bar{y}$, d'où :

$$S = \Gamma\bar{I}_s \tag{VI.47}$$

la surface de Lyapunov est :

$$V = \frac{1}{2} S' S > 0 \tag{VI.48}$$

d'où la dérivée \dot{V} ,

$$\dot{V} = S' \Gamma \dot{\bar{I}}_s \tag{VI.49}$$

Notons que $d\Gamma/dt$ doit être nulle.

Après un calcul intermédiaire, nous obtenons :

$$\dot{V} = S' \Gamma A_1 \bar{\Phi}_r - S' \Gamma \Lambda_1 \tilde{u}_s \tag{VI.50}$$

En posant $\Gamma \Lambda_1 = \begin{pmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{pmatrix}$, il suffit de vérifier la condition (VI.51) pour satisfaire la condition d'attractivité des surfaces.

$$\delta_1 |S_1| + \delta_2 |S_2| > S' \Gamma A_1 \bar{\Phi}_r \tag{VI.51}$$

La détermination des gains se fait selon deux étapes.

- La première consiste à satisfaire la condition d'attractivité.

$$\Lambda_1 = \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \tag{VI.52}$$

- La deuxième consiste à imposer pour l'erreur dynamique de convergence exponentielle.

Lorsque le régime de glissement est établi ($\dot{\bar{I}}_s = 0$ et $\bar{I}_s = 0$), nous avons :

$$\tilde{u}_s = \Lambda_1^{-1} A \bar{\Phi}_r \tag{VI.53}$$

par substitution, l'erreur sur Φ_r devient :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = (-A + \Lambda_2 \Lambda_1^{-1} A) \bar{\Phi}_r \tag{VI.54}$$

pour que l'erreur converge exponentiellement, nous devons poser :

$$\dot{\bar{\Phi}} = -Q \bar{\Phi}_r \tag{VI.55}$$

Avec $Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix}$, q_1, q_2 sont des constantes positives.

D'où :

$$\Lambda_2 = (Q + A_2) A_1^{-1} \Gamma^{-1} \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \tag{VI.56}$$

pour une raison de simplification, nous posons :

$$\Gamma = A_1^{-1} \tag{VI.57}$$

La condition $d\Gamma/dt = 0$ est vérifiée en considérant que la vitesse est suffisamment lente devant la dynamique de l'observateur.

Ce qui en résulte :

$$\Lambda_1 = A_1 \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (VI.58)$$

$$\Lambda_2 = (Q + A_2) \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$$

par développement, nous obtenons :

$$\Gamma = \frac{1}{\left(\alpha \frac{1}{T_r}\right)^2 + (\alpha v)^2} \begin{bmatrix} \alpha \frac{1}{T_r} & -\alpha v \\ \alpha v & \alpha \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (VI.59)$$

$$\Lambda_1 = \begin{bmatrix} \delta_1 \alpha \frac{1}{T_r} & -\delta_1 \alpha v \\ \delta_2 \alpha v & \delta_2 \alpha \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (VI.60)$$

$$\Lambda_2 = \begin{bmatrix} \delta_1 \left(q_1 - \frac{1}{T_r} \right) & \delta_1 w_g \\ \delta_2 w_g & \delta_2 \left(q_2 - \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \quad (VI.61)$$

ainsi, condition d'attractivité devient comme suit :

$$\delta_1 |S_1| + \delta_2 |S_2| > S' \Phi_r \quad (VI.62)$$

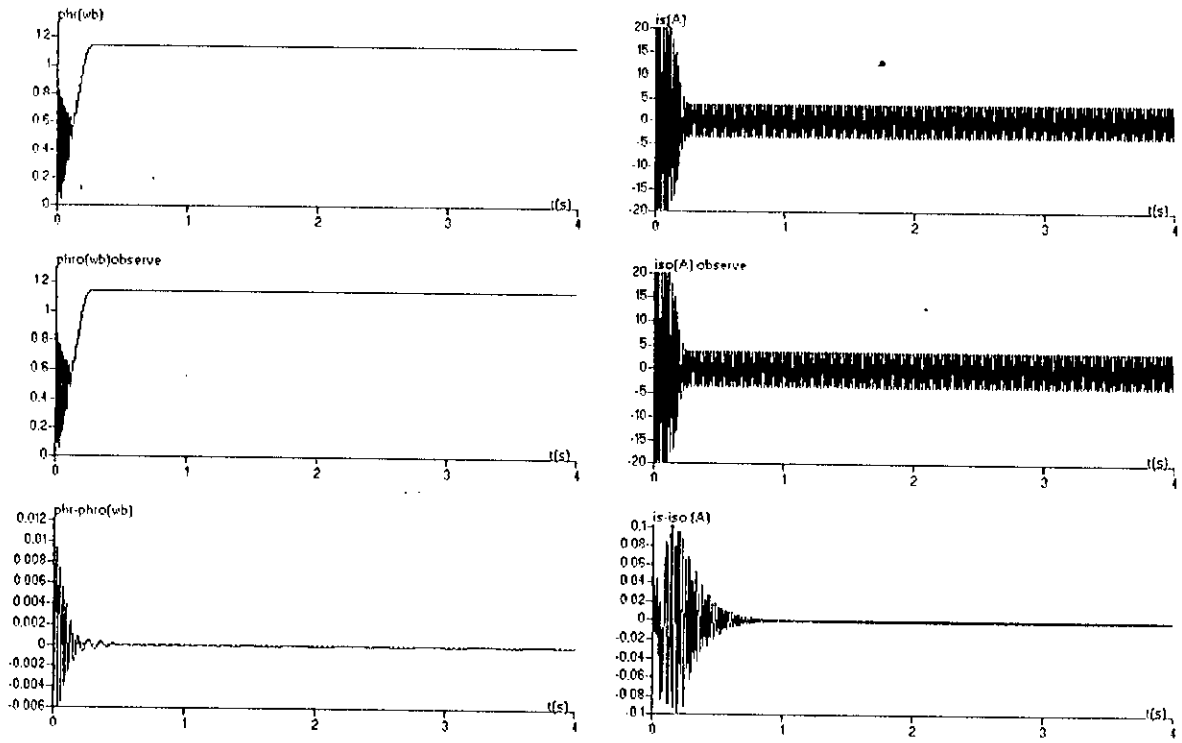
La dynamique de l'observateur doit être plus rapide que celle du système à observer. Cela exige un choix convenable des constantes δ_1 , δ_2 , q_1 , q_2 .

VI.3.3- Résultats De Simulations :

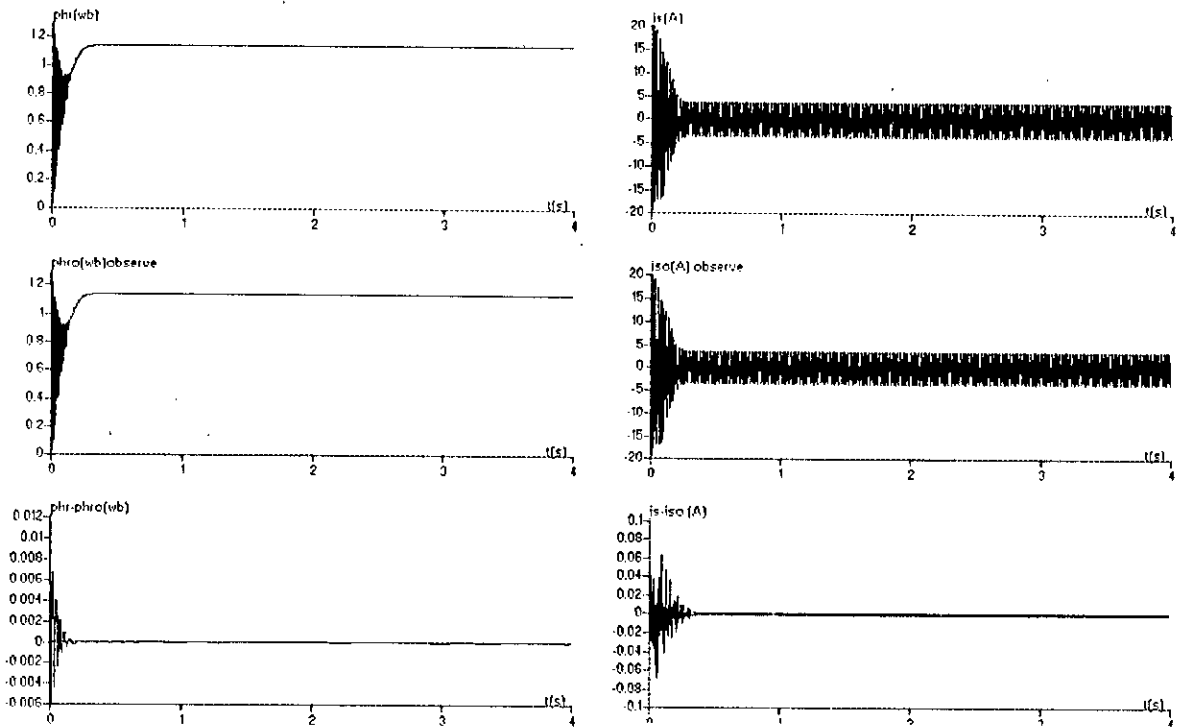
Nous simulons le comportement de l'observateur du flux rotorique, nous remarquons que les simulations effectuées montre l'évolution de flux réel et le flux observé de la machines et la même chose pour le courant statorique. le flux observé converge rapidement vers le flux rotorique réel et le courant statorique converge rapidement vers le courant statorique réel et la variation paramétrique n'influe pas sur la convergence de flux e du courant.

Pour les simulations de la commande robuste nous associons le régulateur robuste avec l'observateur de flux.

La Fig (VI.11) montre les résultats de simulation de la commande robuste pour l'alimentation en tension et la Fig (VI.13) pour l'alimentation en courant. Et la Fig (VI.12) pour le réglage de position. Nous remarquons que l'intégration de l'observateur n'a pas d'influence sur les performances du réglage. Par contre, apporte des améliorations en cas des variations paramétriques sont provoquées.



FigVI.9-Observateur d'ordre complet par mode de glissement



FigVI.10-Effet d'une variation paramétrique sur l'observateur d'ordre complet (augmentation de R_r de 100%)

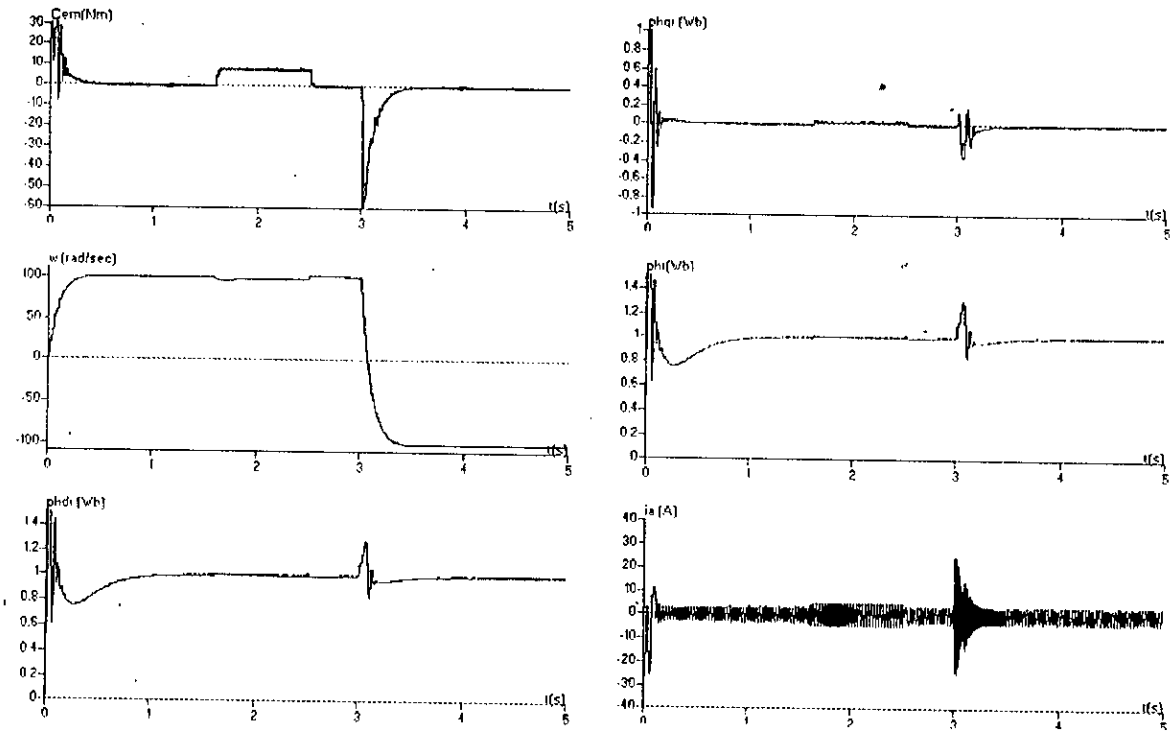


Fig. VI.11-Commande robuste de vitesse avec l'observateur par mode de glissement de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteurs bipolaires en dent de scie

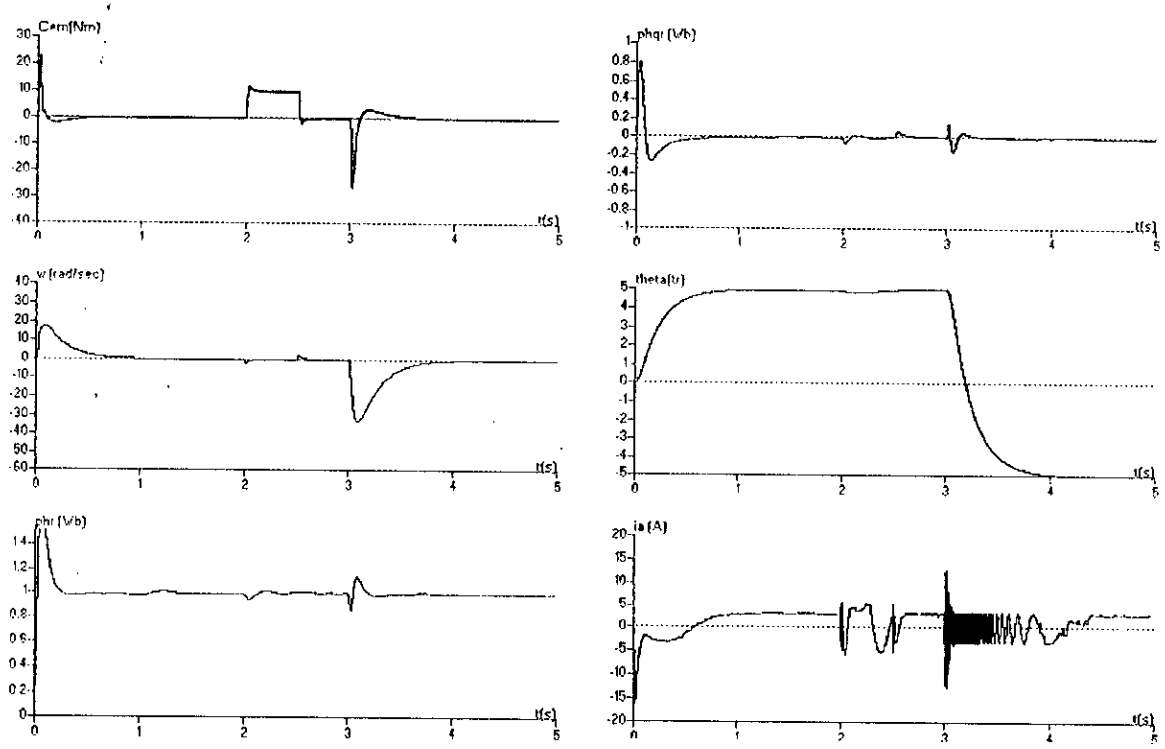


Fig. VI.12-Commande robuste de position avec l'observateur par mode de glissement de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteurs bipolaires en dent de scie

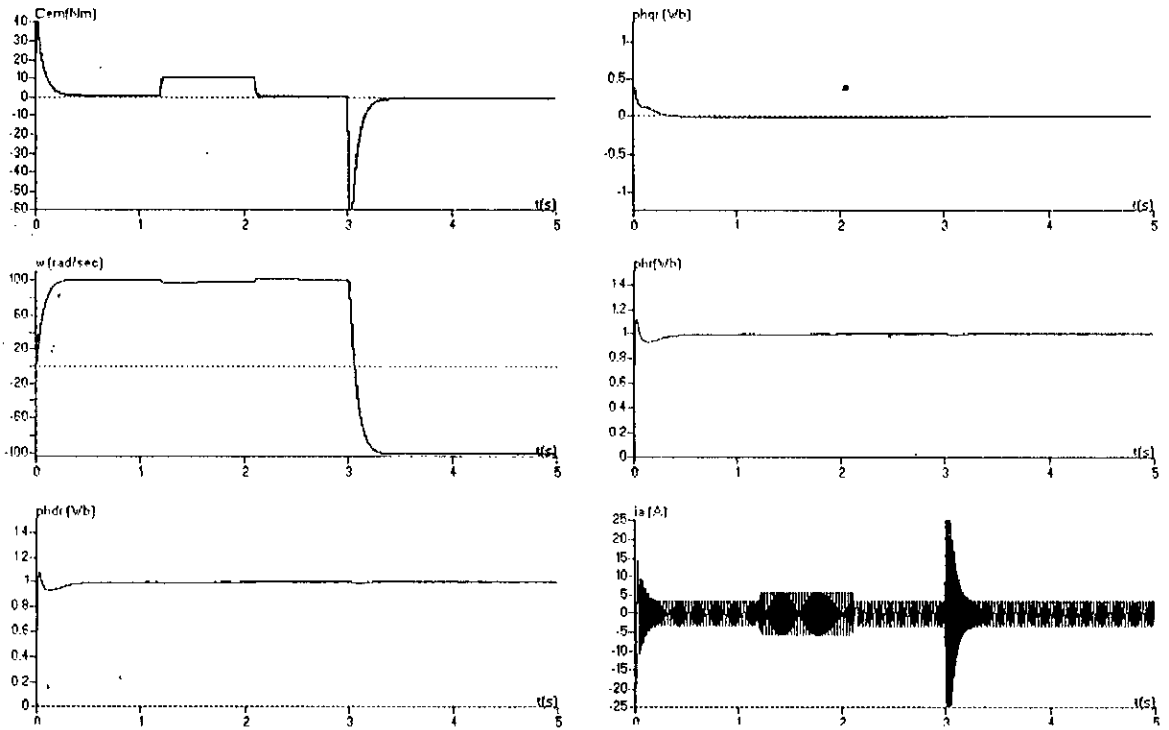


Fig. VI.13-Commande robuste de vitesse avec l'observateur par mode de glissement de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par la stratégie d'hystérésis.

Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre trois techniques d'observations de l'état, en vue de l'utilisation dans la commande robuste H_∞ .

Nous avons présenté deux techniques d'ordre réduit et un observateur d'ordre complet ; les deux premiers ne présentent pas les même caractéristique : l'observateur de LUENBERGER donne une erreur tend vers zéro rapidement comparativement à celle de VERGHESSE et présente une meilleure robustesse vis-à-vis les variations paramétriques(variations de résistance rotorique). Tandis que l'observateur d'ordre complet par mode de glissement présente une erreur d'observation pratiquement nulle sur le flux et une erreur qui tend vers zéro pour le courant. Pour l'observation nous avons simulé les équations du modèle de la machine en introduisant des termes correcteurs sous forme de gain . L'utilisation des observateurs nous a permis d'éviter l'utilisation des méthodes directes de mesures fragilisant la construction mécanique du système.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE :

Ce travail contribue à une étude comparative entre l'onduleur trois niveaux et l'onduleur cinq niveaux à structure NPC et l'application de la commande robuste H_∞ par factorisations premières et des observateurs à une machine asynchrone alimenté en tension et alimenté en courant en utilisant l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Dans le premier chapitre, nous avons développé la modélisation de la machine asynchrone triphasé symétrique en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone en vue d'une alimentation par convertisseur statique en utilisant la transformation de PARK.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude comparative entre l'onduleur à trois niveaux et l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC, pour cela nous avons développé :

- Le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC ainsi l'onduleur à cinq niveaux sans a priori en utilisant les réseaux de Petri.
- Le modèle de connaissance et de commande pour les deux onduleurs et nous avons montré que l'utilisation des fonctions de connexion permet d'aboutir à un modèle d'onduleur trois niveaux analogue à celle de deux niveaux et l'onduleur à cinq niveaux analogue à ceux à deux et à trois niveaux. Et nous avons montré que l'onduleurs à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux et l'onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou deux onduleurs à trois niveaux. Cette étude nous a permis également une généralisation des modèles déjà élaborés pour les onduleurs à deux niveaux en utilisant la notion de fonction de connexion associée au demi-bras. Le modèle de commande élaboré utilisant les fonctions génératrices est un moyen du convertisseur.

Le troisième chapitre a été consacré au développement de différentes stratégies de commande pour les deux onduleurs, nous avons étudié les stratégies suivantes :

- Commande pleine onde
- Commande par hystérésis
- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse
- Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses
- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses
- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse (et deux et quatre porteuses avec injection d'harmonique)
- Modulation vectorielle.

Nous avons terminé ces stratégies avec une comparaison entre l'onduleur à trois niveaux et l'onduleur à cinq niveaux ; le couple pour l'onduleurs cinq niveaux les différentes stratégies donnent des couples de la machines asynchrone triphasé de fréquences six fois ou trois fois celle de tension de sortie de l'onduleur, le couple pour l'onduleur trois niveaux est deux fois ou trois fois ou bien six fois celle de la tension. Les harmoniques des tensions pour l'onduleur à cinq niveaux se rangent en famille centrée autour des fréquences multiples de mf et $4mf$ par contre l'onduleur à trois niveaux les harmoniques se rangent en famille centrée autour des fréquences multiples de mf et $2mf$ d'où l'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques pour les deux onduleurs vers les fréquences plus élevées et donc facilement filtrées.

Nous avons montré que l'injection de l'harmonique trois pour les deux onduleurs dans les tensions de références ne modifie rien sur les performances de la conduite de la machine asynchrone.

Dans le quatrième chapitre et après avoir défini le modèle de la machine asynchrone dans un repère de PARK lié au champ tournant dans le premier chapitre, nous avons abordé la technique d'orientation de flux. Cette dernière permet de découpler la commande du flux de celle de couple. En effet, si le flux rotorique est maintenu constant à sa valeur de référence la machine fournit à tout instant un couple maximal. Deux méthodes d'orientation ont été développées pour un réglage classique de vitesse et de position. A savoir la méthode directe et méthode indirecte en courant et en tension en utilisant l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Les résultats obtenus ont montré que la mise au point de l'une ou de l'autre de ces méthodes n'apporte pas de grandes différences dans la dynamique de poursuite de la consigne. Après un régime transitoire, le découplage se maintient et l'erreur statique s'annule en dépit de la perturbation.

Dans le cinquième chapitre nous avons défini les éléments permettant de faire l'analyse de la robustesse et des performances des systèmes soumis à des perturbations. Nous avons illustré aussi à partir des différentes conditions de la stabilité robuste et des performances robustes, la notion de «Loop Shaping» monovariable et multivariable. L'objectif du Loop Shaping est de donner une certaine forme à la boucle ouverte, et réaliser en même temps les spécifications de la robustesse et performances.

L'approche des factorisations premières est une méthode de résolution du problème standard, elle reprend les connaissances de l'automatique traditionnelle pour effectuer un modelage de la boucle. La synthèse de correcteur pour NCF se fait après un choix des fonctions poids qui se fait par approche successive ; ce qui présente un inconvénient pour les systèmes à fonctions de transfert G compliqués. La NCF possède un indicateur de robustesse qui la marge de stabilité.

Les régulateurs robustes synthétisés par NCF ont été dimensionnés en négligeant la dynamique de l'onduleur cinq niveaux pour le flux et la vitesse. Ils ont donné de bons résultats (la poursuite, le rejet des perturbations, l'insensibilité aux variations des paramètres de la machine).

En sixième chapitre nous avons présenté trois types d'observateurs, deux d'ordre réduit et le troisième d'ordre complet ayant des erreurs pratiquement nulles et nous remarquons que l'alimentation en courant a montré des performances plus intéressantes que celles de l'alimentation en tension.

Perspectives :

En perspective, ce travail ouvre de nombreuses directions qui peuvent être exploitées dans l'avenir, nous pouvons citer :

- L'utilisation d'autre technique de linearisation comme la commande non-linéaire aux lieu de la commande vectorielle pour lineariser le modèle et appliqué la commande robuste H_{∞} .
- Application de la commande robuste à d'autres machines alternatives (synchrone...)
- Application de la commande robuste ou nous proposons aussi l'utilisation des observateurs de la vitesse mécanique.
- Enfin, il est possible d'appliquer d'autre technique de la commande robuste : la commande, la commande CRONE...

Bibliographie

[Barazane 93]

L. Barazane , Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté en courant , thèse de magister ,ENP , 1993.

[Barkati 97]

S.Barkati, Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone, thèse de magister ENP, 1997

[Berkouk 95]

A, M , Berkouk , Contribution à la conduite des machines asynchrone monophasé et triphasée alimentée par des convertisseurs directs et indirects , application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux, thèse de doctorat , CNAM 1995

[Bernnusou 96]

J.Bernnusou , Commande robuste , Développements et application , Ed Hermès , Paris 1996.

[Benchaiib 96]

A, Benchaiib , M. Tadjine and A. Rachid ,On DSP.Based Real time control of an induction motor using sliding mode , IEEE workshop on variable structure système.0-7803-3718-2/96 1996 .

[Boukhnifer 98]

M , Boukhnifer,A. Benchourak , Application de la commande non linéaire à une machine asynchrone alimentée en courant, PFE, ENP , 1998

[Blaschke72]

F. Blaschke , The principale of field orientation as application to the new transvecteur closed-loop control system for rotating field machines ,siemens review , vol 34 , may 1972 , PP 217-220.

[Boudjerda 93]

N.Boudjerda , Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo- sinusidale , etude de leurs effet sur le comportement de la machine asynchrone alimenté en tension , thèse de magister, ENP ,1993 .

[Boussak 89]

M. Boussak, Contribution à la modélisation entrée sortie et l'identification paramétrique des machines à induction, thèse de doctorat, parisVI, paris 1998

[Buhler 88]

H.Bühler, Conception des systèmes automatiques, presses polytechniques Romandes ,1988.

[Chaing 88]

R.T. Chaing , M.G .Satonov, Robuste control toolbox , for use with matlab , users guide the math work , INC , juin 1988 .

[Chatelin 84]

J. Chatelin ,Machines électriques , tome 1 et 2 , Ed dunod 1984

[Chibani 99]

R. Chibani , Modélisation et commande d'un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC , Application à la conduite à une machine synchrone animants permanents , thèse de magister ENP. 1999

[Chiping 93]

S, Chiping ,X . luo , and T.A. lipo , Indirect filed control of induction machine utilizing a reactive power perturbation scheme , IMACS- TCI 93 , Montreal , july 1993 , PP 403-407.

[Djemai 93]

M. Djemai , J. Hernandez and J, P Barbot , Non-linear control with flux observer for singularly perturbed induction motor . IEEE cdc93 USA .

[Dote 88]

Y.Dote, Application of modern control, proceeding of IEEE, Vol .76,No.4 ,avril 1988,pp 438-454.

[Doyle 88]

J.C. Doyle , K. Glover, State space formula for all stabilizing controllers that satisfy an H_{∞} norm bound and relations to risk sensitivity , systems de control lettres , 11 , 1988 .

[Duc 93]

G. Duc , Robustesse des systèmes linéaires multivariable , notes de cours , Supelec Paris, 03317,1993

[Fiadalla 95]

A.Fiadallah, Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrone, thèse de doctorat de L'NPL,France, Fev. 1995.

[Francis 87]

B,A . Francis,Lecture notes in control and information sciences : A course in H_{∞} control theory , springer – verlag . 1987.

[Garces 80]

L.Garces, Parameter adaptation for the speed- controlled static AC drive with a squirrel – cage induction motor , IEEE trans . Ind appl , vol .IA-16 , N2 , Mar / Apr .1980 , PP .173-178.

[Gheraia 99]

H.Gheraia, Modélisation et commande d'un onduleur NPC a sept niveaux. Application a la conduite d'une machine asynchrone triphasée, thèse de magister,ENP,1999.

[Glover 89]

K, Glover , D.Mc farlane , Robust stabilisation of normalised Gprime factor plant description with H_{∞} -bounded uncertainty ,IEEE trans , autom , control , Ac N8, 1989.

[Guedouani 98]

R. Guedouani , Commande d'un onduleur de tension multiniveaux , application à la conduite d'un MSAP , thèse de magister , ENP , 1998.

[Guillard 94]

X. Guillard , J.P Hautier , Concepts de modélisation pour la modélisation des couverlisseurs ,journal physique 3, April 1994.

[Hautier 95]

J.P. Hautier , P.J Faucher , J.P. Caron , Modélisation et commande de la machine asynchrone , Edition technip , Paris , 1995.

[Hasse 69]

K, Hasse , Zur dynamik drehzahlegeregetter antrieb mit stromrichter-gespciten a synchron – Kurz schlusslaufermaschinen , Ph.D. dissertation , TH Darmstadt, 1969.

[Hemici 94]

B.Hemici, Commande en position par la technique du flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté en courant, Proc. Of 2nd Cea Algiers,Jot,Vol.1, Nov 1994.

[Hung 93]

J.Y.Hung .W.Gao and J.C .Hung , Variable structure control : A survey .IEEE trans .Ind Elec .vol. 40, N 1 PP2-22 February 1993.

[Ifrah 95]

S.Ifrah , Contribution à l'étude des régimes glissants statiques et dynamiques , application à la machine asynchrone ,thèse de magister ,ENP, 1995.

[Isodori 91]

A . Isodori ,Nonlinear control systems , 3 rd Ed , springer verlag .comm. et contr, Eng series 1995 .

[Jellasi 91]

K.Jellasi, Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté, doctorat de L'INPT, Toulouse,1991.

[Kafi 99]

M.R . Kafi , Commande robuste et non-linéaire : Application à un simulateur d'hélicoptère , thèse de magister , ENP, 1999.

[Kerboua 99]

A.Kerboua, Commande et observateurs par mode de glissement : Application à une machine asynchrone alimentée en tension, thèse de magister , ENP,1999.

[Krause 86]

P. C'krause , Analysis of electrical machinery , Mc. GRWHILL, 1986

[Krishan 87]

R.Krishan and F.C Doran , Stdy of parameter sensivity inhigh performance inverter fed induction moter drive systems , IEEE trans , Ind, Appl , Vol ,IA23 NO.4 , july, august 1987, pp.623-635

[Krishan 91]

R. Krishan , and A.S. Bharadwaj , A review of prameter sensilivity and adaptation in indirect vctor controlled induction motor drive,IEEE trans Pow.Elec,VOL.6,No 4,October 1991,PP 695-703.

[Letitomaki 81]

N.A. Letitomaki , N.R. Sandell , M. Athans , Robustness results in linear quadratic ganssian based multivariable control designs , IEEE trans .Aut .contr.Jan 1981.

[Lourci 2000]

N.Lourci, Modélisatioin et commande d'un onduleur a cinq niveaux a diodes flotantes,Application a la machine asynchrone,thèse de magister,ENP,2000

[May-Win 95]

L.T.May-Win and E.A.Mizawa, Comparaison of the sliding observer to several state estimation using a rotational inverted pendulum,IEEE proceding of 34 th CDC.07803-285-7/95.New orleans.December,1995.

[Mc Farlane 90]

D,Mcfarlane , K Glover , Robuste controller design normalised comprime factor plant desciption , lecture note incontrol and information science , Vol 138 springer verla , berlin , 1990 .

[Mc Farlane 92]

D,Mcfarlane , K Glover , a loop - shopign design procedure Usign H_{∞} synthesis , IEEE , trans contr , vol .37 .PP. 759-769, 1992.

[Miasawa 89]

E.A.Mizawa, Nolinear observer : A state-of-the-art survey, transactions of the ASME. 344/vol.111 .Septembre ,1989.

[Orlowska-Kowalska 88]

Orlowska-Kowalska, Observer for flux and motor time constant estimation in induction motor drives,IEEE proceding, Novembre 1989.

[Rehahala 96]

S.Rehahla, Etude de la commande d'une machine asynchrone triphasée par la technique du flux orienté, thèse de magister ,ENP,1996.

[Samblancat 91]

C.Samblancat , Commande robuste multiniveaux à l'hélicoptère , thèse de doctorat n Ecole nationale supérieure de l'aéronautique et de l'espace , Toulouse , 1991.

[Seguier 80]

G. Seguier , J. Lesune , F. Notelet , Introduction à l'électrotechnique approfondie , technique et documentation , 1980 .

[Thomas 94]

JL. Thomas, Contribution à la commande robuste des machines asynchrones, doctorat d'état .CNAM. 1994.

[Utkin 93]

V.Utkin, Sliding mode control design principales and applications to électric drives.IEEE, Trans. Ind.Elec.Vol.40,No 1.pp 23-36.February 1993

[Vas 90].

P.Vas,Vector control of AC machines,Oxford science publication, 1990

[Verghese 88]

G.C.Verghese and S.R.Sanders, Observers for flux estimateur in induction machines , IEEE Trans.Ind.Elec.,Vol. 35,No.1, February 1988.

[Vidyasager 85]

M, Vidyasager , Control système synthesis : a comprime factorization approach, Mit press, 1985.

Les paramètres de la machine asynchrone triphasée utilisée

La puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kW}$
La tension nominale	$U_n = 220/380 \text{ V}$
Le courant nominal	$I_n = 6.7/3.7 \text{ A}$
La vitesse de rotation nominale	$N_n = 1420 \text{ tr/mn}$
La résistance statorique	$r_s = 4.850 \text{ } \Omega$
La résistance rotorique	$r_r = 3.805 \text{ } \Omega$
L'inductance statorique	$l_s = 0.274 \text{ H}$
L'inductance rotorique	$L_r = 0.274 \text{ H}$
L'inductance mutuelle	$M = 0.258 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.031 \text{ kg m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001136 \text{ Nm/rd/s}$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$

▪ Matrice de conversion simple :

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

▪ Matrice de conversion composée

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

كلمات مفتاحية :

الآلة اللا متزامنة ، مموج متعدد المستويات ، استراتيجيات التحكم ، التحكم الشعاعي ، المعدل الصلب ، مجال الاستقرار .

Mots Clés :

Moteur Asynchrone , Onduleur multiniveaux , Stratégie de commande , commande vectorielle , Correcteur robuste , Marge de stabilité.

Key Words :

Induction motor , Multilevel inverter , Control strategies , The field oriented control , Robust correctors , Stability Bound.

الهدف من هذا العمل هو دراسة المعدل الصلب بطريقة H_{∞} بهدف التحكم في السرعة و الموضع للألة اللامتزامنة المغذاة بمموج متعدد المستويات ذو طبيعة NPC. في البداية قمنا بدراسة مختلف إستراتيجيات التحكم بالنسبة لمموج ثلاثي المستويات و كذلك لمموج خماسي المستويات.

بعد تحديد نموذج الألة اللامتزامنة المغذاة بمموج متعدد المستويات و المتحكم فيها عبر تقنية التحكم الشعاعي. المعدلات الصلبة المحسوبة بطريقة H_{∞} طبقت بهدف التحكم في السرعة و الموضع و نتائج المحاكات العددية برهنت أن المعدل الصلب يسمح باستقرار النظام و إبعاد الاضطرابات في حدود مجال الاستقرار الأعظمي.

Résumé :

Le but de ce travail est l'étude d'un régulateur robuste par la méthode H_{∞} pour le contrôle de vitesse et de la position d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur multiniveaux à structure NPC.

Dans un premier temps nous avons étudié et analysé plusieurs stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux et cinq niveaux. Ensuite nous avons modélisé la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux commandé par la technique de la commande vectorielle, des correcteurs robustes ont été synthétisés par la méthode H_{∞} et appliqués pour le contrôle de la vitesse et la position, les résultats de simulation montrent que les correcteurs stabilisent le système et rejettent les perturbations lorsque le système subit à des incertitudes dont la norme reste inférieure à la marge de stabilité maximale.

Abstract

The objective of this work in the study of robust controller using the method via speed and position control of an induction motor feed by a multilevel inverter having an NPC structure.

In a first step we have studied and analyzed different control strategies of five and three level inverter. Then we have modeled the induction machine feed by multilevel inverter controller by the field oriented control.

Robust correctors were synthesized by the method and applied to control the speed and position.

The simulation results show that the corrector stabilizes the processes and rejects all disturbances when the systems receives incertitude with norm lower than the maximum stability bound.