

19/08

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement et de la recherche scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

D. E. R. de Génie Electrique et Informatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

En Electrotechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Thème

**COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE
MONOPHASEE AVEC PILOTAGE
VECTORIEL**

Proposé et Dirigé par :

B. HEMICI
M. KOURGLI

Etudié par :

REZIG NACER EDDINE
RIZOUG NASSIM

Promotion : Juin 1998

E.N.P. 10, AVENUE HASSEN BADI-EL HARRACH-ALGER

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement et de la recherche scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

D. E. R. de Génie Electrique et Informatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

En Electrotechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Thème

**COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE
MONOPHASEE AVEC PILOTAGE
VECTORIEL**

Proposé et Dirigé par :

B. HEMICI
M. KOURGLI

Etudié par :

REZIG NACER EDDINE
RIZOUG NASSIM

Promotion : Juin 1998

E.N.P. 10, AVENUE HASSEN BADI-EL HARRACH-ALGER

Dédicaces

- *A mes chères parents que Dieu les gardes éternellement.*
- *A mes frères Hamadi et Brahim.*
- *A mes sœurs Hania, Nadjoi, Siham et Hanane.*
- *A mes oncles Salah, Djamel, Yacine et leurs familles.*
- *A toutes la famille Rezig et Serouti.*
- *A tous mes amis chacun avec son nom.*

Je dédie ce modeste travail.

Rezig Nacer eddine.

- *A ma grande mère que je l'aime tant*
- *A mes chères parents*
- *A mes oncles Mahmoud et Kamel, et leurs familles*
- *A mes frères et sœurs*
- *A mon ami sincère Nabil*
- *A tous mes amis*

Je dédie ce modeste travail

Rizoug nassim

REMERCIEMENT

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos promoteurs monsieur, B.Hemici et monsieur, Kourgli, pour leurs aides et conseils qu'ils nous ont prodigués durant tout notre travail.

Nous remercions vivement messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance.

Nos remerciement vont également à monsieur Garieb Abderrahmane pour leurs aides considérables lors de la réalisation de ce travail.

Que tout les enseignants et étudiants de la D.E.R de génie électrique et informatique trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et respect.

SOMMAIRE



Nomenclature	
Introduction générale	1
Chapitre I : Etude et modélisation de la MAS monophasée	
Introduction	3
I.1 Généralités sur le moteur asynchrone monophasé	3
I.1.1 Construction	3
I.1.2 Principe de fonctionnement	4
I.1.3 Principe de démarrage	5
I.1.4 Remarque sur le dimensionnement de C	6
I.2 Réglage de la vitesse	6
I.3 Modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent dans un référentiel lié au stator	6
I.3.1 Equations électriques de la machine	8
I.3.2 Détermination du couple électromagnétique	11
I.3.3 Equation mécanique de la machine	12
Simulation de la machine à condensateur permanent et interprétation	14
I.4 Modélisation de la machine monophasée sans condensateur	17
I.4.1 Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator	17
I.4.2 Modèle de la machine dans un référentiel lié au champ tournant	18
I.4.3 Cas d'alimentation en courant	20
I.4.3.1 Représentation dans un référentiel lié au stator	20
I.4.3.2 Représentation dans un référentiel lié au champ tournant	20
Simulation de la machine sans condensateur et interprétation	21
Conclusion	26

Chapitre II Etude de l'alimentation de la MAS monophasée

Introduction	27
II.1 Principe des onduleurs autonomes	27
II.2 Modélisation de l'onduleur	27
II.3 La variation de vitesse du moteur monophasé alimenté par onduleur	28
II.4 Commande en tension par modulation de largeur d'impulsion (PWM) de la machine monophasée à condensateur permanent	29
II.4.1 Modulation sinus-triangle	30
II.4.2 Caractéristique de la modulation	30
II.4.3 La modulation à échantillonnage naturel	31
II.5 Commande en courant	32
II.5.1 Commande en courant d'un onduleur à deux niveaux	33

II.5.2	Comande en courant d'un onduleur à trois niveaux.....	33
II.6	Alimentation du moteur monophasé à condensateur permanent.....	34
II.6.1	Présentation des différents structures de puissance pour un onduleur monophasé	34
II.6.1.1	Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu (Push-Pull).....	34
II.6.1.2	Onduleur monophasé avec diviseur capacitif (à demi pont).....	35
II.6.1.3	Onduleur monophasé en pont complet.....	35
II.6.2	Modèle de l'onduleur monophasé en pont complet.....	38
II.6.3	Application de l'association onduleur-machine asynchrone monophasée.....	38
II.6.3.1	Alimentation en tension par la stratégie d modulation à échantillonnage naturelle	38
II.6.3.1.1	Stratégie naturelle à deux niveaux.....	38
II.6.3.1.2	Stratégie naturelle à trois niveaux.....	39
II.6.3.2	Alimentation en courant par la stratégie de commande par hystérésis.....	41
II.6.3.2.1	Commande en courant par hystérésis à deux niveaux	41
II.6.3.2.2	Commande en courant par hystérésis à trois niveaux	42
	Simulation et interprétation	43
II.7	Alimentation du moteur monophasé sans condensateur	47
II.7.1	Présentation des différentes structures de puissance pour un onduleur Biphase	47
II.7.1.1	Onduleur triphasé.....	47
II.7.1.2	Onduleur monophasé avec neutre accessible	47
II.7.1.3	Onduleur à quatre bras.....	48
II.7.2	Modélisation de l'onduleur biphase	49
II.7.2.1	Modèle de l'onduleur triphasé	49
II.7.2.2	Modèle de l'onduleur monophasé avec neutre accessible	49
II.7.3	Application de l'association onduleur biphase-machine.....	50
II.7.3.1	Alimentation en tension par la stratégie de modulation à échantillonnage naturelle.....	50
II.7.3.1.1	La stratégie naturelle à deux niveaux.....	50
II.7.3.1.2	La stratégie naturelle à trois niveaux	51
II.7.3.2	Alimentation en courant par la stratégie de commande par hystérésis.....	52
II.7.3.2.1	Commande en courant par hystérésis à deux niveaux	52
II.7.3.2.2	Commande en courant par hystérésis à trois niveaux.....	53
	Simulation et interprétation	54
	Conclusion	63

Chapitre III commande par orientation de flux rotorique

Introduction	64
III.1 Principe de la commande du flux orienté.....	65
III.2 La commande vectorielle indirecte	67
II.2.1 Commande en courant de la machine monophasée	67

III.2.1.1 Modèle en courant de la machine asynchrone monophasée	67
III.2.1.2 modèle en courant par orientation de flux rotorique	69
III.2.1.2.1 Commande en boucle ouverte.....	70
III.2.1.2.2 Commande en boucle fermée.....	71
simulation et interprétation.....	74
III.2.2 Commande en tension de la machine monophasée	78
III.2.2.1 Modèle en tension de la machine asynchrone monophasée.....	78
III.2.2.2 Modèle en tension de l'orientation de flux rotorique	78
III.2.2.2.1 Commande en boucle ouverte.....	79
III.2.2.2.2 Commande en boucle fermée.....	80
Simulation et interprétation	81
Conclusion	88



Chapitre IV commande par retour d'état d'une MAS monophasée

Introduction	89
IV.1 Réglage par retour d'état	90
IV.1.1 Equation d'état du système continu.....	90
IV.1.2 Equation d'état du système échantillonné.....	90
IV.1.3 Equation du régulateur intégrateur.....	91
IV.1.4 Structure générale de réglage d'état	91
IV.1.5 Système d'équations de réglage	92
IV.1.6 Détermination des coefficients du réglage d'état.....	94
IV.1.6.1 Coefficients de la contre réaction	94
IV.1.6.2 Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.....	95
IV.1.6.3 Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de perturbation.....	95
IV.2 Application du réglage d'état en vitesse à la MAS monophasée.....	95
IV.2.1 Dimensionnement pseudo-continu.....	98
IV.2.2 Dimensionnement échantillonné	101
Résultats de simulation	102
IV.3 Réglage d'état partiel	105
IV.4 Application du réglage d'état partiel en vitesse à la MAS monophasée.....	108
IV.4.1 Dimensionnement pseudo-continu.....	109
IV.4.2 Dimensionnement échantillonné	111
Résultats de simulation	112
Conclusion	115
Conclusion générale.....	116
Annexe	
Bibliographie	

NOMENCLATURE



e_{ms}	tension de phase principale
e_{as}	tension de phase auxiliaire
V_{ca}	tension aux bornes du condensateur
i_{ms}	courant dans la phase principale
i_{as}	courant dans la phase auxiliaire
$i_{\alpha}, i_{\beta}, i_r$	courant rotorique fictifs
Φ	flux
M	mutuelle inductance
L_{ms}, L_{as}	inductances propres des phases principales et auxiliaire
L_r	inductance rotorique
R_{ms}, R_{as}	résistances statoriques des enroulements principales et auxiliaires
R_r	résistance rotorique
p_m	nombre de paires de pôles
T_e	couple électromagnétique
T_l	couple résistif
f	coefficient de frottement visqueux
J	moment d'inertie
θ_s, θ_r	angles électriques statorique et rotorique
ω_s, ω_r	vitesse angulaires électriques statorique et rotorique
ω_{sl}	glissement de vitesse angulaire électrique
Ω_r	vitesse mécanique
r	indice de modulation
m	ratio de fréquence de l'onde PWM
X_s, Y_s, U, V	grandeurs d'état, de sortie, d'entrée, et de perturbation
X_r	grandeur d'état du régulateur intégrateur
T	période d'échantillonnage
K	entier naturel
$X[K]$	valeur de X à l'instant K.T
A_s, B_s, B_{sv}, C_s^t	matrices de la représentation d'état continu
F_s, H_s, H_{sv}, C_s^t	matrices inhérentes au système échantillonné
K_s^t, K_r, K_w, K_v	paramètres de réglages

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques 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.

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandé. En effet, le flux et le couple sont découplés et commandable indépendamment. Grâce à cette propriété, de haute performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant, la présence du collecteur et des balais est toujours un point faible pour ce type des machines électriques, qui ne peuvent être utilisées dans le domaine de grandes puissances ou vitesses, ni en milieux corrosifs ou explosifs.

Face à ces limitations, les machine asynchrones possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, la simplicité de construction, le faible coût à l'achat et à l'entretien, la robustesse et elles peuvent aussi fonctionner dans des milieux critiques.

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire, et le fort couplage entre les paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple électromagnétique, ce qui complique la commande.

La commande vectorielle est une technique très utilisée dans la commande des machines à courant alternatif. Par cette technique, il est possible d'obtenir un contrôle de la machine asynchrone analogue à celui du moteur à courant continu.

L'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs permet maintenant de construire des convertisseurs statiques capables de délivrés des tensions (courants) d'amplitudes et de fréquences réglables. Parallèlement, le progrès croissant de la micro-informatique permet l'utilisation dans la structure de commande de ces convertisseurs, de puissants outils de l'automatique moderne.

Le moteur asynchrone monophasé est actuellement très utilisé dans certaines applications industrielles et domestiques. Il est l'un des actionneurs les plus appropriées pour les variateurs de vitesse de petites puissances.

La littérature a reconnu beaucoup moins de travaux sur la machine monophasée en comparaison avec la machine triphasée.

Pour la commande des moteurs asynchrones monophasés, en remarque un manque considérable de travaux sur ce sujet. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés à la commande de ces moteurs.

Notre travail consiste à étudier, par simulation la commande par retour d'état en vitesse d'une machine asynchrone monophasée alimentée en tension avec orientation du flux rotorique. Aussi nous montrons les performances du commande vectorielle appliqué à cette machine.

Ce travail se répartit sur quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous avons fait une étude sur les machines asynchrones monophasées sans et avec condensateur alimentées en courant et en tension.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude de l'alimentation ainsi l'association convertisseur-machine asynchrone monophasée (et biphasée) en utilisant un onduleur à trois et deux niveaux commandé en tension et en courant.

Au troisième chapitre, nous avons présentés les deux méthodes d'orientation de flux, la méthode directe et la méthode indirecte ; nous avons abordés l'étude de l'association onduleur-machine asynchrone avec orientation de flux rotorique par la méthode indirecte, avec le réglage de la vitesse par la méthode classique.

Au quatrième chapitre, nous décrivons les étapes à suivre pour aboutir à la structure optimale de commande d'un système monovisible par retour d'état, ensuite la détermination des paramètres de réglage.

Au second lieu on a effectués le dimensionnement échantillonné et pseudo-continu de la commande par retour d'état avec estimateur de courant dans le cas de réglage de la vitesse. La même étude est développée lorsqu'un régulateur d'état partiel est adopté dans la commande de la machine.

Enfin, une conclusion générale est venue faire le point sur notre travail et mettre en évidence les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

CHAPITRE I :

ETUDE ET MODELISATION DE LA MAS MONOPHASEE

INTRODUCTION :

L'étude de tout système et plus particulièrement d'une machine électrique s'appuie toujours sur un modèle de représentation.

La conception d'une machine asynchrone est simple et n'exige pas de procédés de fabrication spéciaux, c'est une machine classique et très utilisée dans l'industrie, elle présente un système d'équation complexe [Seguier 80], [Chatelin 83].

Dans ce chapitre, après une brève description du fonctionnement et présentation de la machine, on traite sa modélisation c'est-à-dire la mise en équation du moteur dont le comportement dynamique soit proche que possible de celui de la réalité.

Quelques résultats de simulation du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent, du moteur sans condensateur symétrique ou dissymétrique à alimentation en tension ou en courant sont présentées dans ce chapitre .

I.1 Généralités sur le moteur asynchrone monophasé :

Le moteur asynchrone monophasé est un moteur de petite puissance généralement inférieur à 1Kw [Chouireb 96]. Il est utilisé dans les installations domestique ou il équipe une bonne partie des appareils eletroménagers.

I.1.1 Constitution :

Le moteur asynchrone monophasé comporte sur son stator un enroulement monophasé connecté au réseau, alimenté par une tension de fréquence f_s (pulsation ω_s), il produit un champ tournant à la vitesse de rotation:

$$n_s = f_s / p_m \text{ (en tr/s)}$$

Soit la vitesse angulaire : $\Omega_s = 2 \pi n_s$ (en rad/s)

p_m étant le nombre de paires de pôles .

Ce champ tournant doit faire tourner le rotor moins vite que lui avec une fréquence de rotation :

$$n_r < n_s$$

Et une vitesse angulaire :

$$\Omega_r < \Omega_s$$

Le rapport : $(\Omega_s - \Omega_r) / \Omega_s$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator .

L'enroulement rotorique est généralement court-circuité, il peut se présenter sous deux formes: un rotor bobiné ou un rotor à cage, il n'est lié électriquement à aucune sorte de source d'énergie, leur courant est uniquement induit par le champ tournant statorique .

Nous sommes intéressé dans notre travail à la machine asynchrone monophasée à cage d'écureuil .

I.1.2 Principe de fonctionnement :

La f.m.m statorique crée un flux alternatif pulsant pouvant être décomposé en deux flux d'amplitude égale, tournants en sens inverse à la vitesse

$$\Omega_s = \omega_s / p_m .$$

Chaque flux induit dans le rotor des courants et tend à l'entraîner dans le même sens que lui, un moteur asynchrone est donc équivalent à deux moteurs triphasés identiques dont les rotors sont situés sur le même arbre, les enroulements statoriques sont connectés en série de façon à ce que les champs magnétiques engendrés tournent dans l'espace en sens inverse .

Le moment du couple électromagnétique du moteur monophasé est la somme algébriques des moments des couples des deux moteurs triphasés équivalents figure (I.1) .

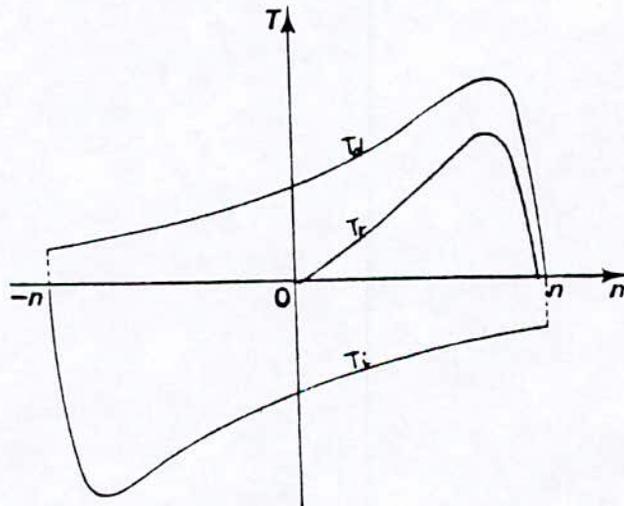


Fig.(I.1) Couple résultant à un seul enroulement statorique.

A l'arrêt, les deux couples opposés sont égaux et la machine ne pouvant donc démarrer qu'avec un artifice .

I.1.3 Principe de démarrage :

Pour démarrer le moteur asynchrone monophasé dans un sens bien déterminé et pour avoir un meilleur fonctionnement en charge, on muni le stator d'un enroulement auxiliaire de façon que le champ alternatif qu'il produit soit perpendiculaire au champ produit par l'enroulement principal [Beyaert 58]. Cet enroulement auxiliaire est alimenté à travers un condensateur qui déphase les courants dans les deux enroulements d'un angle environ de $\pi/2$, mais suffisant pour créer un champ tournant .

Dans ce cas le couple au démarrage est non nul et relativement important, la figure (I.2) présente le schémas électrique et le couple résultant avec enroulement auxiliaire .

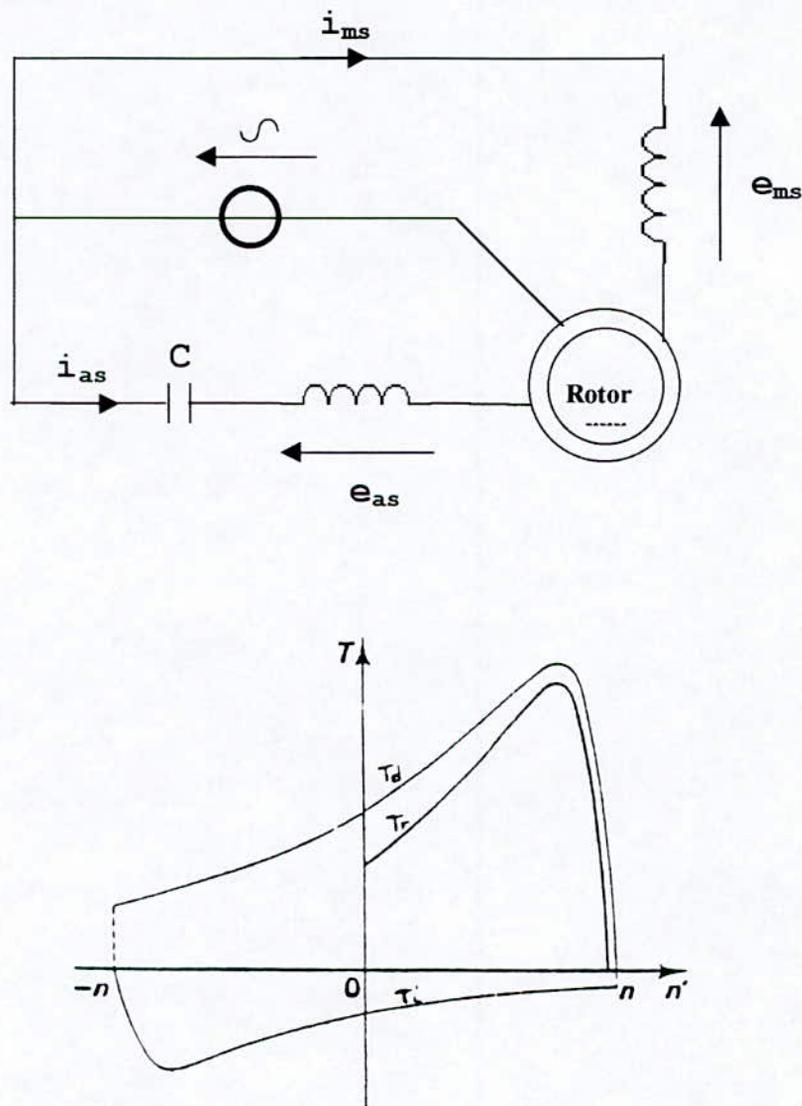


Fig .(I.2) Schémas électrique et couple résultant avec enroulement auxiliaire

Il est clair que pour chaque fréquence le couple résultant avec enroulement auxiliaire est plus important que celui à un seul enroulement statorique .

Le condensateur peut être branché au démarrage seulement puis déconnecté dès que la machine atteint 60% à 80% de la vitesse synchrone [Chouireb 96], ou bien il peut être branché en permanence et dans ce cas le moteur est à peu près équivalent à un moteur diphasé .

1.1.4 Remarque sur le dimensionnement de C [kostenko 79],[Hautier 95]:

La quadrature des courants i_{ms} , i_{as} est recherchée .

Posons :

$$e_{ms} = V_{\max} \cos(\omega t) \quad (I.1)$$

i_{ms} est en retard de phase par rapport à e_{ms} , le condensateur de capacité C doit rendre i_{as} en quadrature avant sur i_{ms} , donc en avance de phase sur e_{ms} .

On suppose que les deux phases présentent un modèle équivalent identique, constitué d'une inductance L en série avec une résistance R .

$$(i_{as}/i_{ms}) = (R+jL\omega) / (R+j(L\omega - (1/C\omega))) \quad (I.2)$$

La condition :

$$\arg(i_{as}/i_{ms}) = \pi / 2 \quad (I.3)$$

est satisfaite pour la valeur de C calculée par la formule suivante :

$$C = L / (R^2 + (L\omega)^2) \quad (I.4)$$

1.2 Réglage de la vitesse :

Puisque la vitesse n_r du moteur asynchrone est égale à $f/p_m (1-g)$, pour la faire varier, il faut agir sur plusieurs paramètres [Seguier 80] :

- par modification du nombre de paires de pôles p_m .
- par variation de glissement g .
- par variation de la fréquence f d'alimentation .

1.3 Modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent dans un référentiel lié au stator :

L'étude de tout système et plus particulièrement d'une machine électrique s'appuie toujours sur un modèle de représentation .

Le moteur asynchrone monophasé étudié figure (I.3) est constitué d'un stator possédant deux enroulements généralement non identiques en quadratures. Le rotor est une cage d'écurieil que nous assimilons à deux enroulements court-circuités en quadrature .

La définition du modèle de connaissance de la machine asynchrone monophasé tel qu'il sera retenu par la suite dans notre étude, admet les hypothèses simplificatrices suivantes :

Nous négligeons la saturation et le phénomène d'hystérésis ce qui permet de supposer que la machine est linéaire pour les flux (circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante). On considère une densité de courant uniforme des conducteurs élémentaires; l'effet de peau est négligé; les effets thermiques sont aussi négligés. Distribution spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique est sinusoïdale.

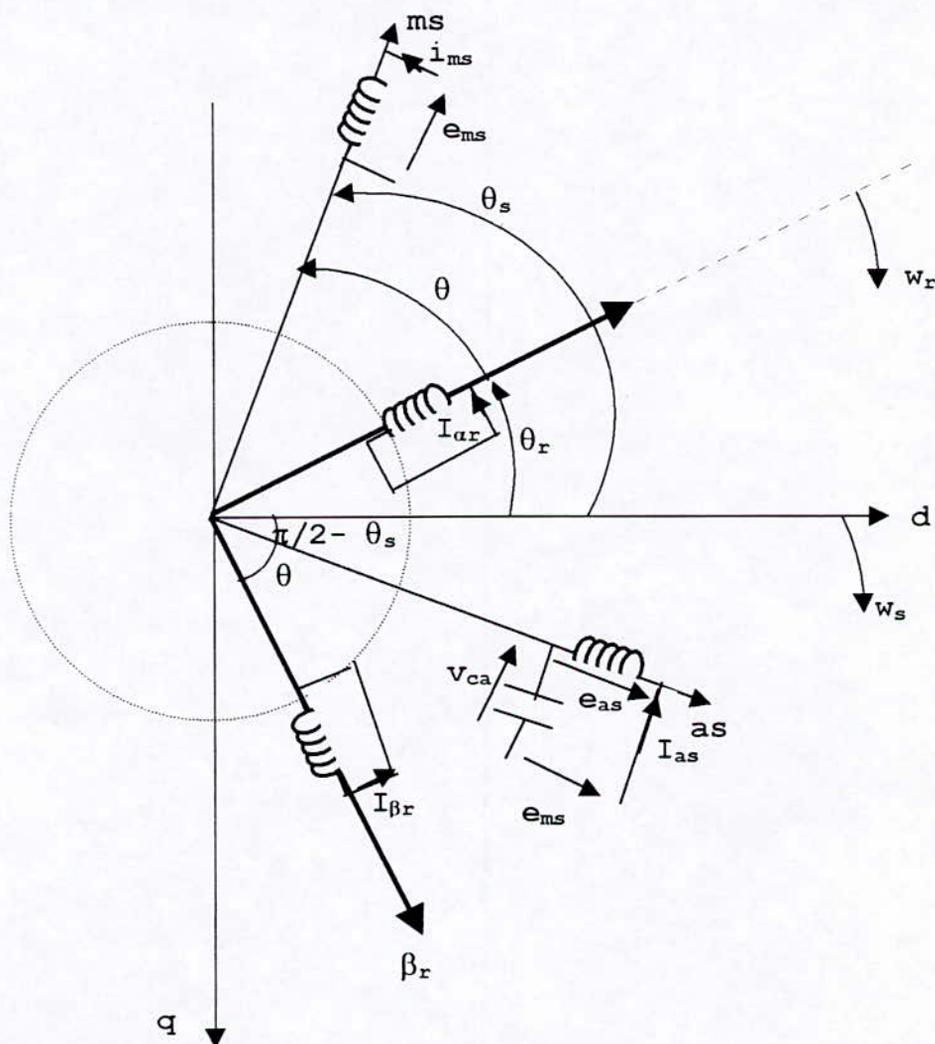


Fig.(I.3) Représentation schématique du moteur asynchrone monophasé à condensateur.

I.3.1 Equations électriques de la machine :

Avec les hypothèses citées ci-dessus, en se référant au schéma de la figure (I.3), les équations électrique de fonctionnement de la machine monophasée à condensateur permanent peuvent s'écrire .

$$\begin{aligned}
 e_{ms} &= R_{ms}i_{ms} + \frac{d\Phi_{ms}}{dt} \\
 e_{ms} &= R_{as}i_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} + V_{ca} \\
 0 &= R_r i_{\alpha r} + \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} \\
 0 &= R_r i_{\beta r} + \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} \\
 i_{as} = i_c &= C \frac{dV_{ca}}{dt} = \frac{dq_a}{dt}
 \end{aligned} \tag{I.5}$$

ou R, i, ϕ, e, V_{ca} sont la résistance, le courant, le flux, la tension d'alimentation et la tension aux bornes du condensateur .

les indices s et r indiquent les grandeurs dans le stator et le rotor respectivement. (m,a) sont les composantes d'un vecteur en respectant un référentiel fixe lié au stator.

(α, β) sont les composantes d'un vecteur tournant avec la vitesse $w_r = p_m \Omega_r$

$$\text{Soit } \frac{d\theta}{dt} = w_r = p_m \Omega_r \quad ; \quad \theta(0) = 0 \tag{I.6}$$

Nous allons transformer les vecteurs ($i_{\alpha r}, i_{\beta r}$), ($\Phi_{\alpha r}, \Phi_{\beta r}$) du référentiel lié au rotor ($\alpha r, \beta r$) aux vecteur (i_{mr}, i_{ar}), (Φ_{mr}, Φ_{ar}) écrits dans le référentiel lié au stator (ms, as) par :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_{mr} \\ i_{ar} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} \Phi_{mr} \\ \Phi_{ar} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{I.7}$$

En appliquant (I.7) et en utilisant l'équation (I.6); les équations (I.5) deviennent :

$$\Phi_{\alpha\beta} = L_{\alpha\beta} i$$

La diagonale de $L_{\alpha\beta}$ est constante, ceci du à l'hypothèse que l'entrefer est constant .
Les mutuelles entre les enroulements dépendent des positions relatives θ_s et θ_r .

$$\begin{aligned} M_{m\alpha} &= M_d \cos(\theta_r - \theta_s) \\ M_{m\beta} &= M_d \sin(\theta_r - \theta_s) \\ M_{a\alpha} &= -M_q \sin(\theta_r - \theta_s) \\ M_{a\beta} &= M_q \cos(\theta_r - \theta_s) \end{aligned}$$

avec M_d et M_q les mutuelles inductances maximales donc le vecteur est représenté par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ms} \\ \Phi_{as} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{\beta r} \\ q_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_d \cos(\theta_r - \theta_s) & M_d \sin(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ 0 & L_{as} & -M_q \sin(\theta_r - \theta_s) & M_q \cos(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ M_d \cos(\theta_r - \theta_s) & -M_q \sin(\theta_r - \theta_s) & L_{ar} & 0 & 0 \\ M_d \sin(\theta_r - \theta_s) & M_q \cos(\theta_r - \theta_s) & 0 & L_{\beta r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ms} \\ i_{as} \\ i_{ar} \\ i_{\beta r} \\ V_{ca} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Soit θ l'angle défini par :

$$\theta = \theta_r - \theta_s$$

à partir des équations (I.10) nous avons :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ms} \\ \Phi_{as} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{as} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ms} \\ i_{as} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_d \cos(\theta) & -M_d \sin(\theta) \\ M_q \cos(\theta) & M_q \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

d'ou les expressions des flux statoriques en fonction des courants statoriques et rotoriques :

$$\begin{aligned} \Phi_{ms} &= L_{ms} i_{ms} + M_d i_{mr} \\ \Phi_{as} &= L_{as} i_{as} + M_q i_{ar} \end{aligned} \quad (I.12)$$

A partir des équations (I.10) nous avons :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_d \cos \theta & M_q \sin \theta \\ -M_d \sin \theta & M_q \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ms} \\ i_{as} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ar} & 0 \\ 0 & L_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$\text{soit } A = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

la matrice de rotation du référentiel lié au rotor au référentiel lié au stator.

$$\begin{aligned}
e_{ms} &= R_{ms}i_{ms} + \frac{d\Phi_{ms}}{dt} \\
e_{as} &= R_{as}i_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} + V_{ca} \\
0 &= R_r i_{mr} + \frac{d\Phi_{mr}}{dt} + w_r \Phi_{ar} \\
0 &= R_r i_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} - w_r \Phi_{mr} \\
-i_{as} + C \frac{dV_{ca}}{dt} &= -i_{as} + \frac{dq_a}{dt}
\end{aligned} \tag{I.8}$$

Les équations (I.5) peuvent se mettre sous la forme matricielle :

$$e = Ri + \frac{d\Phi_{\alpha\beta}}{dt} \tag{I.9}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
e &= (e_{ms} \ e_{as} \ 0 \ 0 \ 0)^t \\
I &= (i_{ms} \ i_{as} \ i_{ar} \ i_{\beta r} \ V_{ca})^t \\
\Phi_{\alpha\beta} &= (\Phi_{ms} \ \Phi_{as} \ \Phi_{ar} \ \Phi_{\beta r} \ q_a)^t
\end{aligned}$$

R étant la matrice résistance d'ordre 5 :

$$R = \begin{bmatrix} R_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{as} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$\Phi_{\alpha\beta}$ étant le flux .

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_{m\alpha} & M_{m\beta} & 0 \\ 0 & L_{as} & M_{\alpha\alpha} & M_{\alpha\beta} & 0 \\ M_{\alpha m} & M_{\alpha\alpha} & L_{\beta r} & 0 & 0 \\ M_{\beta m} & M_{\beta\alpha} & 0 & L_{\beta r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

De l'expression (I.13), et avec l'utilisation des équations (I.12) et (I.14), on déduit l'expression finale du couple électromagnétique :

$$T_e = p_m \left(-\frac{M_d}{L_r} \Phi_{ar} i_{ms} + \frac{M_q}{L_r} \Phi_{mr} i_{as} \right) \quad (I.17)$$

I.3.3 Equation mécanique de la machine :

L'équation mécanique du moteur est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f \Omega_r \quad (I.18)$$

En remplaçant T_e par (I.17) on trouve :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{J L_r} (M_q \Phi_{mr} i_{as} - M_d \Phi_{ar} i_{ms}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{T_l}{J} \quad (I.19)$$

avec J est le moment d'inertie du rotor et de toute charge attachée à lui, et T1 est le couple de la charge .

f est le coefficient de frottements .

En ajoutant les dynamiques du rotor (I.19) aux dynamiques électromagnétiques (I.15) et en arrangeant les équations dans la forme d'un espace d'état .

Le modèle du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent est donné par :

$$\begin{aligned} \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{p_m}{J L_r} (M_q \Phi_{mr} i_{as} - M_d \Phi_{ar} i_{ms}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{T_l}{J} \\ \frac{d\Phi_{mr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{mr} - p_m \Omega_r \Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} M_d i_{ms} \\ \frac{d\Phi_{ar}}{dt} &= p_m \Omega_r \Phi_{mr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} M_q i_{as} \\ \frac{di_{ms}}{dt} &= \frac{M_d R_r}{\sigma_d L_{ms} L_r^2} \Phi_{mr} + \frac{p_m M_d \Omega_r}{\sigma_d L_{ms} L_r} \Phi_{ar} - \frac{M_d^2 R_r + L_r^2 R_{ms}}{\sigma_d L_{ms} L_r^2} i_{ms} + \frac{e_{ms}}{\sigma_d L_{ms}} \\ \frac{di_{as}}{dt} &= -\frac{p_m M_q \Omega_r}{\sigma_q L_{as} L_r^2} \Phi_{mr} + \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{as} L_r^2} \Phi_{ar} - \frac{M_q^2 R_r + L_r^2 R_{ms}}{\sigma_q L_{as} L_r^2} i_{as} - \frac{V_{ca}}{\sigma_q L_{as}} + \frac{e_{as}}{\sigma_q L_{as}} \\ \frac{dV_{ca}}{dt} &= \frac{1}{C} i_{as} \end{aligned} \quad (I.20)$$

En multipliant par la matrice A les membres de gauche et de droite des équations (I.13), nous obtenons les expressions des flux rotoriques en fonction des courants statoriques et rotoriques :

$$\begin{aligned}\Phi_{mr} &= L_r i_{mr} + M_d i_{ms} \\ \Phi_{ar} &= L_r i_{ar} + M_q i_{as}\end{aligned}\quad (\text{I.14})$$

et ceci en prenant $L_{cr} = L_{\beta r} = L_r$ ce qui est d'ailleurs toujours le cas dans un moteur à cage d'écuréuil .

En éliminant i_{mr}, i_{ar} et Φ_{ms}, Φ_{as} des équations de la machine nous obtenons :

$$\begin{aligned}R_{ms} i_{ms} + \frac{M_d}{L_r} \frac{d\Phi_{mr}}{dt} + (L_{ms} - \frac{M_d^2}{L_r}) \frac{di_{ms}}{dt} &= e_{ms} \\ R_{as} i_{as} + \frac{M_q}{L_r} \frac{d\Phi_{ar}}{dt} + (L_{as} - \frac{M_q^2}{L_r}) \frac{di_{as}}{dt} &= e_{as} \\ \frac{R_r}{L_r} \Phi_{mr} - \frac{R_r}{L_r} M_d i_{ms} + \frac{d\Phi_{mr}}{dt} + w_r \Phi_{ar} &= 0 \\ \frac{R_r}{L_r} \Phi_{ar} - \frac{R_r}{L_r} M_q i_{as} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} + w_r \Phi_{mr} &= 0 \\ -i_{as} + C \frac{dV_{ca}}{dt} &= 0\end{aligned}\quad (\text{I.15})$$

I.3.2 Détermination du couple électromagnétique :

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

$$T_e = p_m \operatorname{Im}(\overline{i_r} \overline{\Phi_r^*}) \quad (\text{I.16})$$

avec :

$$\begin{aligned}\overline{i_r} &= i_{mr} + j i_{ar} \\ \overline{\Phi_r} &= \Phi_{mr} + j \Phi_{ar}\end{aligned}$$

avec :

$$\sigma_d = \frac{L_{ms}L_r - M_d^2}{L_{ms}L_r}$$

$$\sigma_q = \frac{L_{as}L_r - M_q^2}{L_{as}L_r}$$

le vecteur des variables d'état dans ce cas est :

$$(\Omega_r \quad \Phi_{mr} \quad \Phi_{ar} \quad i_{ms} \quad i_{as})^t$$

si nous cherchons un modèle du moteur dont le vecteur d'état a pour composantes : la vitesse rotorique, les courants rotoriques et statoriques et la tension aux borne du condensateur sont :

$$(\Omega_r \quad i_{ms} \quad i_{as} \quad i_{mr} \quad i_{ar} \quad V_{ca})^t$$

nous devons remplacer Φ_{mr} et Φ_{ar} par leurs expressions en fonction des courants : i_{ms}, i_{as}, i_{ar} et i_{ar} en utilisant(1.14).

le modèle du moteur monophasé à condensateur est donc donné par :

$$\begin{aligned} \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{p_m}{J} (M_q i_{mr} i_{as} - M_d i_{ar} i_{ms}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{T_1}{J} \\ \frac{di_{ms}}{dt} &= -\frac{R_{ms}}{\sigma_d L_{ms}} i_{ms} + \frac{p_m M_d M_q \Omega_r}{\sigma_d L_{ms} L_r} i_{as} + \frac{M_d R_r}{\sigma_d L_{ms} L_r} i_{mr} + \frac{p_m M_d \Omega_r}{\sigma_d L_{ms} L_r} i_{ar} + \frac{1}{\sigma_d L_{ms}} e_{ms} \\ \frac{di_{as}}{dt} &= -\frac{p_m M_d M_q \Omega_r}{\sigma_q L_{as} L_r} i_{ms} - \frac{R_{as}}{\sigma_q L_{as}} i_{as} - \frac{p_m M_q \Omega_r}{\sigma_q L_{as}} i_{mr} + \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{as} L_r} i_{ar} - \frac{V_{ca}}{\sigma_q L_{as}} - \frac{e_{ms}}{\sigma_q L_{as}} \quad (1.21) \\ \frac{di_{mr}}{dt} &= \frac{M_d R_m}{\sigma_d L_{ms} L_r} i_{ms} - \frac{p_m M_q \Omega_r}{\sigma_d L_r} i_{as} - \frac{p_m \Omega_r}{\sigma_d} i_{ar} - \frac{R_r}{\sigma_d L_r} i_{mr} - \frac{M_d}{\sigma_d L_{ms} L_r} e_{ms} \\ \frac{di_{ar}}{dt} &= \frac{M_q R_{as}}{\sigma_q L_{as} L_r} i_{as} - \frac{R_r}{\sigma_q L_r} i_{ar} + \frac{p_m M_d \Omega_r}{\sigma_q L_r} i_{ms} + \frac{p_m \Omega_r}{\sigma_q} i_{mr} + \frac{M_q}{\sigma_q L_{as} L_r} V_{ca} + \frac{M_q}{\sigma_q L_{as} L_r} e_{ms} \\ \frac{dV_{ca}}{dt} &= \frac{i_{as}}{C} \end{aligned}$$

$$T_e = p_m (M_q i_{mr} i_{as} - M_d i_{ar} i_{ms}) \quad (1.22)$$

Simulation de la machine à condensateur permanent et interprétation :

La détermination des performances du moteur asynchrone monophasé fait appel à l'outil informatique pour la simulation numérique, car il présente une grande importance dans le cas de vérification de la validité de la conception durant ses première étape.

La machine symétrique, est alimentée par une tension sinusoïdale:

$$e_{ms} = V_{\max} \cos(\omega_s t) \text{ de fréquence } f_s = 50\text{Hz} \text{ avec } : V_{\max} = \sqrt{2} 220 \text{ Volts}$$

Nous obtenons les résultats de aux figures(I.4) et (I.5); les résultats présentés à la figure (I.4) concernent la machine symétrique avec condensateur permanent à vide, et en charge à la figure (I.5).

Pendant le régime transitoire, le couple oscille autour d'une valeur différent de zéro, cette valeur exprime l'effet d'inertie de rotor et des frottements dans la machine.

Quand la machine est en charge, le couple fluctue autour de la valeur du couple résistant correspond à cette charge.

La vitesse présente des ondulations qui sont due à celles du couple.

Les deux courants i_{ms}, i_{as} sont en quadratures en démarrage et dans le cas où une charge est appliquée à cette machine.

Dans le but d'avoir les deux courants statoriques toujours en quadratures, et couple de qualité, nous devons supprimer le condensateur et alimenter séparément les phases statoriques du moteur.

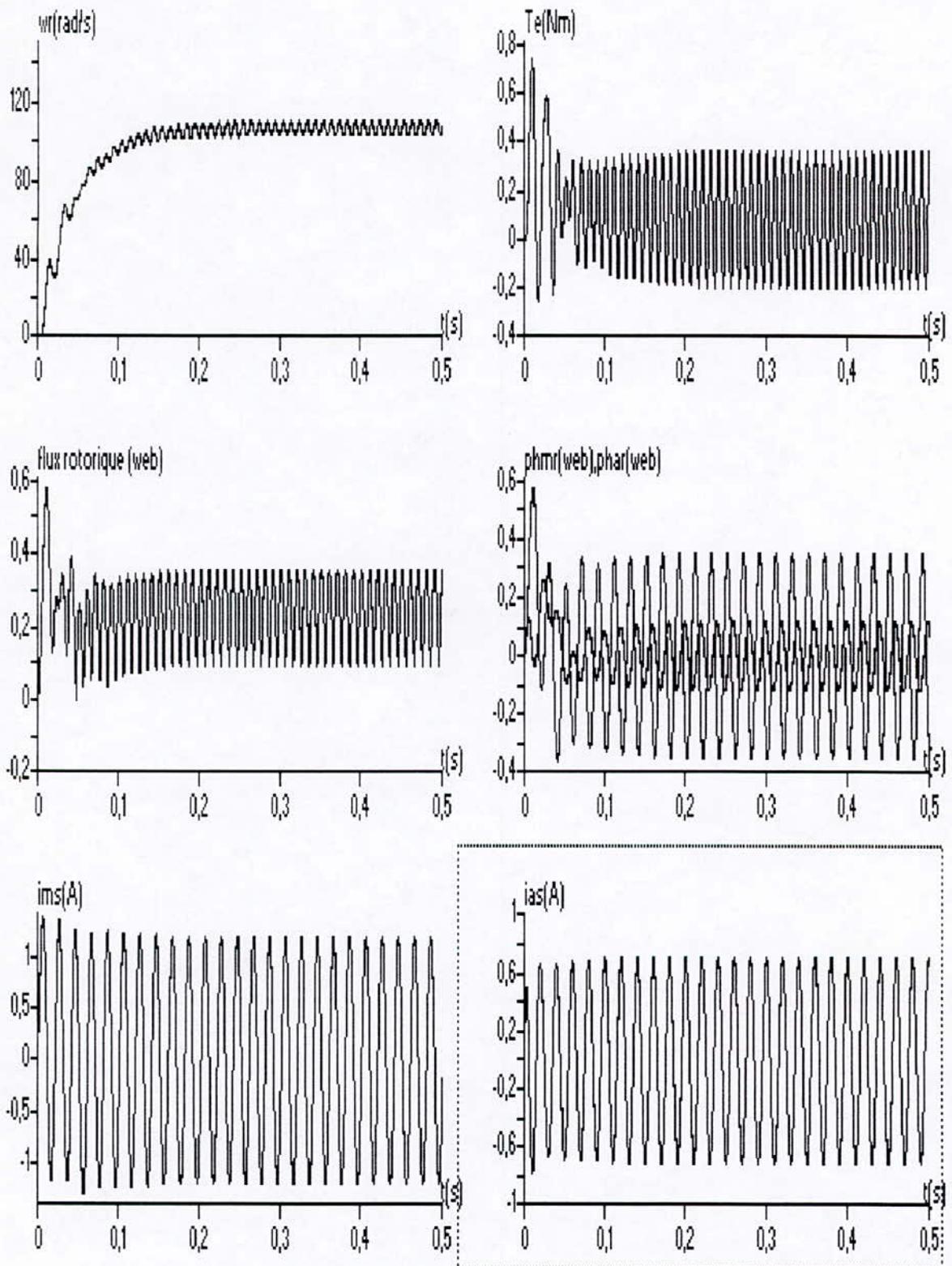


Fig.(1.4) simulation de la machine A avec condensateur permanent alimentée en tension (à vide).

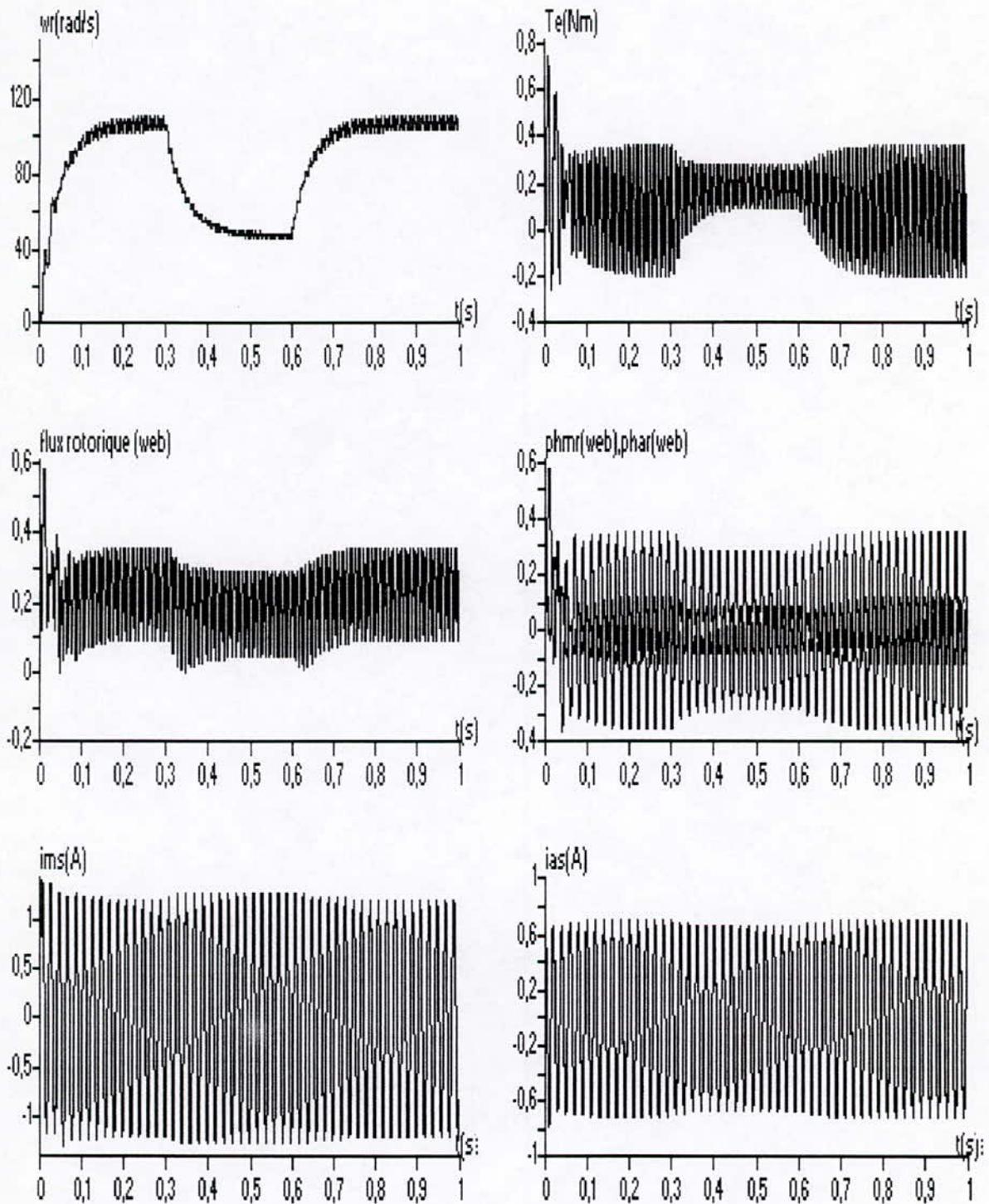


Fig.(I.5) simulation de la machine A avec condensateur permanent alimentée en tension (en charge)

I.4 Modélisation de la machine monophasée sans condensateur :

Les équations électriques et mécaniques du moteur asynchrone monophasé sans condensateur sont établies à partir des équations mises en forme à la section du modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent .

Il existe différents possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes d-q qui dépendent des objectifs de l'application .

- axes tournant à la vitesse de rotor ($\theta_r = 0$): études des grandeurs statoriques.
- axes liés au stator ($\theta_s = 0$): études des grandeurs rotoriques .
- axes solidaires du champ tournant : étude de la commande .

I.4.1 Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator :

Le modèle de la machine sans condensateur dans un référentiel lié au stator est donnée par :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{p_m(M_q\Phi_{mr}i_{as} - M_d\Phi_{ar}i_{ms})}{JL_r} - \frac{f}{J}\Omega_r - \frac{T_l}{J} \\
 \frac{d\Phi_{mr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}\Phi_{mr} - p_m\Omega_r\Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r}M_d i_{ms} \\
 \frac{d\Phi_{ar}}{dt} &= p_m\Omega_r\Phi_{mr} - \frac{R_r}{L_r}\Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r}M_q i_{as} \\
 \frac{di_{ms}}{dt} &= \frac{M_d R_r}{\sigma_d L_{ms} L_r^2}\Phi_{mr} + \frac{p_m M_d \Omega_r}{\sigma_d L_{ms} L_r}\Phi_{ar} - \frac{M_d^2 R_r + L_r^2 R_{ms}}{\sigma_d L_{ms} L_r^2}i_{ms} + \frac{e_{ms}}{\sigma_d L_{ms}} \\
 \frac{di_{as}}{dt} &= -\frac{p_m M_q \Omega_r}{\sigma_q L_{as} L_r}\Phi_{mr} + \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{as} L_r^2}\Phi_{ar} - \frac{M_q^2 R_r + L_r^2 R_{as}}{\sigma_d L_{as} L_r^2}i_{as} + \frac{e_{ms}}{\sigma_q L_{as}}
 \end{aligned} \tag{I.23}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 \sigma_d &= \frac{L_{ms}L_r - M_d^2}{L_{ms}L_r} \\
 \sigma_q &= \frac{L_{as}L_r - M_q^2}{L_{as}L_r} \\
 T_e &= \frac{p_m}{L_r}(M_q\Phi_{mr}i_{as} - M_d\Phi_{ar}i_{ms})
 \end{aligned}$$

1.4.2 Modèle de la machine dans un référentiel lié au champ tournant :

La modélisation du moteur asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant à vitesse synchrone ω_s , est très importante parce qu'elle est souvent utilisée dans les problèmes des commandes .

Pour cela, en se référant toujours au schéma de la figure (I.3), nous devons faire la transformation des vecteurs (i_{ms}, i_{as}) , (Φ_{mr}, Φ_{ar}) du référentiel lié au stator fixe (m_s, a_s) aux vecteurs (i_{ds}, i_{qs}) , (Φ_{dr}, Φ_{qr}) dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant par :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = A_s \begin{bmatrix} i_{ms} \\ i_{as} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = A_s \begin{bmatrix} \Phi_{mr} \\ \Phi_{ar} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

avec :

$$A_s = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$$

Notons que nous aurons les simplifications dans les équations électriques dans le seul cas des machines symétriques $(R_{ms} = R_{as} = R_{ms}, M_d = M_q = M, L_{ms} = L_{as} = L_s)$. Dans ce cas nous aurons :

$$\sigma = \sigma_d = \sigma_q = \frac{L_s L_r - M^2}{L_s L_r} = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

En appliquant les transformations (I.24) aux équations (I.23), elles donnent :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p_m \Omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_r M}{L_r} i_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= (-\omega_s + p_m \Omega_r) \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} + \frac{R_r M}{L_r} i_{qs} \\ \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{(M^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{p_m M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{qr} + \frac{e_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s i_{ds} - \frac{(M^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} i_{qs} - \frac{p_m M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{dr} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{qr} + \frac{e_{qs}}{\sigma L_s} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{p_m M}{J L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{t_1}{J} \end{aligned} \quad (I.25)$$

le système est représenté par le schéma-bloc suivant :

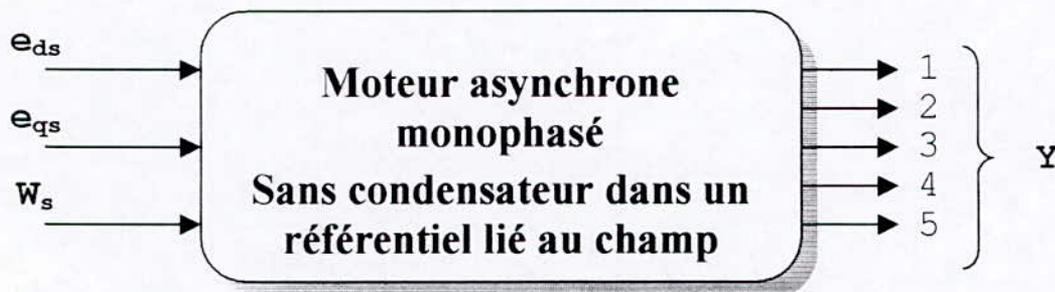


Fig.(I.6) schéma-bloc de la machine monophasée sans condensateur

Ou :

$$Y = (\Omega_r \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr})^t$$

$$Y = (\Omega_r \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad i_{ds} \quad i_{qs})^t$$

les équations des flux rotoriques et statoriques en fonction des courants rotoriques et statoriques écrits dans le référentiel lié au champ tournant sont données par :

$$\Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds}$$

$$\Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs}$$

$$\Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr}$$

$$\Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr}$$

(I.26)

d'ou les expressions des courants rotoriques et des flux statoriques :

$$i_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - M i_{ds}}{L_r}$$

$$i_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - M i_{qs}}{L_r}$$

$$\Phi_{ds} = L_s i_{ds} + \frac{M(\Phi_{dr} - M i_{ds})}{L_r}$$

$$\Phi_{qs} = L_s i_{qs} + \frac{M(\Phi_{qr} - M i_{qs})}{L_r}$$

(I.27)

c'est cette dernière solution; c'est-à-dire, le cas d'un référentiel lié au champ tournant, qui fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent. La conception du contrôle vectoriel du flux, qui fait l'objet du troisième chapitre de notre travail nécessite ce choix.

I.4.3 Cas d'alimentation en courant :

Nous avons également modélisé la machine asynchrone monophasée sans condensateur dans le cas d'une alimentation en courant.

I.4.3.1 Représentation dans un référentiel lié au stator :

Cette machine peut être représentée dans un référentiel lié au stator par :

$$\begin{aligned} \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{p_m(M_q\Phi_{mr}i_{as} - M_d\Phi_{ar}i_{ms})}{JL_r} - \frac{f}{J}\Omega_r - \frac{T_l}{J} \\ \frac{d\Phi_{mr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}\Phi_{mr} - p_m\Omega_r\Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r}M_d i_{ms} \\ \frac{d\Phi_{ar}}{dt} &= p_m\Omega_r\Phi_{mr} - \frac{R_r}{L_r}\Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r}M_q i_{as} \\ T_e &= \frac{p_m}{L_r}(M_q\Phi_{mr}i_{as} - M_d\Phi_{ar}i_{ms}) \end{aligned} \quad (I.28)$$

I.4.3.2 Représentation dans un référentiel lié au champ tournant :

Si cette machine est symétrique elle sera représentée dans un référentiel lié au champ tournant par :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}\Phi_{dr} + (w_s - p_m\Omega_r)\Phi_{qr} + \frac{R_r M}{L_r}i_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= (-w_s + p_m\Omega_r)\Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\Phi_{qr} + \frac{R_r M}{L_r}i_{qs} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{p_m M}{JL_r}(\Phi_{dr}i_{qs} - \Phi_{qr}i_{ds}) - \frac{f}{J}\Omega_r - \frac{T_l}{J} \\ T_e &= \frac{p_m}{L_r}(M_q\Phi_{mr}i_{as} - M_d\Phi_{ar}i_{ms}) \end{aligned} \quad (I.29)$$

Simulation de la machine sans condensateur et interprétation :

Dans le cas d'alimentation en tension, la machine symétrique sans condensateur est alimentée par les deux tensions:

$$e_{ms} = V_{\max} \cos(\omega_s t)$$

$$e_{as} = V_{\max} \sin(\omega_s t)$$

Les figures (I.7) et (I.8) représentent les résultats de simulation dans les deux cas à vide et en charge, il apparaît clairement que les deux courants statoriques sont en quadratures et de mêmes amplitude.

Le couple électromagnétique ne présente pas des fluctuations. Nous remarquons aussi que la machine sans condensateur atteint le régime permanent plus rapidement que la machine à condensateur.

Dans un référentiel lié au champ tournant nous avons simulé les différentes grandeurs suivant les axes "d" et "q", nous voyons bien que ces grandeurs sont constantes en régime permanent.

Nous avons également simulé la machine asynchrone monophasée sans condensateur dans le cas d'une alimentation en courant. Pour faire fonctionner un moteur généralement dissymétrique, à vitesse variable, la stratégie de contrôle optimale est de maintenir les deux courants statoriques en quadrature avec une fréquence variable et un rapport entre leurs amplitudes égal aux rapport des coefficients des mutuelles inductances M_d et M_q .

La machine symétrique 'A' est alimentée par deux courants sinusoïdaux en quadratures d'amplitudes $\frac{I_{ms_{\max}}}{I_{as_{\max}}} = \frac{M_d}{M_q}$, on remarque que le couple électromagnétique des fluctuations alors que pour la machine symétrique 'A' alimentée par deux courants d'amplitudes $\frac{I_{ms_{\max}}}{I_{as_{\max}}} \neq \frac{M_d}{M_q}$, le couple présente des petites oscillations.

Les remarques citées pour la machine 'A' sont valable pour la machine dissymétrique 'B' (machine dissymétrique), la comparaison de ces résultats avec celles dans le cas d'alimentation en tension nous permet de dire que la machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage plus rapide.

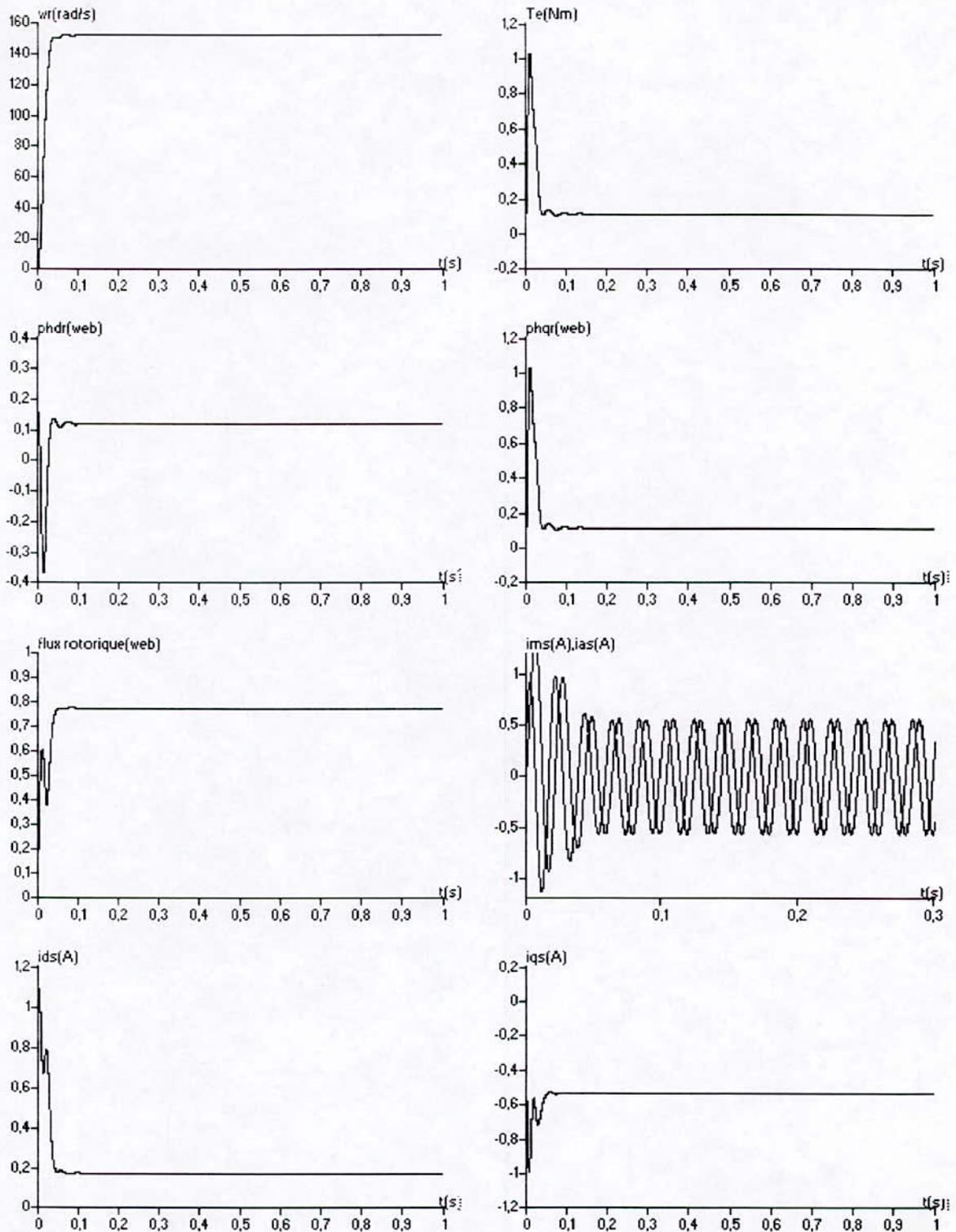


Fig.(I.7) simulation de la machine A sans condensateur alimentée en tension (à vide)

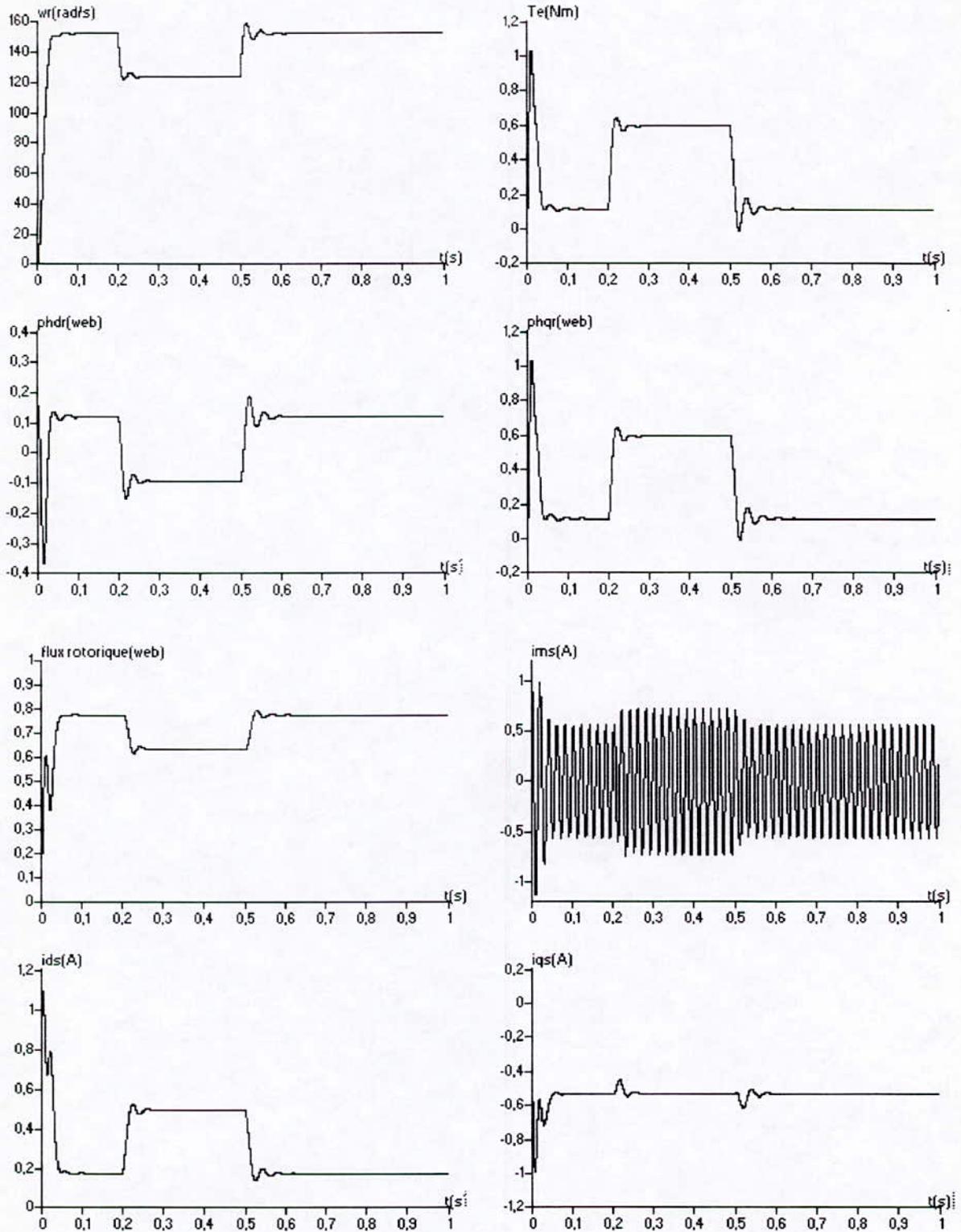


Fig.(I.8) simulation de la machine A sans condensateur alimentée en tension (en charge)

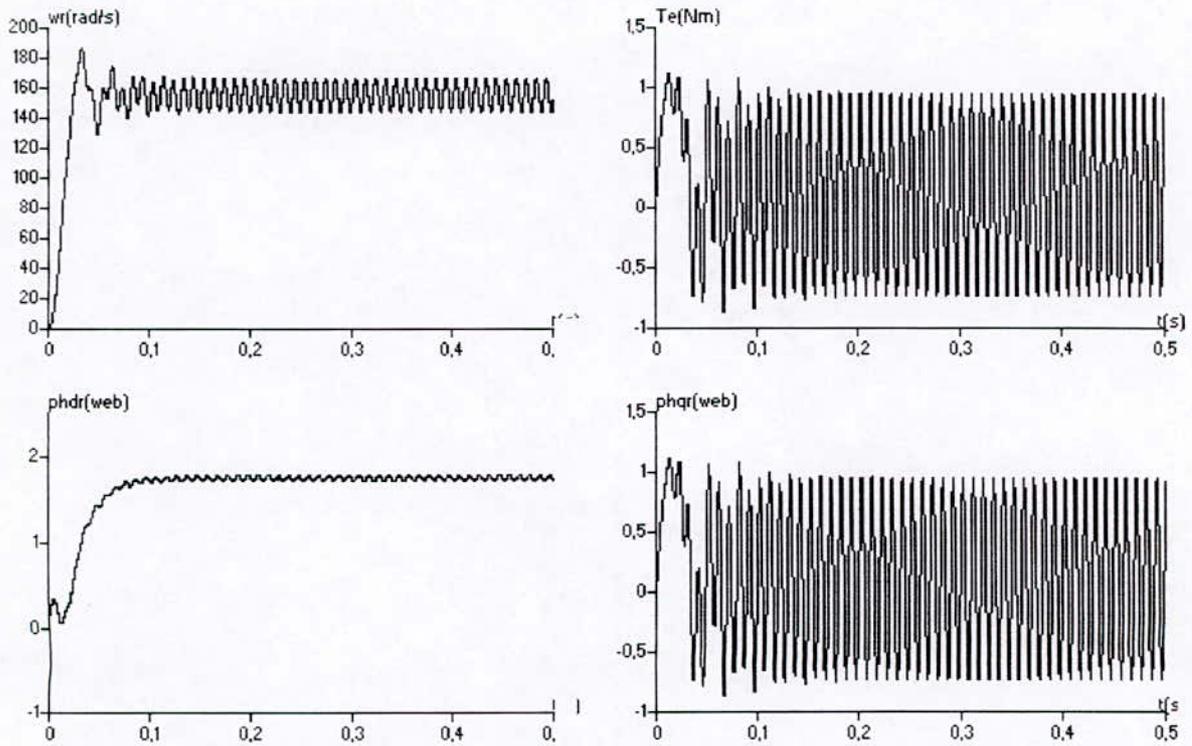


Fig.(I.9) la machine A sans condensateur alimentée en courant (à vide)

$$I_{a_{max}} / I_{m_{max}} \neq M_d / M_q$$

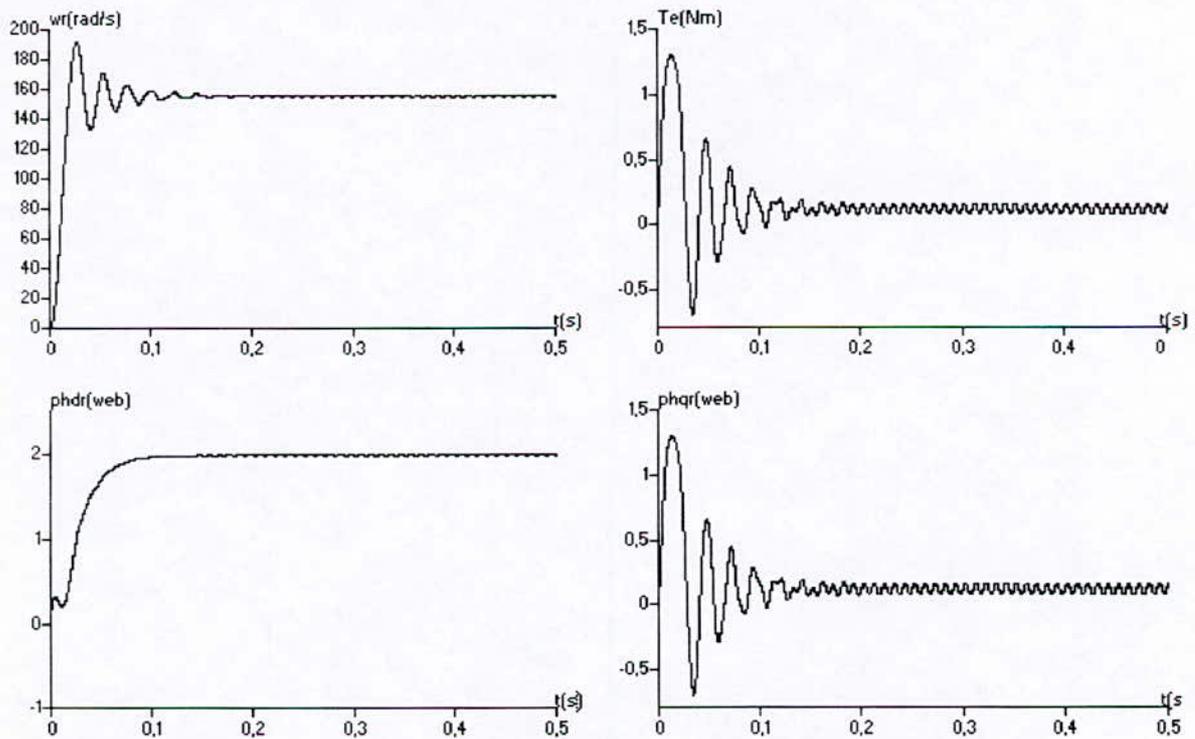


Fig.(I.10) la machine A sans condensateur alimentée en courant (à vide)

$$I_{a_{max}} / I_{m_{max}} = M_d / M_q$$

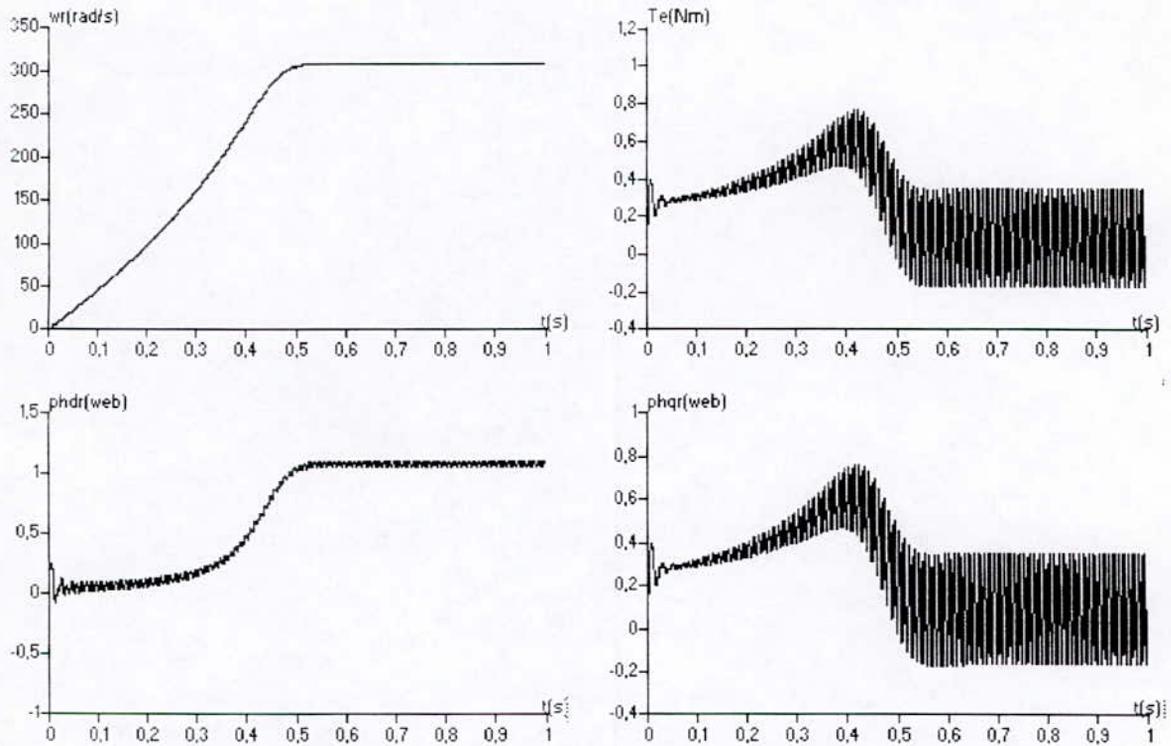


Fig.(I.11) la machine B sans condensateur alimentée en courant (à vide)

$$I_{a_{max}} / I_{m_{max}} \neq M_d / M_q$$

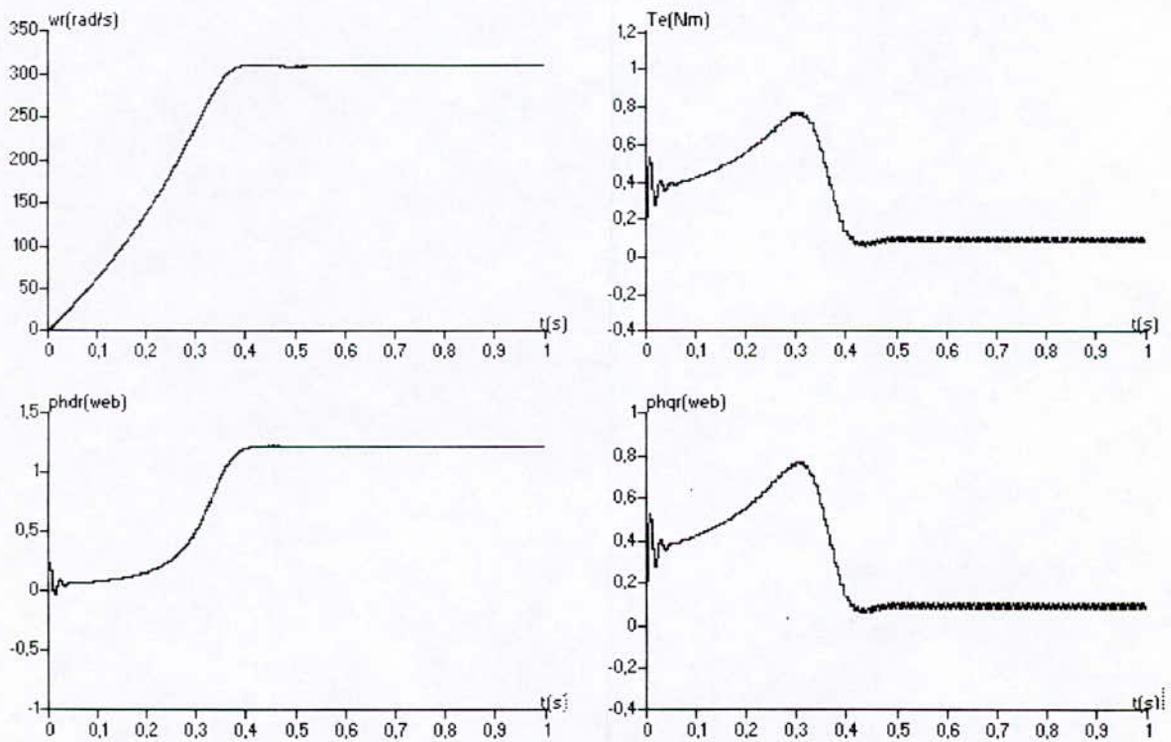


Figure (I.12) la machine B sans condensateur alimentée en courant (à vide)

$$I_{a_{max}} / I_{m_{max}} = M_d / M_q$$

CONCLUSION :

A l'aide d'une machine asynchrone, nous pouvons parfaitement réaliser un variateur de vitesse; pour notre travail, nous avons opté pour l'utilisation d'onduleur à fréquence et tension variables.

Dans ce chapitre et après établissement mathématique de la machine asynchrone monophasée sans et avec condensateur de démarrage dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ceci nous a permis de simuler et d'analyser le comportement de cette machine.

Le fonctionnement à vitesse variable de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent présente certaines limitation, telle que la composante pulsatoire du couple électromagnétique, donc il a été intéressant d'enlever le condensateur et d'alimenter séparément les deux phases statoriques de la machine.

La stratégie de contrôle optimale permet de produire une valeur maximale du couple moyen de la machine et d'annuler ou au moins minimiser les pulsations du couple électromagnétique.

CHAPITRE II :

ETUDE DE L'ALIMENTATION DE LA MAS MONOPHASEE

Introduction :

La force motrice moderne exige de plus en plus une vitesse variable, ce besoin se généralise dans tous les secteurs de l'industrie, des transports et même des loisirs. C'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse et avec dépense minimale d'énergie et de matière première.

Des nombreuses solutions d'entraînements par moteurs à courant alternatif à vitesse variable sont aujourd'hui possibles ; le moteur d'induction à cage alimenté par onduleur à fréquence variable répond bien aux besoins dans une très large gamme de puissance.

La généralisation du réglage de la vitesse des moteurs alternatifs s'effectue de plus en plus par variation de fréquence, ceci permet notamment d'obtenir des caractéristiques couples-vitesses semblables à celles des moteurs à courant continu.

Afin d'améliorer les performances de l'association onduleur-machine asynchrone, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions ont été proposées par différents auteurs. On distingue pour la commande des onduleurs les stratégies suivantes [Seguier 89]:

- triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel et régulier.
- commande par hystérésis en courant
- commande optimisée avec ou sans la double modulation.
- commande algébrique et vectorielle.

Ces différents travaux ont été surtout appliqués au cas des onduleurs triphasés à deux niveaux.

C'est pourquoi, on a voulu montrer dans ce chapitre l'utilisation de quelques une de ces stratégies pour les onduleurs monophasés et diphasés a deux niveaux, toujours avec le même objectif que pour l'onduleur à deux niveaux (tension et fréquence variables avec minimum d'harmoniques), on étudiera aussi dans ce chapitre particulièrement les différentes stratégies des onduleurs à trois niveaux .

II.1 Principe des onduleurs autonomes :

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre au récepteur.

II.2 Modélisation de l'onduleur :

Pour modéliser l'onduleur, nous supposons que la commutation des composants électroniques est instantanée, c'est-à-dire que les temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont supposés nuls[Berkouk 95].

Dans ces conditions, le signal logique de commande C_i d'un interrupteur K_i est défini par :

$$C_i = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé.} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert.} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour que le convertisseur soit totalement comparable, les commandes des deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur doivent être complémentaires, c'est-à-dire [Seguier 89]:

$$C_i' = 1 - C_i$$

La tension et le courant dans l'interrupteur K_i sont définis par :

$$V_{K_i} = (1 - C_i) U \quad (\text{II.2})$$

$$I_i = C_i I_s$$

I_s : étant le courant commuté par le cellule à laquelle K_i appartient.

II.3 La variation de vitesse du moteur monophasé alimenté par onduleur :

Certains travaux gardent la machine monophasée avec son condensateur dans le variateur de vitesse onduleur-moteur.

L'onduleur dans ce cas est un onduleur monophasée à pont complet qui peut être commandé soit en courant par l'onde d'hystérésis, soit en tension par MLI (modulation par largeurs d'impulsions) ; dans ce dernier cas, certains travaux utilisent l'habituelle relation **volt/hertz** donc un flux constant.

D'autres développent une loi de contrôle tension-fréquence qui utilise la dissipation de puissance dans le moteur comme contrainte. Ces travaux donnent des résultats plus performants dans le contrôle scalaire en boucle ouverte de la machine monophasée à condensateur.

D'autres travaux plus performants, utilisent la possibilité d'agir séparément sur chaque phase statorique du moteur monophasé en supprimant le condensateur, nous pouvons commandé ce moteur par deux techniques :

Utilisation d'un convertisseur capable d'imposer la forme de courant de telle sorte qu'elle soit adaptée aux caractéristiques de la machine ; ainsi, pour la machine asynchrone qui est à répartition sinusoïdale d'impulsion, il faut des courants sinusoïdales pour minimiser les ondulations du couple ; dans ce cas la machine monophasée sans condensateur est alimentée par un onduleur à quatre bras commandés en courant pour obtenir deux courants sinusoïdaux en quadrature dans les phases statoriques.

Afin d'améliorer les performances de l'association onduleur-MAS, les alimentations s'orientent de plus en plus vers les techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI), dont plusieurs stratégies ont été développées pour assurer une alimentation variable en amplitude et en fréquence, dans ce cas chaque enroulement statorique de la machine est alimentée par deux bras de l'onduleur à quatre bras commandé en tension PWM ou bien par un bras d'un onduleur à deux bras avec diviseur capacitif (à deux demi pont).

Un fonctionnement à flux constant est assuré si le rapport $V/f = \text{cte}$ est vérifié.

II.4 Commande en tension par modulation de largeur d'impulsion (PWM) de la machine monophasée à condensateur permanent :

La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenable.

L'essai de la modulation de largeur d'impulsions est lié aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance ; l'augmentation du nombre des commutations entraîne des pertes à chacune des commutations.

La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à satisfaire à un critère déterminé.

Les onduleurs de tensions servant principalement à alimenter à fréquence fixe ou variable, des charges alternatives, le critère qui sera considéré dans ce cas est l'obtention pour chaque tension de sortie d'une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde, en même temps que la fréquence, il faut varier la valeur efficace des tensions d'alimentation.

D'ordinaire, on adopte une commande "à flux constant" qui permet de développer le même couple à toutes vitesses, la valeur des tensions croît à peu près proportionnellement à leur fréquence, l'onduleur doit donc être à fréquence et tension variables.

La modulation de largeur d'impulsion permet [Seguier 89] :

De repousser vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.

De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie, même avec les onduleurs à deux interrupteurs par phase.

Le plus souvent on détermine en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des "interrupteurs" à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou en faisant simultanément appel à ces deux techniques [Chouireb 96].

Pour assurer cette détermination, lorsque l'objectif est d'approcher au mieux une tension sinusoïdale, la solution la plus largement employée consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse généralement triangulaire, d'où son appellation de "**modulation sinus-triangle**".

On peut également utiliser une bascule à hystérésis commandée par la référence entre une onde de référence (ou son intégrale) et l'intégrale de la tension de créneaux à la sortie de l'onduleur, c'est "**la modulation en delta**".

II.4.1 Modulation sinus-triangle :

Le principe de la modulation triangulo-sinusoidale consiste à comparer une tension de référence sinusoïdale qui correspond à la tension de sortie recherchée de fréquence f au signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence f_p nettement supérieur à f . l'intersection de la tension de référence avec l'onde de modulation triangulaire donne les instants de fermeture des divers interrupteurs ; d'où on aura bien la fonction logique C_i [Berkouk 95]

II.4.2 Caractéristique de la modulation :

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

L'indice de modulation m , égale au rapport f_p/f des fréquences de la porteuse et de la référence.

Le coefficient de réglage en tension r , égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête (de l'onde porteuse) \hat{U} de l'onde de modulation d'ordinaire, la modulation est synchrone, c'est à dire f_p est un multiple entier de f , la tension \hat{U} est alors vraiment périodique et a bien une période T égale à $1/f$. mais dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

En modulation synchrone, si m est impaire, l'alternance négative de e_{ms} reproduit au signe près son alternance positive, le développement en série de e_{ms} ne comporte que des harmoniques impaires.

Au contraire si m est paire, on trouve dans le développement en série de e_{ms} une composante continue, des harmoniques paires et impaires. On choisit donc de valeurs impaires de m .

En modulation synchrone, par le "Calage" de la modulation par rapport à la référence on peut faire bénéficier l'onde de la tension de sortie réelle d'une symétrie : si la porteuse passe par un maximum ou un minimum au milieu des alternances de $(e_{ms})_{ref}$, les alternances de e_{ms} sont symétriques par rapport à leurs milieux, on dit que le calage est optimal (e_{ms} signal(tension) de la sortie); figure(II.1).

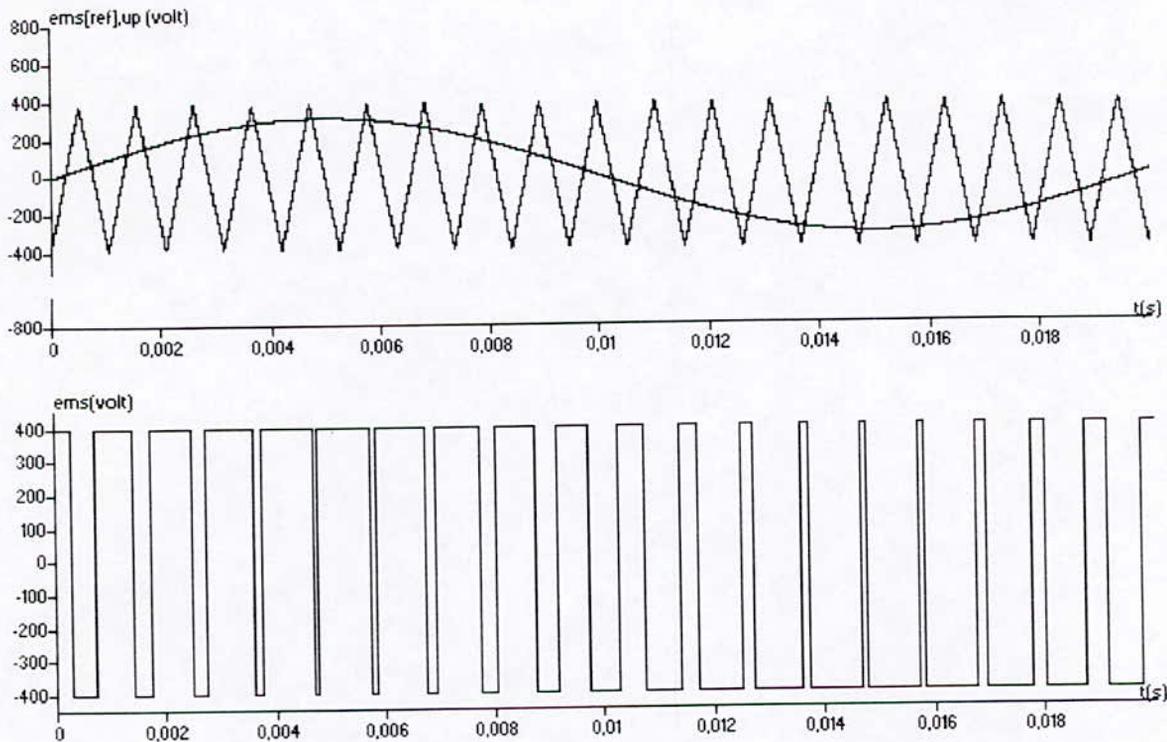


Fig.(II.1) modulation sinusoïdale

Il y a plusieurs méthodes de modulation à échantillonnage d'où :

- La modulation à échantillonnage naturel.
- La modulation à échantillonnage régulier symétrique.
- La modulation à échantillonnage régulier asymétrique.
- La modulation à échantillonnage régulier asymétrique modifiée.

Dans ce chapitre on vas étudier seulement la modulation à échantillonnage naturel.

II.4.3 La modulation à échantillonnage naturel :

Elle est largement utilisée pou générer un signale **PWM** par des techniques analogiques et ceci à cause de sa facilité d'implémentation.

La stratégie naturelle est basée sur la comparaison directe d'un signal triangulaire porteuse avec un signal sinusoïdale de référence pour déterminer les instants de commutation. Dans ce cas, il n'est pas possible de définir les instants de commutations en utilisant des expressions analytiques simples, mais chaque point est implicitement défini via une équation non-linéaire exprimant l'égalité de la porteuse et la modulante en ce point de commutation.

Pour la détermination des angles de commutation nous distinguons les équations des segments descendants et ascendants de la porteuse.

II.5 Commande en courant :

La technique de contrôle de courant joue le rôle le plus important dans les onduleurs **PWM** commandés en courant qui sont appliqués largement dans les moteurs AC de hautes performances. Différentes stratégies de contrôle de courant ont été développées dans les années récentes.

Dans cette partie, on présente la commande par hystérésis des onduleurs à deux et trois niveaux.

Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence I_{ref} courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

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

- l'amplitude.
- la fréquence.

Le but recherché dans notre cas est de créer un champ tournant dans l'entrefer de la machine monophasée en asservissant les courants statoriques à des consignes sinusoïdales en quadrature. Pour que ce champ tournant soit circulaire il faut que le rapport des valeurs maximales des coefficients de mutuelles inductances M_d entre l'enroulement principal "ms" et une phase rotorique, et M_q entre l'enroulement auxiliaire "as" et une phase rotorique soit :

$$A = \frac{M_d}{M_q} = \frac{I_{as}}{I_{ms}} \quad (II.3)$$

Pour faire varier la vitesse de ce moteur on doit faire varier la fréquence de ses courants statoriques, les amplitudes de ces courants restent constantes et correspondant au couple maximal, ces amplitudes peuvent être réduites à basse vitesse de rotation pour atténuer les échauffements.

Pour l'onduleur à deux niveaux, on a deux états de commande possibles pour un bras, et donc on utilise un régulateur à hystérésis à deux positions.

Pour l'onduleur à trois niveaux, trois états de commandes sont possibles par un bras, c'est on a besoin d'un régulateur à hystérésis à trois positions.

On définit par la suite, la stratégie d'hystérésis en courant pour chacun des onduleurs à deux et trois niveaux, on montrera également les caractéristiques de la conduite des machines à induction par ces convertisseurs commandés par cette stratégie.

II.5.1 Commande en courant d'un onduleur à deux niveaux :

Pour les onduleurs à deux niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase K (bras K de l'onduleur) par le système (II.4) ci-dessous.

Soit ε_k l'écart entre le courant de référence est réel défini par :

$$\varepsilon_k = i_k - i_{ref\ k} \quad (II.4)$$

Les ordres de commande C_k des interrupteurs sont déterminés alors comme suit :

$$\begin{cases} \text{Si } \varepsilon_k \geq \Delta i & \text{alors } C_k = 0 \\ \text{Si } \varepsilon_k \leq -\Delta i & \text{alors } C_k = 1 \\ \text{Sinon la commande de semi-conducteur rest inchangée} \end{cases} \quad (II.5)$$

La figure (II.2) montre le schéma synoptique de la stratégie.

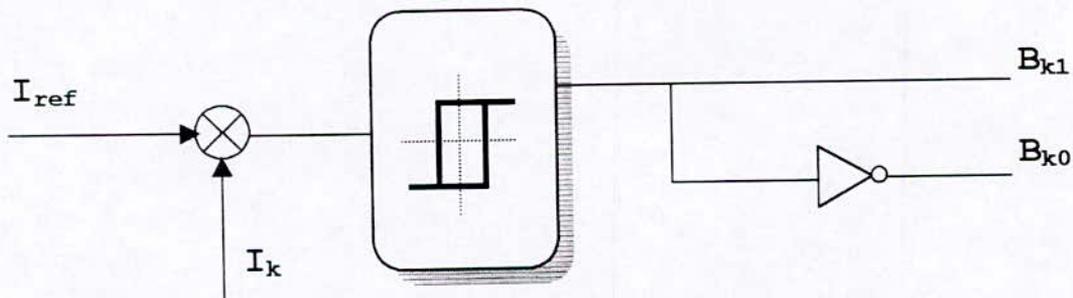


Fig.(II.2) Schéma synoptique de la stratégie d'hystérésis

II.5.2 Commande en courant d'un onduleur à trois niveaux :

Pour les onduleurs à trois niveaux, l'algorithme de commande par hystérésis en courant se résume pour une phase K (bras K de l'onduleur) par le système (II.6) suivant :

$$\begin{aligned} [(\varepsilon_k \geq \Delta i) \text{ et } (\varepsilon_k \leq 2\Delta i)] \text{ or } [(\varepsilon_k \leq -\Delta i) \text{ et } (\varepsilon_k \geq -2\Delta i)] &\Rightarrow C_{k1} = 1, C_{k2} = 0 \\ (\varepsilon_k > 2\Delta i) &\Rightarrow C_{k1} = 0, C_{k2} = 0 \\ (\varepsilon_k < -2\Delta i) &\Rightarrow C_{k1} = 1, C_{k2} = 1 \end{aligned} \quad (II.6)$$

II.6 Alimentation du moteur monophasé à condensateur permanent :

II.6.1 Présentation des différents structures de puissance pour un onduleur monophasé :

En monophasé, on peut obtenir une tension alternative en utilisant l'onduleur en pont (ou à pont complet) à quatre interrupteurs.

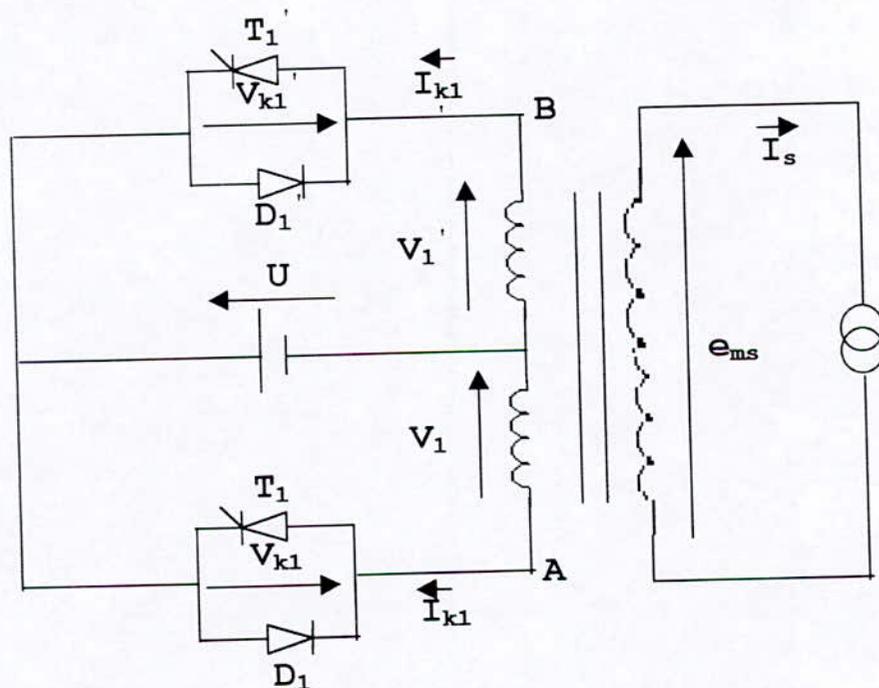
On peut utiliser que deux interrupteurs à condition de disposer d'un point milieu, soit du côté alternatif, soit du côté continu, cela correspond à :

- l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu (souvent appelé onduleur push-pull).
- l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée (souvent appelé onduleur en demi-pont).

I.6.1.1 Onduleur monophasé avec transformateur à point milieu (Push-pull)

:

La figure (II.3) donne le schéma de cet onduleur à deux interrupteurs et à transformateur avec point milieu au primaire :

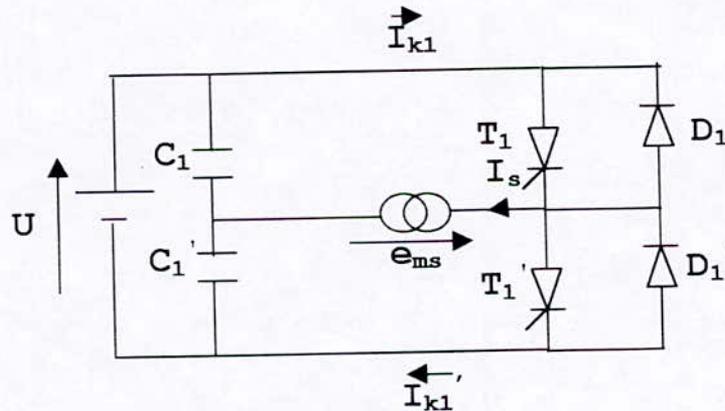


Figure(II.3) - L'onduleur monophasé avec transformateur à point milieu

II.6.1.2 Onduleur monophasé avec diviseur capacitif (à demi-pont) :

Cet onduleur utilise une source à point milieu en divisant U en deux parties égales, grâce à deux condensateurs c_1 et c_2 de même capacité c . Si celle-ci est convenablement choisie on obtient deux tensions sensiblement constantes égale à $U/2$. cet onduleur utilise seulement deux interrupteurs bidirectionnels .

La figure (II.4) donne le schéma de cet onduleur monophasé.



Figure(II.4) - L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif (en demi-pont)

Les montages à deux interrupteurs ne permettent qu'une commande symétrique, ils doivent être rendus passants à des intervalles de temps égaux pour que les deux alternances de la tension de sortie soit identiques en signes prés, ils n'offrent pas la possibilité de régler la valeur efficace de cette tension.

II.6.1.3 Onduleur monophasé en pont complet :

L'onduleur monophasé en pont complet est constitué d'une source de tension continue et de quatre interrupteurs $K1, K2, K3, K4$ comme c'est illustré sur la figure (II.5.a), il peut être représenté également par le schéma de la figure (II.5.b) en introduisant un origine fictif, c'est cet onduleur qui est adopté pour être appliqué au moteur monophasé muni de son condensateur permanent du fait qu'il permet de faire varier non seulement la fréquence de la tension de sortie U mais aussi sa valeur .

Cet onduleur peut fonctionner en :

- commande symétrique (figure II.6.a).
- commande décalée (figure II.6.b).

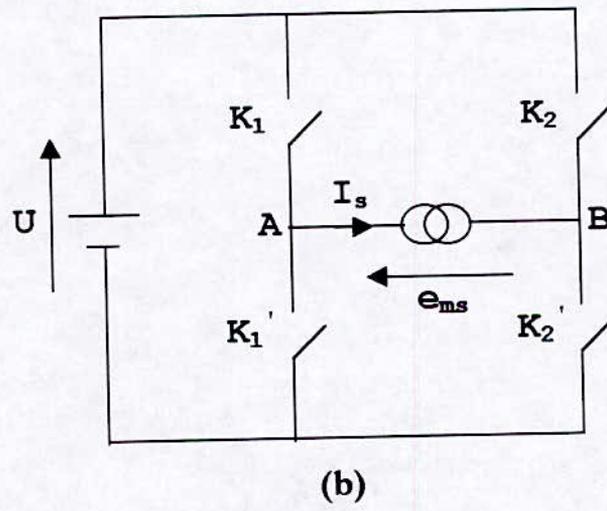
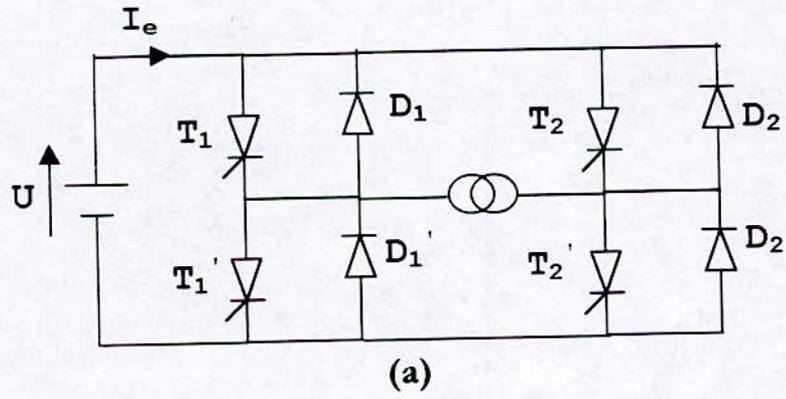
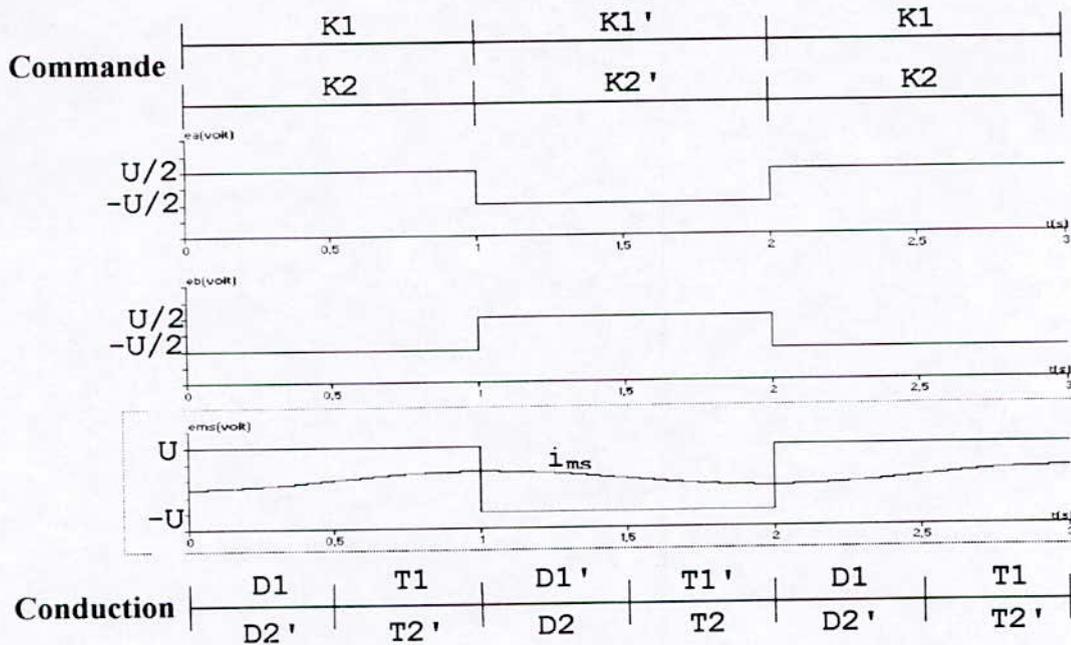
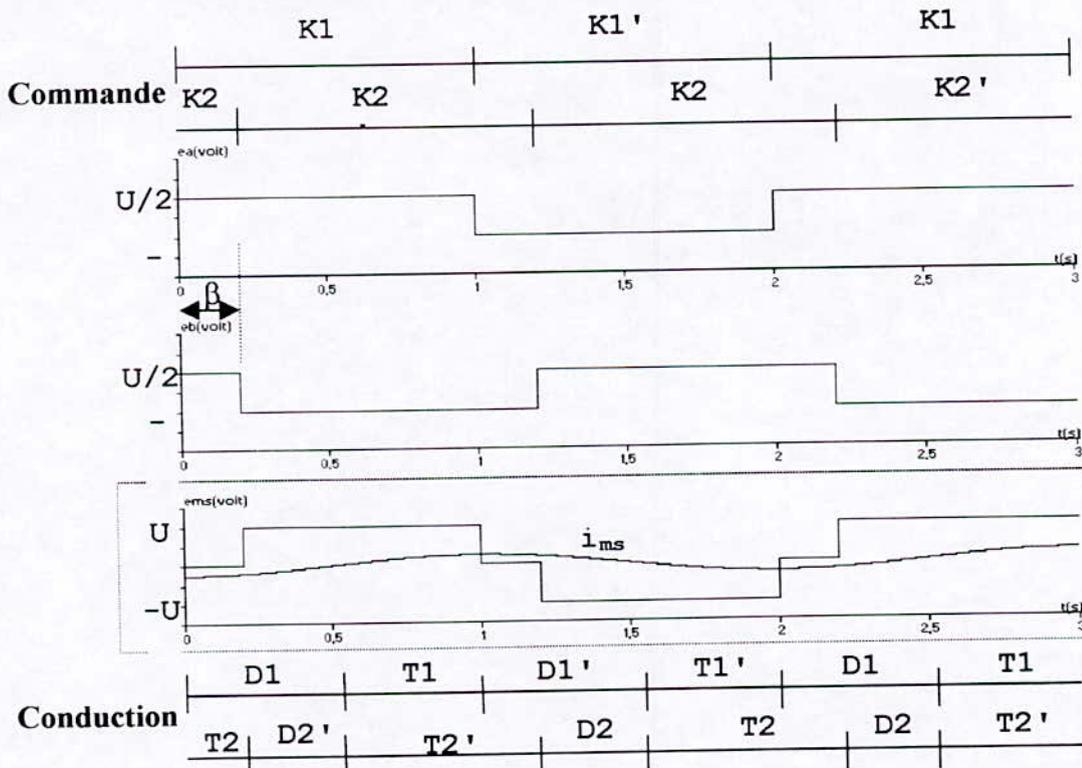


Fig.(II.5) L'onduleur monophasé en pont complet



a) Cas où les commandes des deux demi-ponts sont simultanées



b) Cas où les commandes des deux demi-ponts sont décalées d'un angle β

Fig.(II.6) Mode de commande de l'onduleur monophasé en pont complet

II.6.2 Modèle de l'onduleur monophasé en pont complet :

Nous pouvons exprimer la tension par la relation suivante :

$$e_{ms} = V_{AB} = U' = U(C_1 - C_2) \tag{II.7}$$

Le courant d'entrée de l'onduleur est défini par :

$$i_e = (C_1 - C_2) i_s \tag{II.8}$$

$$i_s = (i_{ms} + i_{as})$$

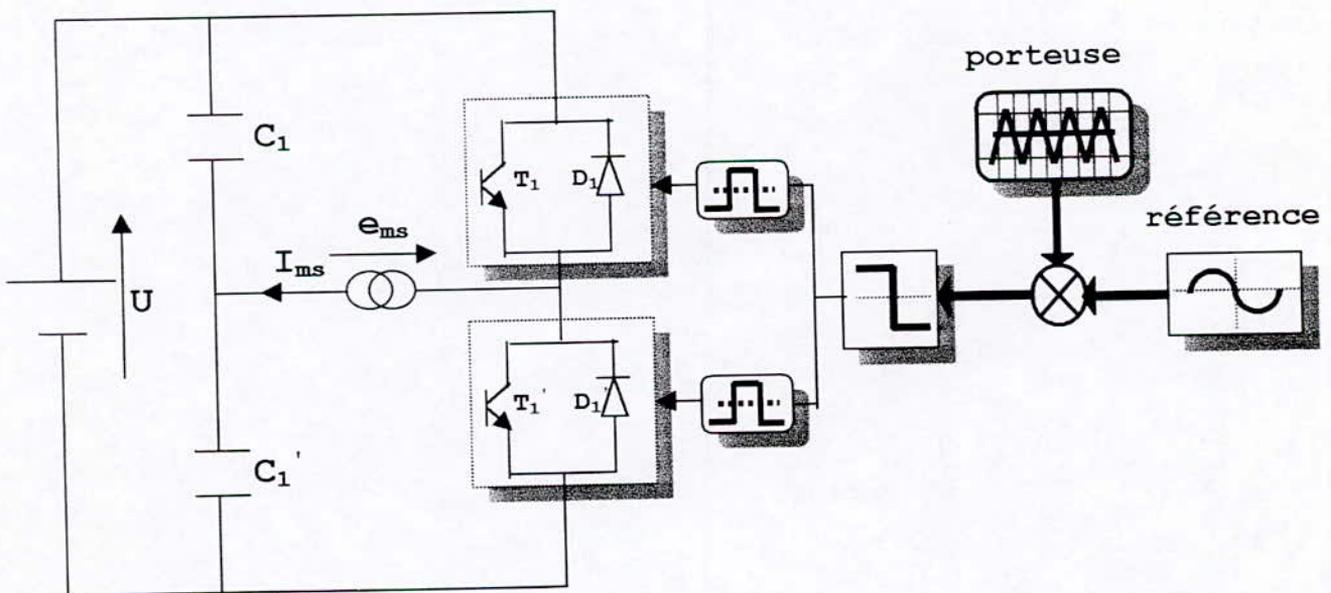
$$D'ou \quad i_e = (C_1 - C_2)(i_{ms} + i_{as})$$

II.6.3 Application de l'association onduleur-machine asynchrone monophasée :

II. 6.3.1 Alimentation en tension par la stratégie de modulation à échantillonnage naturelle

II.6.3.1.1 Stratégie naturelle à deux niveaux :

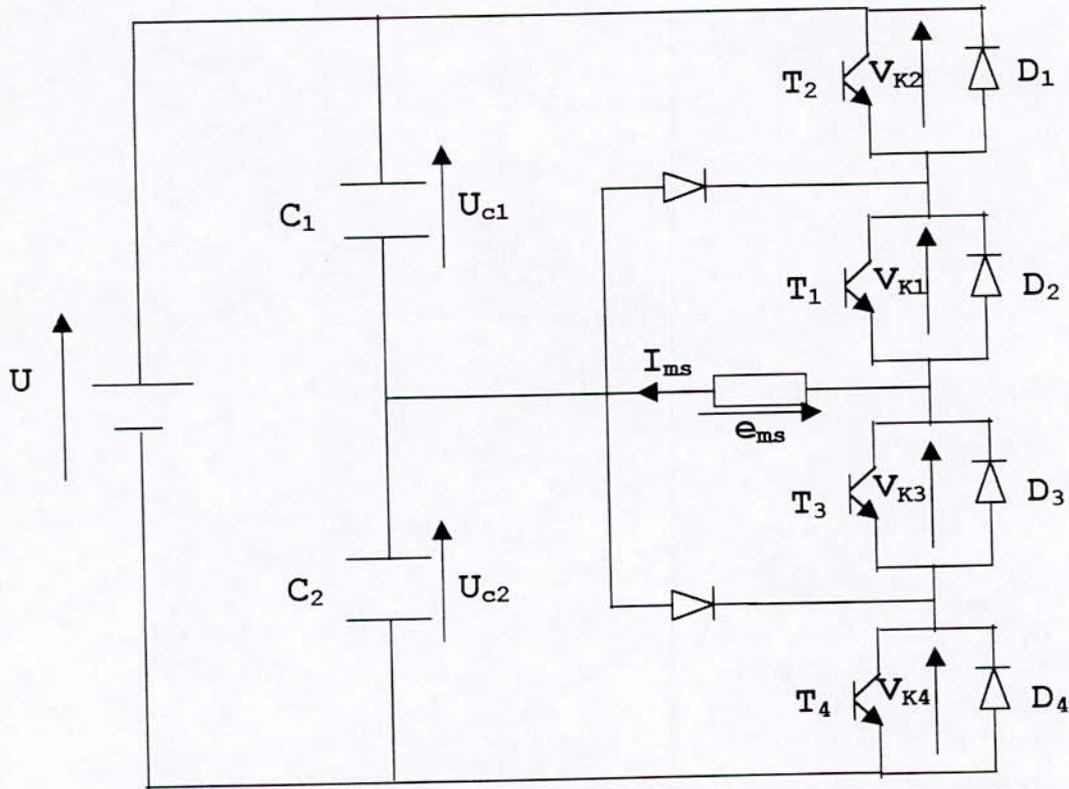
la figure (II.4) rappelle le schéma de l'onduleur monophasé en demi pont à deux niveaux.



Figure(II.7) - Commande par hystérésis d'un onduleur monophasé en demi-pont

Et dans la figure (II.7) on a schématisé la commande de cet onduleur.

II.6.3.1.2 Stratégie naturelle à trois niveaux :



Figure(II.8) - Onduleur monophasé en demi-pont à trois niveaux

la structure de cet onduleur est représentée à la figure (II.8), le signal **PWM** trois-niveaux est typique aux tensions de lignes dans le cas de l'onduleur monophasé en pont complet.

L'onde **PWM** trois-niveaux est obtenue :

Soit en combinant deux ondes **PWM** deux-niveaux déphasées. Dans ce cas chaque demi-pont de l'onduleur fonctionne en mode deux-niveaux avec (b) les signaux modulateurs déphasés de 180° , ou d'un angle désiré, dans chacun des demi-ponts comme le montre la figure (II.9).

Soit directement par une autre méthode, la figure (II.10) représente les caractéristiques de cette méthode où les impulsions changent de polarité chaque demi-cycle, les largeurs des impulsions doivent être modulées en accord le demi-cycle positif de la modulante.

Les angles de commutation sont donnés par les solutions des équations non-linéaires :

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{m}(2j-1-r \sin(\alpha_{2j-1})) \quad \text{pour le } j^{\text{ème}} \text{ segment descendant .}$$

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{m}(2j-1+r \sin(\alpha_{2j})) \quad \text{pour le } j^{\text{ème}} \text{ segment ascendant .} \quad (\text{II.9})$$

$$j=1,2,3,\dots,\dots,\dots,m$$

Pour les onduleurs à trois niveaux, la porteuse qui permet les meilleurs performances de cette stratégie est la porteuse triangulaire unipolaire.

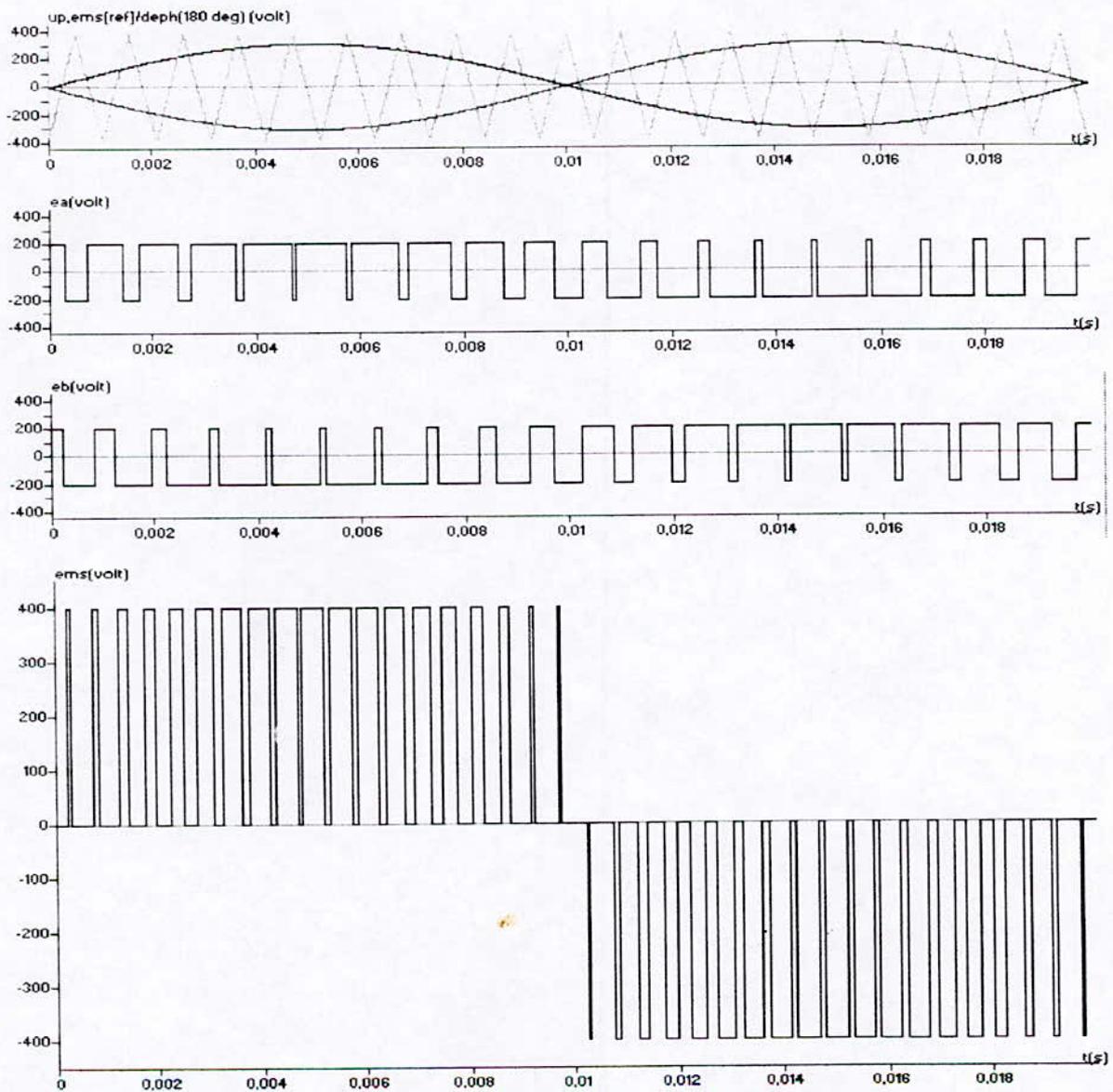


Fig.(II.9) MLI naturelle trois niveaux par déphasage des signaux modulateurs des deux demi-pont

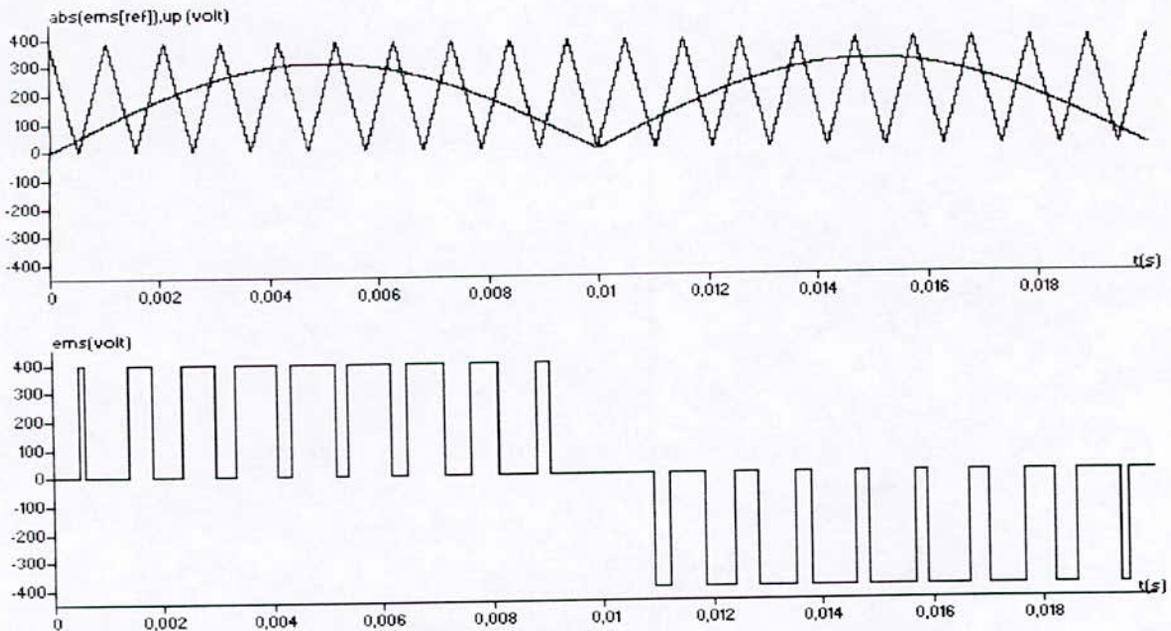
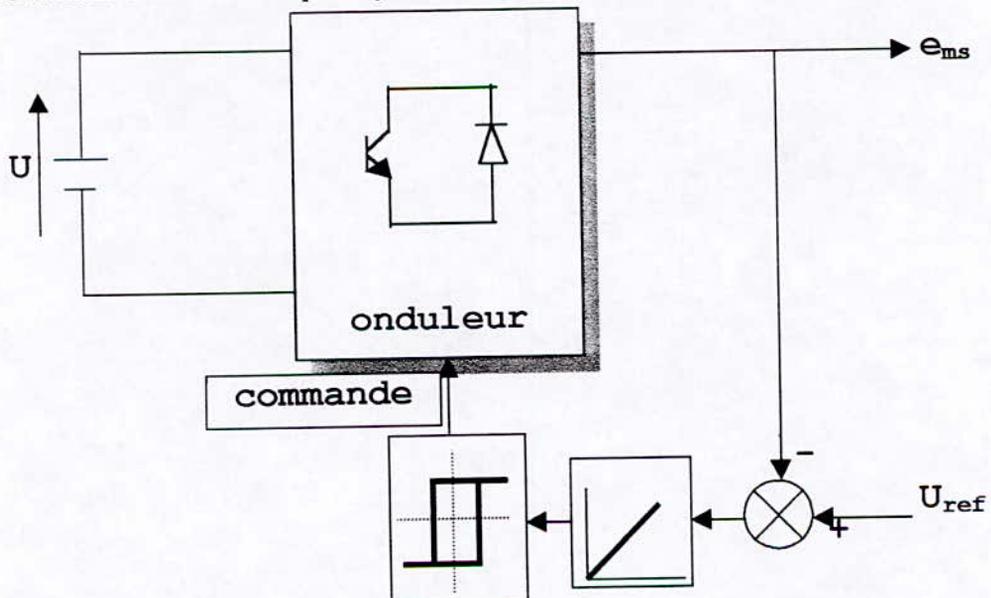


Fig.(II.10) stratégie naturelle à trois niveaux

II.6.3.2 Alimentation en courant par la stratégie de commande par hystérésis

II.6.3.2.1 Commande en courant par hystérésis à deux niveaux



Figure(II.11) - Onduleur monophasé commandé par la stratégie d'hystérésis

La figure (II.11) présente la commande de cette onduleur, si nous fixons une bande d'hystérésis $2HB$, la tension aux bornes du moteur est :

$$\begin{aligned} V_s &= U \text{ si l'erreur } \varepsilon \text{ est supérieure à } HB \\ V_s &= -U \text{ si l'erreur } \varepsilon \text{ est inférieure à } HB \\ V_s &\text{ conserve la valeur qu'elle avait en instant précédent} \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

II.6.3.2.2 Commande en courant par hystérésis à trois niveaux :

Après l'application de cette stratégie de commande, la forme du tension de la sortie de l'onduleur est illustrée à la figure (II.12).

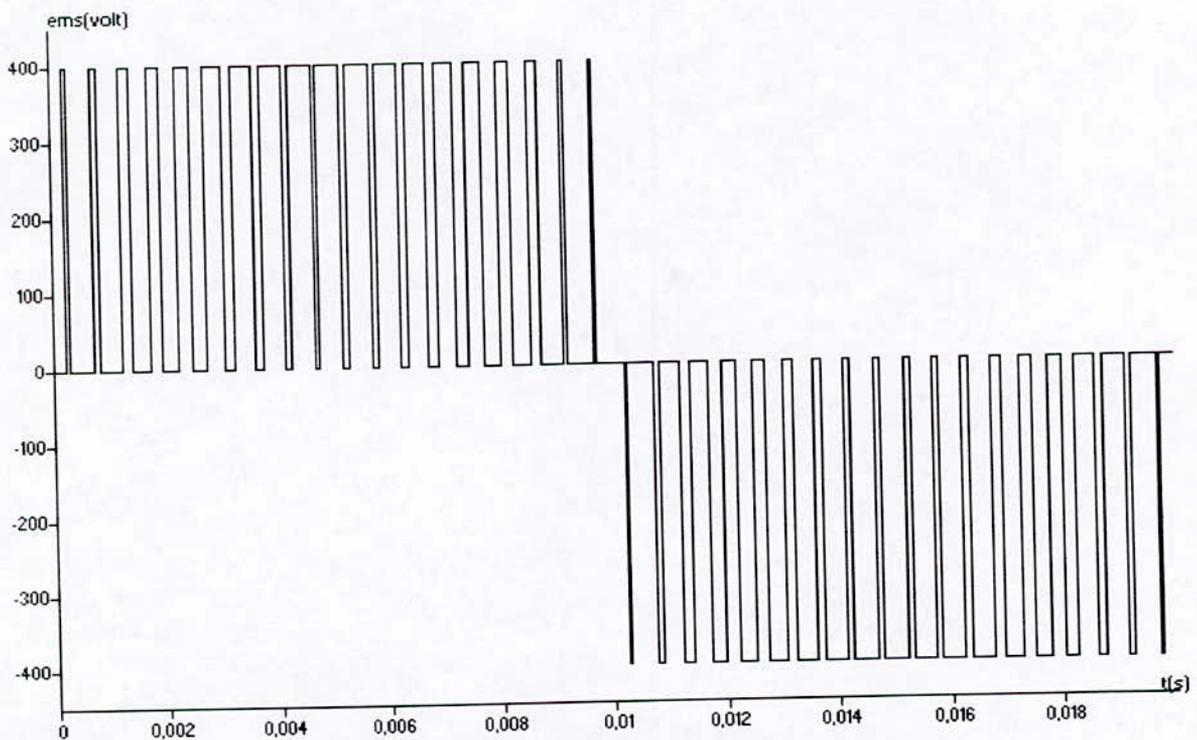


Fig.(II.12) la forme de sortie de l'onduleur

simulation et interprétation :**Alimentation en tension avec un onduleur à deux niveaux :**

La figure (II.1) montre la porteuse et la tension de référence pour $m=19$ et $r=0.8$, les figures (II.13) présentent les performances de la conduite de la machine monophasée avec condensateur de démarrage alimenté par l'onduleur monophasé à deux niveaux pour une fréquence $f=50\text{hz}$.

La figure (II.13.b) montre l'allure du courant i_{ms} du moteur monophasé ; on remarque les $(2m)$ commutations par période d'un bras de l'onduleur; le couple électromagnétique du moteur oscille autour de sa valeur moyenne à la fréquence deux fois celle de la tension de sortie de l'onduleur figure(II.13.d).

Alimentation en tension avec un onduleur à trois niveaux :

Les figure (II.10) et (II.14) présentent respectivement, la tension de référence pour $m=19$, $r=0.8$; et les performances de la machine monophasée avec condensateur de démarrage alimenté par l'onduleur monophasé à trois niveaux, elles sont similaires au cas d'alimentation monophasée à deux niveaux.

Alimentation en courant avec un onduleur à deux niveaux :

Pour la machine monophasée avec condensateur de démarrage alimenté par l'onduleur monophasé à deux niveaux commandé par la stratégie hystérésis avec $\Delta i=0.1\text{A}$, les chronogramme de tension, vitesse, couple et courant sont présentés au figure(II.15).

On remarque que les courants de la machine suivent parfaitement leurs références, le couple électromagnétique du moteur monophasé a une fréquence deux fois celle de l'onduleur.

Alimentation en courant avec un onduleur à trois niveaux :

les figures (II.16.*) montre les résultats de la conduite de la machine monophasée avec condensateur de démarrage alimentée par l'onduleur monophasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant avec $\Delta i=0.1\text{A}$, ces figures montrent :

le couple électromagnétique du moteur monophasé à toujours une fréquence deux fois celle de l'onduleur.

on remarque aussi que les courants de la machine suivent bien leurs références.

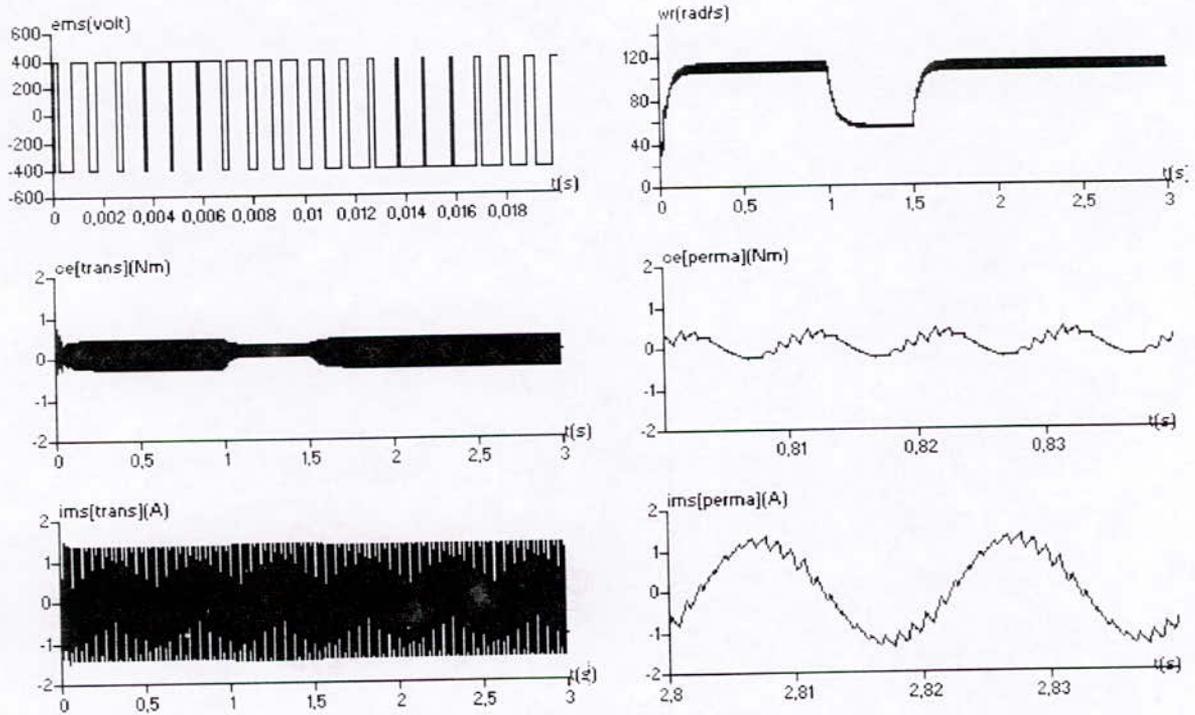


Fig.(II.13) la machine monophasée alimentée en tension par un onduleur monophasé à deux niveaux

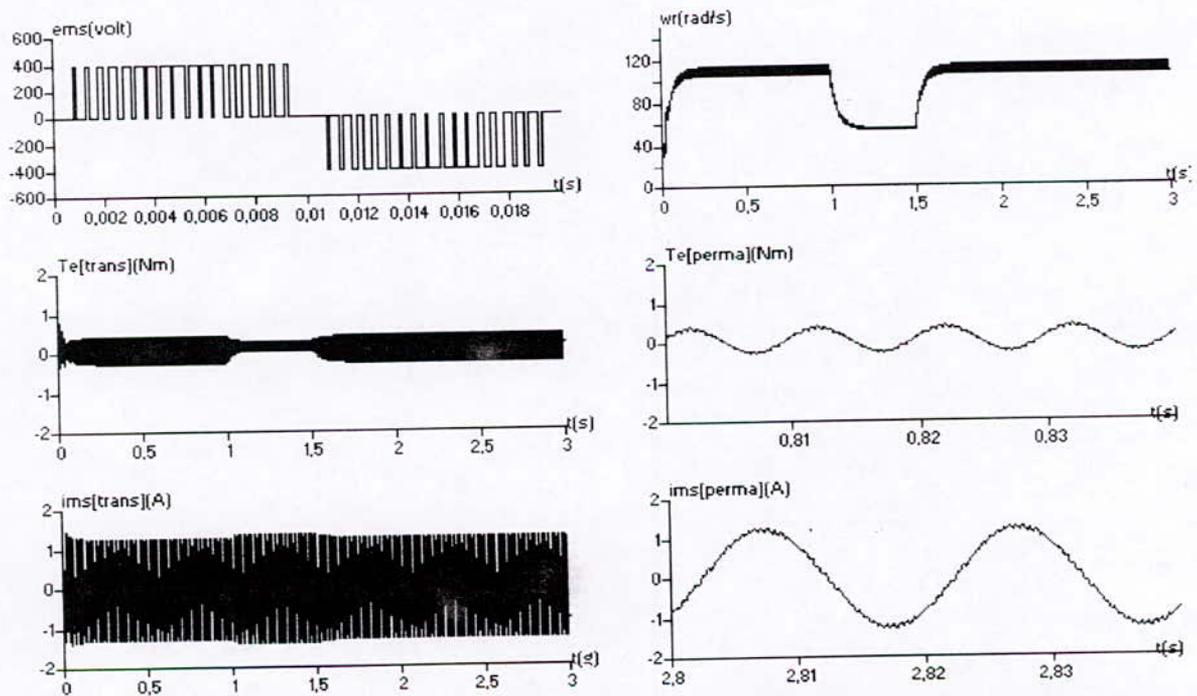


Fig.(II.14) la machine monophasée alimentée en tension par un onduleur monophasé à trois niveaux

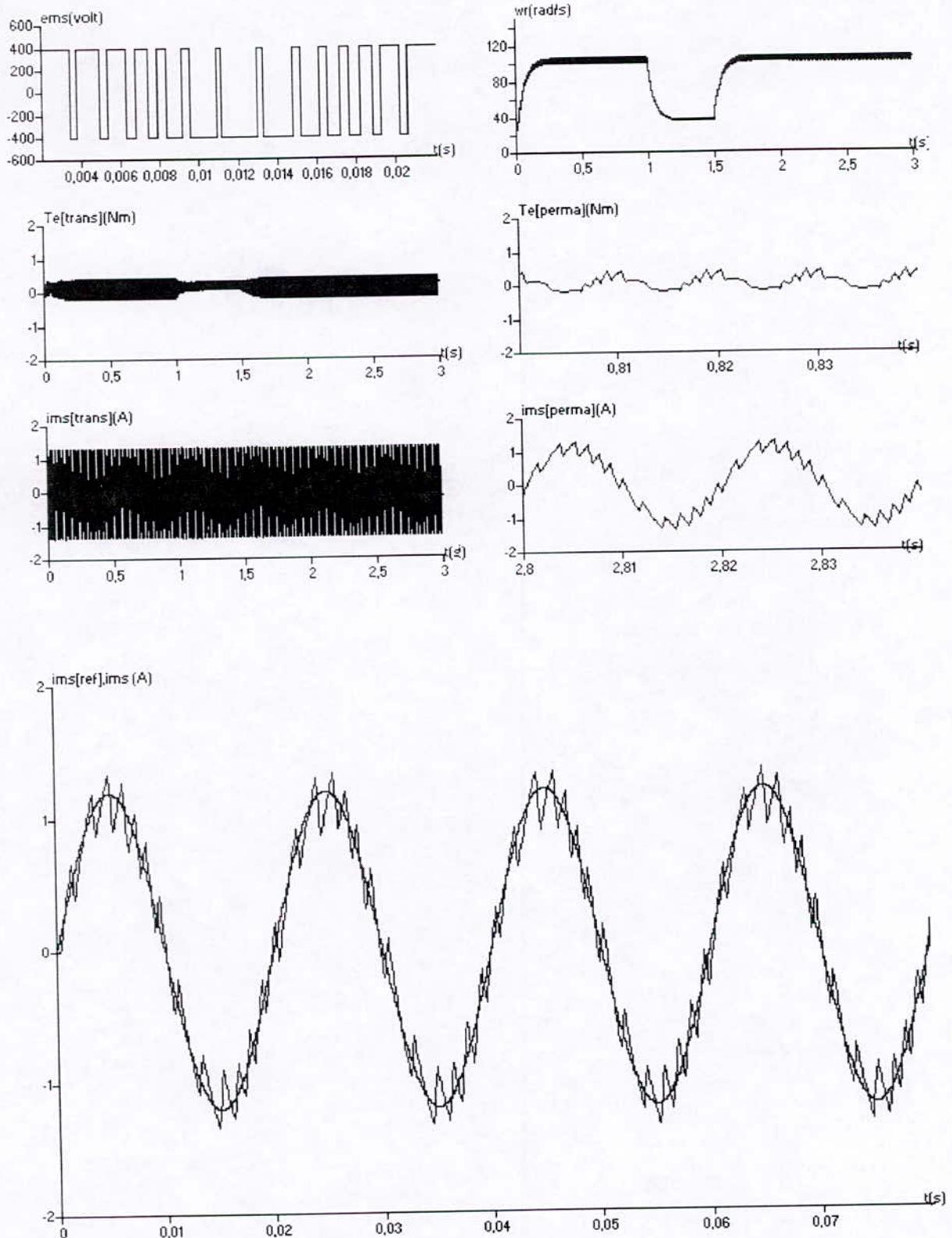


Fig.(II.15) la machine monophasée alimentée en courant par un onduleur à deux niveaux

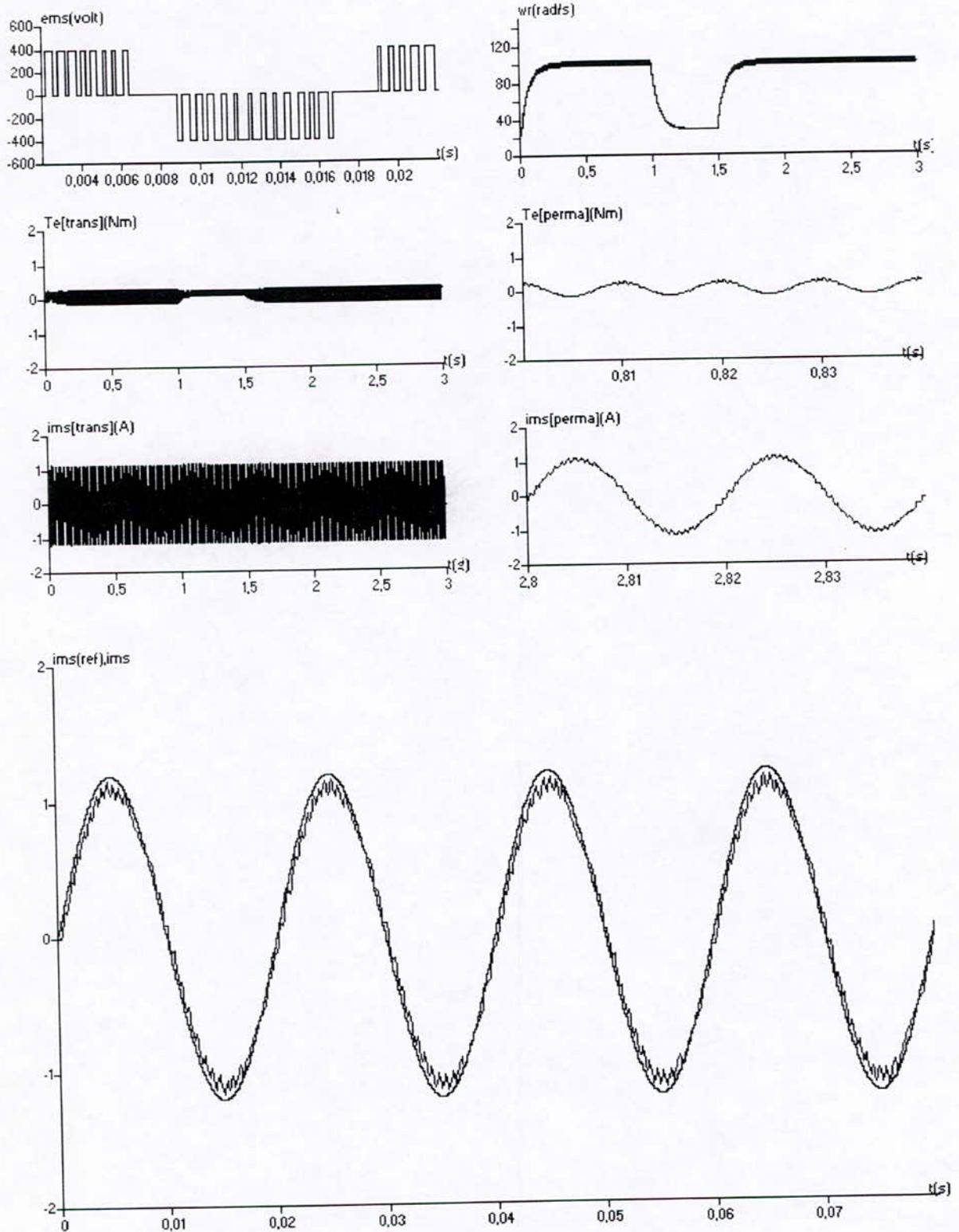


Fig.(II.16) machine monophasée alimentée en courant par un onduleur à trois niveaux

II.7 Alimentation du moteur monophasé sans condensateur :

II.7.1 présentation des différentes structures de puissance pour un onduleur biphasé :

Dans le but d'alimenté chacune des phases du moteur monophasé dont le condensateur est supprimé, plusieurs structures sont distinguées :

II.7.1.1 Onduleur triphasé :

On peut réaliser un onduleur de tension triphasé en regroupant trois demi-ponts monophasés comme il est illustré dans la figure (II.17).

Cet onduleur est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs K1, K2 , K3 , K4 , K5 , K6 . Deux courants sinusoïdaux en quadrature peuvent être reconstitués dans les deux phases de la machine en commandant les interrupteurs de manière adoptée.

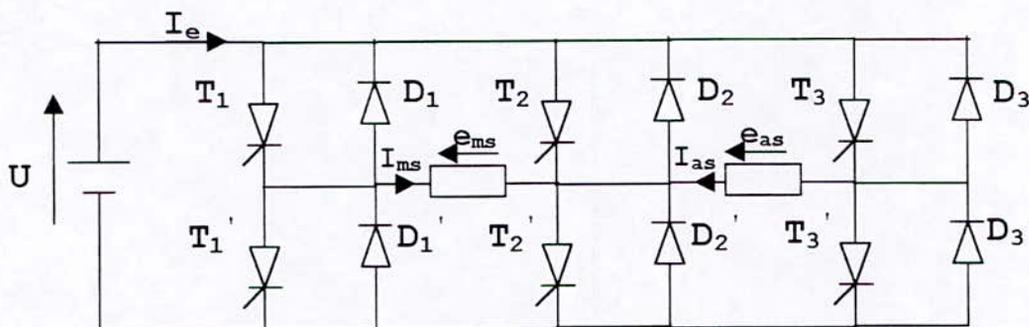


Fig.(II.17) L'onduleur triphasé alimentant les deux phases de la machine monophasée sans condensateur

II.7.1.2 Onduleur monophasé avec neutre accessible :

La figure (II.18) donne le schéma de cet onduleur qui joue aussi le rôle d'un onduleur diphasé à deux niveaux.

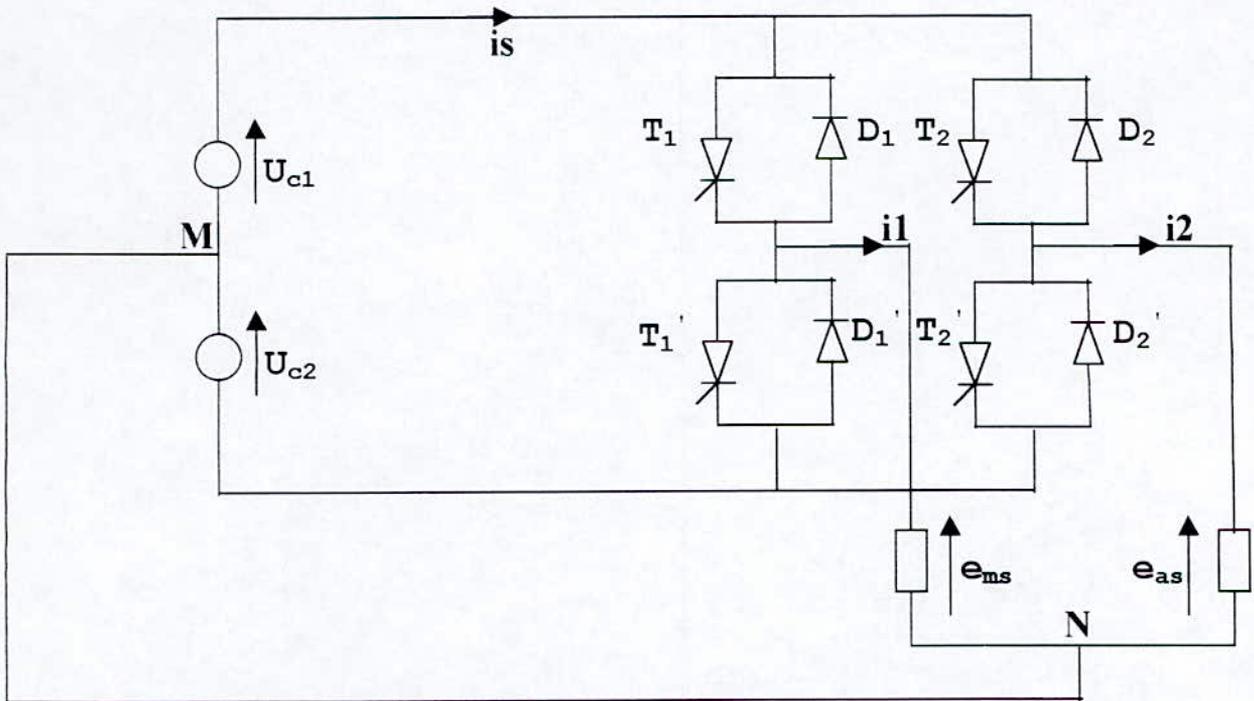
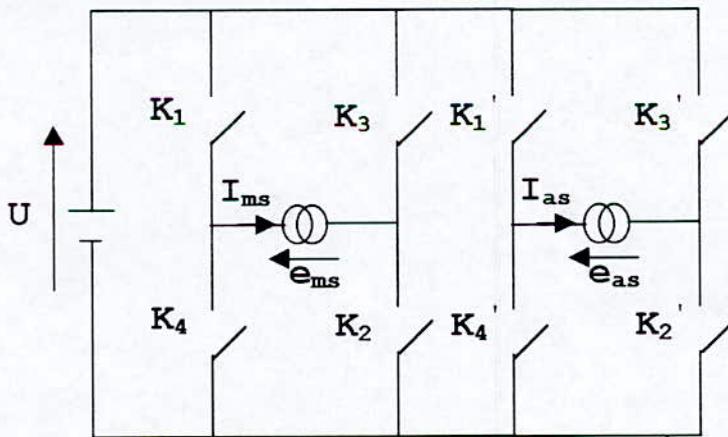


Fig.(II.18) L'onduleur diphassé à deux niveaux

II.7.1.3 Onduleur à quatre bras :



Figure(II.19) L'onduleur à quatre bras

Dans le but d'alimenter séparément les deux phases du moteur monophasé après avoir supprimé le condensateur, nous pouvons utiliser un onduleur à quatre bras comme c'est montré à la figure (II.19), dans ce cas chaque phase est alimentée par deux bras de cet onduleur.

II.7.2 Modélisation de l'onduleur biphasé :

II.7.2.1 Modèle de l'onduleur triphasé :

La structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux est montrée à la figure (II.17).

Les deux alimentations des deux phases du moteur monophasé sans condensateur s'expriment au moyen des fonctions connexion comme suit :

$$\begin{aligned} e_{ms} &= (C_1 - C_2) U \\ e_{as} &= (C_3 - C_2) U \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

Pour les courants, on peut écrire la relation (II.13) donnant le courant i_e d'entrée de l'onduleur en fonction des courants i_1 , i_2 et i_3 de sa charge diphasée d'où :

$$i_1 = i_1 + i_2 + i_3 = (C_1 - C_2)i_{ms} + (C_3 - C_2)i_{as} \quad (\text{II.13})$$

II.7.2.2 Modélisation de l'onduleur monophasé avec neutre accessible :

La structure de cet onduleur est donnée au figure(II.18), et on suppose $U_{c1} = U_{c2} = U_c$. Les tensions des bras de cet onduleur sont données par les relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{AM} = V_{AN} = V_A = C_1.U_{c1} - C'1.U_{c2} = (C_1 - C'1).U_c \\ V_{BM} = V_{BN} = V_B = C_2.U_{c1} - C'2.U_{c2} = (C_2 - C'2).U_c \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Pour que le convertisseur soit totalement commandable, les commandes des deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur doivent être complémentaires, c'est-à-dire:

$$\begin{cases} C_1 = 1 - C'1 \\ C_2 = 1 - C'2 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Ainsi, en introduisant la relation (II.15) dans (II.14), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_A = (2.C_1 - 1).U_c \\ V_B = (2.C_2 - 1).U_c \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

En introduisant les fonctions de commutation $C''1$ et $C''2$ associées respectivement aux cellules 1 et 2 de l'onduleur diphasé dans le système (II.16), on obtient:

$$\begin{cases} V_A = C''1.U_c \\ V_B = C''2.U_c \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Pour les courants, on peut écrire la relation (II.18) donnant le courant i_s d'entrée de l'onduleur diphasé en fonction des courants i_1 et i_2 de sa charge diphasée:

$$i_s = C_1 \cdot i_1 + C_2 \cdot i_2 \tag{II.18}$$

En introduisant les fonction de commutation, la relation (II.18) ci dessus peut être écrite comme suit:

$$i_s = (1/2)[1+C''1] \cdot i_1 + (1/2)[1+C''2] \cdot i_2 \tag{II.19}$$

II.7.3 Application de l'association ONDULEUR BIPHASE-MACHINE

II.7.3.1 Alimentation en tension par la stratégie de modulation à échantillonnage naturelle :

II.7.3.1.1 La stratégie naturelle à deux niveaux :

les tensions de références de l'onduleur diphasé permettant de générer un système de tension diphasé équilibré directe ou inverse définie comme suit:

$$V_{ref_{ms}} = V_m \sin(\omega t + \varphi) \tag{II.20}$$

$$V_{ref_{as}} = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2} \text{ marche})$$

la figure (II.11*) montre la porteuse et deux tensions de référence.

Pour une onde avec un coefficient en tension r , un indice de modulation m , les $2m$ de commutation de l'onde **PWM** à l'échantillonnage naturel sont données par les solutions des $2m$ équations :

$$4j - 3 - \frac{2m}{\pi} \alpha_{2j-1} = r \sin(\alpha_{2j-1} + \delta) \rightarrow \text{pour le } j^{\text{eme}} \text{ segment descendant de la porteuse.} \tag{II.21}$$

$$1 - 4j + \frac{2m}{\pi} \alpha_{2j} = r \sin(\alpha_{2j} + \delta) \rightarrow \text{pour le } j^{\text{eme}} \text{ segment ascendant de la porteuse.}$$

avec : $j = 1, \dots, m$

avec $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2m}$ sont les ongle de commutation, et δ le déphasage du signal modulant.

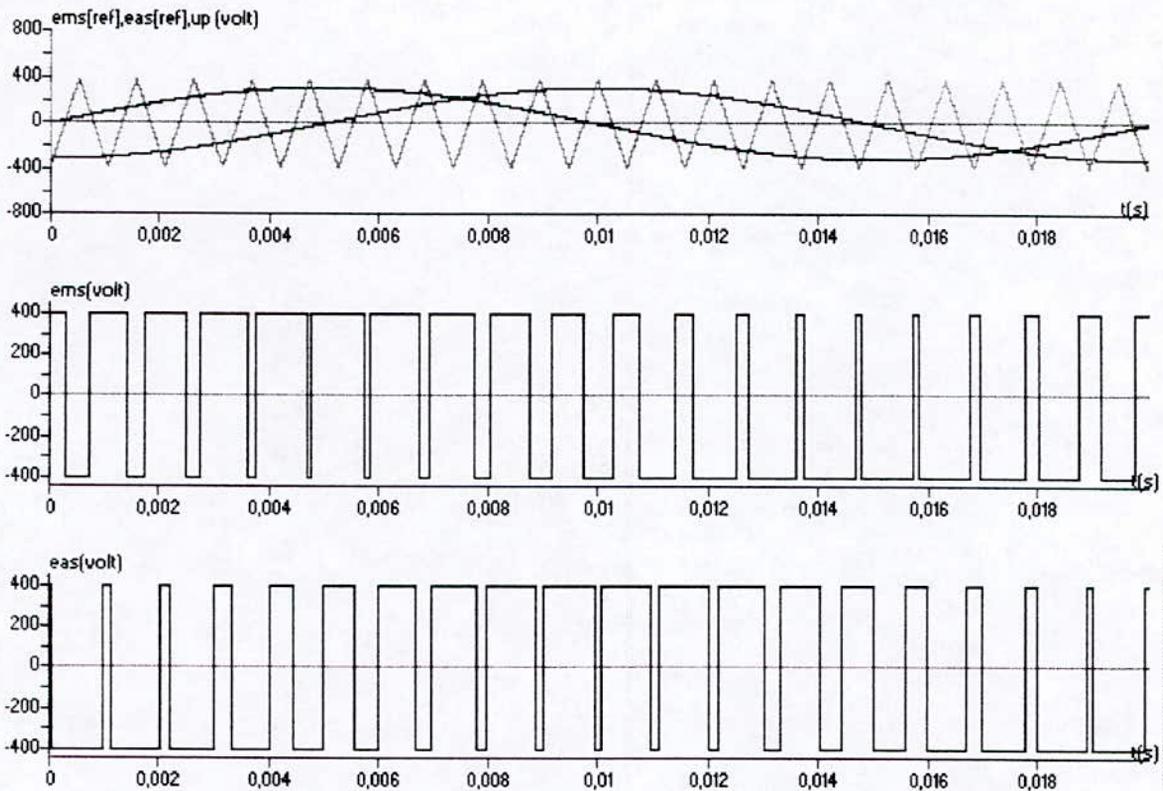


Fig.(II.20) modulation sinusoïdale

I.7.3.1.2 La stratégie naturelle à trois niveaux :

La figure (II.21) montre la porteuse unipolaire et les deux tensions de référence.

La figure (II.21) montre aussi la tension de sortie de la première phase de l'onduleur, ainsi la deuxième phase.

On remarque que le nombre d'impulsion P de cette tension par alternance vaut :

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{m}{2} - 1 && \text{Si } m \text{ est pair.} \\
 P &= \frac{m-1}{2} && \text{Si } m \text{ est impair.}
 \end{aligned}
 \tag{II.22}$$

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

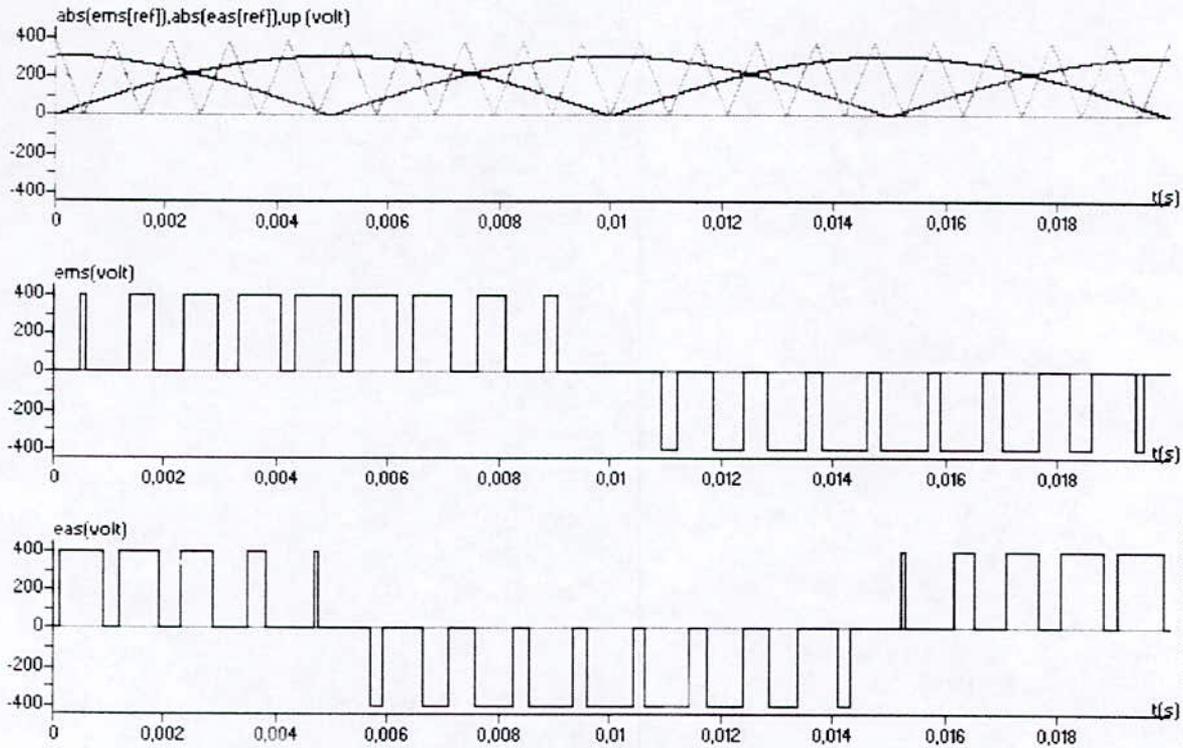


Fig.(II.21) modulation optimisée

II.7.3.2 Alimentation en courant par la stratégie de commande par hystérésis :

II.7.3.2.1 Commande en courant par hystérésis à deux niveaux :

Les courants de référence pour cet onduleur alimentants le moteur sont définis de façon à avoir un champ magnétique le plus circulaire possible, comme suit :

$$\begin{aligned}
 I_{ref}(t)_{ms} &= I_{ref} \sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi) \\
 I_{ref}(t)_{as} &= \frac{I_{ref}}{A} \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2} \text{marche})
 \end{aligned}
 \tag{II.23}$$

Avec A rapport des mutuelles inductances des phases principales et auxiliaire. La variable marche (marche= 1 :système directe ; marche = -1 :système inverse)permet l'inversion du champ tournant et par suite le sens de rotation de la machine).

II.7.3.2.2 Commande en courant par hystérésis à trois niveaux :

Les courants de référence pour cet onduleur alimentant le moteur monophasé sont définis comme pour l'onduleur diphasé à deux niveaux par le système (II.23)

La figure (II.22) montre le résultat de la tension de sortie de cet onduleur.

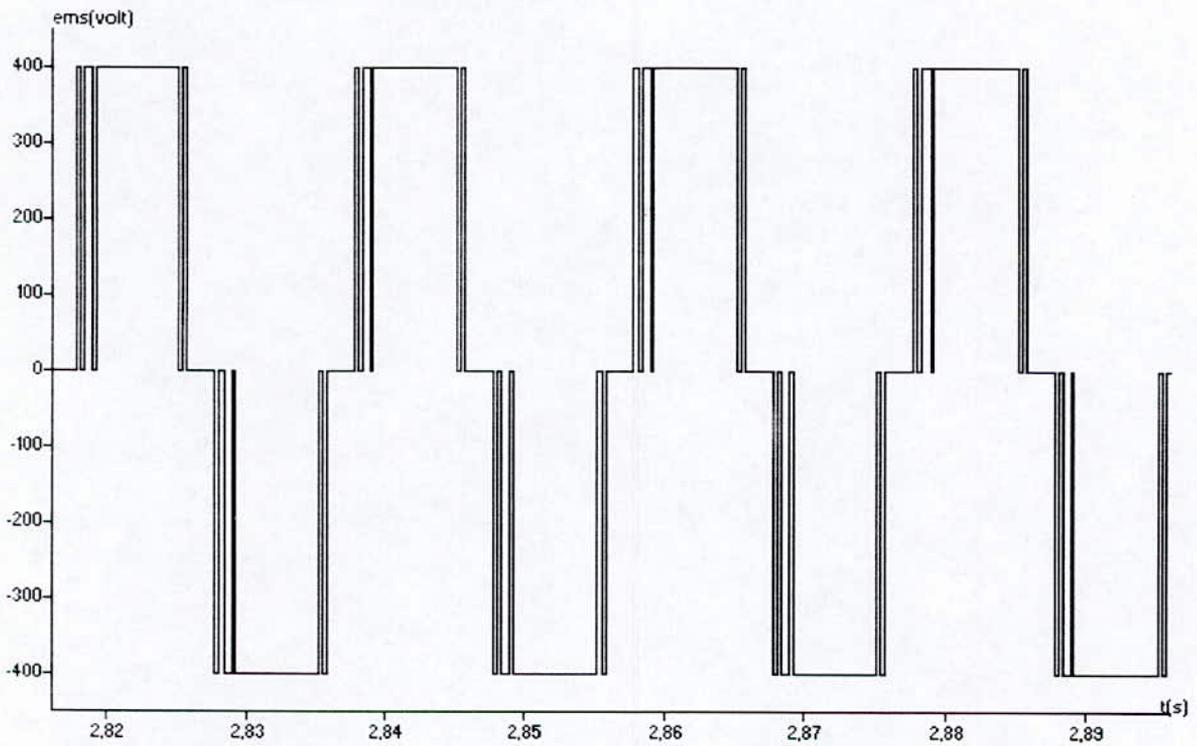


Fig.(II.22) tension de sortie de l'onduleur

Simulation et interprétation

Alimentation en tension avec un onduleur à deux niveaux :

la figure (II.20) montre la porteuse et les deux tensions e_{ms} et e_{as} de référence pour $m=19$ et $r=0.8$. Par la suite, nous avons simulé le comportement de cette machine diphasée alimentée par l'onduleur diphasé à deux niveaux figure(II.23) ; le courant i_{ms} dans une phase de stator figure(II.23.b) suit l'allure d'une sinusoïde avec des pics qui sont dus à la modulation; le couple électromagnétique figure (II.23.d) présente des pulsations, il oscille autour de sa valeur moyenne. Sur la figure (II.23.c) la vitesse du moteur est représentée, elle est mieux que celle du moteur monophasé avec condensateur de démarrage.

En utilisant la variable marche, l'onduleur diphasé commandé par cette technique permet un fonctionnement du moteur monophasé sans condensateur dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

Alimentation en tension avec un onduleur à trois niveaux :

La figure (II.24.a) montre les deux tensions de référence pour $m=19$ et $r=0.8$, les autres figures (II.24.*) présentent les performances de la conduite de la machine monophasée sans condensateur de démarrage alimentée en tension par l'onduleur diphasé à trois niveaux. Comme pour l'onduleur à deux niveaux ; la variable marche permet un fonctionnement du moteur dans les quatre quadrant du plan couple-vitesse .

Alimentation en courant avec un onduleur à deux niveaux :

La figure (II.25) représente les chronogrammes de la machine monophasée sans condensateur de démarrage alimenté par l'onduleur diphasé à deux niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis, elles sont similaires que celles de la machine avec condensateur de démarrage, la seule remarque concerne la vitesse de rotation qui est plus régulière pour la machine sans condensateur de démarrage.

La variable marche permet l'inversion du champ tournant et par suite de ses de rotation de la machine.

Alimentation en courant avec un onduleur à trois niveaux :

les remarques qu'on peut tirer à partir des figure(II.26.*) qui représentent les résultats de la conduite de la machine monophasée sans condensateur de démarrage alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis sont les mêmes pour la machine monophasée avec condensateur.

La figure (II.26.a) montre bien le rôle de la variable marche qui permet de freiner le moteur monophasé et inverser son sens de rotation.

Remarques sur les spectres :

D'après la figure (II.27) qui représente le spectre d'harmonique de la tension pour l'onduleur diphasé commandé en tension à deux niveaux, on constate que les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse $f_p = mf$, comme on remarque aussi que si m est impaire on trouve dans le spectre de tension uniquement des harmoniques impaires, et les harmoniques paires sont négligeables, par contre si m est paire (on choisi $m=6$) on trouve dans le spectre de tension les harmoniques paires et impaire.

Pour l'onduleur à trois niveaux (II.28), les résultats de simulation sont similaires à celle des deux niveaux, sauf que dans le cas à trois niveaux et par m paire on remarque qu'il y, a une symétrie par rapport à $\pi/2$ et désymétrie par rapport à π et donc seul les harmoniques impaires existent.

Pour voir l'effet de l'augmentation de m sur la tension de sortie de l'onduleur, nous représentons sur les figures (II.27.*) et (II.28.*) les spectres de cette tension pour un indice de modulation $r=0.8$ et un ratio de fréquence m égale à 3, à 6, à 9 et à 15 pour le cas des tension à deux niveaux et m égale à 4, à 8, à 10 et à 16 pou le cas des tension à trois niveaux.

Nous remarquons que l'augmentation de m décale les harmoniques vers des fréquences élevées et clarifie le spectre.

Ainsi à partir de ces figures il est claire que les spectres des tensions dans le cas de trois niveaux sont plus clarifiées que celles des deux niveaux, ce que nous pouvons l'expliquer par la proche du signal à trois niveaux à la sinusoïde que le signal à deux niveaux.

Pour l'onduleur commandé par la stratégie d'hystérésis avec $\Delta i=0.001$; $\Delta i=0.1$ et d'après les figures (II.29) et (II.30), nous pouvons dire que le taux d'harmoniques de la tension est très faible surtout pour le cas de l'onduleur à trois niveaux, et les harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de rang élevé et donc facilement lissés.

La fréquence de commutation dépend essentiellement de la charge et aussi de la largeur de la bande d'hystérésis .

Enfin, il est utile de noter ici que le principale avantage de contrôle en courant est d'atténuer le taux d'harmonique; en effet, plus la largeur de la bande d'hystérésis est petite, ^lus la fréquence de commutation est grande, ainsi, les harmoniques de courant sont de hautes fréquences et par conséquent leur amplitudes est petites. Cependant, il faut veiller à ce que cette fréquence ne dépasse pas la fréquence admissible par les transistors

En outre, ce type d'onduleur nous permet d'imposer les courants en fréquence et en amplitude .

Remarque :

Durant toutes les simulations on a appliqué un couple résistant entre les instants 1s et 1.5s et inversé le sens de rotation à l'instant 1s, pour le cas de moteur diphasé, la valeur du couple résistant appliquée est 0.25Nm, mais le moteur monophasé avec condensateur ne supporte pas cette valeur, pour cela on a appliqué pour le cas de la machine monophasée un couple résistant égale à 0.15Nm.

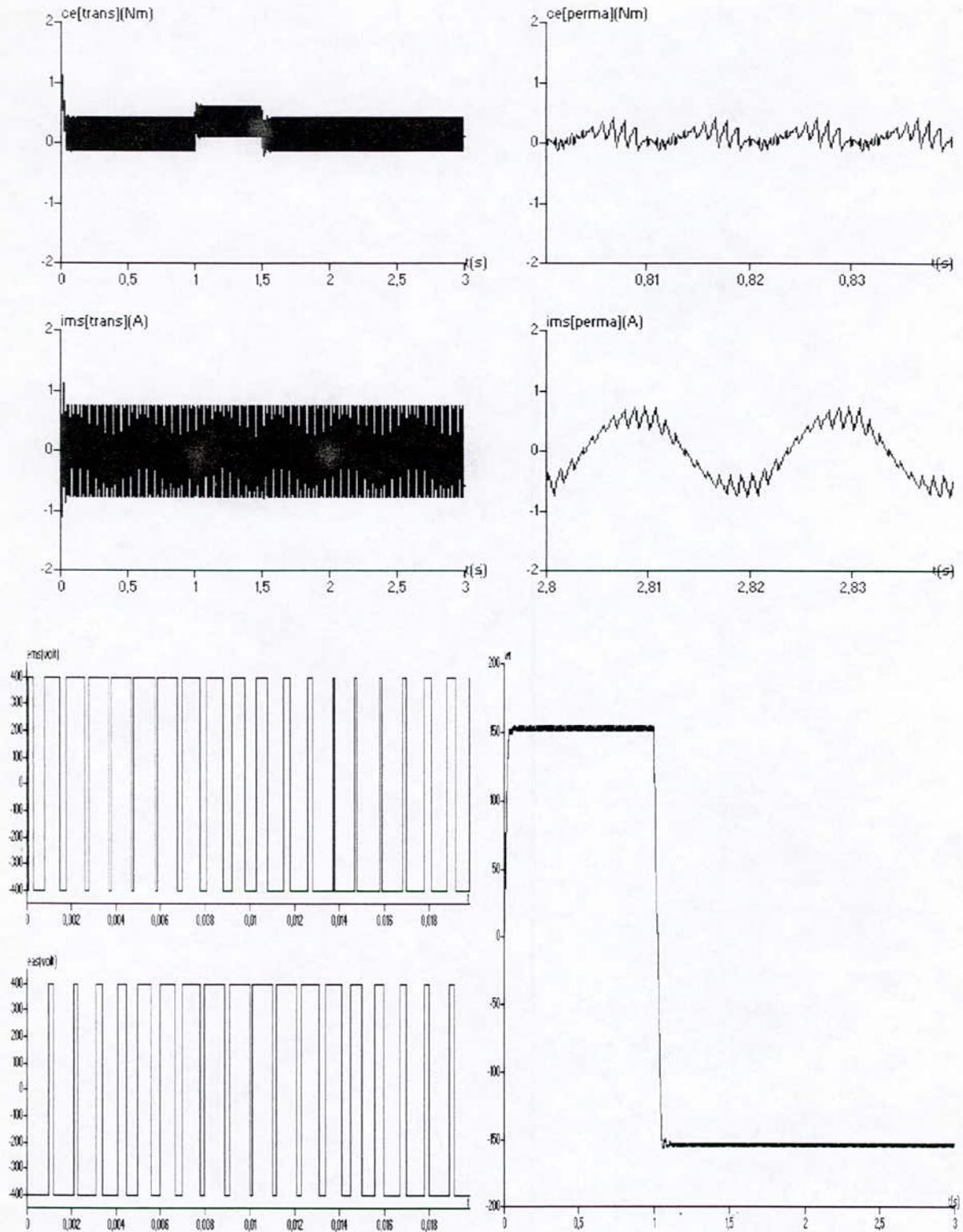


Fig.(II.23) la machine diphasés alimentée en tension avec un onduleur à deux niveaux

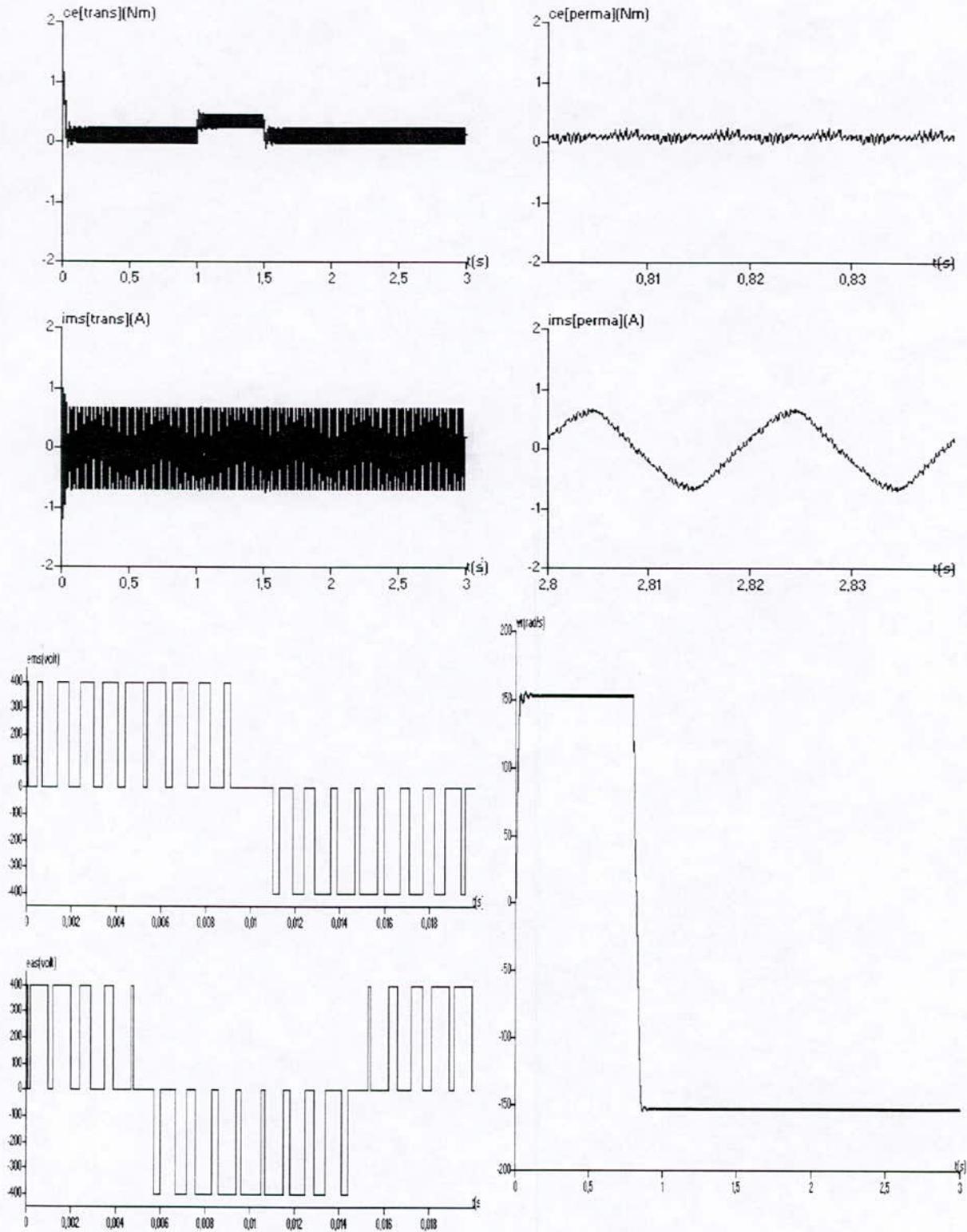


Fig.(II.24) la machine diphasée alimentée en tension avec un onduleur à trois niveaux

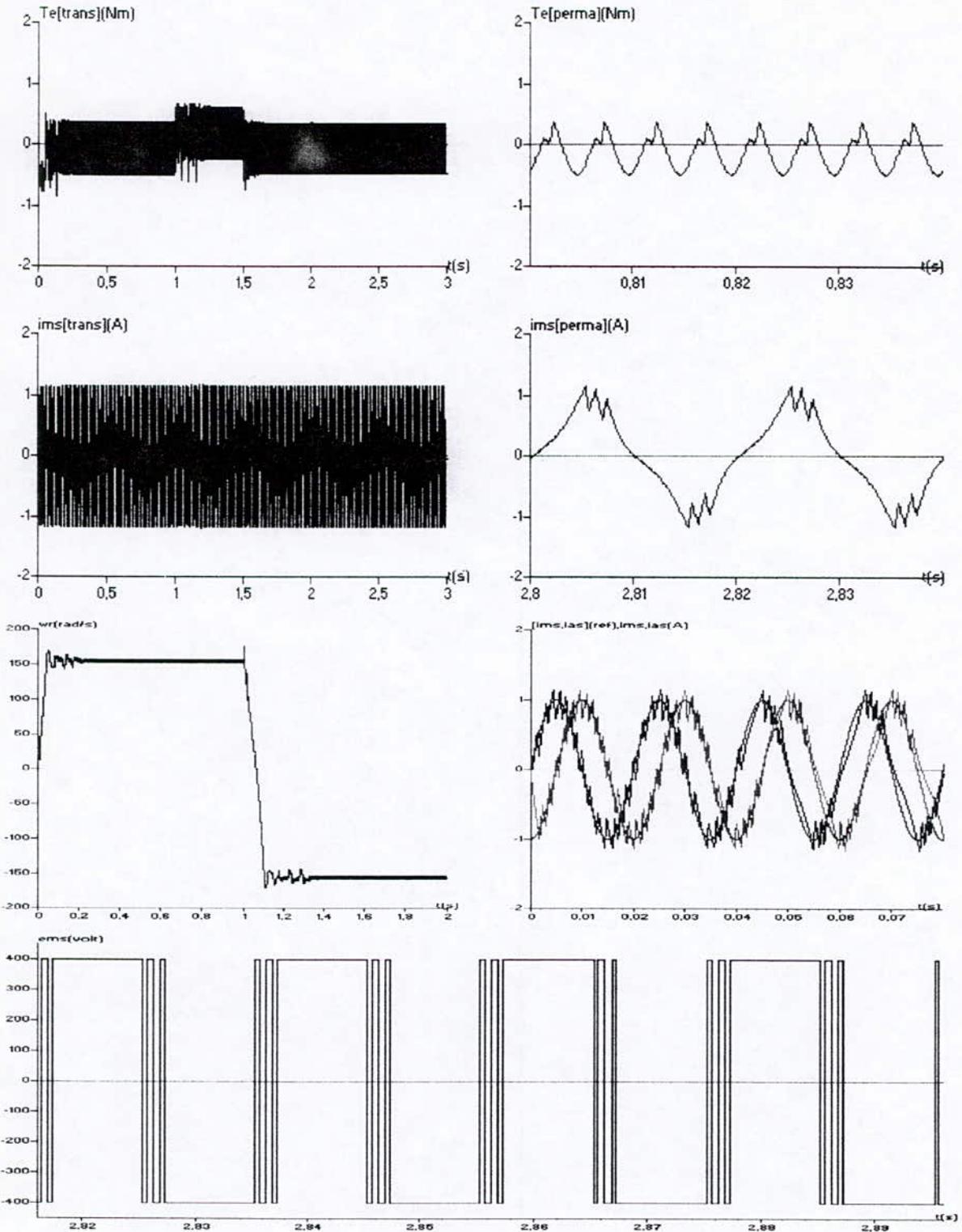


Fig.(II.25) machine diphasée alimentée en courant par un onduleur à deux niveaux

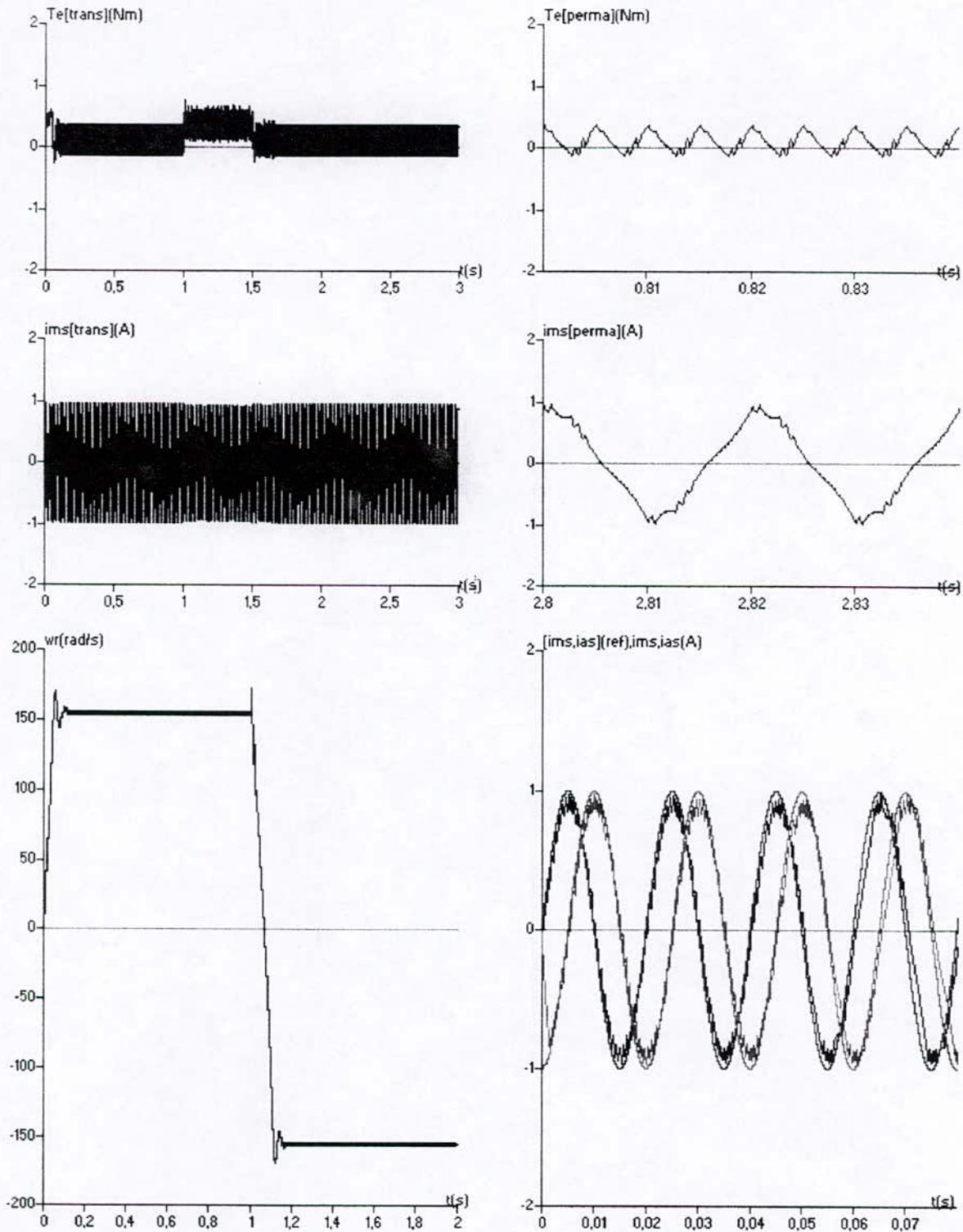


Fig.(II.26) la machine diphasée alimentée en courant avec un onduleur à trois niveaux

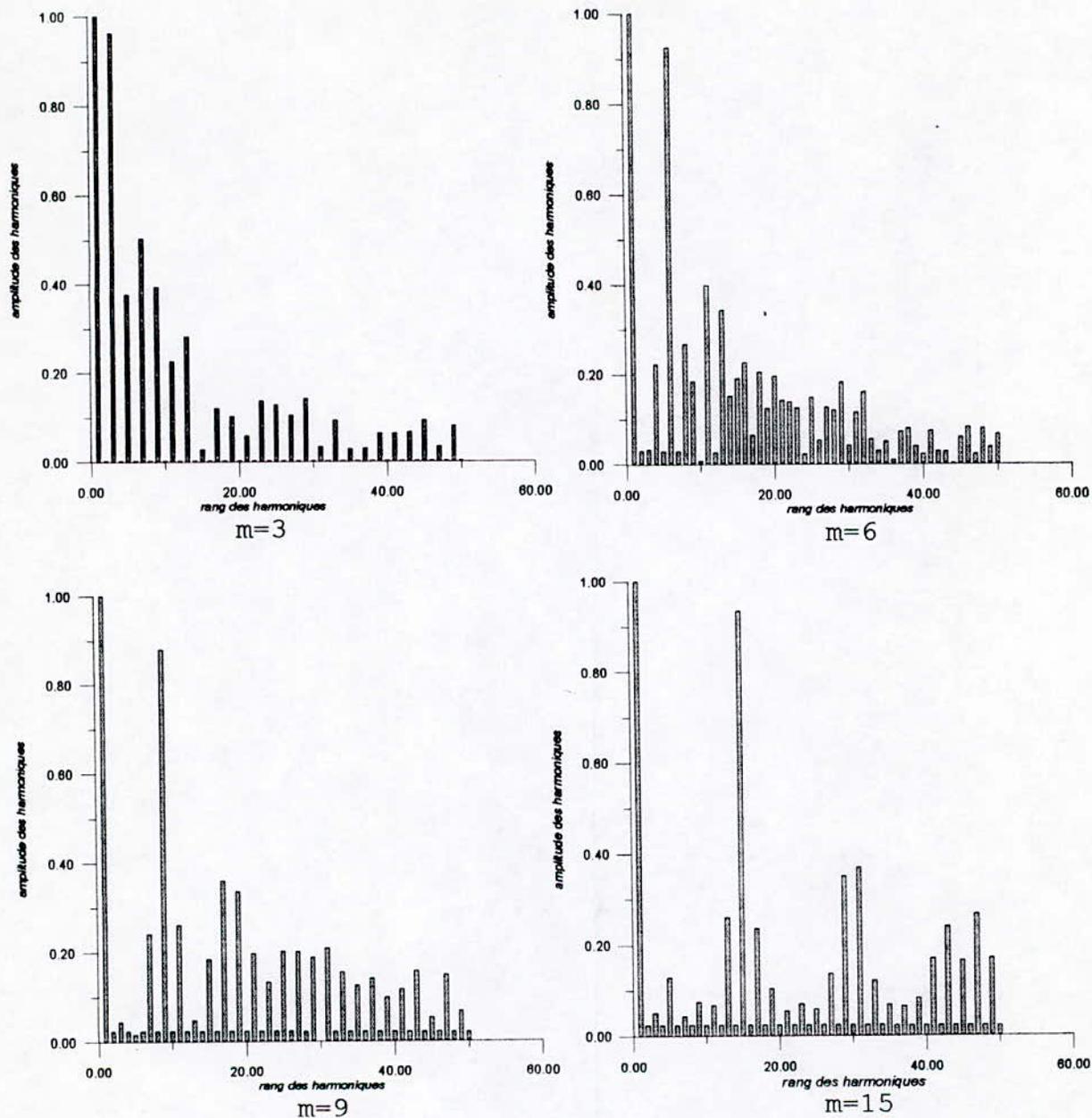


Fig.(II.27) spectre d'harmonique de tension à deux niveaux

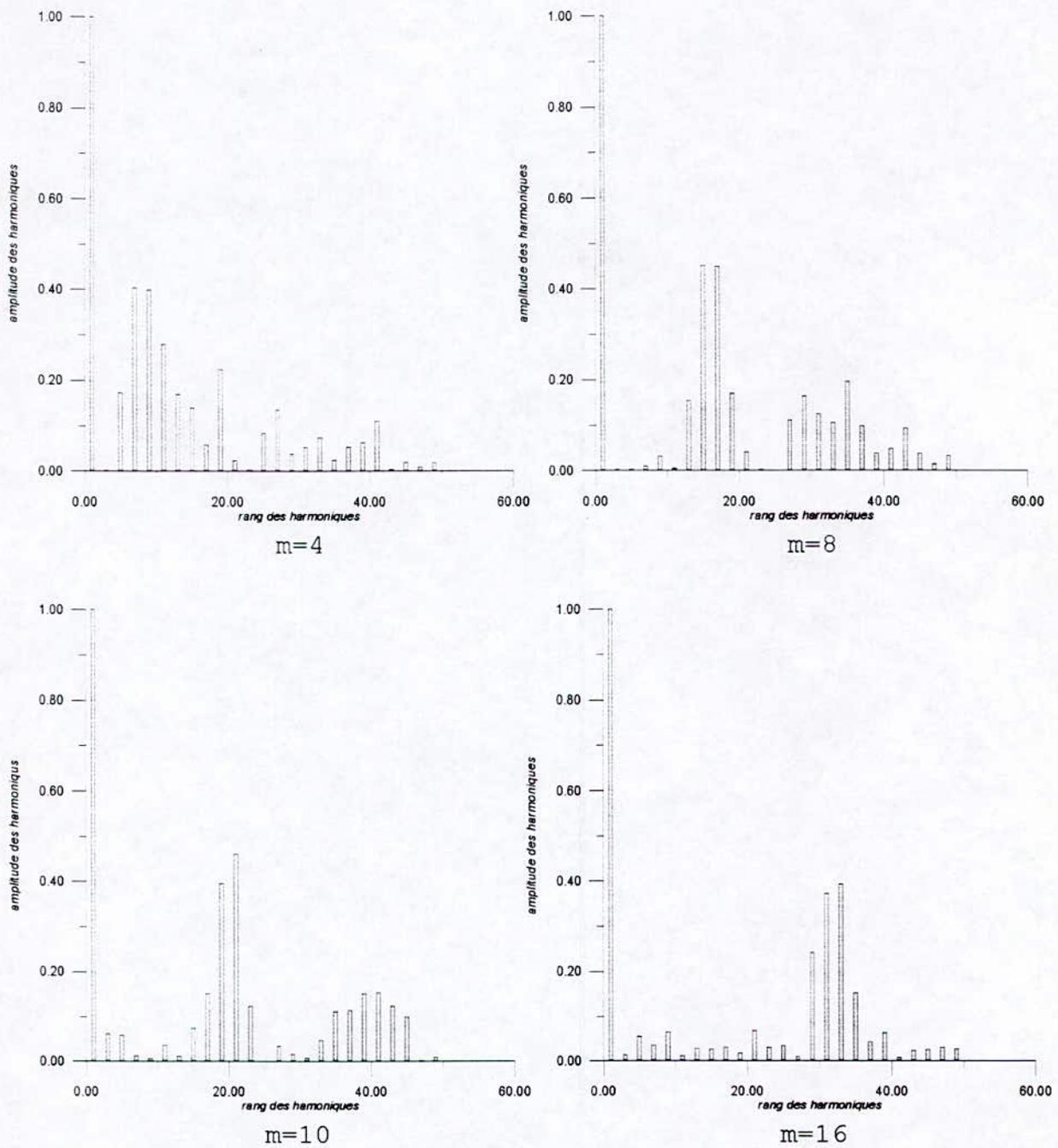
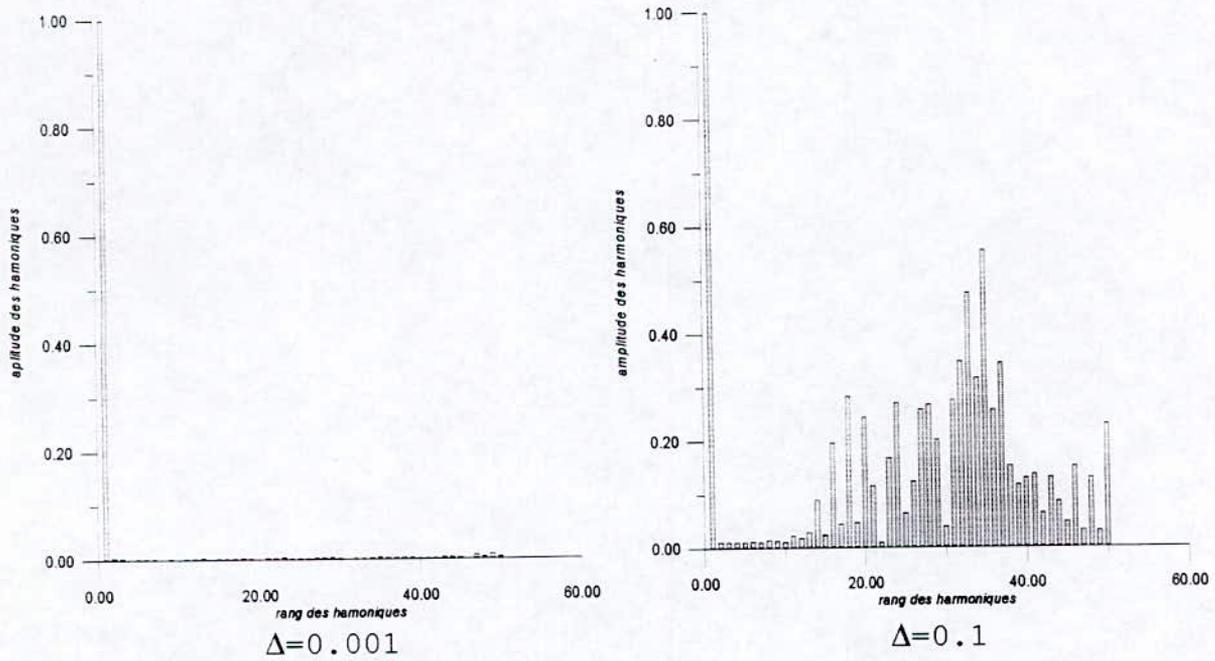
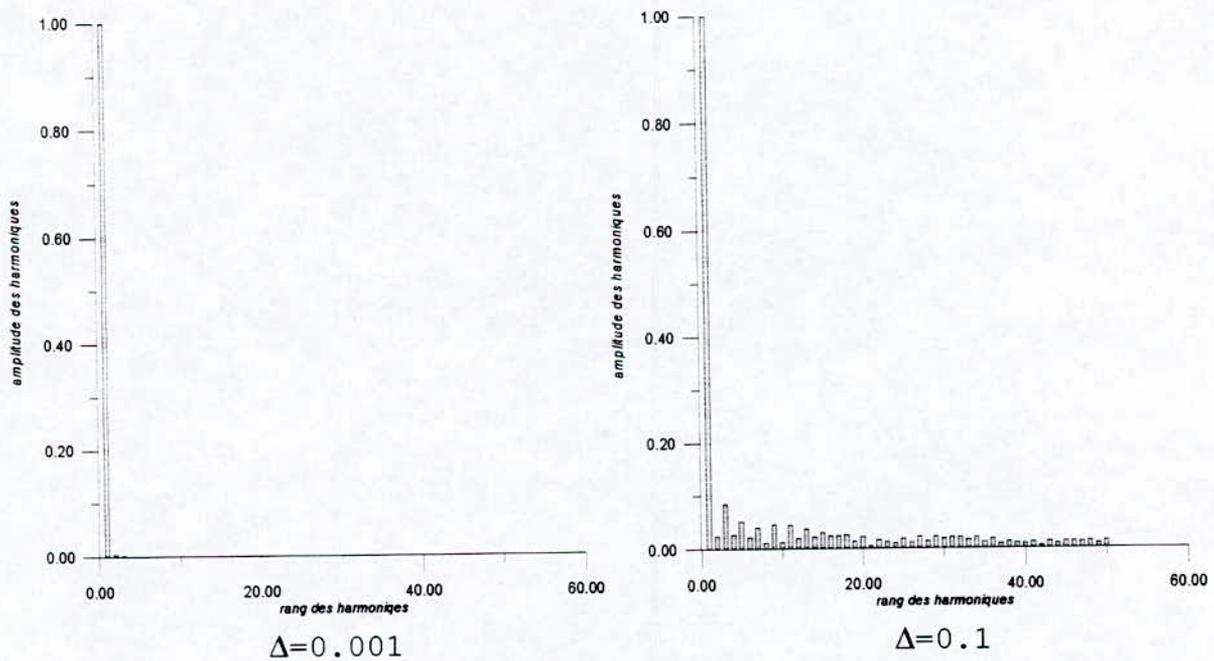


Fig.(II.28) spectre d'harmonique de tension à trois niveaux



**Fig.(II.29) spectre d'harmonique de tension à deux niveaux
(machine alimentée en courant)**



**Fig.(II.30) spectre d'harmonique de tension à trois niveaux
(machine alimentée en courant)**

CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons étudié les deux stratégies d'alimentation, la stratégie triangulo-sinusoidale et la stratégie de commande par hystérésis dans les cas des tensions à deux et trois niveaux pour les machines monophasées et diphasées.

On a simulé l'ensemble onduleur-machine pour mieux voir leur effet sur les performances de la machine.

En général, la vitesse de la machine diphasée est plus régulière que celle de la machine monophasée avec condensateur.

Le courant proche plus d'une sinusoïde dans le cas d'alimentation à trois niveaux.

Le couple électromagnétique du moteur oscille toujours autour de sa moyenne à la fréquence deux fois celle de la tension de sortie de l'onduleur.

La commande MLI permet de rejeter les harmoniques à des hautes fréquences donc facilement lissés par l'inductance de la machine.

L'utilisation de l'onduleur à trois niveaux permet d'utiliser des semi-conducteurs moins puissants ce qui diminue le coup du circuit de commande.

Il est important d'augmenter la valeur de ratio de fréquence m , mais nous ne pouvons pas l'augmenter indéfiniment puisque le nombre de commutations augmente ce qui surchauffe les semi-conducteurs de l'onduleur.

CHAPITRE III :

COMMANDE PAR ORIENTATION DE FLUX ROTORIQUE

INTRODUCTION :

Les méthode de contrôle scalaires appliquées sur la machine asynchrone, telles que le contrôle volts/hertz, ne donne pas des résultats satisfaisantes, à cause du couplage qui existe entre le flux et le couple[**Faidallah 95**].

Dans les années 70, "BLASCHKE" a été proposé pour la première fois la technique de découplage par la méthode d'orientation de flux.

Actuellement deux sortes de commandes sont utilisées :la première méthode proposée par "BLASCHKE", utilise des capteurs de flux (sondes à effet Hall, spires de mesures)placés dans l'entrefer de la machine. La fragilité de ces sonde, le surcoût à la production du moteur et la perte de robustesse de ce moteur rendent cette méthode peu attrayante.

Une autre méthode proposée par "HASSE" favorisée par le développement des microprocesseurs, cette méthode estime seulement la position de flux[**Hemici 94**].

Dans ce chapitre nous traitons la commande vectorielle d'une machine asynchrone monophasée alimentée par un onduleur commandé en tension ou en courant, en utilisant la méthode indirecte.

Cette méthode est appliquée à la machine asynchrone monophasée sans condensateur dans le cas de la commande en courant de l'onduleur PWM, la commande en tension ne peut pas être appliquée à la machine dissymétrique car elle se base sur le modèle de la machine écrit dans un référentiel lié au champ tournant.

III-1 Principe de la commande du flux orienté :

Afin d'améliorer les performances de la machine asynchrone, le modèle de la machine à courant continu reste le modèle le plus avantageux ; à cause de l'angle $\pi/2$ entre la force magnétomotrice de l'induit et l'axe du flux inducteur [Barkati 97], idem le couple et le flux sont découplés ; le couple est commandé par le courant d'induit, si le flux est constant, ce dernier est commandé par le courant inducteur.

Cette machine présente des performances limitées à cause de leur collecteur, pour cela, la méthode d'orientation de flux de la machine asynchrone répond à nos besoins, cette technique nécessite l'orientation du flux en quadrature avec le couple d'où le nom de **la méthode de flux orienté**.

L'orientation de flux ramène le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu [vas 90].

On choisit un référentiel **d-q** de telle sorte que l'axe directe **d** coïncide avec le vecteur de flux rotorique Φ_r . dans ces conditions la composante en quadrature du flux rotorique est nulle figure (III-1).

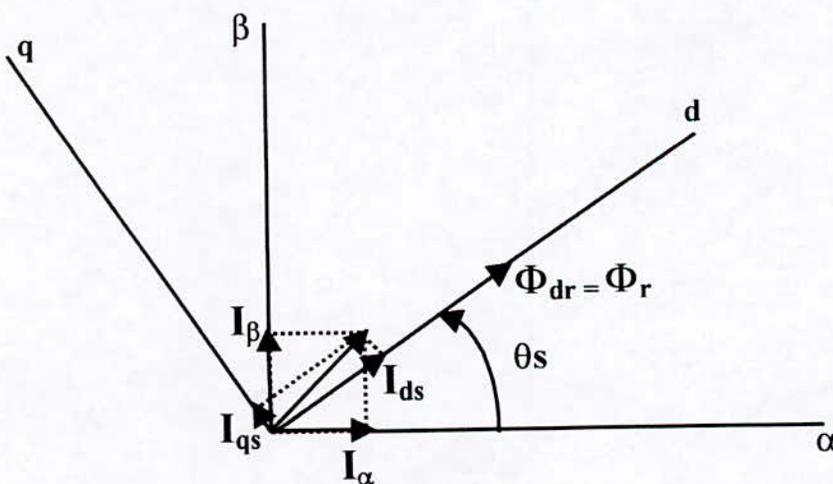
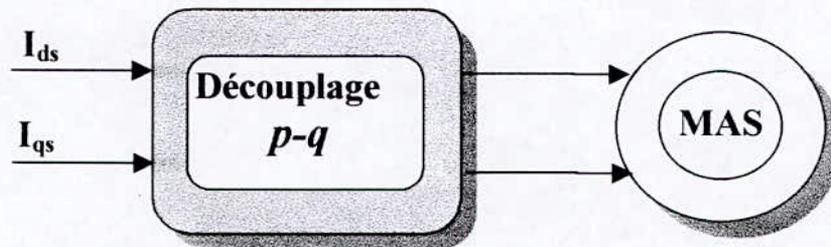


Fig.(III.1) Orientation du flux rotorique suivant l'axe d

Le but est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, de telle sorte que l'une des composantes (I_{ds}) commande le flux et l'autre (I_{qs}) commande le couple figure



M.C.C : $T_e = K I_a I_f$

M.A.S : $C_e = K I_{qs} I_{ds}$

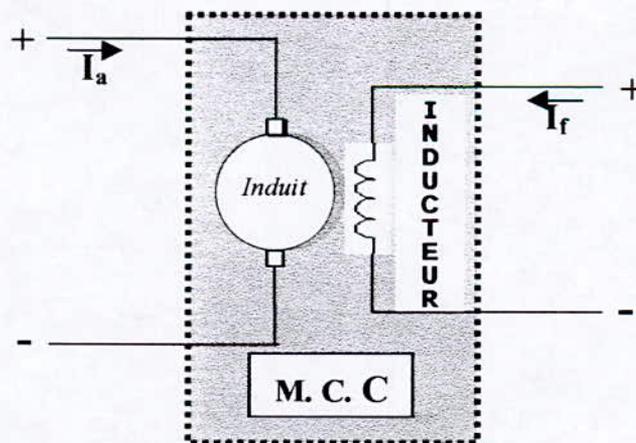


Fig.(III.2) Principe de découplage

III. 2 La commande vectorielle indirecte :

III. 2. 1 Commande en courant de la machine monophasée:

Presque la majorité des travaux qui sont effectués sur la machine asynchrone utilisent la commande en courant de cette machine, par ce que, on appliquant cette commande, la structure de contrôle devient simple, ainsi elle est applicable pour les machines symétriques et dissymétriques.

Dans cette partie on va étudier la commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée, en contrôlant l'onduleur en courant.

III. 2. 1. 1 Modèle en courant de la machine asynchrone monophasée :

Le modèle de la machine asynchrone monophasée alimentée en courant dans un référentiel lié au champ tournant est représenté par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (w_s - pm \Omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_r M}{L_r} I_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - (w_s - pm \Omega_r) \Phi_{dr} + \frac{R_r M}{L_r} I_{qs} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{p_m M}{J L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{T_1}{J} \end{aligned} \quad (III.1)$$

On choisissant $(\Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \Omega_r)$ comme variables de sortie, et on considérant les courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}) et la pulsation (w_s) comme variables de commande, et le couple (T_1) comme perturbation, le système est schématisé par le schéma bloc suivant :

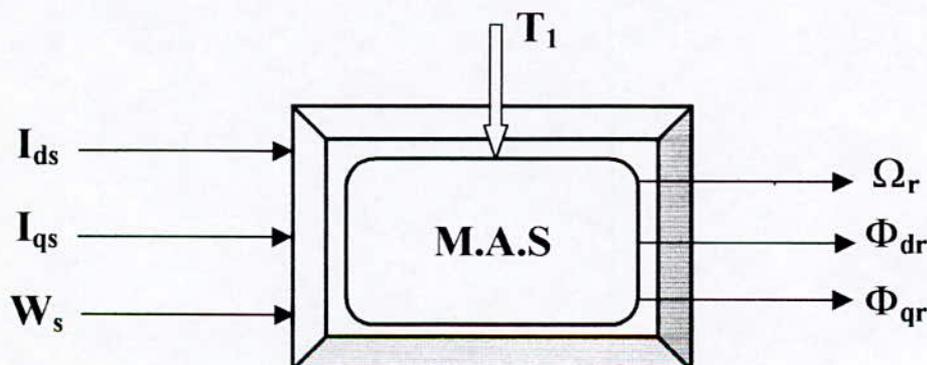


Fig.(III.3) Schéma-bloc de la machine asynchrone alimentée en courant

Dans le cas d'une machine asynchrone symétrique en prend ($M_d = M_q = M$).
 Le schéma du modèle de la machine asynchrone monophasée est le suivant :

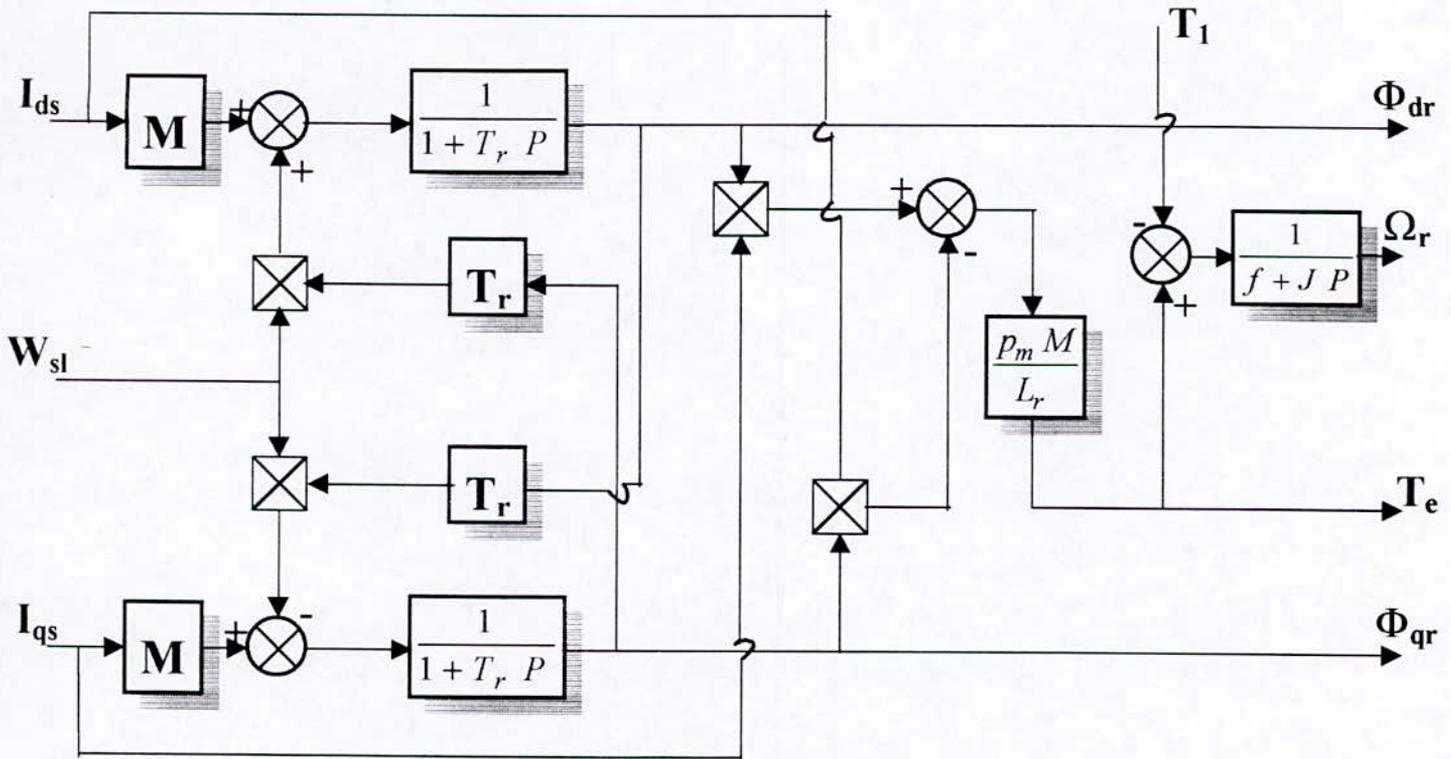


Fig.(III.4) Modèle de la MAS monophasée alimentée en courant

A l'aide des équations suivantes nous pouvons faire la transmission entre les différents variables d'états :

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + M I_{ds} & (III - 2) \\ \Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + M I_{qs} \\ \Phi_{ds} &= L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{aligned}$$

tous les variables d'états réels de la machine peuvent être calculés à partir de la transformation inverse de PARK [Boulekrechef 97].

III. 2. 1. 2 Modèle en courant par orientation du flux rotorique :

Avec :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad (III - 3)$$

$$\Phi_{qr} = 0$$

le modèle de la machine (III-1), se simplifie comme suit :

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = M I_{ds}$$

$$w_{sl} = \frac{R_r M}{L_r \Phi_{dr}} I_{qs} = w_s - pm \Omega_r = \frac{R_r T_e}{pm \Phi_{dr}^2} \quad (III - 4)$$

$$T_e = \frac{pm M}{L_r} \Phi_{dr} I_{qs}$$

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{T_e}{J} - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{Tl}{J}$$

Donc nous pouvant tirer les équations de couple et de flux.

$$T_e = \frac{pm M}{L_r} \Phi_{dr} I_{qs} \quad (III - 5)$$

$$\Phi_{dr} = \Phi_r = \frac{M}{(1 + T_r P)} I_{ds}$$

D'après ces deux relations nous remarquons que seule la composante directe du courant statorique I_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique Φ_r , alors que le couple ne dépend que la composante en quadrature I_{qs} , si le flux rotorique Φ_r est maintenu constant figure(III-5).

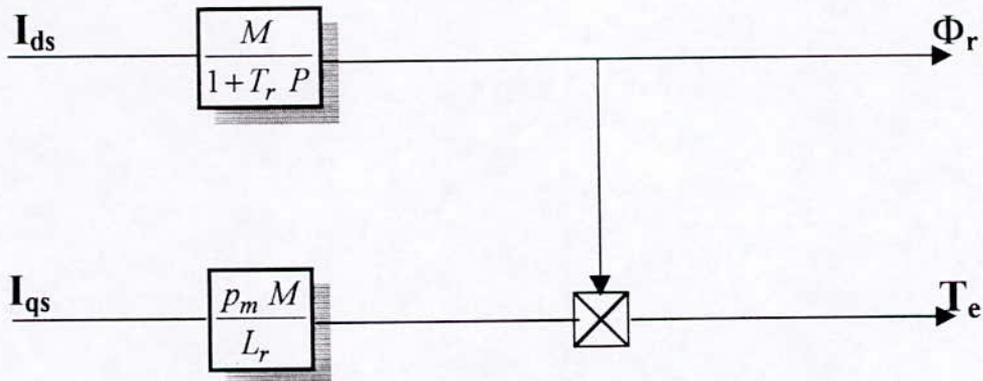


Fig.(III.5) Découplage avec orientation du flux rotorique

Le nouveau modèle de la machine peut être schématisé comme le suivant :

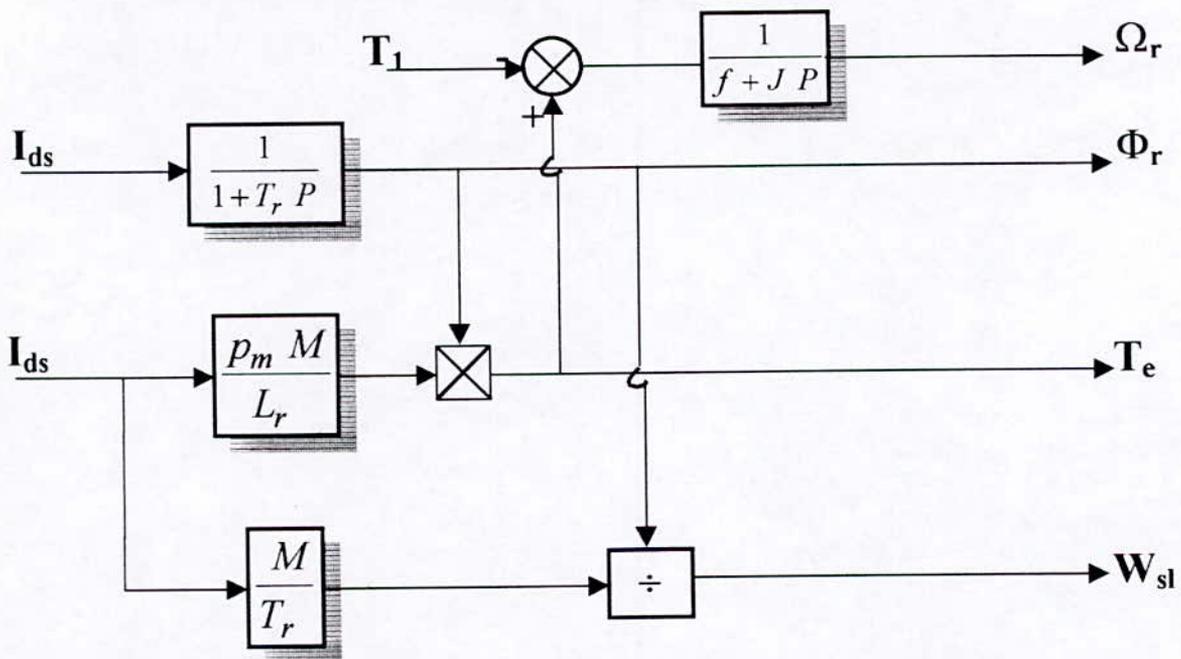


Fig.(III.6) Modèle en courant par orientation du flux rotorique

III. 2. 1. 2. 1 Commande en boucle ouverte

Considérons le flux rotorique Φ_r^* et le couple T_e^* comme référence de commande, si nous inversons le modèle (III-4) nous obtenons :

$$I_{ds}^* = \frac{1}{M} \left(\frac{L_r}{R_r} \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^* \right)$$

$$I_{qs}^* = \frac{L_r T_e^*}{p m M \Phi_r^*} \tag{III-6}$$

$$w_{sl}^* = \frac{R_r M}{L_r \Phi_r^*} I_{qs}^*$$

$$w_s^* = w_{sl}^* + p m \Omega_r$$

Le schéma bloc de la structure de commande est le suivant :

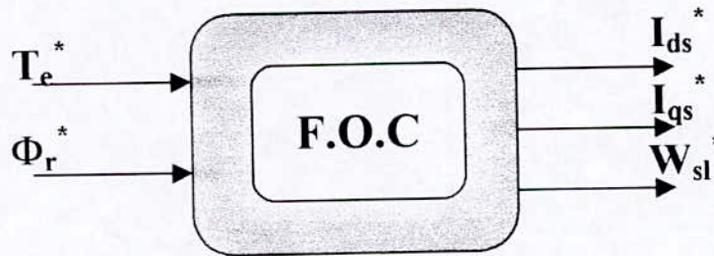
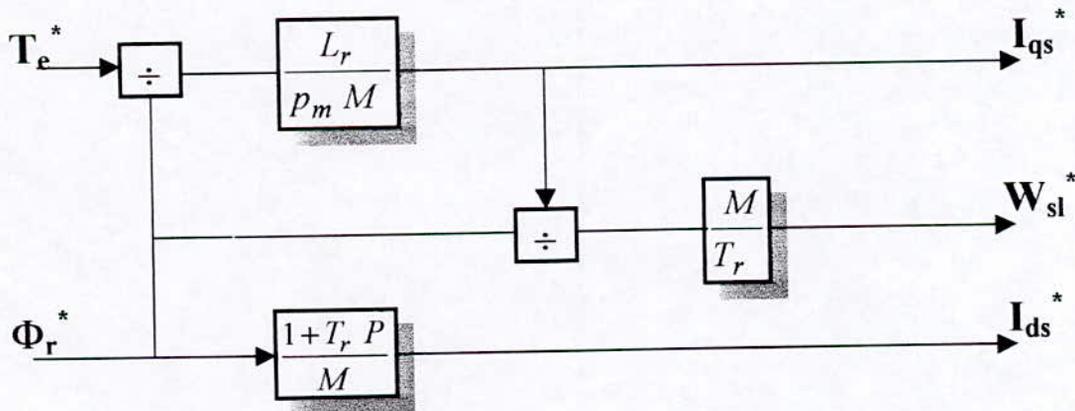


Fig.(III.7) Schéma bloc du F.O.C

Le schéma détaillé de commande est le suivant :



Fig(III.8)- Schéma structurel de commande en courant par orientation du flux rotorique

III. 2. 1. 2. 2 Commande en boucle fermée

Le structurel d'une régulation de vitesse est donné à la figure(III-9).

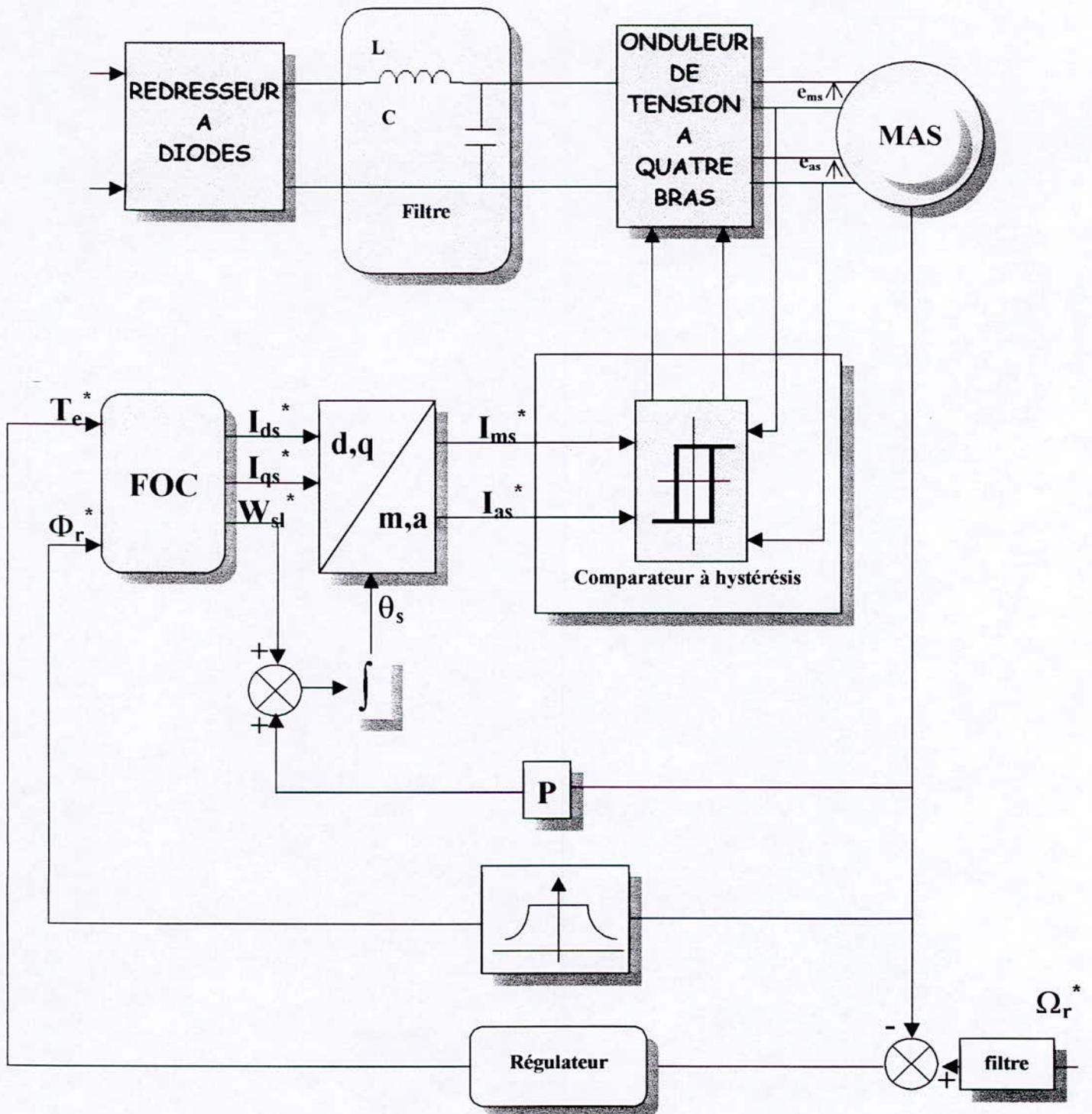


Fig.(III.9) Schéma global du réglage en boucle fermée

D'après ce schéma nous pouvons distinguer les différentes parties constituant le contrôle :

_ **Le découplage (foc)** : ce bloc était développé au paragraphe (III. 2. 1. 2. 1)

_ **Un bloc de défluxage [Barkati 97]** : le flux de commande Φ_r^* est obtenu à partir d'un bloc de défluxage qui maintient Φ_r^* constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale ; pour permettre un fonctionnement à flux constant, dans le cas où la vitesse dépasse la vitesse nominale ce bloc assure un fonctionnement à puissance constante, donc il permet de diminuer le flux inversement proportionnel à la vitesse, ce bloc est défini par les valeurs du flux de consigne suivantes :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_m & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \Phi_m \frac{\Omega_n}{\Omega_r} & \text{si } |\Omega_r| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (III - 7)$$

_ **Le régulateur** : d'après le schéma de figure(III-9), le couple de commande T_e^* est délivré par un régulateur de vitesse qui à pour entrée la différence de vitesse, il est généralement de type proportionnel intégrateur avec gains constants K_p et K_i , la fonction de transfert du régulateur PI est :

$$\frac{T_e^*(P)}{e_w(P)} = K_p + \frac{K_i}{P} \quad (III - 8)$$

_ **Le filtre** : l'analyse théorique du système globale (régulateur-modèle de la machine monophasée), montre que si nous voulons régler la vitesse, il va apparaître un dépassement de cette dernière avant la stabilisation, donc il est indispensable d'utiliser un filtre, de telle sorte en élimine ce dépassement, la fonction de transfert de ce bloc est donnée par :

$$\frac{(\Omega_r^*)_{\text{filtre}}}{\Omega_r^*} = \frac{1}{1 + T_f P} \quad (III - 9)$$

T_f est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc :

$$T_f = \frac{K_p}{K_i}$$

Simulations et interprétations :

En boucle ouverte :

Les résultats de simulation de l'orientation de flux rotorique de la machine asynchrone monophasée alimentée en courant sont illustrées dans les figures(III.10) et (III.11), ces figures montrent que malgré la variation du couple électromagnétique le flux n'influe pas par cette variation, ainsi on remarque que la composante en quadrature de flux rotorique est nulle en régime permanent, on remarque aussi que la composante directe Φ_{dr} du flux est parfaitement identique à son module Φ_r .

En boucle fermée :

grâce au logiciel de simulation des systèmes non linéaires SIMNON, nous pouvons analyser les performances de différentes commandes en boucle fermée de la machine asynchrone monophasée.

nous avons représenté la réponse de la machine A pour un inversion de vitesse de référence de 100 rad/s à -100 rad/s, d'après la figure(III.12) nous constatons que la vitesse suit la référence avec un temps de réponse relativement court.

Le temps de réponse de la machine dépend des paramètre du régulateur PI.

Le couple suit parfaitement le couple de référence calculé par le régulateur de vitesse PI.

Il y a un ressemblance entre la composante directe des courants statoriques I_{ds} et le flux rotorique Φ_{ds} , et un ressemblance entre la composante en quadrature des courants statoriques I_{qs} et le couple électromagnétique.

Dans la figure(III.13) on a simuler la commande avec application d'une charge $T1$ telle que $T1=0.2Nm$ $1 < T1 < 2$, sinon $T1=0$; d'après ces figures, la vitesse subit une légère diminution juste à l'instant d'application de la charge, cette diminution est vite corrigée par le régulateur PI.

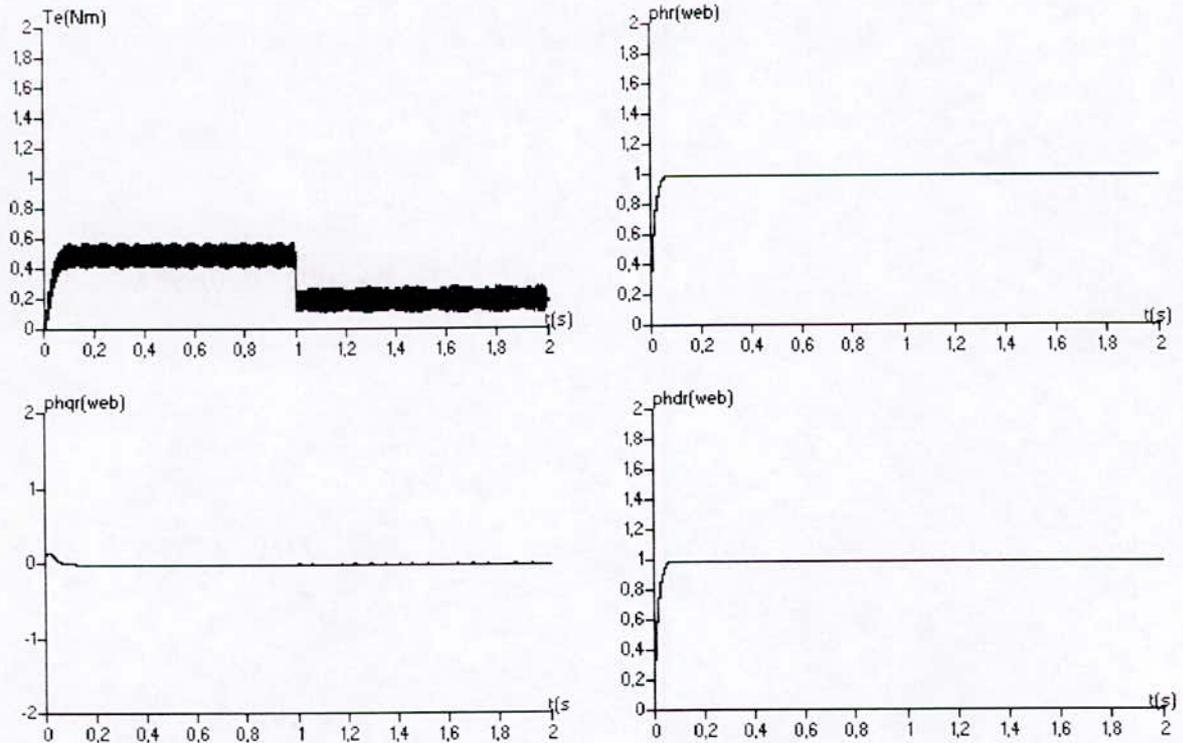


Fig.(III.10) Découplage avec orientation du flux rotorique (association onduleur-machine alimentée en courant)

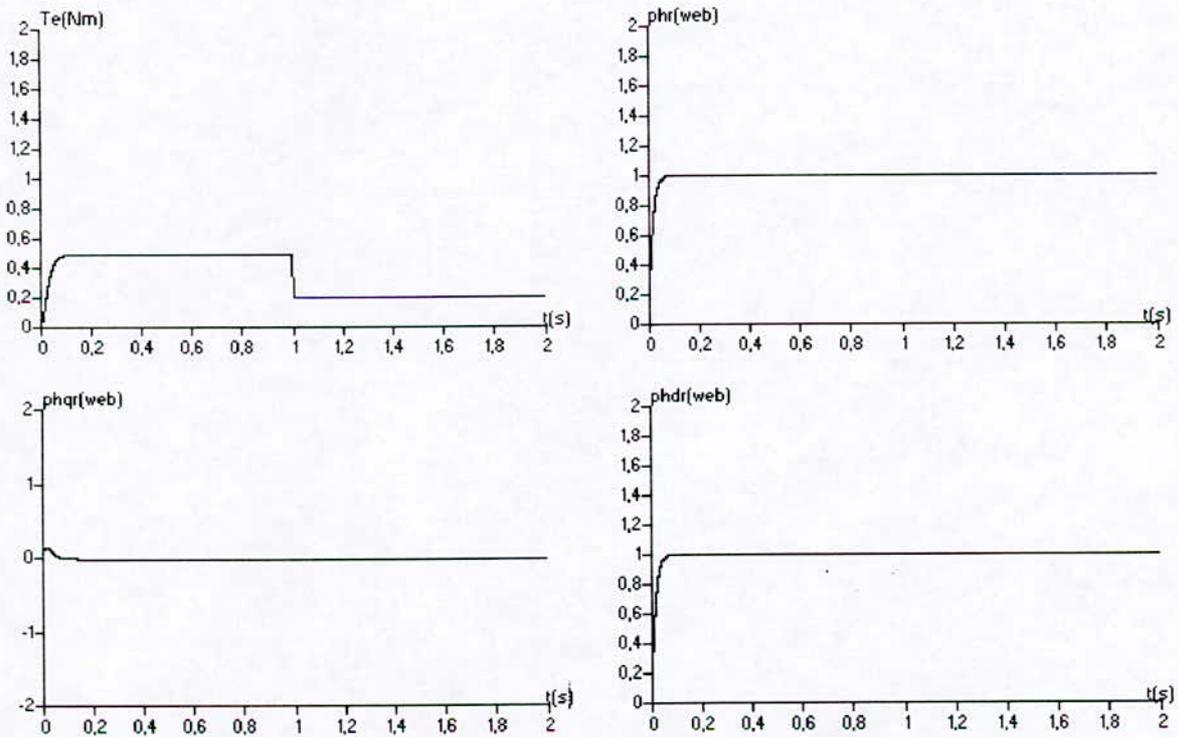


Fig.(III.11) Découplage avec orientation du flux rotorique (machine alimentée en courant sans onduleur)

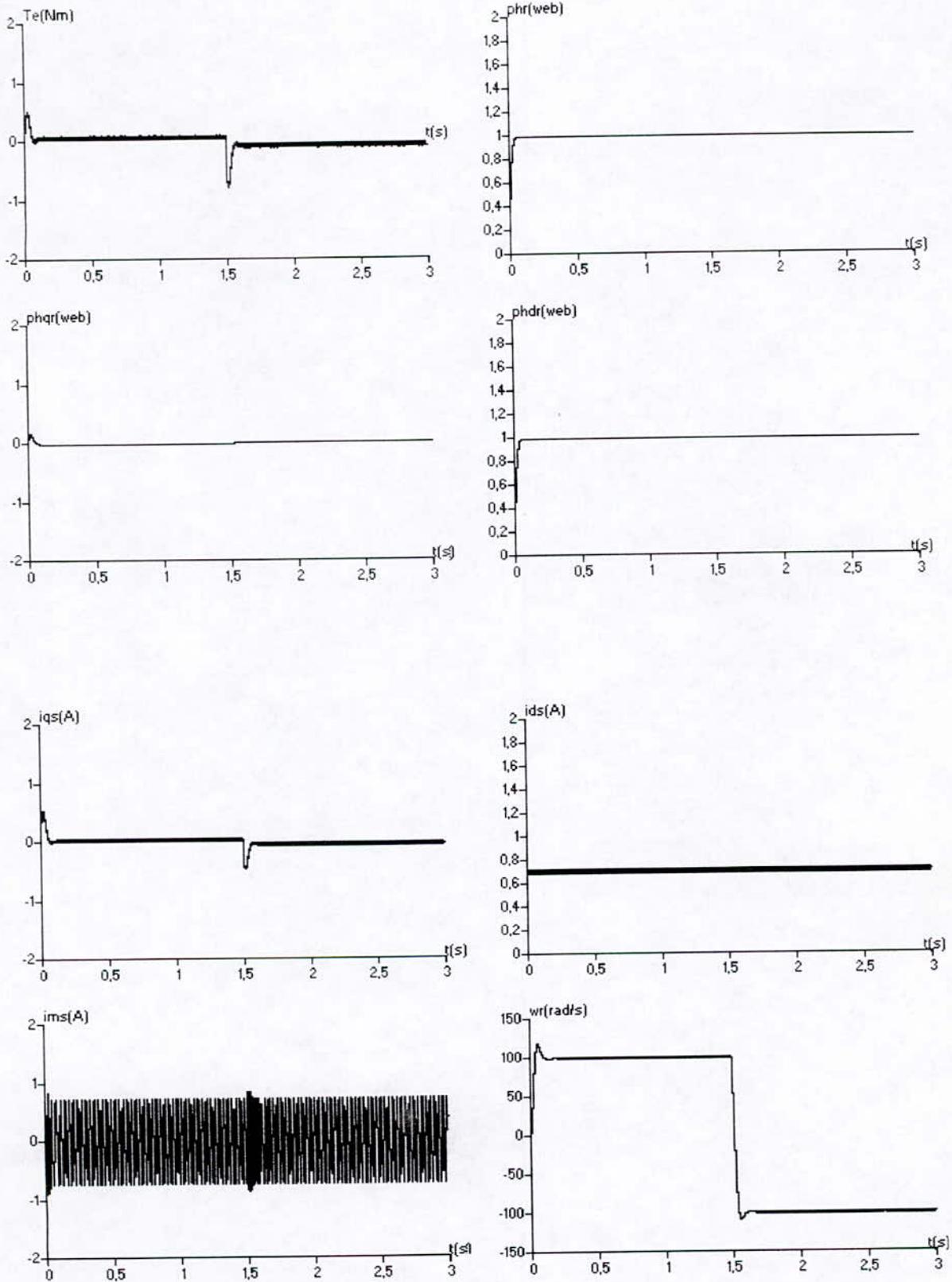


Fig.(III.12) Réglage de la vitesse de la MAS monophasée alimentée en courant (avec Inversion de sens de rotation)

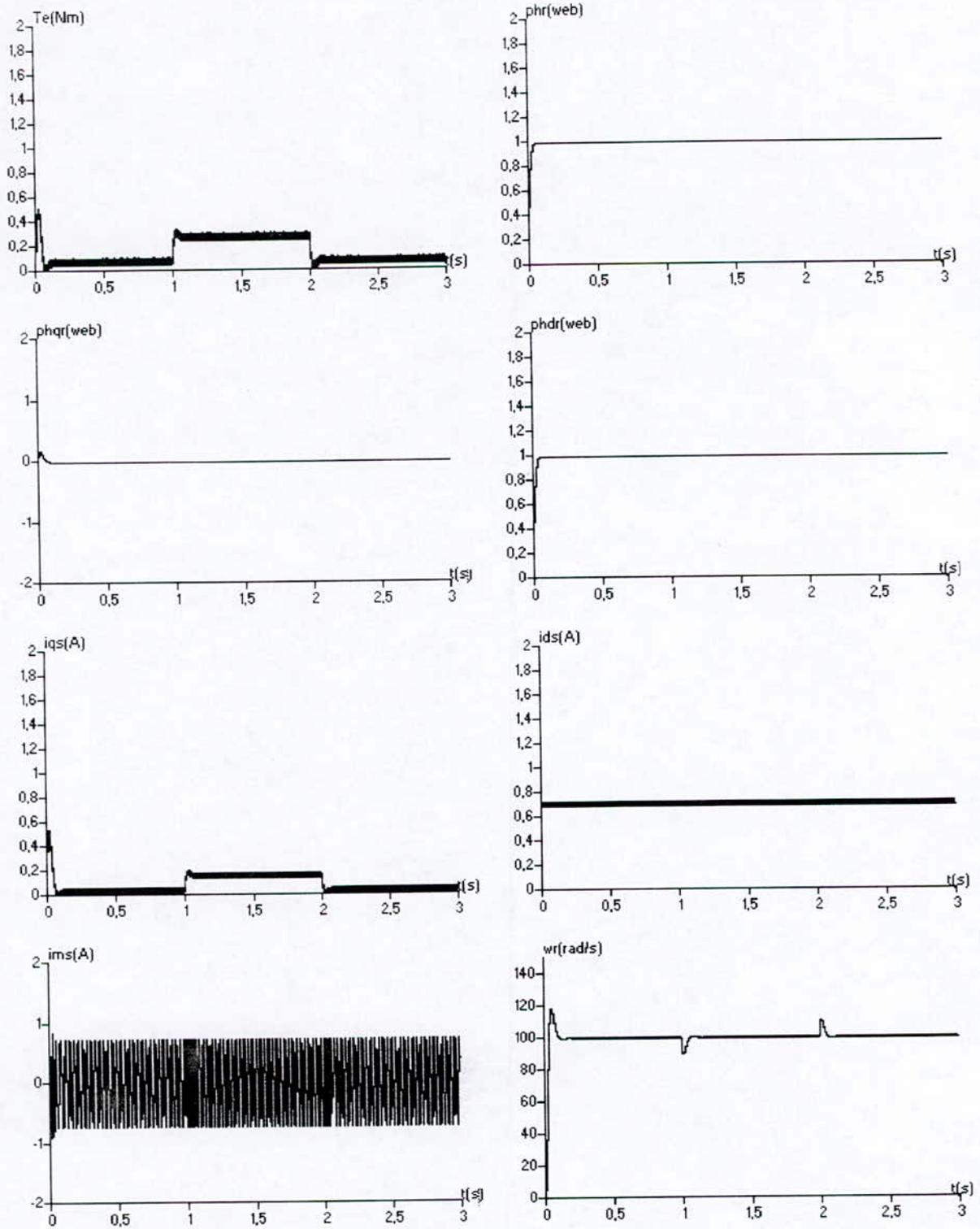


Fig.(III.13) Réglage de la vitesse de la MAS monophasée alimentée en courant (Application d'une charge)

III. 2. 2 Commande en tension de la machine monophasée :

III. 2. 2. 1 Modèle en tension de la machine asynchrone monophasée :

Le modèle de la machine monophasée sans condensateur alimentée en tension dans un référentiel (d-q) lié au champ tournant est présenté par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (w_s - pm\Omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_r M}{L_r} I_{ds} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - (w_s - pm\Omega_r) \Phi_{dr} + \frac{R_r M}{L_r} I_{qs} \\
 \frac{dI_{ds}}{dt} &= -\frac{(M^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} I_{ds} + w_s I_{qs} + \frac{M R_r \Phi_{dr}}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{pm M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{qr} + \frac{e_{ds}}{\sigma L_s} \\
 \frac{dI_{qs}}{dt} &= -w_s I_{ds} - \frac{(M^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} I_{qs} - \frac{pm M \Omega_r}{\sigma L_s L_r} \Phi_{dr} + \frac{M R_r \Phi_{qr}}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{e_{qs}}{\sigma L_s} \\
 \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{pm M}{J L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{T_l}{J}
 \end{aligned} \tag{III.10}$$

III. 2. 2. 2 Modèle en tension par orientation de flux rotorique :

En tenant compte des relations (III-3), les équations du modèle sont simplifiées comme le suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (M I_{ds} - \Phi_r) \\ \frac{d\theta_s}{dt} = w_s = \frac{M R_r}{L_r \Phi_r} I_{qs} + pm\Omega_r \end{cases} \tag{III-11}$$

$$\begin{cases} e_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s P I_{ds} + \frac{M}{L_r} P \Phi_r - \sigma L_s w_s I_{qs} \\ e_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s P I_{qs} + \frac{M}{L_r} P \Phi_r - \sigma L_s w_s I_{ds} \end{cases} \tag{III-12}$$

III. 2. 2. 2. La commande en boucle ouverte :

D'après les relations (III-12), les équations de tension montrent un découplage indésirable[Chouireb 96], ce qui nécessite d'utiliser un circuit de découplage l'ors de l'implémentation de la commande, en faisant des approximations e_{ds} et e_{qs} peuvent être représentées par :

$$\begin{aligned}
 e_{ds} &= R_s I_{ds}^* - w_s \sigma L_s I_{qs}^* \\
 e_{qs} &= R_s I_{qs}^* - w_s L_s I_{ds}^* \\
 W_s &= w_{sl}^* + pm \Omega_r
 \end{aligned}
 \tag{III.13}$$

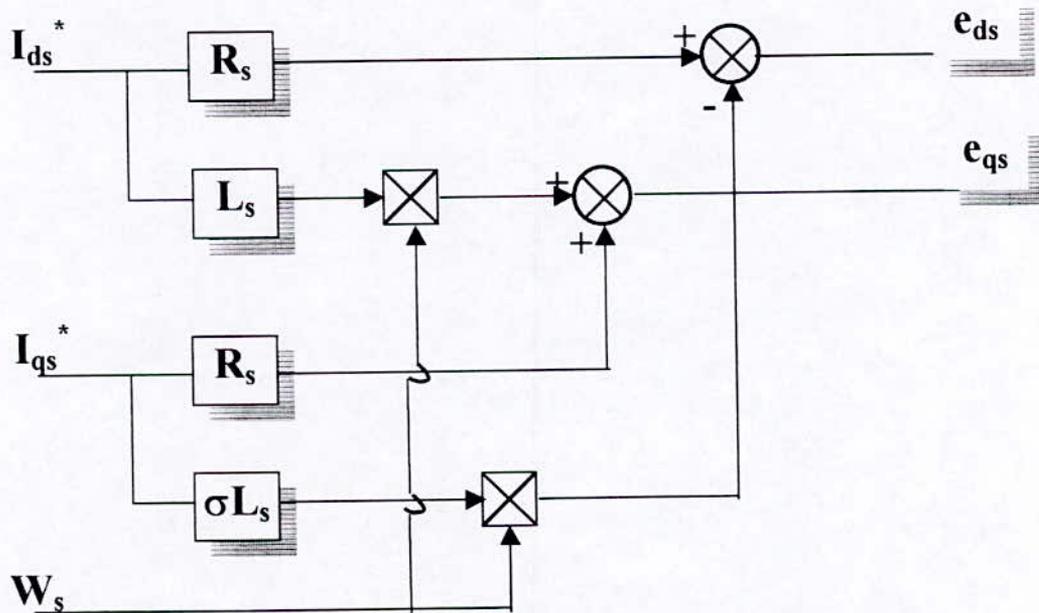


Fig.(III.14) Découplage entre e_{ds} et e_{qs} avec orientation de flux rotorique

Le schéma bloc de la structure de commande indirecte en boucle ouverte et le suivant :

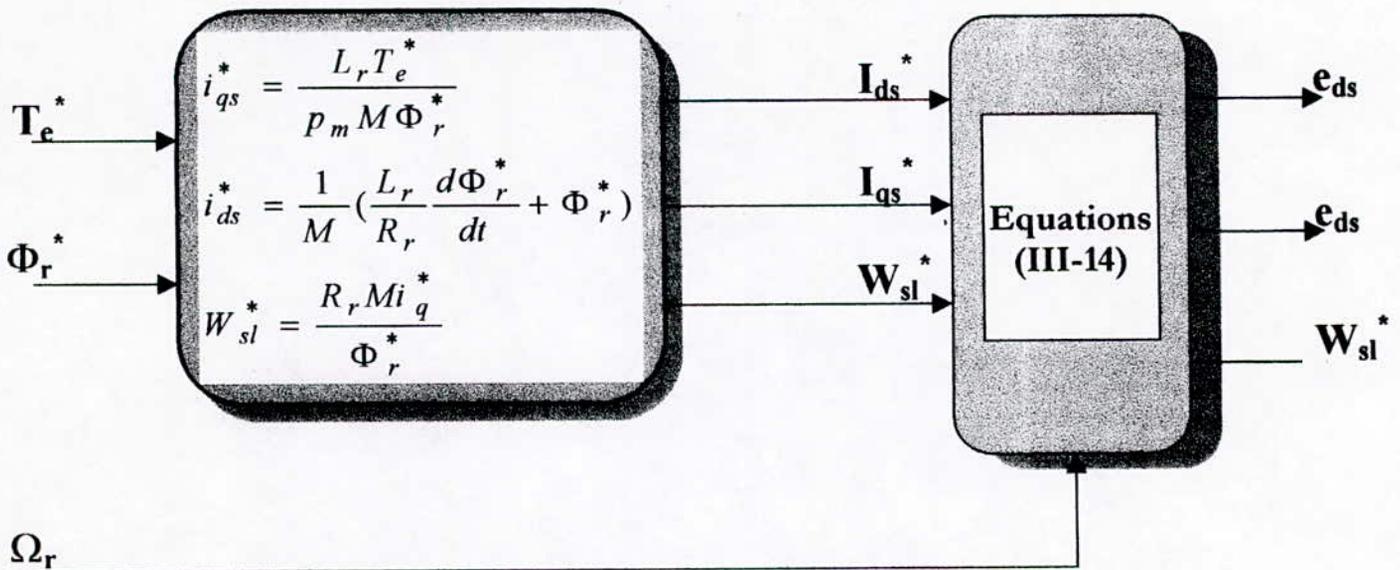


Fig.(III.15) Commande en boucle ouverte d'une machine asynchrone monophasée

III. 2. 2. 2 COMMANDE EN BOUCLE FERMEE :

le schéma de la commande est constitué de même blocs que la commande par orientation de flux d'une machine alimentée en courant, sauf, pour la machine alimentée en tension en trouve le bloc de découplage des tensions, le schéma de commande de la vitesse est le suivant :

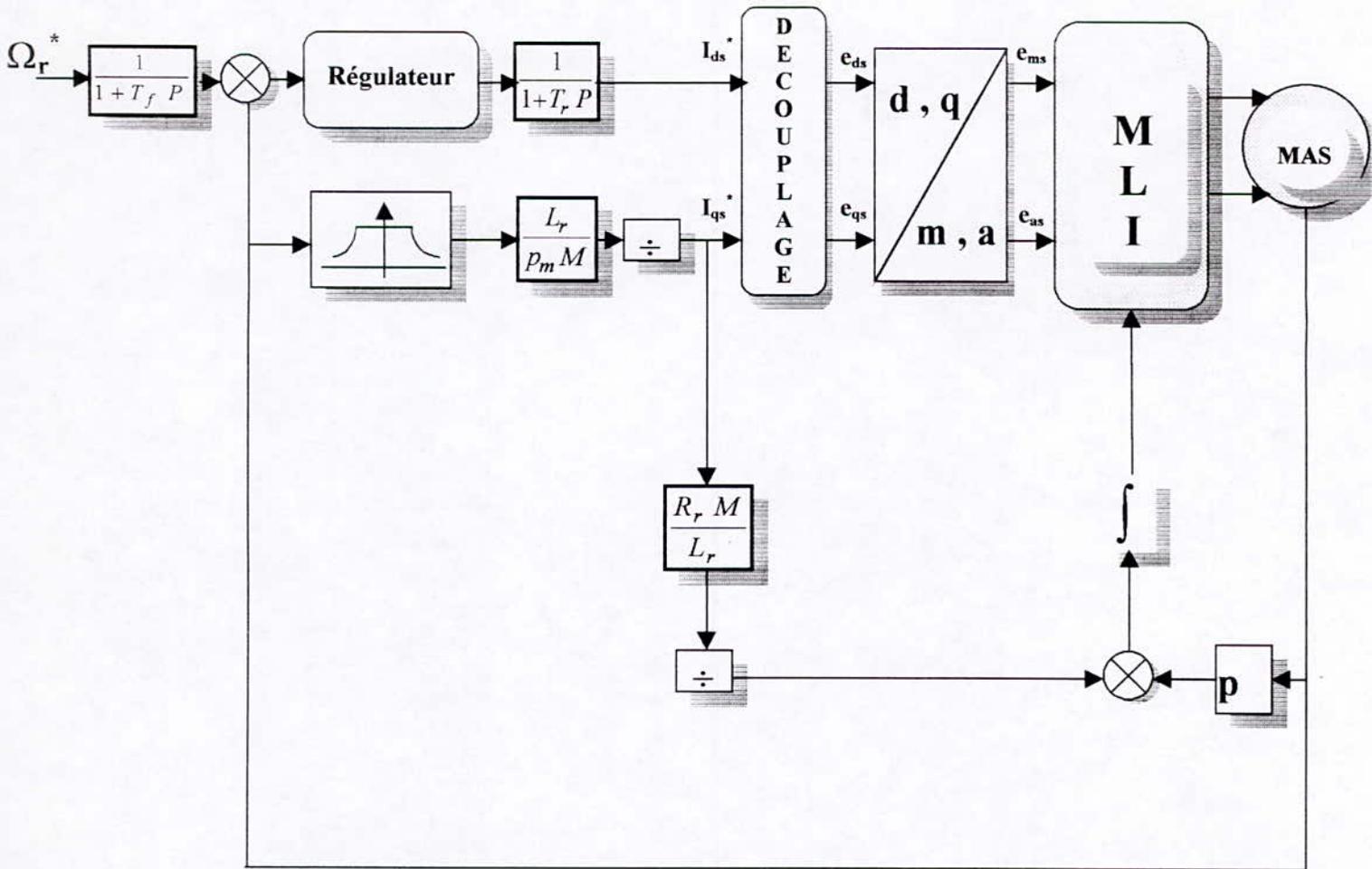


Fig.(III.16) Schéma fonctionnel de la commande vectorielle d'une machine asynchrone monophasée commandée en tension

Simulation et interprétation :

En boucle ouverte :

D'après les figure (III.17) et (III.18) nous remarquons que le flux suivant l'axe **d** est identique à son module Φ_r , et la composante en quadrature de flux est nulle, le couple suit bien le référence mais il y a un petit erreur statique, dû a l'approximation des équations de découplage entre les deux tensions d'alimentation.

En boucle fermée :

Pour illustrer les performances du réglage par orientation de flux appliqué sur la machine asynchrone monophasée alimentée en tension, nous avons simulé un démarrage à vide avec application d'une charge (entre l'instant 1s et l'instant 2 s), on remarque d'après la figure(III.19)

que la vitesse suit bien leur référence, et que le régulateur **PI** rejete la perturbation après une petite perturbation.

Pour voir l'effet de variation de sens de rotation, on a simulé la variation de sens de rotation à l'instant $t=1.5$ de 100rad/s à -100rad/s ; la figure (III.20) montre qu'il y a un dépassement par rapport à la grandeur de consigne à l'instant de variation de sens de rotation.

Pour éliminer ce problème il y a deux solutions , soit en diminuant la rapidité du réglage et en perd la robustesse vis-à-vis la perturbation , soit en introduisant un filtre pour la grandeur de consigne, les figure(III.21) et (III.22) montre l'élimination de dépassement on utilisant un filtre, mais le système devient relativement lent.

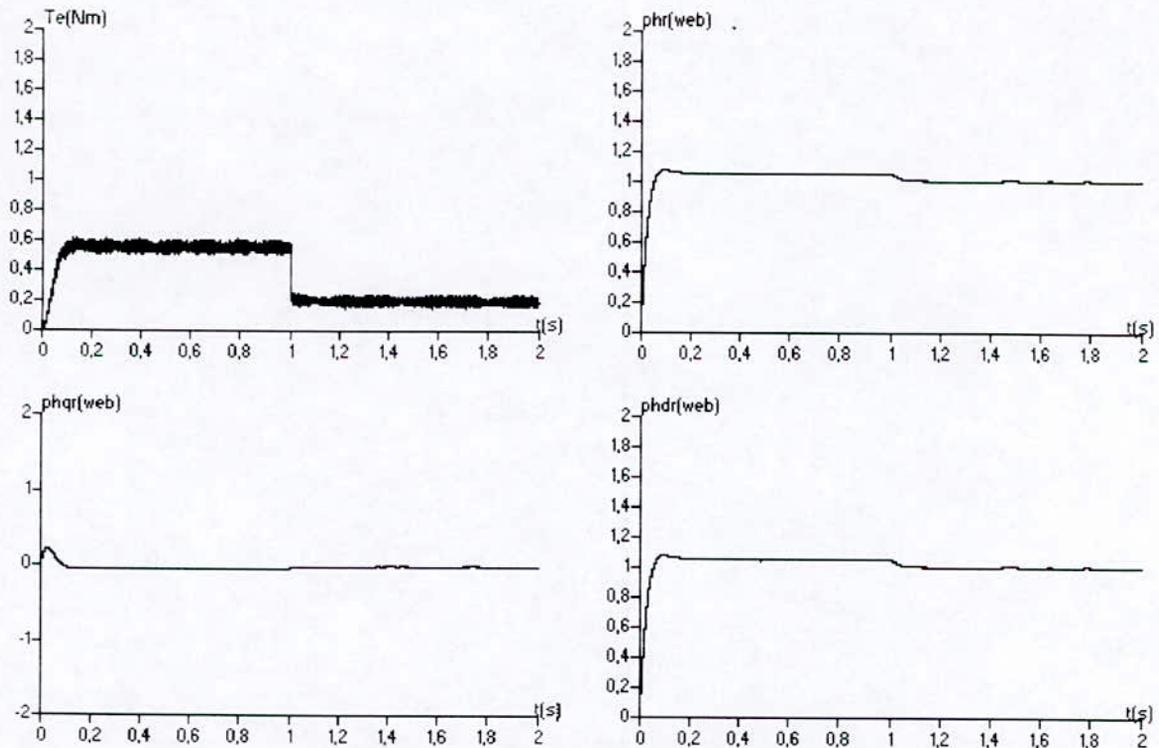


Fig.(III.17) Découplage avec orientation de flux rotorique (association onduleur-machine alimentée en tension)

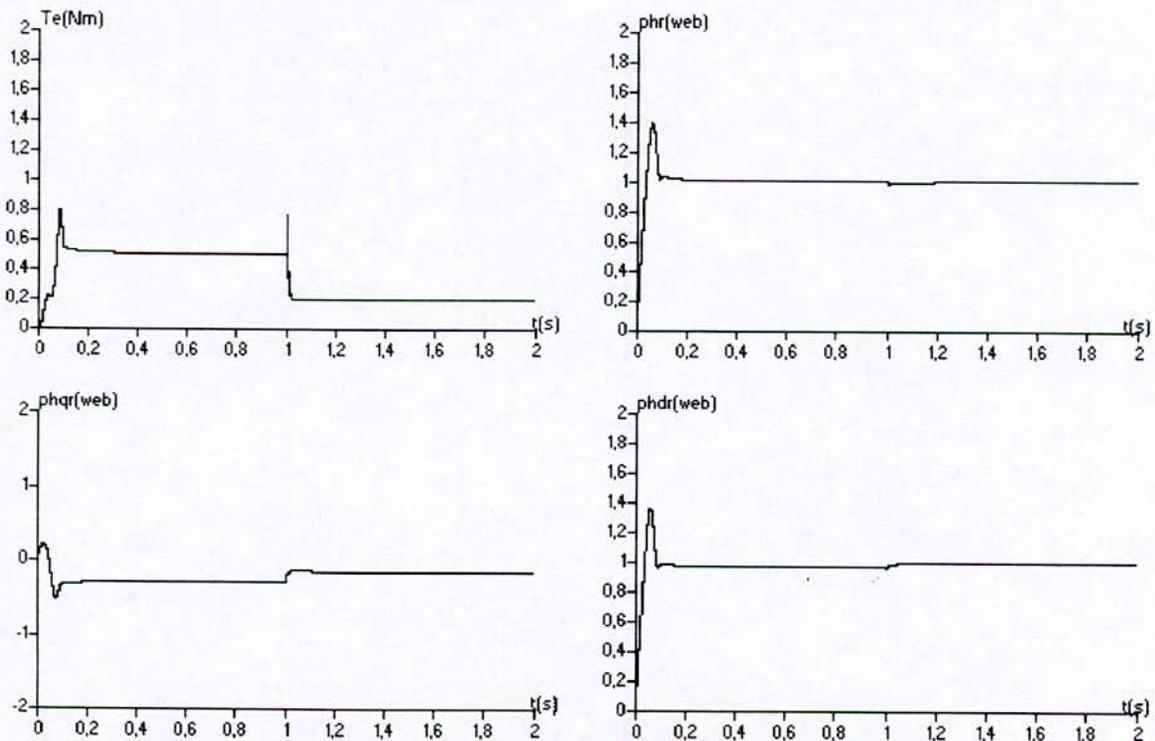


Fig.(III.18) Découplage avec orientation de flux rotorique (machine alimentée en tension)

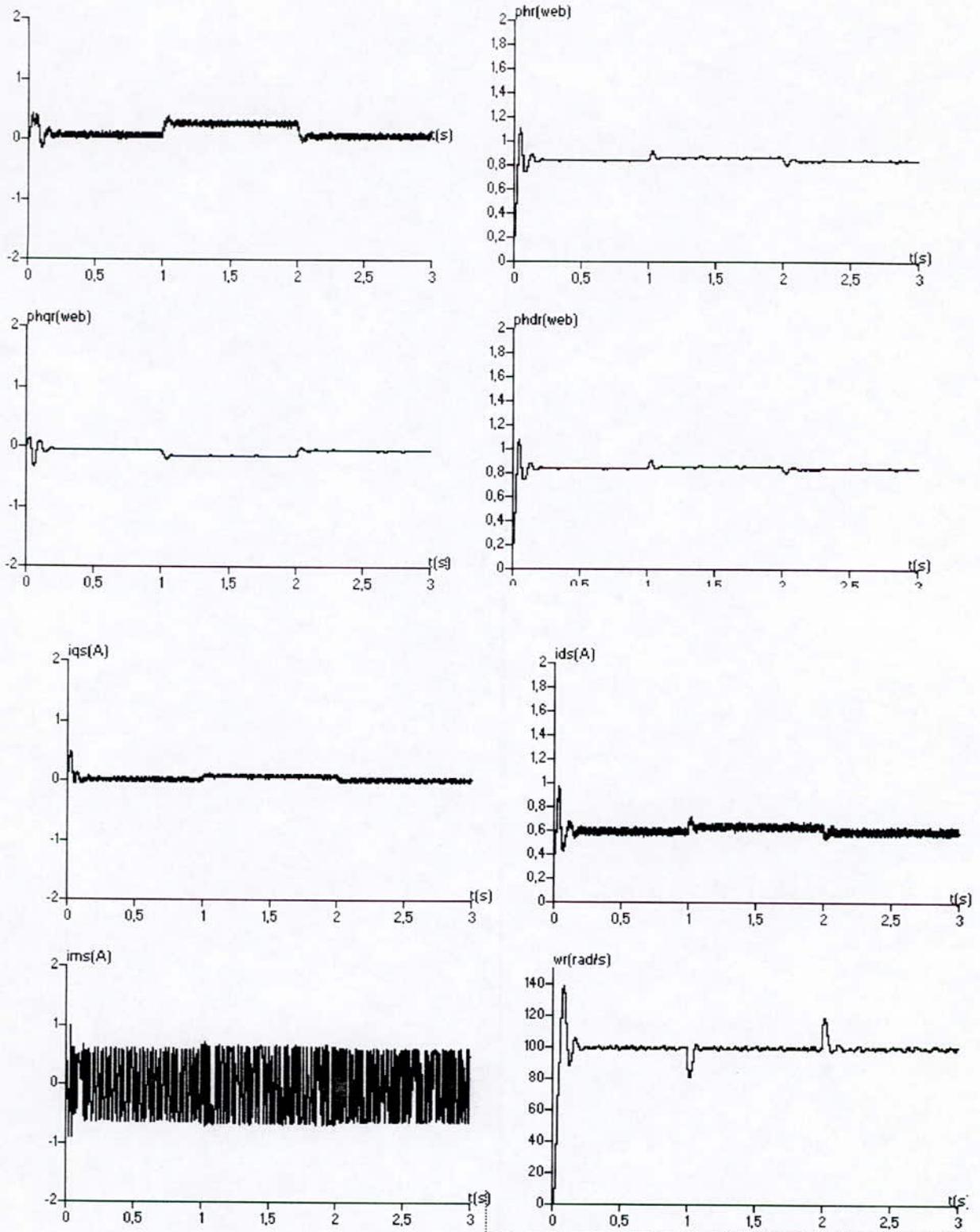


Fig.(III.19) Réglage de la vitesse de la MAS monophasée alimentée en tension (application d'une charge sans filtrage de consigne)

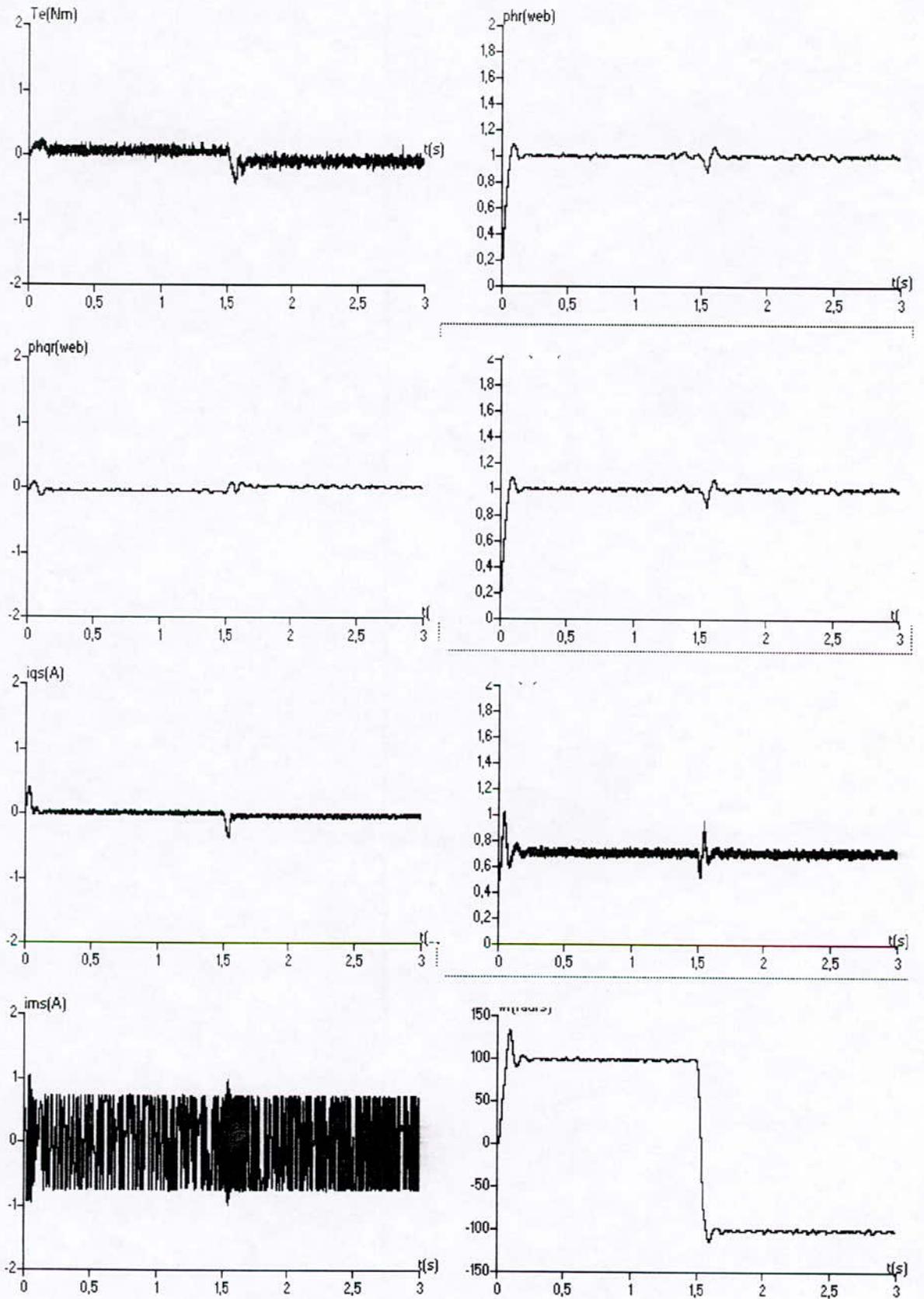


Fig.(III.20) Réglage de la vitesse de la MAS monophasée alimentée en tension (avec inversion de sens de rotation sans filtre)

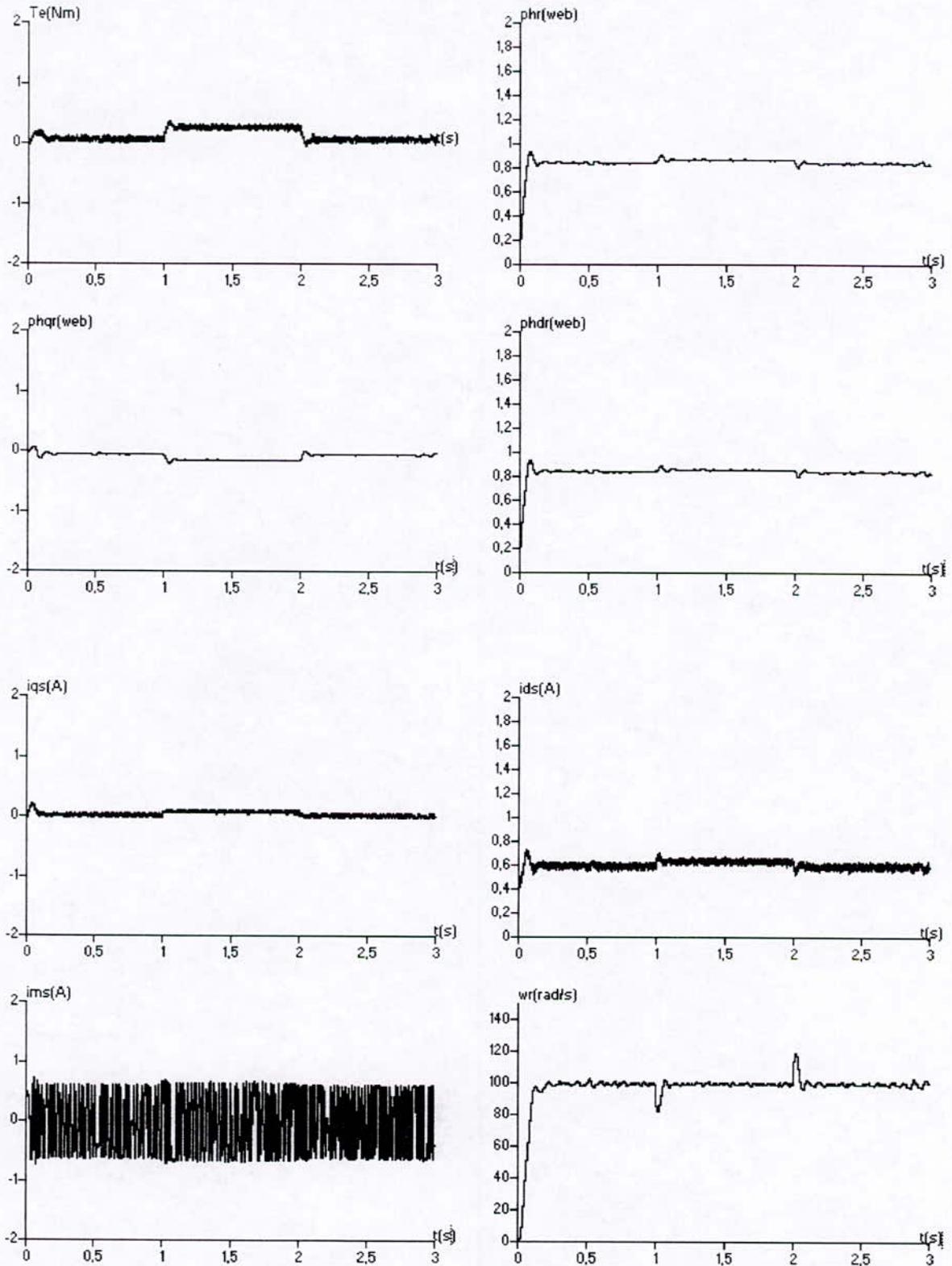


Fig.(III.21) Réglage de la vitesse de la MAS monophasée alimentée en tension (application d'une charge avec filtrage de consigne)

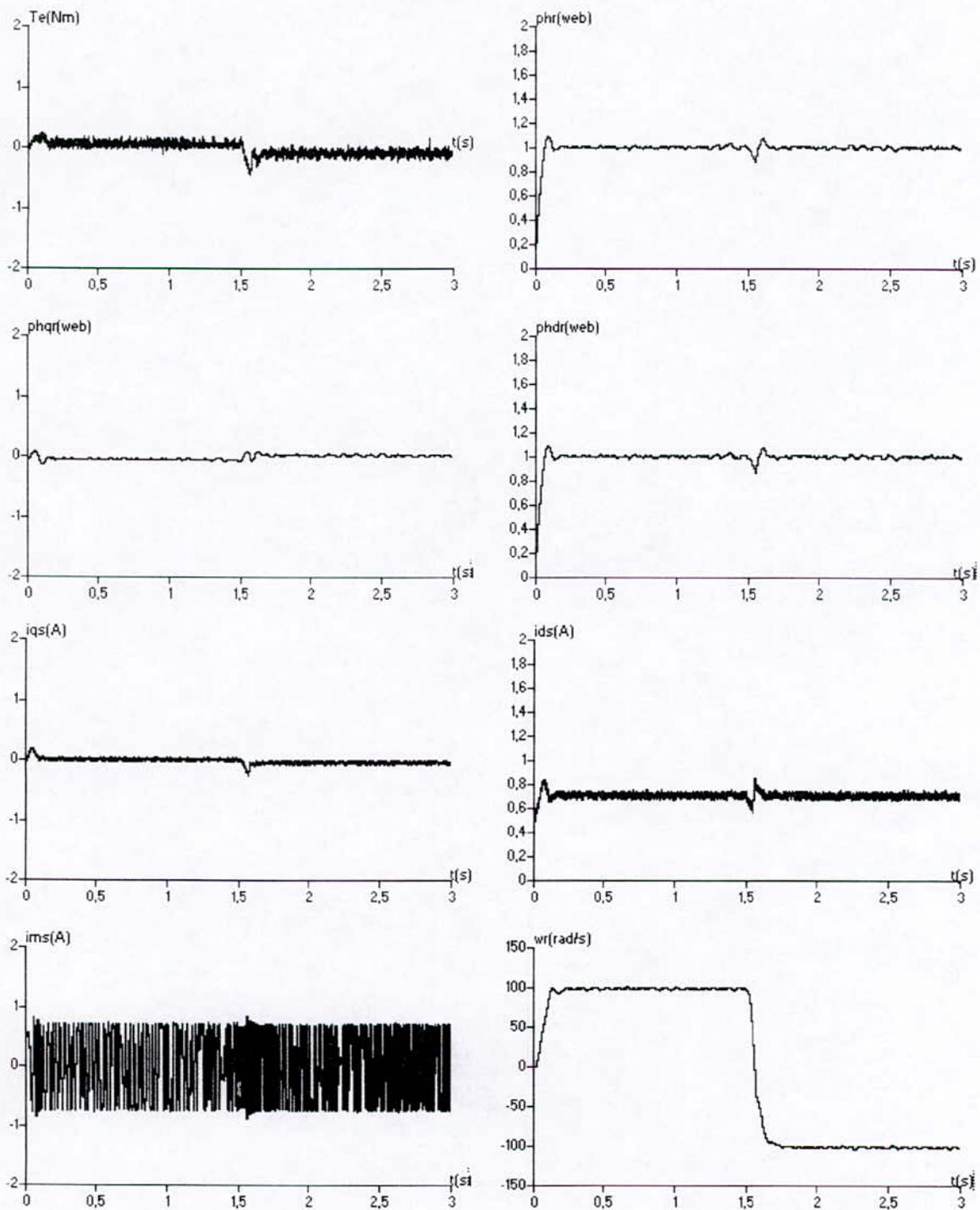


Fig.(III.22) Réglage de la vitesse de la MAS monophasée alimentée en tension (application d'une charge avec filtrage de consigne)

CONCLUSION :

D'après la simulation d'orientation de flux rotorique de la machine asynchrone monophasée nous pouvons dire que :

- La composante de flux suivant l'axe directe est identique à son module Φ_r .
- La composante en quadrature du flux variée autour de zéro.
- Le courant suivant l'axe d varié linéairement avec la composante directe du flux.
- Le flux ne réagit pas par la variation du couple électromagnétique.
- Dans le cas de réglage, la vitesse suit bien la consigne.
- Pour éliminer le dépassement il faut filtrer la consigne.
- La dynamique de la machine alimentée en courant est mieux par rapport la dynamique de la machine alimentée en tension.
- Dans l'orientation de flux de la machine alimentée en tension le couple ne suit pas bien la référence à cause de l'approximation des équations de découplage.

CHAPITRE IV :

COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT D'UNE MAS MONOPHASEE

INTRODUCTION:

La notion d'état a été introduite par **THURING** en 1936 en même temps que la notion d'évolution dans les automates. Ce concept à été repris par **SHANON** dans sa " théorie de l'information ". En automatique, c'est certainement **RE KALMAN** qui a apporté la contribution la plus importante à la théorie des systèmes basées sur cette notion[Sevely 84].

La représentation d'état est une vision élargie de la théorie des systèmes reposant sur le concept d'énergie. La démarche est naturelle, puisque l'évolution des comportement d'un système, à partir d'un instant donné, dépend non seulement des sollicitations extérieurs mais également de son état énergétique à cet instant. Cet état initial constitue, pour le système, une mémoire représentée par des variables qui sont alors des facteurs d'énergie potentielle ou cinétique, tels que la tension au borne d'un condensateur ou le courant dans une inductance [Hautier 95].

Le vecteur d'état n'est pas unique ;en effet, le flux dans l'inductance ou le couple moteur sont également des facteurs d'énergie car ils sont liés au courant.

La théorie de réglage d'état par placement des pôles est basée sur le retour des variables d'état pour former la commande. Cette théorie n'a été introduite dans le domaine industriel qu'avec l'apparition du calculateur numérique et l'évolution technologique importante de l'électronique de puissance [Azzi 95],[Boucherit 95].

Dans ce chapitre nous présentons l'application de la commande par retour d'état (avec un dimensionnement pseudo-continu est échantillonné) sur une machine asynchrone monophasée alimentée en tension commandée par orientation du flux rotorique. Le même travail est effectué avec un régulateur d'état partiel en second lieu.

IV.1 Réglage par retour d'état :

On dit réglage par retour d'état parce que c'est essentiellement la contre- réaction d'état qui détermine le comportement dynamique du système global.

Le réglage d'état nécessite la connaissance des grandeurs d'état ainsi que les grandeurs de perturbation.

IV.1.1 Les équations d'état du système continu :

Les équations d'état sont des équations différentielles du premier ordre, réunies à l'aide de la notation matricielle.

Pour un système à n_s variables d'état, sur lequel agit le vecteur de commande U , le vecteur de perturbation V , et qui possède un vecteur de sortie Y_s et un vecteur d'état X_s , est régi par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}_s(t) = A_s X_s(t) + B_s U(t) + B_{sv} V(t) \\ Y_s(t) = C_s^t X_s(t) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

$A_s (n_s \times n_s)$: représente la matrice de dynamique du système.

$B_s (n_s \times m)$: matrice des entrées de commande.

$B_{sv} (n_s \times r)$: vecteur des perturbations extérieures.

$C_s (n_s \times p)$: matrice d'observation.

IV.1.2 Equation d'état du système échantillonné :

Les équations d'état d'un système échantillonné à partir des équations d'état du système continu ainsi défini s'écrit :

$$\begin{cases} X_s[k+1] = F_s X_s[k] + H_s U[k] + H_{sv} V[k] \\ Y_s[k] = C_s^t X_s[k] \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

avec :

$$F_s = \Phi(t = T)$$

$$H_s = \left(\int_0^T \Phi(\tau) d\tau \right) B_s = \Psi(T) B_s$$

$$H_{sv} = \Psi(T) B_{sv}$$

ces équations déterminent l'état du système aux instants d'échantillonnage avec une période d'échantillonnage T et une matrice de transition défini analytiquement par :

$$\Phi(t) = L^{-1}[\Phi(P)] \quad \text{et} \quad \Phi(P) = [PI - A_s]^{-1}$$

IV.1.3 Equation du régulateur intégrateur :

Pour l'annulation de l'écart de réglage en régime établi, il est nécessaire d'introduire un régulateur intégrateur [Buhler 86] d'écrit par l'équation suivante :

$$X_r[k+1] = X_r[k] + W[k] - Y_s[k] \quad (\text{IV.3})$$

avec :

$W[k]$: vecteur de consigne.

IV.1.4 structure générale de réglage d'état :

Le réglage par retour d'état adopté est basé sur une structure optimale obtenue par la minimisation d'un critère quadratique d'intégral définie par [Buhler 86] :

$$I = e^t[n]Q_e e[n] + X_r^t[n]Q_r X_r[n] + \sum_{k=0}^{n-1} (e^t[k]Q_e e[k] + X_r[k]Q_r X_r[k] + U^t[k]RU[k]) \quad (\text{IV.4})$$

avec :

$$e[k] = W[k] - Y_s[k]$$

les matrices Q_e , Q_r et R sont des matrices de pondération respectivement pou l'écart de réglage $e[k]$, le vecteur d'état du régulateur $X_r[k]$, et la commande $U[k]$.

Ces matrices sont des matrices carrées, symétriques et définis positives.

La minimisation du critère d'intégrale, en faisant appel au principe d'optimisation de **BELLMAN**, permet d'obtenir la loi de commande suivante :

$$U[k] = -K_s^t X_s[k] + K_r X_r[k] - K_v V[k] \quad (\text{IV.5})$$

Ce lui de commande nous permet d'élaborer la structure optimale pour un système monovariante comme le montre la figure (II.1)

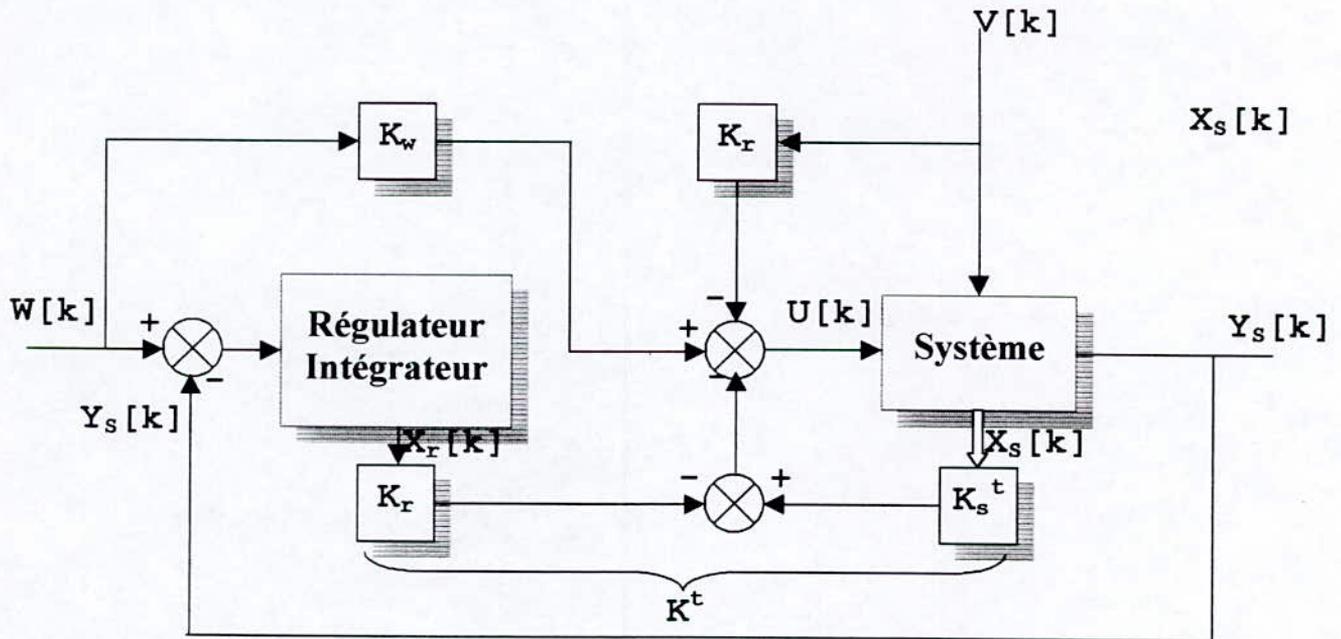


Fig. (II.1) Structure optimale de réglage.

IV.1.5 Système d'équations du réglage :

Pour le système à réguler, dans le cas d'un système monovariante, le modèle mathématique échantillonné est donné par :

$$\begin{cases} X_s[k+1] = F_s X_s[k] + H_s U[k] + H_{sv} V[k] \\ Y_s[k] = C_s^t X_s[k] \end{cases} \quad (IV.6)$$

l'écart de réglage est donné par :

$$e[k] = W[k] - Y_s[k] = W[k] - C_s^t X_s[k] \quad (IV.7)$$

la relation (II.3) devient :

$$X_r[k+1] = X_r[k] + W[k] - C_s^t X_s[k] \quad (IV.8)$$

en introduisant le vecteur d'état global :

$$X[k] = \begin{pmatrix} X_s[k] \\ X_r[k] \end{pmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

les équations d'état du système global deviennent :

$$\begin{cases} X[k+1] = FX[k] + HU[k] + H_w W[k] + H_v V[k] \\ Y_s[k] = C^t X[k] \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^t & 1 \end{bmatrix} ; H = \begin{bmatrix} H_s \\ 0 \end{bmatrix} ; H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} ; H_v = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_s^t = \begin{bmatrix} C_s^t & 0 \end{bmatrix}$$

compte tenu de ce qui précède la loi de commande devient :

$$U[k] = -K^t X[k] + K_w W[k] - K_v V[k] \\ \text{avec :} \quad K^t = \begin{bmatrix} K_s^t & -K_r \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

connaissant la loi de commande, l'équation d'état du système global fermé (sous l'influence de la contre-réaction d'état) s'écrit :

$$\begin{cases} X[k+1] = F_G X[k] + HU[k] + H_{Gw} W[k] + H_{Gv} V[k] \\ Y_s[k] = C^t X[k] \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

avec :

$$F_G = F - HK^t \\ H_{Gw} = H_w + HK_w \\ H_{Gv} = H_v - HK_v$$

IV.1.6 Détermination des coefficients du réglage d'état :

Pour assurer le réglage par retour d'état, il est nécessaire de déterminer l'expression de la commande ce qui oblige la détermination des coefficients K^t , K_w , K_v (coefficients du réglage d'état), afin que le réglage d'état prenne un comportement prédéterminé.

IV.1.6.1 Coefficients de la contre réaction d'état (K^t) :

Le calcul des coefficients de la contre-réaction d'état fait appel à la forme canonique de réglage qui nécessite la détermination de la matrice de transformation linéaire $T=S^{-1}$ tel que S est une matrice non singulière, définie récursivement à partir des vecteurs colonnes S_i ; $i=1, \dots, n=n_s+1$ comme suit :

$$\begin{aligned} S_n &= H \\ S_{i-1} &= FS_i + a_{i-1}S_n \quad ; i = \overline{1, n-1} \end{aligned} \quad (\text{IV.13})$$

où les a_i sont les coefficients de l'équation caractéristique du système global en boucle ouverte :

$$\det(ZI - F) = \sum_{i=0}^n a_i z^i \quad ; a_n = 1 \quad (\text{IV.14})$$

les coefficients de la contre-réaction d'état sont donnés par :

$$\begin{aligned} K^t &= K_r^t T \quad ; \text{ou} \quad K_{ri} = \alpha_{i-1} - a_{i-1} \\ & \quad \quad \quad i = \overline{1, n} \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

la détermination du K_r^t nécessite une assignation des pôles de manière à déterminer les coefficients α_i désirés. Il faut noter que le choix des pôles dépend du comportement dynamique de l'équation caractéristique du système global en boucle fermée :

$$P(Z) = \prod_{i=1}^n (Z - Z_i) = \sum_{i=0}^n \alpha_i z_i \quad ; \alpha_n = 1 \quad (\text{IV.16})$$

IV.1.6.2 Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne :

Pour déterminer le coefficient K_w de l'intervention directe de la grandeur de consigne, on utilise la méthode de compensation d'un pôle réel du système en boucle fermée, ce qui abouti à :

$$K_w = \frac{K_r}{1 - Z_i} \quad (\text{IV.17})$$

ou Z_i : étant le pôle à compenser $|Z_i| \leq 1$

IV.1.6.3 Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de perturbation :

Par contre, pour le coefficient K_v de l'intervention directe du vecteur de perturbation, nous avons utilisé la méthode imposant la grandeur d'état du régulateur intégrateur nulle en régime établi [Buhler 86] ce qui donne :

$$K_v = \frac{C_s^t (1 - F_s + H_s K_s^t)^{-1} H_{sv}}{C_s^t (1 - F_s + H_s K_s^t)^{-1} H_s} \quad (\text{IV.18})$$

IV.2 Application du réglage d'état en vitesse à la MAS monophasée :

Pour commander la vitesse nous suivons les étapes décrites à la section précédente :

La stratégie de commande choisie est de maintenir le flux Φ_r^* constant et de commander la vitesse de la machine au moyen de la tension e_{qs}^* , en utilisant un capteur de vitesse, la figure (II.2) donne un schéma global de la commande de vitesse pour le moteur asynchrone monophasé .

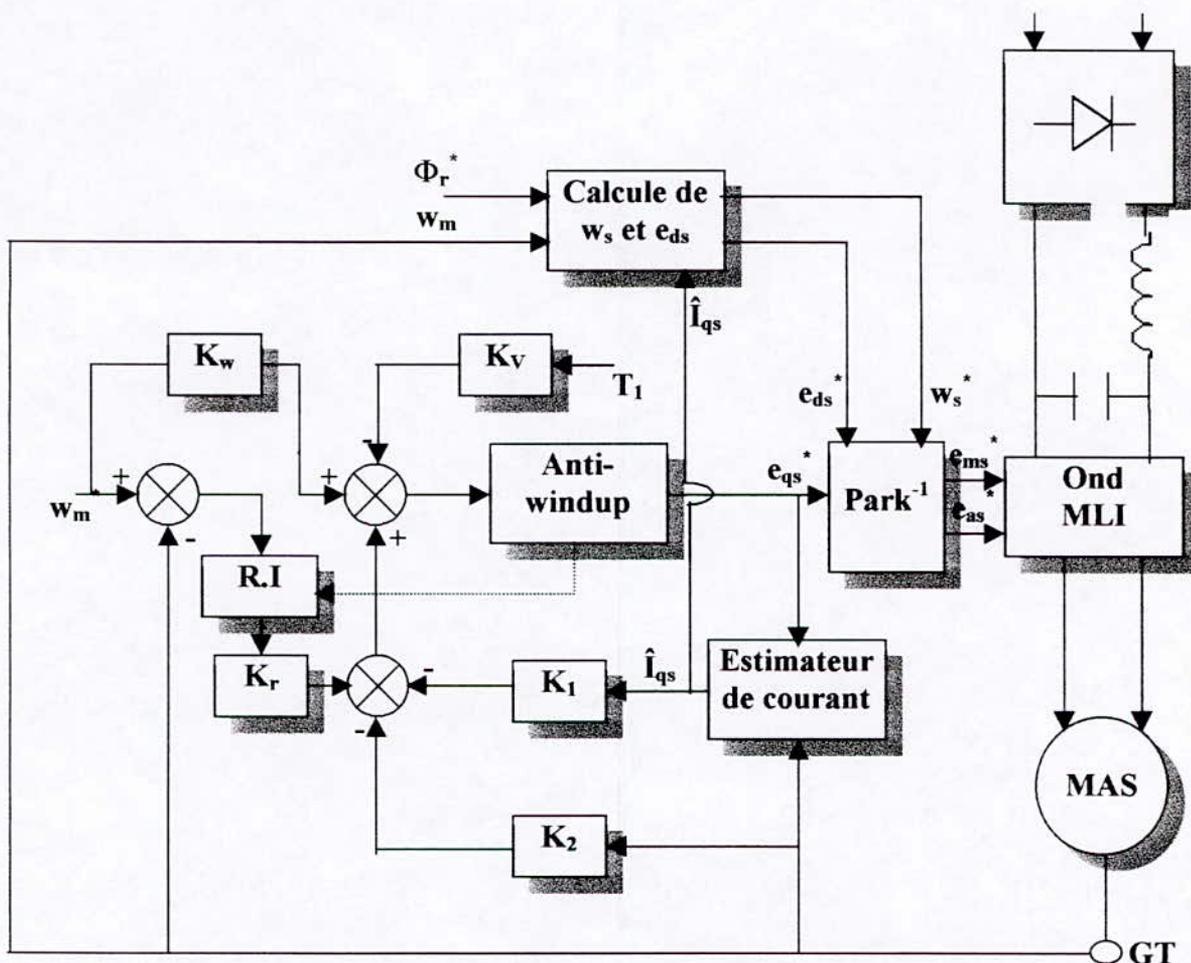


Fig.(IV.2) Schéma bloc de la commande en vitesse par retour d'état

Estimation du courant i_{qs} :

$$\hat{i}_{qs}[K+1] = \hat{i}_{qs}[K] + \frac{T}{\sigma L_s} (\hat{e}_{qs}^*[K] - R_e \hat{i}_{qs}[K] - \frac{L_s \hat{\Phi}_r^*}{M} w_m[K]) \quad (IV.19)$$

Calcul de e_{ds}^* et w_s^* :

$$w_s^*[K] = w_m[K] + \frac{M R_r}{L_r \Phi_r^*} \hat{i}_{qs}[K] \quad (IV.20)$$

$$e_{ds}^* = \frac{R_s}{M} \Phi_r - \sigma L_s w_s^*[K] \hat{i}_{qs}[K]$$

Lors du réglage de processus industriels, il ne s'agit pas uniquement de régler une certaine grandeur sur une valeur préétablie ; Il est également nécessaire que les systèmes de réglage protègent le processus contre des surcharges.

En outre, l'impact de la perturbation est très important. Ce qui nous a obligé à introduire un dispositif de limitation pour le courant i_{qs} et la tension e_{qs} réalisé comme suit [Azzi 95],[Barkati 97] :

$$\left| e_{qs}[K] - w_m[K] \frac{L_s \Phi_r^*}{M} \right| \leq R_s i_{qs}^{\max} \text{ avec } |i_{qs}^{\max}| \leq \frac{L_r T_e^{\max}}{p_m M \Phi_r^*}$$

et $|e_{qs}[K]| \leq e_{qs}^{\max}$ (IV.21)

ou $e_{qs}^{\max} = \sqrt{2} 220$ et $T_e^{\max} = 3 T_e^{\text{nominal}}$

A ces limitation, doit être associé un système anti-windup afin un dépassement dû au fait que l'intégrateur continuerait à sommer une erreur qui ne correspond plus à la tension de commande. Ce phénomène dit phénomène d'emballlement de l'action intégrale qui risque de détériorer les performances du système ou même de la déstabiliser. On corrige alors le sommateur de la manière représentée par la figure (II.3) [Buhler 88] :

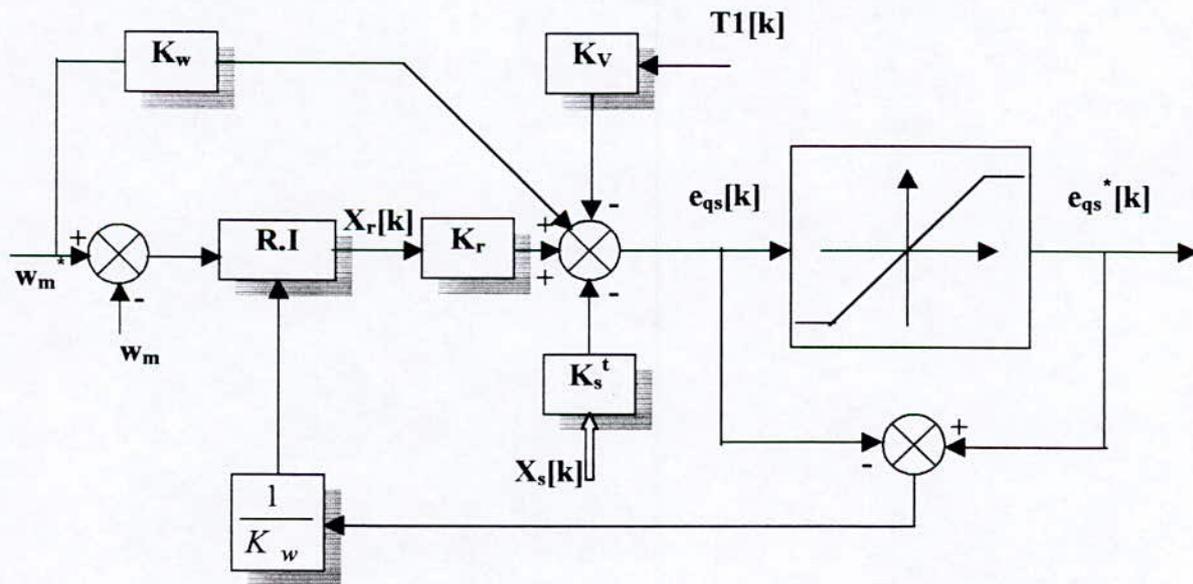


Fig.(IV.3) Principe du système d'anti-windup.

La correction de la composante intégrale donne :

$$X_r[K+1] = X_r[K] + \frac{e_{qs}^*[K] - e_{qs}[K]}{K_w} \quad (\text{IV.22})$$

IV.2.1 Dimensionnement pseudo-continu :

La fonction de transfert d'un régulateur digital doit être exprimées par la transformation en Z. Cependant, avec un peu moins de rigueur, on peut l'exprimer aussi par la transformation de LAPLACE. En introduisant une simplification, on aboutira à la fonction de transfert d'un régulateur continu équivalent. On parle alors de fonction de transfert pseudo-continue.

En effet, le modèle linéaire après orientation du flux est donné par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ w_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_s R_r}{L_r}) & -\frac{\Phi_r^*}{\sigma M} \\ \frac{M \Phi_r^* p_m^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ w_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{bmatrix} e_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p_m}{J} \end{bmatrix} T_1 \quad (\text{IV.23})$$

L'application numérique au moteur considéré donne :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ w_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -375.4327 & -2.2156 \\ 2725.8228 & -6.3058 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ w_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1.8269 \\ 0 \end{bmatrix} e_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ -16528 \end{bmatrix} T_1 \quad (\text{IV.24})$$

Ce système possède deux pôles en boucle ouverte :

$$P_1 = (-1.9087 + 1.6227j) \times 10^{+2} \quad \text{et} \quad P_2 = (-1.9087 - 1.6227j) \times 10^{+2}$$

Le régulateur intégrateur est représenté par l'équation :

$$\frac{dx_r}{dt} = \frac{1}{T_i} (W - C_s^t X_s) = \frac{1}{T_i} (w_m^* - w_m) \quad (\text{IV.25})$$

T_i : la constante d'intégration.

La commande est donnée par :

$$e_{qs} = K_w w_m^* + K_r X_r - K_v T_1 - K_1 i_{qs} - K_2 w_m \quad (\text{IV.26})$$

L'équation d'état du système globale fermé est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ w_m \\ x_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{\sigma L_s} - \frac{K_1}{\sigma L_s} & \frac{\Phi_r^*}{\sigma M} - \frac{K_2}{\sigma L_s} & \frac{K_r}{\sigma L_s} \\ \frac{M\Phi_r^* p_m^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ w_m \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_w}{\sigma L_s} \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} w_m^* + \begin{bmatrix} -\frac{K_v}{\sigma L_s} \\ -\frac{p_m}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_1$$

avec :

$$R_e = R_s + \frac{L_s R_r}{L_r}$$

(IV.27)

L'équation caractéristique du système global en boucle fermée :

$$p^3 + \left(\frac{1}{\sigma L_s}(R_e + K_1) + \frac{f}{J}\right)p^2 + \left(\frac{f}{J\sigma L_s}(R_e + K_1) + \frac{M\Phi_r^* p_m^2}{L_r J} \left(\frac{\Phi_r^*}{\sigma M} + \frac{K_2}{\sigma L_s}\right)\right)p + \frac{M\Phi_r^* p_m^2 K_r}{\sigma L_r J L_s T_i} = 0$$

(IV.28)

D'autre part, cette équation peut être écrite sous la forme :

$$p^3 + \alpha_2 p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0 = 0$$

(IV.29)

Sans faire appel à la forme canonique de réglage, il suffit de faire l'identification entre les deux équation caractéristiques (II.26) et (II.27), ce qui conduit à :

$$\begin{cases} K_r = \alpha_0 \frac{L_r J \sigma L_s T_i}{M \Phi_r^* p_m^2} \\ K_1 = \left(\alpha_2 - \frac{f}{J}\right) \sigma L_s - R_e \\ K_2 = \left(\alpha_1 - \frac{f}{J\sigma L_s}(R_e + K_1)\right) \frac{L_r J \sigma L_s}{M \Phi_r^* p_m^2} - \frac{L_s}{M} \Phi_r^* \end{cases} \quad (IV.30)$$

En ce qui concerne le choix des pôles, il est indispensable que les trois pôles à imposer possèdent une valeur réelle négative pour garantir un système stable. Par ailleurs, il est judicieux de choisir deux pôles complexes conjugués avec partie imaginaire égale à la partie réelle, et l'autre un pôle réel sur la même verticale pour assurer un amortissement relatif optimal.

$$P_{1,2} = -\rho \pm j\rho \quad \text{et} \quad P_3 = -\rho \quad \text{avec} \quad \rho \leq \rho_{\min} \quad (IV.31)$$

En utilisant le théorème de Viète donné par :

$$\begin{aligned}
 \alpha_{n-1} &= -(P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_n) \\
 \alpha_{n-2} &= P_1P_2 + P_1P_3 + \dots + P_{n-1}P_n \\
 &\vdots \\
 \alpha_0 &= (-1)^n P_1P_2 \dots P_n
 \end{aligned}
 \tag{IV.32}$$

Dans notre cas, on aura :

$$\alpha_2 = 3\rho \quad ; \quad \alpha_1 = 4\rho^2 \quad ; \quad \alpha_0 = 2\rho^3$$

K_w est choisie de façon à compenser un pôle réel du système global fermé tel que :

$$\begin{aligned}
 K_w &= -\frac{K_r}{P_i T_i} \quad \text{avec } P_i = -\rho : \text{ le pôle à compenser} \\
 K_w &= \frac{K_r}{\rho T_i}
 \end{aligned}
 \tag{IV.33}$$

En exigeant que la grandeur d'état du régulateur intégrateur soit nulle en régime établi, K_v par :

$$K_v = -\frac{L_r(K_1 + R_e)}{p_m M \Phi_r^*}
 \tag{IV.34}$$

Remarque:

Il est possible d'avoir les coefficients du régulateur digital. En faisant la comparaison entre un régulateur digital et un régulateur continu, Buhler a montré [Buhler 88] :

$$\begin{bmatrix} k_w \\ k_v \\ k_r \\ k_s^t \end{bmatrix}_{\text{Digital}} = \begin{bmatrix} K_w + \frac{K_r}{2} \\ K_v \\ K_r \\ K_s^t + \frac{K_r}{2} C_s^t \end{bmatrix}_{\text{Continu}} \quad ; \quad \text{de plus } T_i = T
 \tag{IV.35}$$

IV.2.2 Dimensionnement échantillonné :

La période d'échantillonnage T est choisie en respectant la condition suivante :

$$T \leq \frac{\tau_e}{2}$$

avec τ_e : est la plus petite constante de temps du modèle linéaire ($\tau_e = \dots$).

Pour la suite, nous avons imposé $T=1\text{ms}$.

Equation d'état du système échantillonné :

$$\begin{bmatrix} i_{qs}[K+1] \\ w_m[K+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.66356 & -0.00182 \\ 22.42315 & 0.96721 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}[K] \\ w_m[K] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.00151 \\ 0.02190 \end{bmatrix} e_{qs} + \begin{bmatrix} 0.01610 \\ -16.32599 \end{bmatrix} T_1 \quad (\text{IV.36})$$

$$y_s[K] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}[K] \\ w_m[K] \end{bmatrix} = w_m[K]$$

Equation d'état du système augmenté :

$$\begin{bmatrix} i_{qs}[K+1] \\ w_m[K+1] \\ x_r[K+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.66356 & -0.00182 & 0 \\ 22.42315 & 0.96721 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}[K] \\ w_m[K] \\ x_r[K] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.00151 \\ 0.02190 \\ 0 \end{bmatrix} e_{qs} + \begin{bmatrix} 0.01610 \\ -16.32599 \\ 0 \end{bmatrix} T_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} w_m^* \quad (\text{IV.37})$$

l'équation caractéristique en boucle ouverte :

$$\det(zI - F) = z^3 - 2.6308z^2 + 2.3134z - 0.6827 \quad (\text{IV.38})$$

donc $a_3 = 1$; $a_2 = -2.6308$; $a_1 = 2.3134$; $a_0 = -0.6827$

Les formes canoniques sont :

$$F_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0.6827 & -2.3134 & 2.6308 \end{bmatrix} ; h_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.39})$$

La matrice de transformation T' :

$$T' = \begin{bmatrix} 188.1823 & -12.9574 & -24.2834 \\ -165.6763 & 11.4078 & -24.2834 \\ 145.8620 & 35.6191 & -24.2834 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.40})$$

Les pôles imposés doivent nécessairement appartenir à l'intérieur du cercle unité, pour que le système soit stable.

$$\begin{aligned} z_i &= e^{-w_i T'} (\cos(w_i T') \pm j \sin(w_i T')) \\ z_i(\text{réel}) &= e^{-w_i T'} \end{aligned} \quad (\text{IV.41})$$

Le résultat de dimensionnement du régulateur d'état est :

Pour:

$$\alpha = w_i T' = 0.5$$

$$z_{1,2} = 0.53228 \pm j0.29079$$

$$z_3 = 0.60653$$

$$K_1 = 441.8180 ; K_2 = 13.3997 ; K_r = 2.89813 ; K_w = 7.36558 ; K_v = -392.5226$$

Résultat de simulation :

On a simulé le démarrage à vide de la machine asynchrone monophasée avec une vitesse de référence 100rad/s , un couple résistant nominal est appliqué entre 1s et 1.5s , ensuite une inversion de sens de rotation est effectuée à l'instant t=2s.

Les figures (IV.4) et (IV.5) les simulations du réglage d'état avec dimensionnement pseudo-continu appliqué à la machine asynchrone monophasée de le cas d'alimentation idéale et le cas d'alimentation avec un onduleur.

Ainsi les figures (IV.6) et (IV.7) présentent les résultats de simulation dans le cas de dimensionnement échantillonné.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la réglage par retour d'état appliqué au moteur asynchrone monophasé présente des performances très satisfaisantes aussi bien lors d'une variation de consigne que celle d'une perturbation.

Le couple électromagnétique a une réponse instantanée, il compense les pertes par frottements et le couple résistant.

Nous remarquons que l'orientation du flux Φ_r selon l'axe "d" est conservée et le découplage est total entre le flux et le couple électromagnétique.

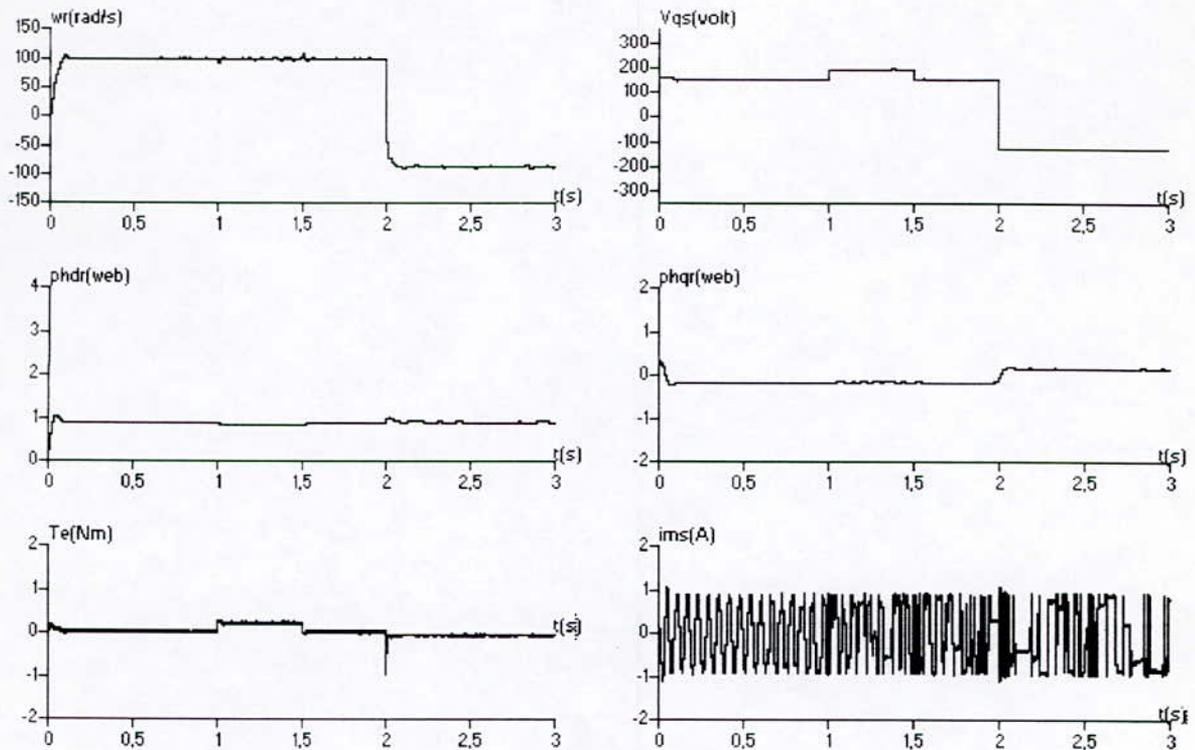


Fig.(IV.4) Réglage de vitesse par Retour d'état avec dimensionnement pseudo-continu (cas d'alimentation avec onduleur)

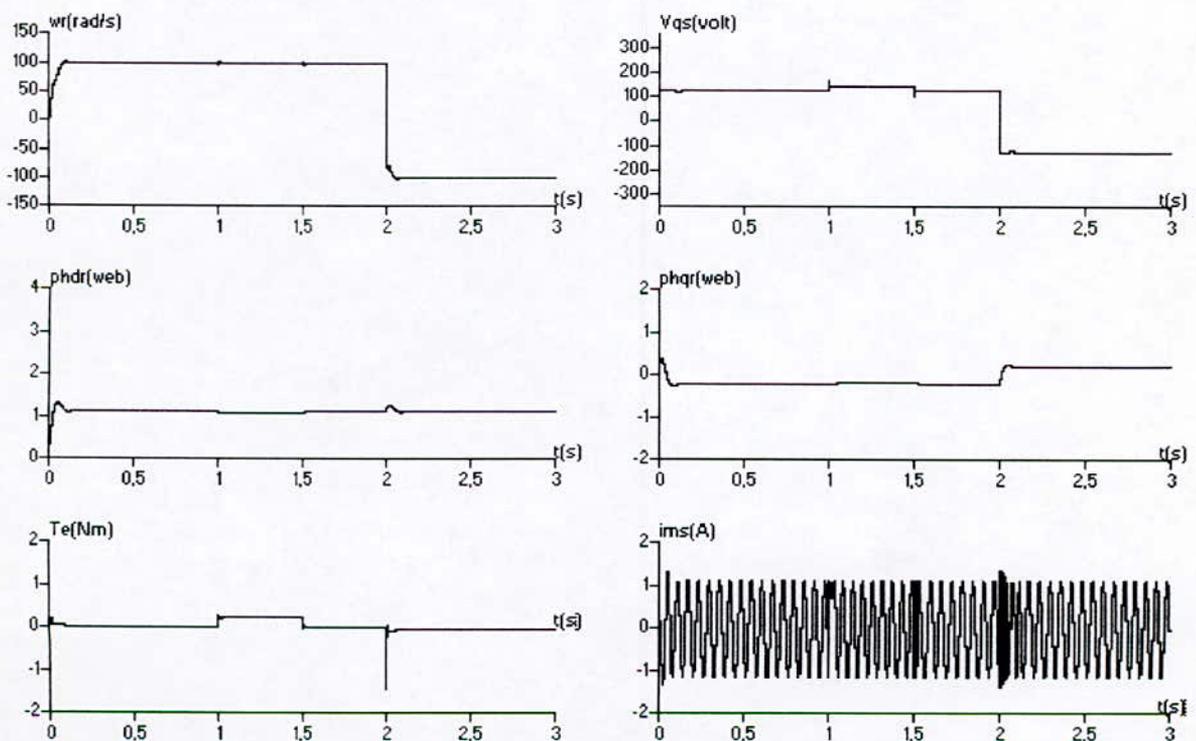


Fig.(IV.5) Réglage de la vitesse par retour d'état avec dimensionnement pseudo-continu (cas d'alimentation sans onduleur)

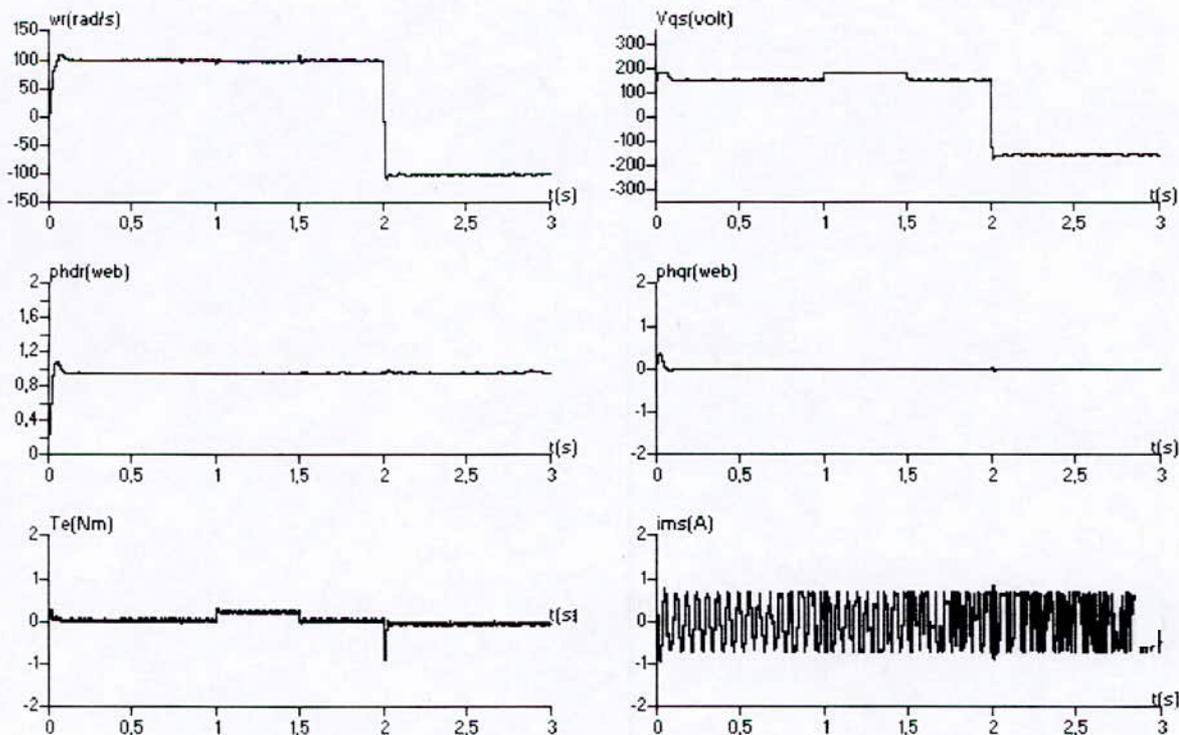


Fig.(IV.6) Réglage de la vitesse par retour d'état avec dimensionnement échantillonné(cas d'alimentation avec un onduleur)

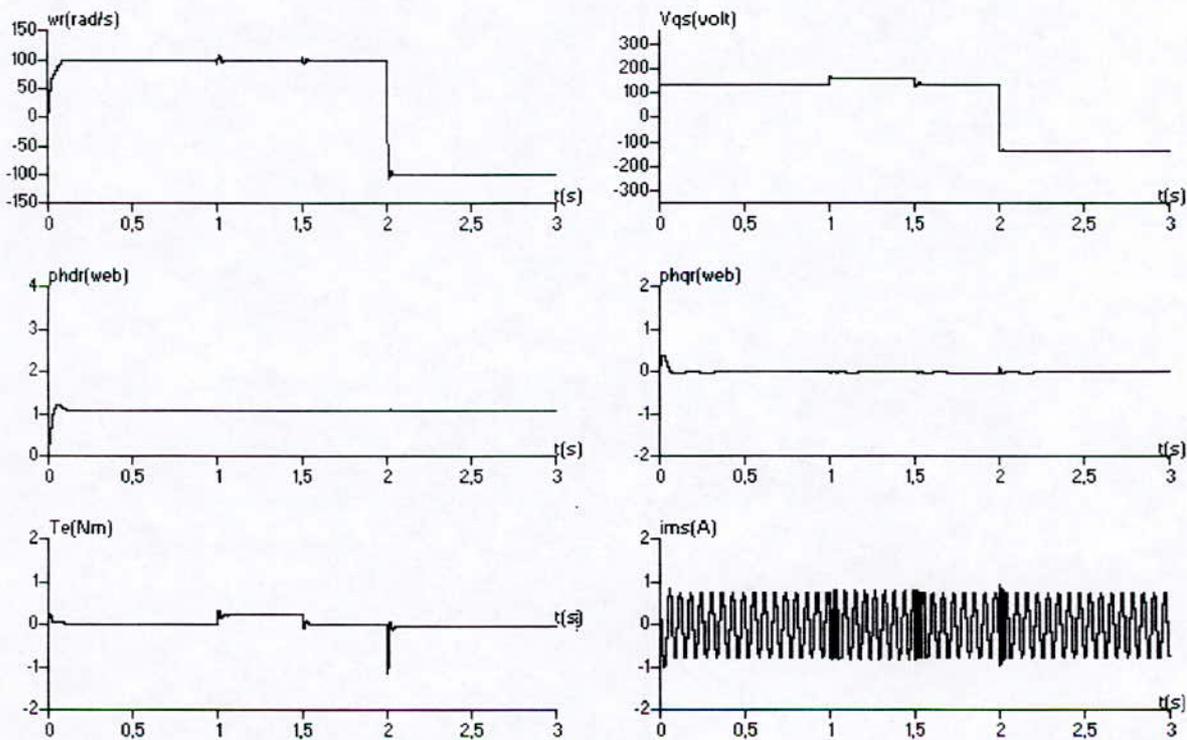


Fig.(IV.7) Réglage de la vitesse par retour d'état avec dimensionnement échantillonné (cas d'alimentation sans onduleur)

VI.3 Réglage d'état partiel :

Parfois certaines grandeurs ne sont pas mesurable, ou leur mesure est coûteuse ; de plus le recours à un observateur d'état n'est pas recommandable, il est judicieux de faire un réglage d'état partiel [Buhler 88],[Azzi 95] .

Lorsqu'on veut éviter la mesure du courant I_{qs} ou son observation, nous utilisons un réglage d'état partiel ou n'intervient pas I_{qs} .

Afin de déterminer les gains de la contre-réaction partielle, il est nécessaire de décomposer le vecteur ligne K^t de manière à séparer les coefficients relatifs aux pôles imposé de ceux des pôles libres, on a :

$$K^t = [K_1 \ K_2 \dots \dots \dots K_n] = \begin{bmatrix} a^t & 1 \end{bmatrix} E \tag{IV.42}$$

le vecteur a^t contient les coefficients de l'équation caractéristique du système global fermé, ou :

$$a^t = [\alpha_0 \alpha_1 \dots \dots \dots \alpha_{n-1}] \quad \text{et} \quad E^t = \begin{bmatrix} e^t \\ e^t F \\ \vdots \\ e^t F^{n-1} \\ e^t F^n \end{bmatrix} \tag{IV.43}$$

avec :

$$e^t = (0 \dots \dots \dots 0 \ 1) Q_c^{-1} \quad \text{et} \quad Q_c = \begin{bmatrix} H & FH & F^2 H & \dots & F^{n-1} H \end{bmatrix}$$

la disposition du vecteur ligne K^t donne :

$$K^t = \begin{bmatrix} K_a^t & K_b^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_a & E_b \end{bmatrix} \tag{IV.44}$$

où les r coefficients imposés sont réunis dans le vecteur ligne K_B^t de dimension r . par conséquent, la dimension du vecteur ligne K_a^t , qui contient les coefficients à déterminer est $n-r$.

de la même manière, on décompose également la matrice E en deux matrices E_a et E_b :

$$K^t = \begin{bmatrix} K_a^t & K_b^t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a^t & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_a & E_b \end{bmatrix} \tag{IV.45}$$

E_a est une matrice $(n+1, n-1)$ et E_b est une matrice $(n+1, r)$.

D'autre part, l'expression du vecteur K^t en fonction des pôles imposés et des pôles libres, peut être établie en décomposant le polynôme $P(z)$ de degré n de l'équation caractéristique du système global fermé de deux polynômes $R(z)$ et $Q(z)$.

$$P(z) = R(z) Q(z)$$

avec :

(IV.46)

$$Q(z) = \sum_{i=0}^{n-r} B_i Z^i \quad ; B_{n-r} = 1$$

les coefficients B_{n-r-1}, \dots, B_1 et B_0 sont déterminés par le choix libre de $n-r$ pôles du système global fermé.

Et

$$R(z) = \sum_{i=0}^r \delta_i Z^i \quad ; \delta_r = 1$$
(IV.47)

Les coefficients $\delta_{r-1}, \dots, \delta_1$ et δ_0 déterminent les pôles du système global fermé qui ne peuvent pas être imposés.

sous forme matricielle, on peut écrire :

$$P(z) = (a^t \ 1) \begin{pmatrix} 1 \\ Z_n \end{pmatrix} = (d^t \ 1) B \begin{pmatrix} 1 \\ Z_n \end{pmatrix}$$
(IV.48)

avec :

$$Z_n = \begin{pmatrix} Z \\ \vdots \\ Z^n \end{pmatrix}, d^t = (\delta_0 \ \delta_1 \ \dots \ \delta_{n-1})$$

et

$$B = \begin{pmatrix} \beta_0 & \beta_1 & \dots & \beta_{n-r-1} & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \beta_0 & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & \beta_0 & \dots & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 \end{pmatrix}$$
(IV.49)

cette équation existe pour n'importe quelle valeur de Z . Par conséquent, entre les coefficients des polynômes $P(z)$, $R(z)$ et $Q(z)$ il y a donc la relation :

$$(d^t \quad 1) = (d^t \quad 1) \begin{pmatrix} S \\ t^t \end{pmatrix} \quad (\text{IV.50})$$

$$\text{avec : } S = \begin{pmatrix} \beta_0 & \beta_1 & \dots & \beta_{n-r-1} & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \beta_0 & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \beta_0 & \dots & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{et } t^t = (0 \quad 0 \quad \dots \quad \beta_0 \quad \beta_1 \quad \dots \quad \beta_{n-r-1} \quad 1)$$

Lorsqu'on introduit la relation (II.50) dans (II.45) on obtient:

$$\begin{bmatrix} K_a^t & K_b^t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d^t & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S \\ t^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_a & E_b \end{bmatrix} \quad (\text{IV.51})$$

Cette équation matricielle peut être décomposer en deux relations :

$$\begin{aligned} K_a^t &= d^t S E_a + t^t E_a \\ K_b^t &= d^t S E_b + t^t E_b \end{aligned} \quad (\text{IV.52})$$

De la deuxième relation, on peut déterminer le vecteur ligne d^t on trouve :

$$d^t = (K_b^t - t^t E_b)(S E_b)^{-1} \quad (\text{IV.53})$$

Afin que l'inversion soit possible, il est indispensable que la matrice $S E_b$ de dimension $(r \times r)$ soit régulière.

Avec les éléments de ce vecteur ligne, on peut établir d'une part le polynôme $R(Z)$ et déterminer les pôles correspondants. Ceci est indispensable afin de vérifier si le système globale fermé est stable ou non. Sinon il faut faire un autre choix des $(n-r)$ pôles imposés jusqu'à ce que la condition de stabilité soit respecté.

Enfin, les coefficients de la contre-réaction partielle sont donnés par :

$$K_a = (d^t S + t^t) E_a \quad (\text{IV.54})$$

IV.4 Application du réglage d'état partiel en vitesse à la MAS monophasée :

La figure (II.8) représente le schéma bloc de la commande en vitesse par un régulateur d'état partiel :

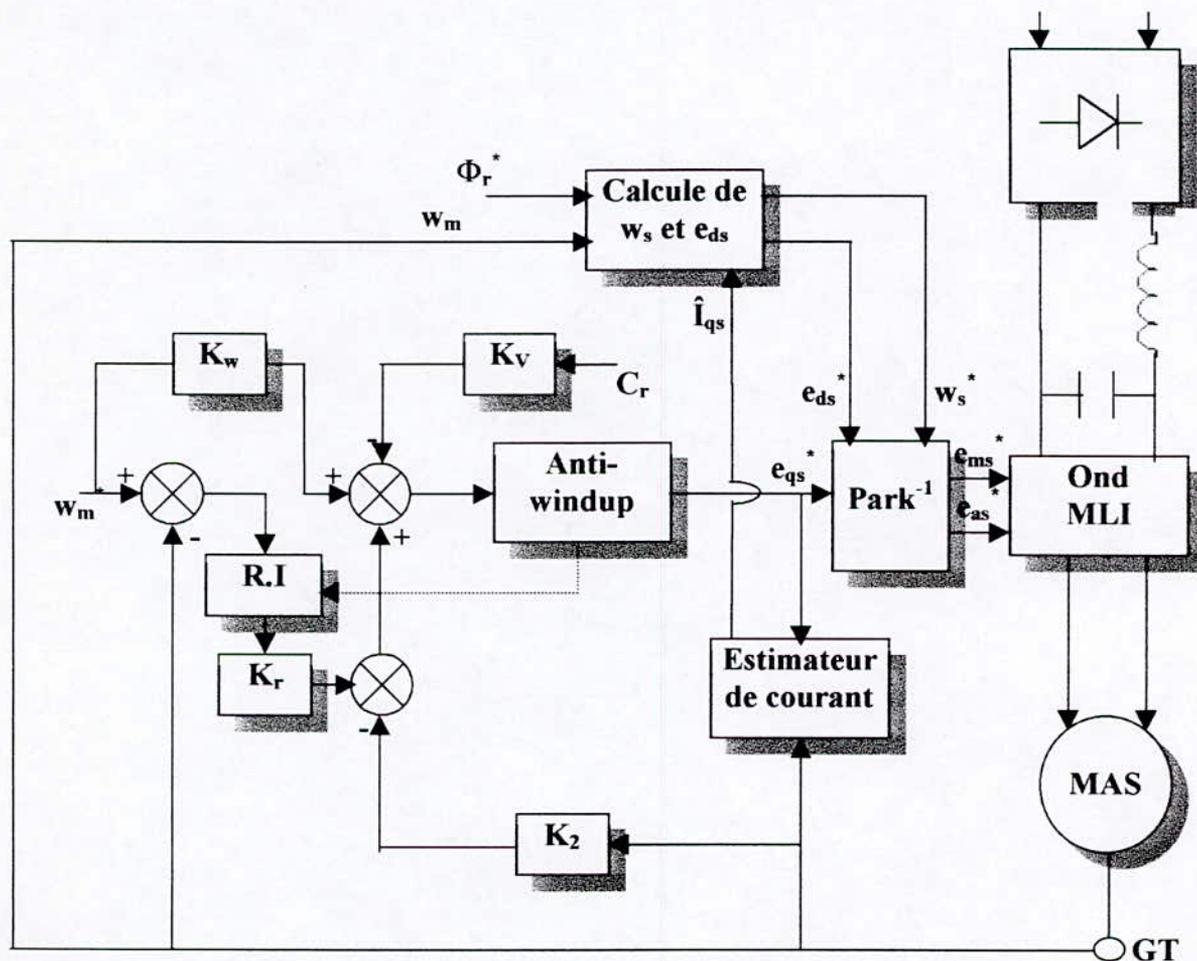


Fig.(IV.8)Schéma bloc de la commande en vitesse par retour d'état partiel

IV.4.1 Dimensionnement pseudo-continu :

Pour commander la vitesse nous suivons tous les étapes décrites à la section précédente .

$$Q_c = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{R_e}{\sigma L_s} & \left(\frac{R_e}{\sigma L_s}\right)^2 - \frac{(\Phi_r^* p_m)^2}{\sigma L_r J} \\ 0 & \frac{M\Phi_r^* p_m^2}{L_r J} & \frac{M\Phi_r^* p_m^2}{L_r J} \left(\frac{R_e}{\sigma L_s} + \frac{f}{J}\right) \\ 0 & 0 & \frac{M\Phi_r^* p_m^2}{T_i L_r J} \end{bmatrix} \quad (IV.55)$$

donc le vecteur e^t s'écrit de la façon suivantes :

$$e^t = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\frac{T_i \sigma L_s L_r J}{M\Phi_r^* p_m^2} \end{pmatrix} \quad (IV.56)$$

on utilisant la relation (II.43) nous pouvons écrire E comme le suivant :

$$E = \sigma L_s \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{T_i L_r J}{M\Phi_r^* p_m^2} \\ 0 & \frac{L_r J}{M\Phi_r^* p_m^2} & 0 \\ 1 & -\frac{L_r f}{M\Phi_r^* p_m^2} & 0 \\ -\left(\frac{R_e}{\sigma L_s} + \frac{f}{J}\right) & \frac{L_r f^2}{M\Phi_r^* p_m^2 J} - \frac{\Phi_r^*}{\sigma M} & 0 \end{bmatrix} \quad (IV.57)$$

En à pas tient compte de la variation du courant I_{qs} , donc le vecteur ligne K^t se décompose en :

$$k_a^t = (K_2 \quad -K_r) \quad ; k_b^t = 0 \quad (IV.58)$$

Ceci exige les permutations suivantes sur le vecteur \mathbf{k}^t :

$$\mathbf{k}^t = (0 \quad K_2 \quad -K_r) \rightarrow \mathbf{k}^t = (-K_r \quad K_2 \quad 0) \rightarrow \mathbf{k}^t = (K_2 - K_r \quad 0) \quad (\text{IV.59})$$

Les mêmes permutations doivent être aussi effectuées sur la matrice E, On obtient alors :

$$E_a = \frac{\sigma L_s L_r}{M \Phi_r^* p_m} \begin{bmatrix} 0 & -T_r J \\ J & 0 \\ -f & 0 \\ \frac{f^2}{J} - \frac{(p_m \Phi_r^*)^2}{\sigma L_r} & 0 \end{bmatrix} ; E_b = \sigma L_s \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\left(\frac{R_e}{\sigma L_s} + \frac{f}{J}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{IV.60})$$

dans ce cas il faut imposer deux pôles complexes conjugués en boucle fermée sur la forme $S_{1,2} = -\rho \pm j\rho$, les coefficients du polynôme $\mathbf{Q}(\mathbf{S})$ seront : $\beta_1 = 2\rho$ et $\beta_0 = 2\rho^2$, il résulte que :

$$\begin{aligned} S &= (2\rho^2 \quad 2\rho \quad 1 \quad 0) \\ t^t &= (0 \quad 2\rho^2 \quad 2\rho \quad 1) \end{aligned} \quad (\text{IV.61})$$

le coefficient du polynôme \mathbf{R}_s est :

$$\delta_0 = -\left(2\rho - \left(\frac{R_e}{\sigma L_s} + \frac{f}{J}\right)\right) \quad (\text{IV.62})$$

il faut que δ_0 soit négatif, donc :

$$\rho \leq \frac{1}{2} \left(\frac{R_e}{\sigma L_s} + \frac{f}{J}\right) \quad \text{soit} \quad \rho \leq 190 \quad (\text{IV.63})$$

les éléments du vecteur ligne de la contre-réaction d'état partielle \mathbf{k}_a^t seront :

$$\begin{cases} K_2 = (\beta_1 \delta_0 + \beta_0 - \frac{f}{J}(\delta_0 + \beta_1)) - \frac{(\Phi_r^* p_m)^2}{\sigma L_r J} + \left(\frac{f}{J}\right)^2 \frac{\sigma L_s L_r J}{M \Phi_r^* p_m^2} \\ K_r = \frac{\beta_0 \delta_0 T_i \sigma L_s L_r J}{M \Phi_r^* p_m^2} \end{cases} \quad (\text{IV.64})$$

Pour: $K_1=0$, les formules de K_v et de K_w calculés lors du dimensionnement du régulateurs d'état complet sont encore valable.

IV.4.2 dimensionnement échantillonné :

La matrice de commandabilité est :

$$Q_c = \begin{bmatrix} 0.0015 & 0.0010 & 0.0005 \\ 0.0219 & 0.0550 & 0.0747 \\ 0 & -0.0219 & -0.0769 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.65})$$

Le vecteur e^t est :

$$e^t = [188.1823 \quad -12.9574 \quad -24.2834] \quad (\text{IV.66})$$

La matrice E est :

$$E = \begin{bmatrix} 188.1823 & -12.9574 & -24.2834 \\ -165.6763 & 11.4078 & -24.2834 \\ 145.8620 & 35.6191 & -24.2834 \\ 895.4803 & 58.4687 & -24.2834 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.67})$$

La matrice E est décomposée en deux sous-matrices comme suit :

$$E_a = \begin{bmatrix} -12.9574 & -24.2834 \\ 11.4078 & -24.2834 \\ 35.6191 & -24.2834 \\ 58.4687 & -24.2834 \end{bmatrix} \quad et \quad E_b = \begin{bmatrix} 188.1823 \\ -165.6763 \\ 145.8620 \\ 895.4803 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.68})$$

Les pôles en boucle fermée sont :

$$Z_{1,2} = 0.9500 \pm j0.0475$$

Les coefficients du polynôme $Q(z)$ sont :

$$\beta_0 = 0.9048 \quad ; \quad \beta_1 = -1.9001$$

Il résulte que:

$$\begin{aligned} S &= [0.9048 \quad -1.9001 \quad 1 \quad 0] \\ t^t &= [0 \quad 0.9048 \quad -1.9001 \quad 1] \end{aligned} \quad (\text{IV.69})$$

Le troisième pôle libre Z_3 est égale à 0.7424, il est clair qu'il appartient au cercle unitaire, ce qui informe sur la stabilité du système en boucle fermée.

Tous les du régulateur d'état partiel sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_1 = 0 \\ k_2 = -0.5357 \\ k_r = 0.0297 \\ k_w = 0.1155 \\ k_v = -124.6117 \end{array} \right. \quad (\text{IV.70})$$

Résultats de simulation :

Les résultats de simulation du réglage par retour d'état partiel sont illustrés aux figures (IV.9) et (IV.10) pour le cas de dimensionnement pseudo-continu, et aux figures (IV.11) et (IV.12) pour le cas de dimensionnement échantillonné.

Le découplage est toujours conservé, la vitesse suit bien la valeur de référence et elle n'influe pas par l'application d'une charge.

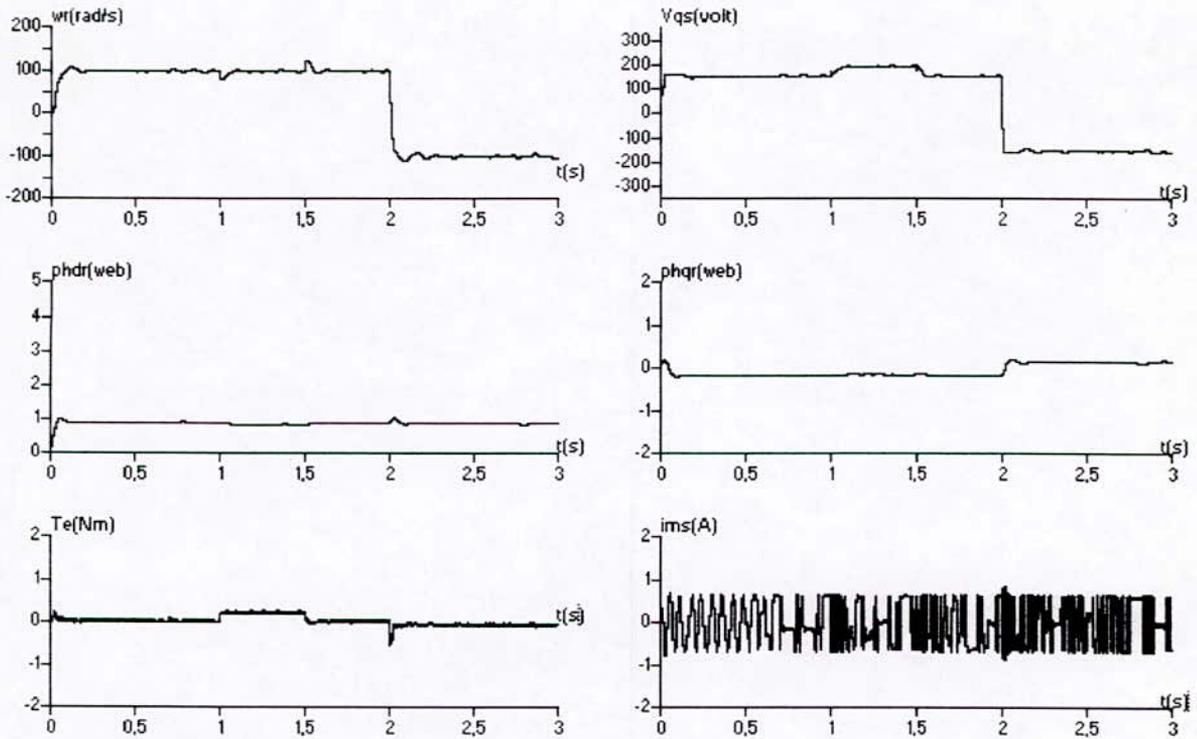


Fig.(IV.9) Réglage de vitesse par retour d'états partiel avec dimensionnement pseudo-continu (cas d'alimentation avec onduleur)

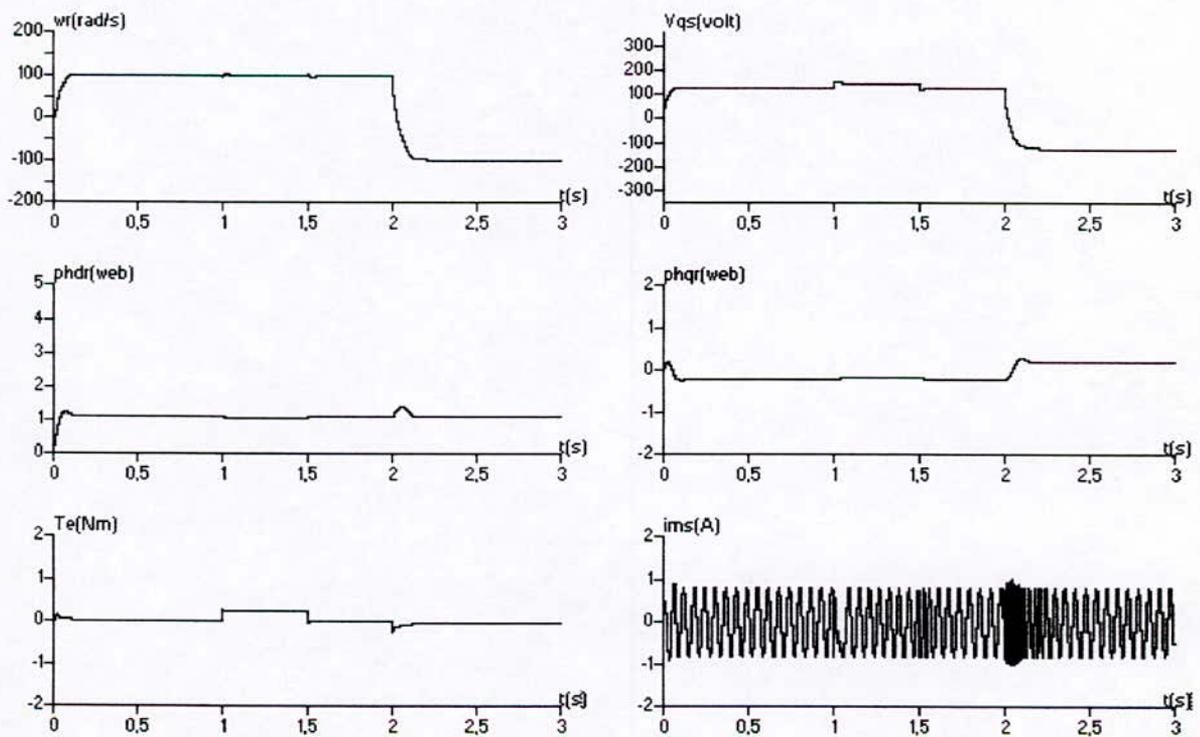


Fig.(IV.10) réglage de vitesse par retour d'état partiel avec dimensionnement pseudo-continu (cas d'alimentation sans onduleur)

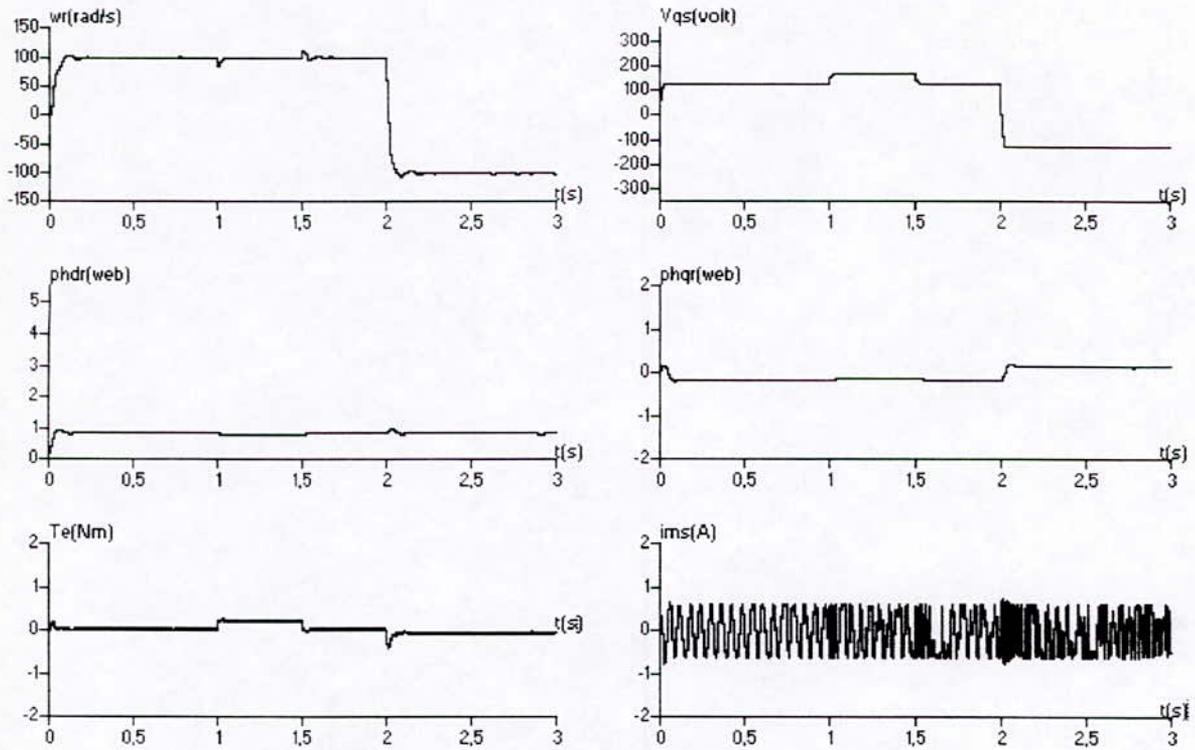


Fig.(IV.11) Réglage de vitesse par retour d'états partiel avec dimensionnement échantillonné (cas d'alimentation avec onduleur)

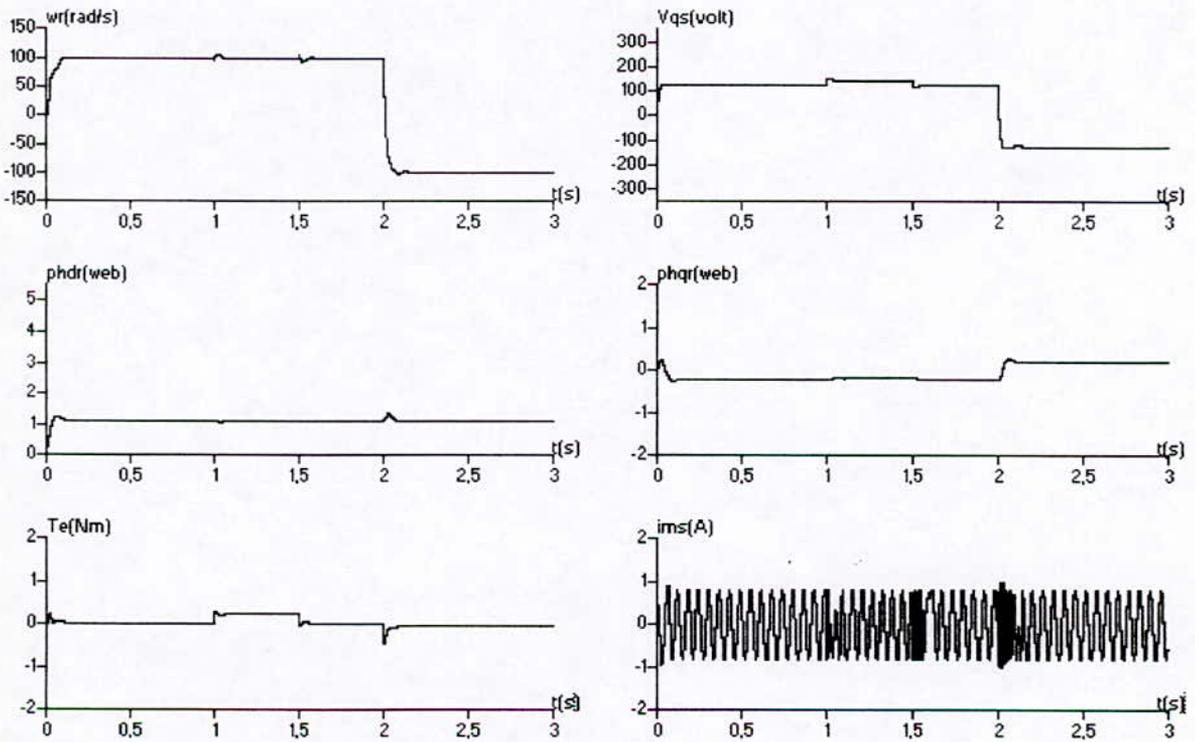


Fig.(IV.12) Réglage de vitesse par retour d'état partiel avec dimensionnement échantillonné (cas d'alimentation sans onduleur)

Conclusion:

Dans ce chapitre, on a étudié par simulation l'application de réglage par retour d'état avec pilotage vectoriel sur la machine asynchrone monophasée, ce qui a amélioré considérablement la réponse de la vitesse et du couple électromagnétique sans perdre le découplage flux-couple.

La comparaison entre les deux types de dimensionnement pseudo-continu et échantillonné, montre qu'il n'y a pas une grande différence entre les résultats de simulation, la seule avantage du pseudo-continu réside dans le fait que sa formulation mathématique peut être conservée en cas de changement de la machine.

Les résultats de simulation du retour d'état partiel sont comparable par rapport à celles du réglage complet.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, on a adapté la commande vectorielle afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone monophasée et rendre linéaire et découplé. Ensuite, l'application de la commande par retour d'état, en utilisant ce dernier modèle.

Dans le premier chapitre, après une brève description du fonctionnement de la machine monophasée et des différentes techniques de réglage de la vitesse, on a traité sa modélisation mathématique dans un référentiel lié au stator et dans un référentiel lié au champ tournant.

Le deuxième chapitre concernant l'alimentation en tension et en courant des machines monophasées avec et sans condensateur de démarrage, nous avons présenté des différentes structures capables d'alimentés ces machines, ainsi , on a contrôlé les vitesses des deux machines en boucle ouverte, avec une alimentation par l'onduleur autonome commandé en tension par la stratégie triangulo-sinusoidale et en courant par la stratégie à hystérésis(delta). Pour les deux cas d'alimentation on a aussi étudié les spectres d'harmoniques des tensions à deux et trois niveaux. Les résultats obtenus montrent que la commande MLI permet de varier la vitesse et d'éliminer les harmoniques et les rejettent à des hautes fréquences de plus le moteur est alimenté par un courant presque sinusoïdal.

D'après cette étude la simulation de la conduite de la machine monophasée montre que l'alimentation par un seul phase de cette machine possède des inconvénients tels que l'oscillation du couple idem elle ne supporte pas un fort couple. Afin d'éliminer ce problème on a supprimé le condensateur et alimenté séparément les deux phases statoriques par deux tensions(courants) en quadratures, pour que la puissance instantanée soit constante et par conséquent le couple est lissé et la machine peut supporter un couple relativement plus fort.

Pour le cas d'alimentation en courant, il est indispensable de choisir un rapport entre les amplitudes des deux courants égale aux rapport des coefficients des mutuelles inductances pour annuler ou au moins minimiser les pulsations du couple électromagnétique, afin d'obtenir un champ tournant circulaire.

Dans le troisième chapitre, on a appliqué la commande par orientation du flux rotorique indirecte sur la machine biphasée alimentée en tension et en courant, pour ramener le modèle de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans les deux cas d'alimentation, le découplage entre le flux et le couple est maintenu, en boucle ouverte.

Au second lieu, nous avons abordé le réglage de vitesse en boucle fermée de l'association onduleur-machine par des régulateurs de type classique(PI).

L'étude par simulation montre que la réponse en tension est plus rapide que celle dans le cas d'alimentation en courant. Il est important d'introduire un filtre pour la grandeur de consigne afin de réduire le dépassement occasionné lors de ce réglage de vitesse.

Au quatrième et dernière chapitre, devant l'insuffisance des performances dynamique du régulateur PI qui ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la machine, nous avons fait appel au régulateur d'état qui se prêt bien pour la commande de la machine asynchrone avec pilotage vectoriel.

Nous avons étudié le réglage d'état partiel et complet avec dimensionnement pseudo-cotinu et échantillonné.

L'introduction de l'anti-windup a permis d'améliorer les performances avec l'élimination du dépassement.

L'avantage des résultats obtenus par simulation, montre que l'introduction des techniques modernes de l'automatique devient une nécessité pour atteindre des hautes performances dans les entraînements à vitesse variable .

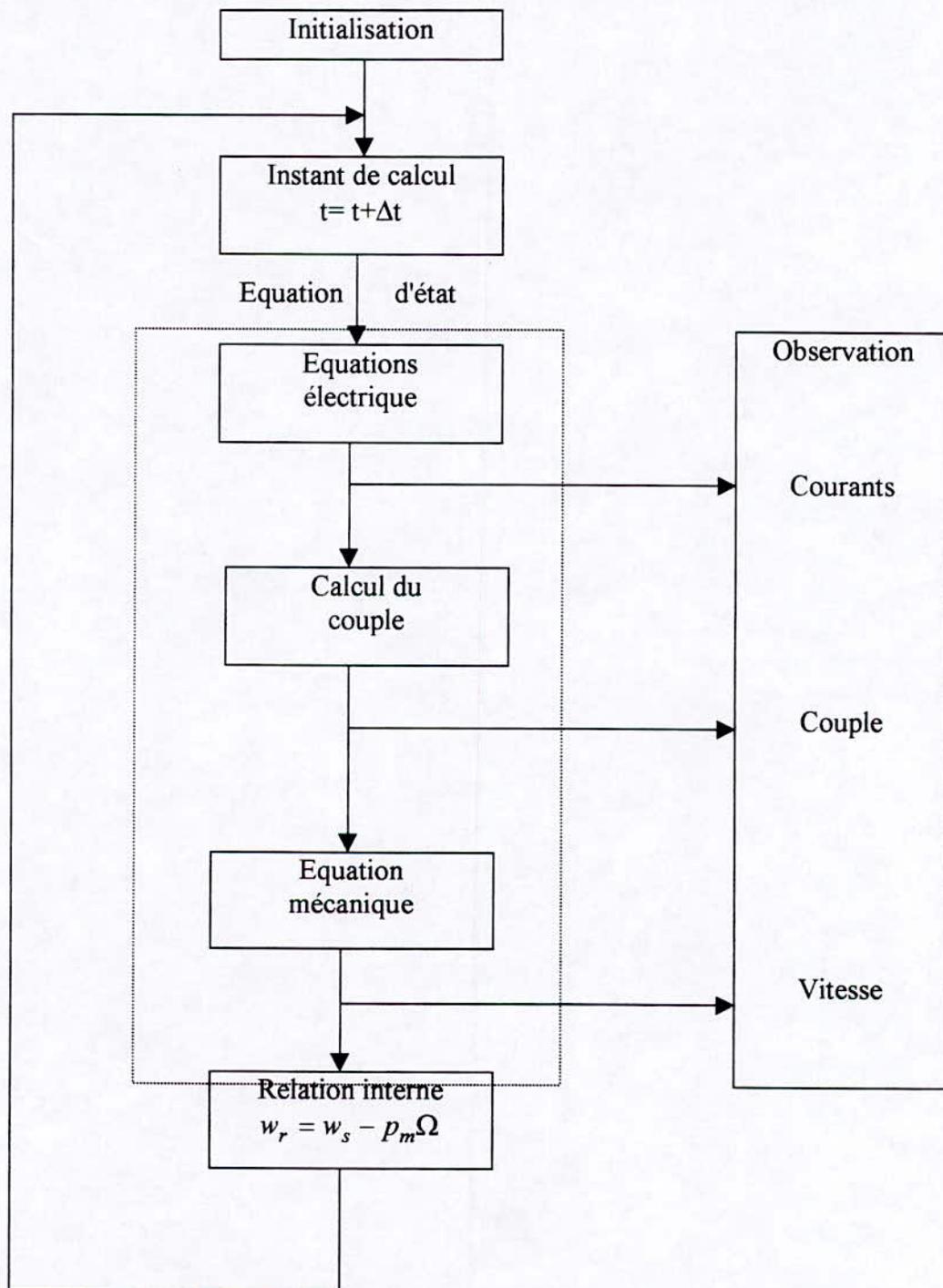
Dans ce mémoire nous avons supposé que les paramètres de la machine ne varient pas, ce qui n'est pas le cas en pratique, les paramètres de la machine varie soit par échauffement, soit par saturation. Ces variation influent directement sur les variables de sortie de la commande.

Ce travail peut servir comme base des travaux ultérieurs concernant la commande de la machine asynchrone monophasée. Nous proposons pour la suite de ce travail:

- L'étude de l'influence de la variation des paramètres de la machine sur la robustesse de la commande par retour d'état.
- Enfin, il est possible d'appliquer d'autres techniques de commandes.

ANNEXES

Organigramme de la simulation du modélisation



Calcul des paramètres du régulateur classique PI

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:

$$\frac{w_r(P)}{T_e(P)} = \frac{1}{f + JP}$$

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

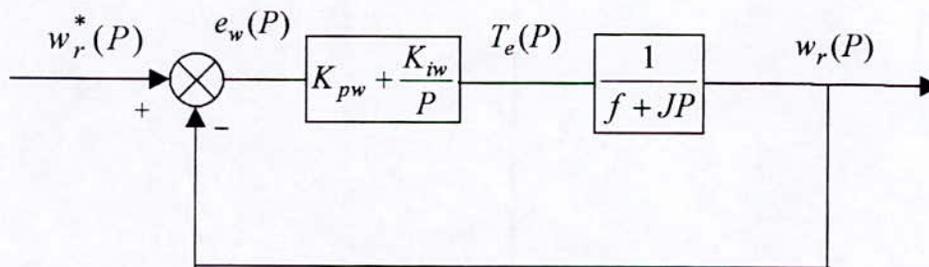


Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

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

$$\frac{w_r(P)}{w_r^*(P)} = \frac{(K_{pw}P + K_{iw})/J}{F(P)}$$

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

$$F(P) = P^2 + \frac{f + K_{pw}}{J}P + \frac{K_{iw}}{J} = 0$$

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

$$K_{iw} = 2J\rho^2 \quad \text{et} \quad K_{pw} = 2\rho J - f$$

Paramètres de la machine symétrique A:

- Puissance nominale.....	$P_n = 37W$
- fréquence	$f_n = 50Hz$
- Nombre de paires de pôles.....	$p_m = 2$
- Tension d'alimentation.....	$V_n = 220v$
- Résistance statorique.....	$R_s = 115\Omega$
- Résistance rotorique.....	$R_r = 90.5\Omega$
- Inductances cyclique stator-rotor.....	$L = 1.71H$
- Mutuelle cyclique stator-rotor.....	$M = 1.41H$
- Inertie des masses tournantes	$J = 1,2 \cdot 10^{-4} \text{ Kg.m}^2$
- Frottements.....	$f = 7,63 \cdot 10^{-4} \text{ U.S.I}$
- Capacité du condensateur.....	$C = 5\mu F$

Paramètres de la machine dissymétrie B:

- Puissance nominale	$S_n = 220V.A$
- fréquence.....	$f_n = 50Hz$
- Nombre de paires de pôles.....	$p_m = 1$
- Tension d'alimentation.....	$V_n = 220v$
- Résistance statorique de l'enroulement principal.....	$R_{ms} = 115\Omega$
- Résistance statorique de l'enroulement auxiliaire.....	$R_{as} = 90.5\Omega$
- résistance rotorique.....	$R_r = 61.5\Omega$
- Inductances cyclique statorique.....	$L_{ms} = 0.915H$
- Mutuelle cyclique rotorique.....	$L_{as} = 0.902H$
- Mutuelle cyclique.....	$M_d = 0.876H$
- Mutuelle cyclique.....	$M_q = 0.863H$
- Inertie des masses tournantes	$J = 6 \cdot 10^{-4} \text{ Kg.m}^2$
- Frottements.....	$f = 3 \cdot 10^{-4} \text{ U.S.I}$
- Capacité du condensateur.....	$C = 1\mu F$

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

[Azzi 95]

A.Azzi, 'Etude par simulation de commande par retour d'état échantillonné d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel ', Thèse de magister, ENP, 1995.

[Barkati 97]

S.Barkati, 'Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone', Thèse de magister, ENP, 1997.

[Berkouk 95]

E.Berkouk, 'contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et aux onduleurs multiniveaux ', Thèse de doctorat du CNAM Paris 1995.

[Beyaert 58]

Les petits moteurs électriques, Dunod 1958.

[Boucherit 95]

M.S.Boucherit, ' Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques ', Thèse de Doctorat d'Etat, ENP, 1995.

[Buhler 86]

H.Buhler, ' Réglage échantillonnés: traitement dans l'espace d'état ', Presses polytechniques Romandes, 1986.

[Buhler 88]

H.Buhler, ' Conception des systèmes automatiques ', Presses polytechniques Romandes, 1988.

[Chatelain 83]

Chatelain,J. Machines électriques T.1. Presses polytechniques Romandes. Suisse, 1983. 465P.

[chouireb 96]

F.Bouchouireb.' Controle de la vitesse d'une machine asynchrone monophasée', Thèse de Magistère, Université de Blida, 1996

[Faidallah 95]

A.Faidallah, ' contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones ', Thèse de Doctorat de l'INPL, France, Fev 1995.

[Seguier 80]

G.Seguier, ' Electrotechnique industrielle ', Technique et documentation 1980.

[Seguier]

G.Seguier, ' L'électronique de puissance ', vol4: la conversion continu / alternative.

[Hautier 95]

J.P.Hautier, P.J.Faucher, J.P.Caron, ' Modélisation et commande de la machine asynchrone ', Edition technip - Paris 1995.

[Kostenko 79]

M.Kostenko, ' Machines électriques T1 ', Edition Mir 1979.

[Milsant]

F.Milsant et R.Chauprade, ' Electronique de puissance ', 2. Commande des moteurs à courant alternatif.

[Royer]

D.Royer, 'Automatique appliquée ' 2.Système linéaire de commande à signaux échantillonnés.

[Sévely]

Y.Sévely, ' Système et asservissement linéaires échantillonnés.