

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Machines électriques

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

Commande scalaire d'un moteur asynchrone

Présenté par :
Khelil imène
Soutenu le : 31/05/2016

Devant le jury composé de :

Mr Golea Amar

Mr Menacer Arezki

M^{ed} Benyahia naima

Professeur

Professeur

M.A.A

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2015 / 2016

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Machines électriques

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

Commande scalaire d'un moteur asynchrone

Présenté par :

Khelil imène

Avis favorable de l'encadreur :

Menacer Arezki

Avis favorable du Président du Jury

Golea Amar

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Machines électriques

Thème :

Commande scalaire d'un moteur asynchrone

Proposé par : Pr Menacer Arezki

Dirigé par : Pr Menacer Arezki

RESUMES (Français et Arabe)

Résumé: Le travail présenté dans ce mémoire est la modélisation et l'identification paramétrique de la machine asynchrone dans la commande scalaire sans et avec onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI. Les paramètres de l'identification de la machine sont vérifiés par les mesures expérimentaux des courbes des courants, tensions et de vitesse sans et avec onduleur. Différent tests de simulation sont effectués à savoir la variation de charge, de vitesse et du sens de rotation.

Mots clés : Machine asynchrone, identification paramétrique , onduleur, commande MLI , commande scalaire.

ملخص يندرج هذا العمل المنجز في اطار هذه المذكرة حول النمذجة وتحديد قيم وسائط الماكنة اللامتزامنة بهدف التحكم الأسلمي بدون استعمال ومع استعمال المموج بتقنية تعديل طول النبضة MLI . وسائط الماكنة تم التحقق منهم عن طريق القياسات التطبيقية من خلال رسم منحنيات التيار الكهربائي والجهد للماكنة اضافة الي سرعة الماكنة بدون ومع استعمال المموج عدة اختبارات عن طريق المحاكات للماكنة تم انجازها لعدة حالات للماكنة و المتمثلة في تغير الحموله و السرعة اضافة الي تغير اتجاه الدوران .

الكلمات المفتاحية: ماكنة اللا متزامنة, تحديد قيم الوسائط, المموج, تعديل طول النبضة, التحكم السلمي

Dédicaces

A mes Sœurs, mes Frères et mes Parents

A mes amis

Sara zouzou

Tarek ameid

Besma bessam

Hakima chirif

Mohamed chebaani

Remerciement

*Je remercie **ALLAH** avant tout qui m'a donné la force et la volonté pour finir ce modeste travail.*

*Ainsi, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur Monsieur **Arezki MENACER**, professeur à l'Université de Biskra, pour avoir dirigé ce travail, et pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

Je tiens à adresser mes sincères remerciements à mes membres de jury qui ont accepté de juger ce travail

*Mes remerciements distingués vont à Monsieur **Amar GOLEA**, professeur à l'Université de Biskra pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*J'adresse mes respectueux remerciements à Madame, **Benyahia Naima**, enseignante à l'Université de Biskra pour examiner ce travail.*

*Je voudrai exprimer mon profond respect à tous les Enseignants qui m'ont encadré durant mes études, spécialement messieurs **Amar GOLEA**
Et **GUADIDI Salim**.*

*J'exprime mes remerciements à **Ammar ABDELKRIM** et **Tarek ameid** de leurs conseils Ainsi qu'à tous mes amis de leur soutien.*

Liste des figures

Chapitre I :

Figure I.1: Représentation spatial des enroulements de la MAS.	04
Figure I.2: Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents	07
Figure I.3: Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulement équivalents	09
Figure I.4: schéma de l'onduleur de tension associé à la MAS	14
Figure I.5: Principe de la commande MLI- ST	16
Figure I.6: Schéma équivalent de la machine à vide	16
Figure I.7: Courbe de la puissance (pf+pm)	17
Figure I.8: Essai à rotor bloqué	18
Figure I.9: Essai de ralentissement	19
Figure I.10: Démarrage à vide d'un moteur asynchrone	20
Figure I.11: Démarrage a vide suivi d'une charge à l'instant $t=0.5$	21
Figure I.12: Démarrage à vide du moteur asynchrone sui de l'application de charge à travers le réseau	22
Figure I.13: Démarrage à vide d'un moteur asynchrone	23
Figure I.14: Ralentissement à vide d'un moteur asynchrone	24
Figure I.15: Démarrage en charge d'un moteur asynchrone	25
Figure I.16: Ralentissement en charge d'un moteur asynchrone	26

Chapitre II :

Figure II.1: Schéma classique de commande scalaire avec contrôle du rapport V/f	29
Figure II.2: Schéma classique de commande scalaire en courant	29
Figure II.3: Commande scalaire sans onduleur en charge du moteur asynchrone	30
Figure II.4: Commande scalaire du moteur asynchrone: inversion de la vitesse	32
Figure II.5: Commande scalaire du moteur asynchrone: changement de vitesse	33

Figure II.6: Commande scalaire avec onduleur du moteur asynchrone en charge	34
Figure II.7: Commande scalaire avec onduleur du moteur asynchrone: inversion de la vitesse	35
Figure II.8: Commande scalaire avec onduleur du moteur asynchrone: changement de vitesse	36

Liste des Tableaux

Chapitre I :

Tableau I.1: Mesure de la résistance statorique	16
Tableau I.2: Mesure de l'essai à vide	17
Tableau I.3: Mesure de l'essais en cour circuit	18

Notation et symboles

MAS	Machine asynchrone
s, r	Indices stator et rotor, respectivement
d, q	Indices pour les composantes de Park directe et quadrature, respectivement
(x [*])	Grandeur de référence, estimée et mesurée, respectivement.
t	Temps [s]
V	Tension [V]
I	Courant [A]
ϕ	Flux [Wb]
	Vitesse de rotation mécanique [rd / s]
W	Vitesse de rotation électrique (p^*) [rd / s]
W _s	Pulsation statorique [rd / s]
W _r	Pulsation rotorique ou de glissement [rd / s]
S	Opérateur de Laplace.
Ce	Couple électromagnétique [Nm]
Cr	Couple mécanique résistant [Nm]
Lr	Inductance propre cyclique rotorique [H]
Ls	Inductance propre cyclique statorique [H]
Lm	Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor [H]
Rr	Résistance rotorique []
Rs	Résistance statorique []
f	Coefficient de frottement visqueux [SI] où [Nm.s/rd]
J	Moment d'inertie de l'entraînement [kg.m]
P	Nombre de paire de pôles
δ	Coefficient de dispersion total de Blondel
A, B, C	Matrice d'état, de commande et d'observation
X	Vecteur d'état
Y	Vecteur d'observation
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PI	Proportionnel Intégral

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	01
 <u>Chapitre I : Modélisation et simulation de la machine asynchrone</u>	
I. Introduction	03
I.1. Descriptions	03
I.1.2. Hypothèses simplificatrices	03
I.2. Modélisation de la machine asynchrone	04
I.2.1. Modèle triphasée	04
I.3. Mise en équations du modèle de la machine	04
I.3.1. Equations électriques	04
I.3.2. Equations magnétiques	05
I.3.2. Equation mécanique	06
I.3.3. Transformation de Park	06
I.3.4. Equations électriques	08
I.3.5. Equations du flux	08
I.3.6. Définitions des différents référentiels	08
I.3.6.1. Référentiel immobile par rapport au stator (système r, s)	09
I.3.6.2. Référentiel lié au rotor (système x, y)	09
I.3.2. Référentiel immobile au champ tournant (système d, q)	09
I.3.7. Equation du couple électromagnétique	10
I.4. Equation d'état du modèle de la machine asynchrone	10
I.4.1. Choix d'un référentiel d'estimation	12
I.4.2. Modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère lié au stator	13
I.5. Modèle de l'onduleur de tension	14
I.5.1. Stratégie de commande par MLI	15
I.6. Identification paramétrique de la machine asynchrone	16
I.6.1. Méthode des essais classiques	16
I.6.1.1 Mesure des résistances statorique	16
I.6.1.2 Essai à vide ($g = 0$): Détermination de L_s, R_f	16

I.5.1.3 Essai à rotor bloqué $g = 1$	18
I.6.1.4. Détermination des paramètres mécaniques: J et f	19
I.7. Simulation de la machine asynchrone	20
I.7.1. Démarrage à vide	20
I.7.2. Fonctionnement en charge	21
I.8. Résultats expérimentale	21
I.8.1. la commande numérique	22
I.8.2. Machine alimentée directement par le réseau	22
I.8.3 Machine alimentée a travers un onduleur a MLI	23
I.8.3.1 Démarrage à vide	23
I.8.3.2 Ralentissement à vide	24
I.8.3.3 Démarrage en charge	25
I.8.3.4 Ralentissement en charge	26
I.9 Conclusion	27
 <u>Chapitre II : Commande scalaire de la machine asynchrone en tension</u>	
II. Introduction	28
II.1. Commande scalaire de la MAS	28
II.1.1. Commande scalaire en tension (V/F)	29
II.1.2. Commande scalaire en courant	29
II.2. Simulation de la commande scalaire	30
II.2.1. Fonctionnement sans onduleur	30
II.2.1.1. Fonctionnement à vide suivi d'une application de charge	30
II.2.1.2. Inversion du sens de rotation de la vitesse	31
II.2.1.3. changement de vitesse de référence	32
II.3. Fonctionnement avec onduleur	33
II.3.1. Fonctionnement à vide suivi d'un couple de charge	34
II.3.2. Inversion du sens de rotation de la vitesse	34
II.3.3. changement de vitesse de référence	35
II.4. Conclusion	36
Conclusion Générale	
Annexe	
Bibliographie	

Introduction générale

Introduction générale

Les machines à courant continu (*MCC*) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit. La machine asynchrone (*MAS*), de part sa simplicité de conception et d'entretien, à la faveur des industriels depuis son invention par *N. TESLA*, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés.

Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique, structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques *watts* à plusieurs *mégawatts*, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué en faveur de la *MAS*, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent de la machine asynchrone. En cherchant à maximiser les capacités du couple, le flux doit être maintenu, dans une large plage, égale à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport V/f constant. De part son fondement, cette technique est sensible en régime transitoire aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique [Bag, 99], [Def,06], [Gre, 97].

L'objectif principal de ce mémoire est faire la commande scalaire en tension de la machine asynchrone. Le plan de ce travail comme se suit:

Le premier chapitre est consacré à la présentation et la modélisation de la machine asynchrone dans le référentiel à deux axes (d, q) et l'identification paramétrique et on analysera les résultats obtenus par simulation et on les compare avec les résultats pratiques obtenus .

Le second chapitre on étudiera la commande scalaire de la MAS et on le réalisera par logiciel Matlab/Simulink.

Ce mémoire sera achevé par une conclusion générale sur la commande utilisée de la machine asynchrone..

Chapitre I

Identification et Modélisation de la MAS

I. INTRODUCTION

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps [BAG 05]. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite "transformation de Park", qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse.

Dans ce chapitre, on présente la modélisation dans le repère de Park, ainsi l'identification des paramètres de la machine asynchrone à rotor bobiné en utilisant des essais classiques.

En suite, la vérification des paramètres est effectuée par une simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisi.

I.1. Descriptions

La machine asynchrone se compose:

- D'un primaire, généralement le stator, portant un bobinage le plus souvent triphasé, logé dans les encoches et relié à la source d'alimentation.
- D'un secondaire, généralement le rotor, qui peut être soit bobiné et en court-circuit soit à cage d'écureuil.

I.1.2 Hypothèses simplificatrices

La modélisation est une phase primordiale sur le chemin de la simulation et la réalisation. Le modèle adopté devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique.

Seulement les machines électriques sont des systèmes très complexes, pour en tenir compte dans leurs modélisations de tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent. Il est alors essentiel d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles, qui tout de même n'altèrent point l'authenticité du modèle de la machine dans le cadre de ce travail [MAC05].

Les hypothèses simplificatrices adoptées dans ce travail sont présentées comme suit:

- Répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique à travers l'entrefer, ce qui se traduit par une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre le stator et le rotor, cela implique une variation nulle de la perméance magnétique due aux encoches.
- Les courants induits dans le circuit magnétique (courants de Foucault) sont supposés négligeables, ainsi qu'aux phénomènes de l'hystérésis et l'effet de peau.
- La saturation magnétique n'est pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants.

- Les résistances des enroulements sont considérées comme constantes [REZ09].

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1. Modèle triphasé

La machine est supposée triphasée au rotor et stator, le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écurie ou au rotor bobine est formé de trois bobines, le stator et le rotor doivent avoir le même nombre de pôle et nombre de phase peut être différent, elle est représentée schématiquement par la figure (1.1).

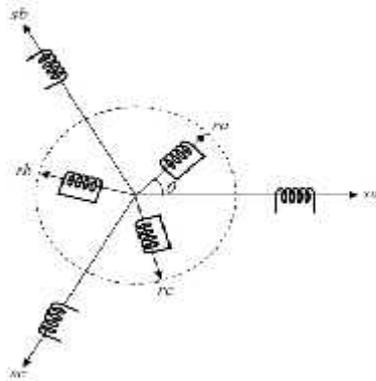


Fig.I.1: Représentation spatiale des enroulements de la MAS

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs s_a , s_b , s_c , sont orientés selon les axes des trois enroulements statorique de la machine, il est de même pour le rotor.

L'axe s_a est souvent considéré comme référence et l'angle θ définit la position du rotor par rapport au stator.

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment, les équations électriques statorique et rotorique peuvent s'écrire sous forme matricielle.

I.3. Mise en équations du modèle de la machine

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir:

- les équations électriques;
- les équations magnétiques;
- les équations mécaniques.

I.3.1. Equations électriques

Pour le stator:

$$[v_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (1.1)$$

Pour le rotor

$$[v_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (1.2)$$

I.3.1 Equations magnétiques

Pour stator:

$$[\phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [L_{sr}] [I_r] \quad (1.3)$$

Pour rotor:

$$[\phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [L_{sr}]^T [I_s] \quad (1.4)$$

Les valeurs instantanées des tensions et des courants de phase du stator et du rotor sont données respectivement par:

$$\begin{cases} [V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^t \\ [V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^t \\ [I_s] = [I_{sa} \quad I_{sb} \quad I_{sc}]^t \\ [I_r] = [I_{ra} \quad I_{rb} \quad I_{rc}]^t \end{cases}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{La matrice d'inductances statorique.}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad \text{La matrice d'inductances rotorique.}$$

La matrice des inductances mutuelles stator – rotor $[L_{sr}]$ s'écrit sous la forme

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \right) & \cos & \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$[L_{sr}]^T = [L_{rs}]$$

avec :

l_s : inductance propre des phases statorique,

l_r : inductance propre des phases rotorique,

L_{sr} : inductance mutuelle entre rotor et stator,

M_s : inductance mutuelle entre phases statorique,

M_r : inductance mutuelle entre phases rotorique,

θ : écart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor,

M_{sr} : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

I.3.2. Equation mécanique

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux, fem) mais aussi des paramètres mécanique (couple ,vitesse). L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e - C_r = J \frac{d\omega}{dt} + f\omega \quad (1.6)$$

avec:

J Moment d'inertie de la machine. $[Kg.m^2]$

f coefficient de frottement. $[N.m/rad/s]$

C_r couple résistant impose a l arbre de la machine. $[N.m]$

C_e couple électromagnétique développe par la machine $[N.m]$

ω vitesse rotorique électrique. $[rad/s]$

p Nombre de pairs pôles

Ω vitesse mécanique donnée par $\Omega = \frac{\omega}{p}$

En faisant substituer les matrices de flux par les matrices des inductances on aboutit à:

$$[V_s] = R_s [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{ [I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_r] \} \quad (1.7)$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \{ [I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{rs}] [I_s] \} \quad (1.8)$$

Les équations (1.7) et (1.8) représentent le modèle asynchrone triphasé réel. La résolution de ces dernières équations se heurte a des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des mutuelles inductances (1.5) varient en fonction du temps d'ou le passage au modèle de Park.

I.3.3. Transformation de Park

Le modèle de Park est la substitution du modèle triphasé (Equation différentielles à coefficients variables) par le modèle biphasé caractérisé par deux axes orthogonaux \mathbf{d} et \mathbf{q} (\mathbf{d} axe direct et \mathbf{q} axe en quadrature) qui a pour effet de rendre les inductances mutuelles et propres du modèle

indépendantes de la rotation. la figure (1.2) présente le système d'un axe réel .triphase et le système d'axe fictif (d, q). [BAG05] [LAI04]

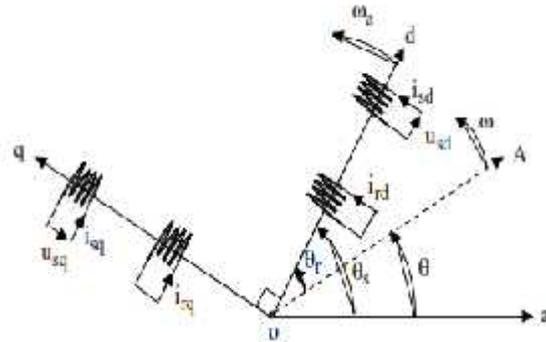


Fig.1.2: Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park)

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

X : représente une tension, un courant ou un flux

X_o : Composante homopolaire (pour les systèmes triphasés équilibrés, la composante homopolaire est nulle).

$$P(\theta_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - 2/3) & \cos(\theta_a + 2/3) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - 2/3) & -\sin(\theta_a + 2/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$P^{-1}(\theta_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - 2/3) & -\sin(\theta_a - 2/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a + 2/3) & -\sin(\theta_a + 2/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

[P(θ_a)] : Matrice de transformation de Park.

L'angle θ_a dans la matrice [P(θ_a)], prend la valeur θ_s pour les grandeurs statorique et la valeur (θ_r) pour les grandeurs rotorique.

avec:

- θ_a angle de positionnement de l'axe (d,q) par rapport a l'axe réel (X_a, X_b, X_c)

- $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$ vitesse de coordonnée de l'axe (d,q) .

I.3.4. Equations électriques

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q.

les expressions des tensions statorique et rotorique dans ce système après transformation s'écrivent comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

I.3.5. Equations du flux

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (1.14)$$

avec :

$L_s = L_s - M_s$ inductance cyclique propre du stator .

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$ inductance cyclique mutuelle propre de l'effet des trois phases statorique

sur une phase du stator.

De la même manière pour le rotor, on obtient:

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (1.15)$$

avec :

$L_r = L_r - M_r$ Inductance cyclique propre du rotor .

I.3.6. Définitions des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (d,q) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux (figure (1.3)).

- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$) (■ ■ ■)

- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$) (—)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta$) (—)

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente. [MER13]

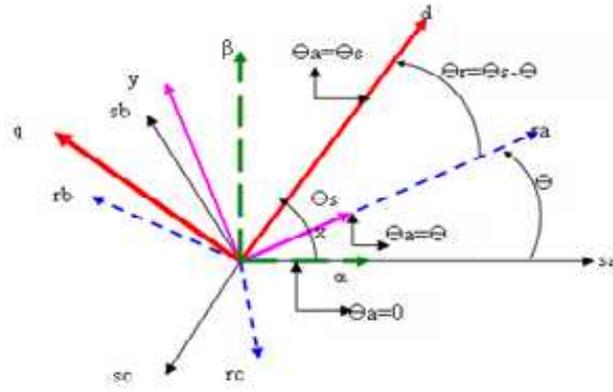


Fig.I.3: Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents

I.3.6.1. Référentiel immobile par rapport au stator (système r, s)

Les axes de référence (d, q) sont collés sur le stator (repère fixe) on a:

$$\theta_a = 0 \quad \text{et} \quad \theta_r = \theta_a - \theta = -\theta \quad \text{d'ou:} \quad \omega_a = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

Qui permet d'obtenir le système d'équation dans le repère (α, β):

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_s \end{bmatrix} \tag{1.16}$$

$$\begin{bmatrix} V_{.r} \\ V_{.r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{.r} \\ i_{.r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{.r} \\ \phi_{.r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{.r} \\ \phi_{.r} \end{bmatrix} \tag{1.17}$$

I.3.6.2. Référentiel lié au rotor (système x, y)

Les axes de référence sont fixes par rapport au rotor d'ou:

$$\theta_a = \theta \quad \text{et} \quad \theta_r = 0 \Rightarrow \omega_a = \frac{d\theta}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = 0$$

Ce qui permet d'avoir:

$$\begin{bmatrix} V_{x.} \\ V_{y.} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \tag{1.18}$$

$$\begin{bmatrix} V_{x.r} \\ V_{y.r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{x.r} \\ i_{y.r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{x.r} \\ \phi_{y.r} \end{bmatrix} \tag{1.19}$$

I.3.2. Référentiel immobile au champ tournant (système d, q)

Les axes de référence sont tournantes au synchronisme d'où:

$$\begin{aligned} \omega_a = \omega_s &\Rightarrow \omega_r = \omega_a - \omega = \omega_s - \omega \\ \frac{d}{dt} &= \\ \frac{d}{dt} \Big|_s &= \Big|_s \\ \frac{d}{dt} \Big|_r &= \Big|_r \end{aligned} \quad (1.20)$$

Ce qui permet d'avoir:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (1.23)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (1.24)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{qr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{dr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (1.25)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent il est alors plus aisé d'en faire la régulation [BAG05].

I.3.7. Equation du couple électromagnétique

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (1.26)$$

I.4. Equation d'état du modèle de la machine asynchrone

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statorique V_{ds} et V_{qs} et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statorique et les flux rotorique $(i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})$. [MER13]

En remplaçant les expressions (1.24) et (1.25) dans l'équation (1.23), on obtient le système suivant:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} - L_{s'} i_{qs} - M i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} - L_{s'} i_{ds} - M i_{dr} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} - L_r i_{qr} - M i_{qs} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} + L_r i_{dr} + M i_{ds} = 0 \end{cases} \quad (1.27)$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme:

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (1.28)$$

avec:

$$X = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}] \quad \text{Vecteur d'état}$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad \text{Vecteur de commande}$$

Après tout calcul fait on trouve:

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-s}{T_r}\right) & & \frac{1-s}{M T_r} & \frac{1-s}{M} \\ & -s & -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-s}{T_r}\right) & -\left(\frac{1-s}{M}\right) \\ \frac{M}{T_r} & & 0 & -\frac{1}{T_r} \\ 0 & & \frac{M}{T_r} & -\left(\frac{1-s}{M}\right) \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

et la matrice de commande:

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

avec : $\tilde{S}_r = \tilde{S}_s - \tilde{S}$

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$ Coefficient de dispersion

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ Constante de temps statorique

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ Constante de temps rotorique

Dans le but de simplifier la réalisation par Simulink la matrice [A] peut être décomposée de la forme suivante:

$$[A] = [A_1] + \omega [A_2] + \omega_s [A_3]$$

avec :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M T_r} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \\ 0 & 0 & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

$$[A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

I.4.1. Choix d'un référentiel d'estimation

Dans la mesure où une implémentation sur un système d'informatique industrielle est envisagée, il est important de considérer que la matrice "A" est quasi stationnaire pendant une période d'échantillonnage, par conséquent, certains choix de référentiels sont plus intéressants que d'autres.

Deux référentiels sont intéressants en pratique.

- Référentiel lié au stator: si on choisit le référentiel lié au stator, on peut constater que la matrice "A" ne dépend que de la vitesse électrique du rotor.
- Référentiel lié au champ tournant: on constate, de façon générale, que ce référentiel n'introduit pas de simplifications dans la formulation de la matrice d'état.

Il est souvent avantageux puisque les différentes grandeurs du système sont continues. Ce référentiel est utilisé pour obtenir les lois de la commande vectorielle. Pour notre étude, le modèle de la machine asynchrone triphasée est établi dans une représentation d'état où le vecteur d'état est composé des deux courants statorique et des deux flux rotorique avec un choix basé sur le référentiel lié au stator.

Le choix du référentiel lié au stator permet de réduire le nombre de grandeurs dont on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine.

En effet, seules les valeurs instantanées des tensions statorique et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

On n'a donc pas besoin de savoir ce que vaut la pulsation statorique ou le glissement comme dans le cas du modèle dont les expressions électriques sont écrites dans le référentiel tournant au synchronisme. Ce choix offre donc des propriétés intéressantes aux problèmes d'estimations en temps réel (réduction du nombre d'éléments de la matrice "A", stationnarité de la matrice de sortie "C") [REZ09].

I.4.2. Modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère lié au stator

Dans ce repère, la représentation d'état est donnée par :[MER13]

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-s}{T_r}\right) & 0 & \frac{1-s}{MT_r} & \frac{1-s}{M} \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-s}{T_r}\right) & -\left(\frac{1-s}{M}\right) & \frac{1-s}{MT_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & - \\ 0 & \frac{M}{T_r} & - & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

$$X = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}] ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} \end{bmatrix} ; \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les composantes de Park (d, q), exprimées dans un référentiel lié au champ tournant, peuvent être obtenues à partir des composantes de Clarke, ($\alpha \cdot \beta$) exprimées dans un référentiel lié au stator, en faisant une rotation de l'angle θ . Le passage des composantes de *Clark* à ceux de *Park* se fait d'une manière identique pour les courants, les tensions et les flux.

I.5. Modèle de l'onduleur de tension

L'état des interrupteurs est supposés parfaits, ils sont défini par les trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$):

- $S_i = 1$: l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas est ouvert.
- $S_i = 0$: l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas est fermé.

Dans ces conditions, les tensions V_{io} en fonction des signaux de commande S et en tenant compte du point fictif "o" représenté sur la figure.I.4.[RZG09]

$$v_{io} = v_{dc} (S_i - \frac{1}{2}) \tag{1.35}$$

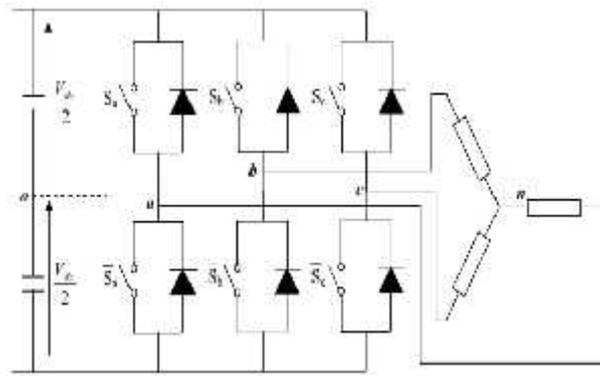


Fig.I.4: Schéma de l'onduleur de tension associé à la MAS

Soit n le point neutre du côté alternative de la MAS, alors les tensions composées sont définies par:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \tag{1.36}$$

La charge de la machine est supposée équilibrée, on aura donc:

$$\begin{cases} v_{an} = (v_{ab} - v_{ca}) * \frac{1}{3} \\ v_{bn} = (v_{bc} - v_{ac}) * \frac{1}{3} \\ v_{cn} = (v_{ca} - v_{bn}) * \frac{1}{3} \end{cases} \quad (1.37)$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (1.38)$$

On obtient la matrice:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

Ainsi:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{no} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{no} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{no} \end{cases} \quad (1.40)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o:

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (1.41)$$

Par tout sa on peut d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ 1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

I.5.1.Stratégie de commande par MLI

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également la modulation de largeur d'impulsion. Son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante de basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse a haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance.

Deux paramètres caractérisent cette commande, si la référence est sinusoïdale:

- L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la référence: f_r $m = f_p/f_r$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport qui donne le rapport de l'amplitude de la modulant V_r à la valeur crête V_p de la porteuse $r = V_r/V_p$. [MRE09]

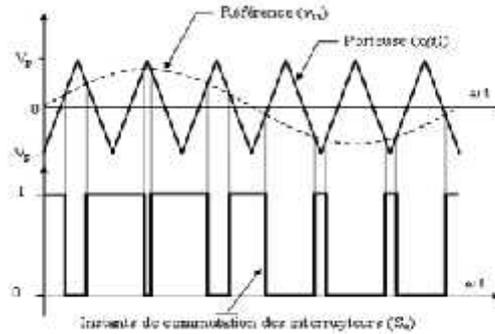


Fig.I.5: Principe de la commande MLI- ST

I.6. Identification paramétrique de la machine asynchrone

I.6.1. Méthode des essais classiques

Les essais envisagés permettent de déterminer tout les paramètres du schéma équivalent, lorsque les paramètres du rotor sont ramenés au stator connecté en étoile.

I.6.1.1 Mesure des résistances statorique

On mesure les résistances statorique par la méthode direct en connectant un ohmmètre aux bornes d'un enroulement statorique la mesure doit être effectuée au chaud et on obtient les valeurs suivantes:

Résistances	Bobinage statorique en
R_1	34.7
R_2	34.7
R_3	34.7

Tableau. I.1 : Mesure de la résistance statorique

On obtient: $R_s = 34.7$

I.6.1.2 Essai à vide ($g = 0$): Détermination de L_s , R_f

On applique la tension nominale au moteur et on laisse tourné la machine à vide, la puissance consommée est alors très faible elle correspond seulement aux pertes fer dans la carcasse et aux pertes de rotation, le glissement est pratiquement nul.

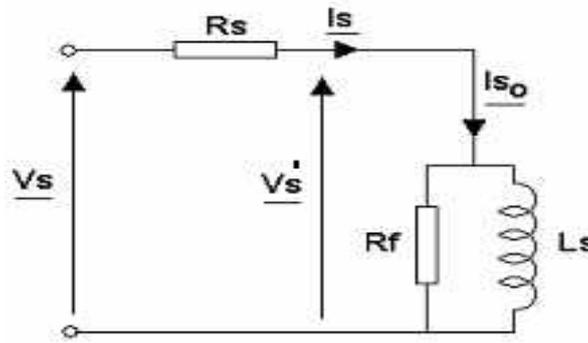


Fig.I.6 : Schéma équivalent de la machine à vide

Les mesures de l'essai à vide donnent:

Tension (V)	Courant (A)	P_a (W)	Q (VAR)	P_{js} (W)	$P_f + P_{mec}$ (W)	V_s (v)
400	0.56	62.57	387.4	32.64	29.93	480000
380	0.49	51.8	317	24.99	26.81	433200
350	0.41	40.7	238.8	17.49	23.21	367500
311	0.33	32.6	174.56	11.33	21.27	290163
280	0.29	27.69	136.17	8.75	18.94	235200
220	0.21	20.75	79	4.59	16.16	145200
200	0.19	18.85	64.48	3.75	15.1	120000

Tableau.I.2 : mesure de l'essai à vide

Dans un fonctionnement à vide, le moteur asynchrone absorbe une puissance P_a qui correspond à la somme des pertes mécaniques, ferromagnétiques (fer) et Joules au stator. En traçant la courbe de la puissance en fonction du carré de la tension d'alimentation, on obtient en principe une droite dont le prolongement jusqu'à la tension nulle donne les pertes mécaniques.

On obtient: $P_{mec} = 10.1$ w

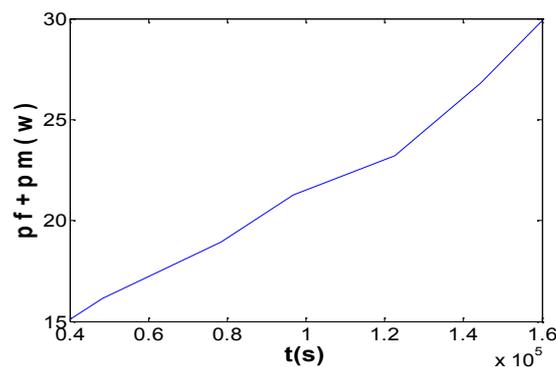


Fig.1.7: Courbe de la puissance (pf+pm)

Les pertes Joules statorique s'expriment par:

$$P_{js} = R_s * I_{1a}^2 \tag{1.43}$$

$$P_a - P_{js} = P_f + P_m \tag{1.44}$$

$$R_f = 3 * \frac{V^2}{P_f} \quad (1.45)$$

L'inductance cyclique L_s est donnée par:

$$L_s = 3 * \frac{V^2}{Q * \omega_{sl}} \quad (1.46)$$

On obtient donc $R_f = 8003\Omega$ et $L_s = L_r = 1.31H$.

On remarque que pour cet essai réalisé à vide, que la machine consomme essentiellement de la puissance réactive. Celle-ci est consommée par l'inductance L_s et sert à générer le flux dans l'entrefer. Les pertes fer étant inversement proportionnel à la résistance R_f on a tout intérêt à ce que cette dernière soit grande pour pouvoir minimiser ces pertes et donc disposer d'un meilleur rendement.

I.5.1.3 Essai à rotor bloqué $g=1$

Le rotor étant bloqué ($g=1$), la tension statorique doit être ajustée de telle sorte que le courant statorique soit proche du courant nominal. Dans ces conditions, la tension appliquée devient nettement faible devant la tension nominale, ce qui permet de négliger le courant magnétisation et réduire le schéma de la figure à ce qui suit:

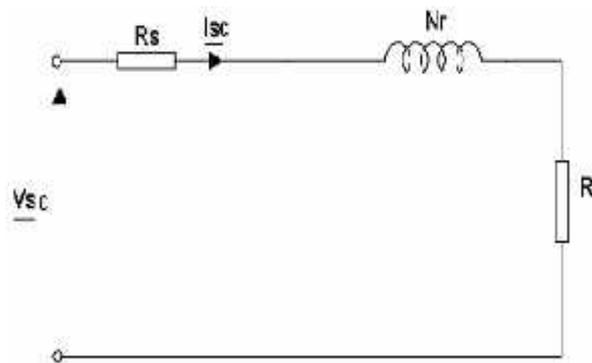


Fig.I.8: Essai à rotor bloqué

On mesure la puissance active absorbé, le courant et la tension par phase : P_{1cc} , V_{1cc} , I_{1cc}
Les valeurs mesurés sont:

V_{eff}	161	136	90
$I[A]$	0.83	0.69	0.45
$P[w]$	131	93.4	41.11
$Q[var]$	191	135.7	57.58

Tableau.I.3 : mesure de l'essais en cour circuit

La figure (1.6) permet d'écrire:

$$R_r = \frac{P_a}{3 * I^2} - R_s \quad (1.47)$$

Cette résistance joue un rôle très important dans la mesure où elle a une influence sur la valeur du couple de démarrage et sur son allure.

De la même façon, le calcul de N_r découle de la relation (1.41):

$$Q = 3 * (N_r * \omega_s) * I^2 \quad (1.48)$$

$$N_r = Q / (3 * \omega_s * I^2) \quad (1.49)$$

Une fois que l'inductance de fuite N_r déterminée, le calcul de l'inductance mutuelle L_s est donné par :

$$L_m = -N_r + \frac{\sqrt{N_r^2 + 4 * L_s^2}}{2}$$

On obtient:

$$R_r = 30.69\Omega$$

$$L_m = 1.16H$$

I.6.1.4. Détermination des paramètres mécaniques: J et f

La détermination du coefficient de frottement visqueux et du moment d'inertie est basée sur la mesure des pertes mécaniques lorsque la machine tourne à une vitesse donnée et sur le relevé de la courbe de ralentissement. D'après la figure le moment d'inertie J peut être calculée par:

$$J = \frac{P_{mec}}{\Omega_r * \frac{d\Omega_r}{dt}} \quad (1.50)$$

La relation 1.43 montre que la mesure du moment d'inertie J dépend de la précision avec laquelle la puissance mécanique est déterminée. Le relevé de la courbe de ralentissement et son approximation par une fonction analytique permet de calculer la dérivée de la vitesse [BRB14].

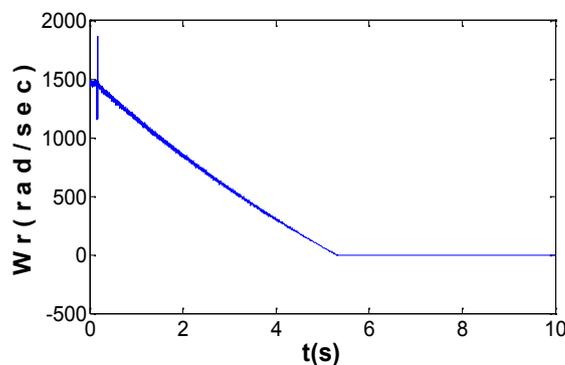


Fig.I.9: Essai de ralentissement

$$\frac{d\Omega}{dt} = 2\pi * \frac{dn}{dt} * \frac{1}{60} \quad \Omega = 2\pi * \frac{n}{60} \quad (1.51)$$

On obtient:

$$J = 0.0016 \text{ kg.m}^2$$

$$f = 0.0004 \text{ N.m/rad/s}$$

I.7. Simulation de la machine asynchrone

Après avoir établi le modèle de la machine asynchrone et l'identification paramétrique de MAS, il est intéressant de faire une simulation en utilisant un outil informatique.

Les résultats obtenus sont issus de l'utilisation du modèle de la MAS sous le logiciel MATLAB SIMULINK.

I.7.1. Démarrage à vide

La figure 1.8 illustre les résultats de simulation de MAS, à vide, alimentée par une source triphasée équilibrée.

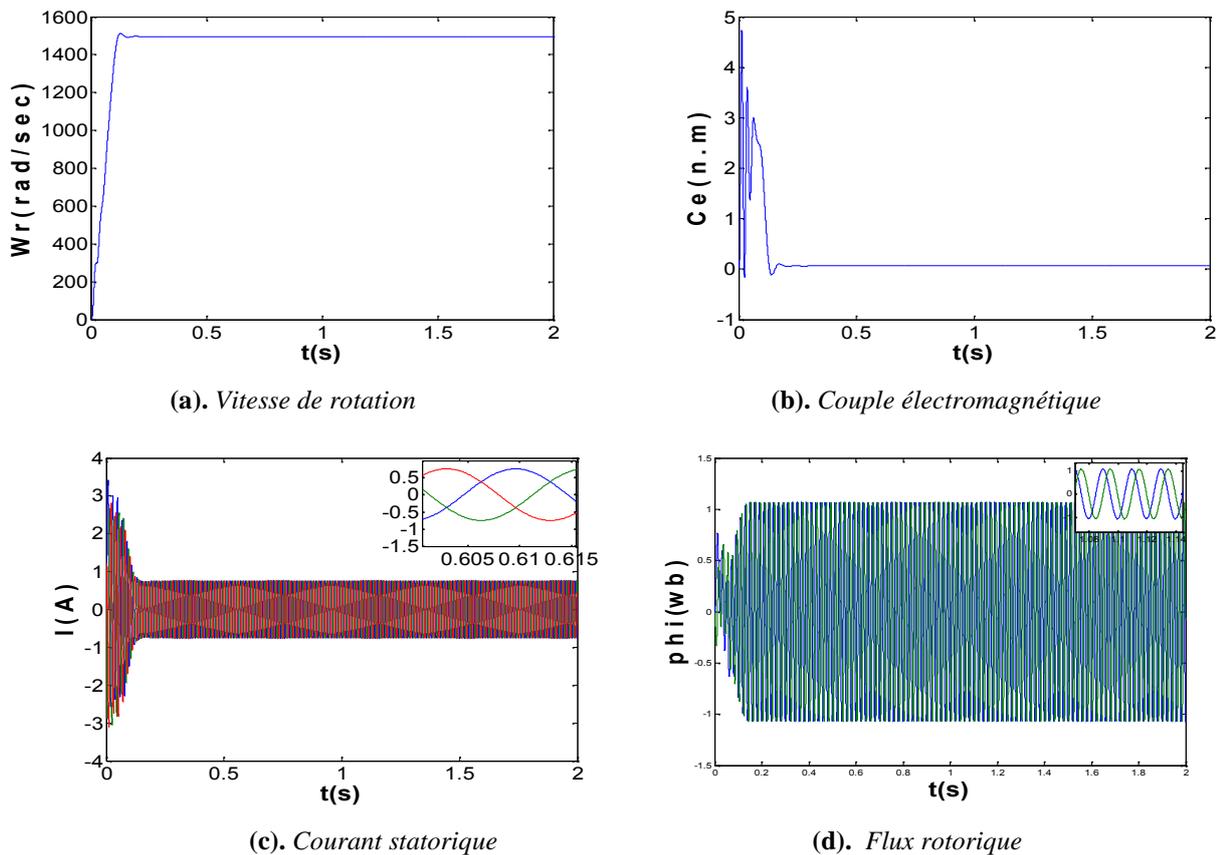


Fig.I.10: Démarrage à vide d'un moteur asynchrone

Les courbes de la figure (1.10) représentent les résultats de simulation de la MAS pour un démarrage à vide. La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse de synchronisme en raison que la machine fonctionne à vide.

Au démarrage à vide un fort appel du courant égale à environ cinq fois le courant nominale en régime permanent. qui se traduit par un fort couple pulsatoire, après le régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge nulle.

I.7.2. Fonctionnement en charge

La machine démarré à vide, un couple de charge de 1 N.m est appliqué à l'instant $t=0.5$ s

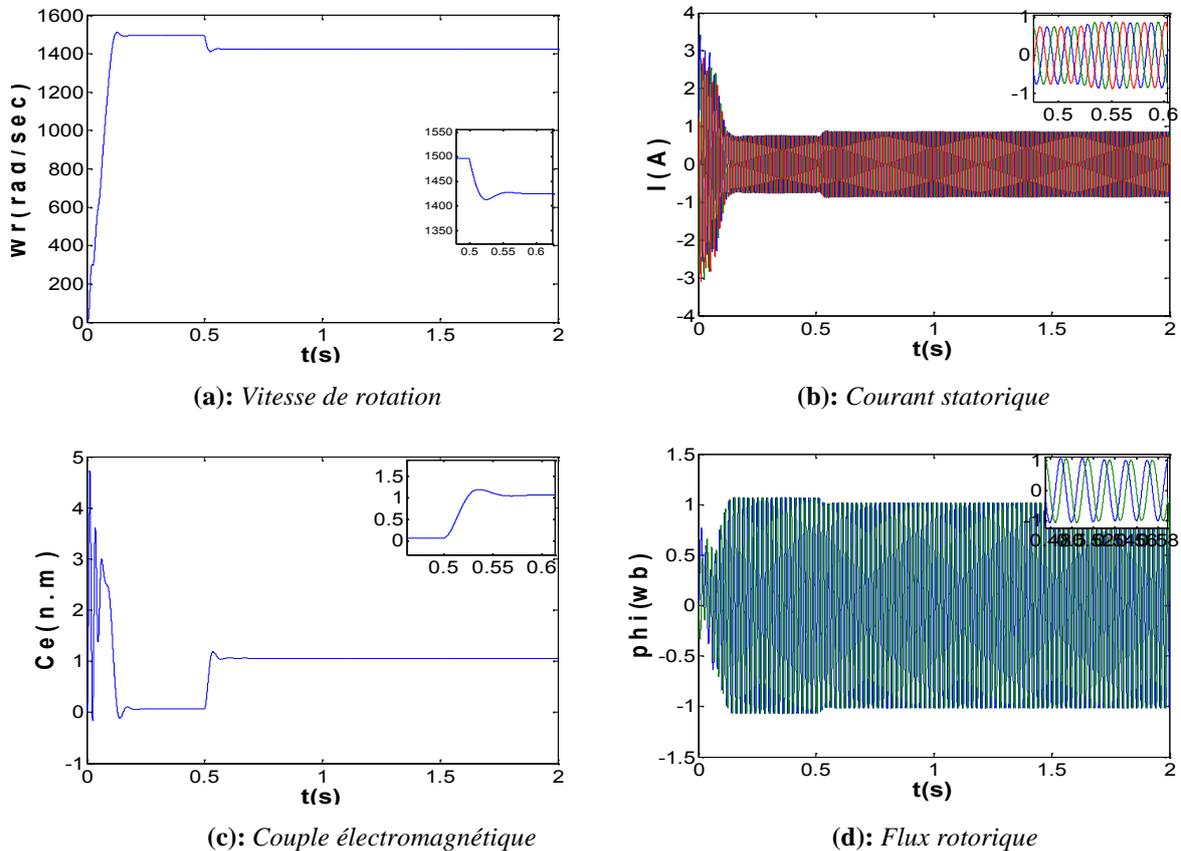
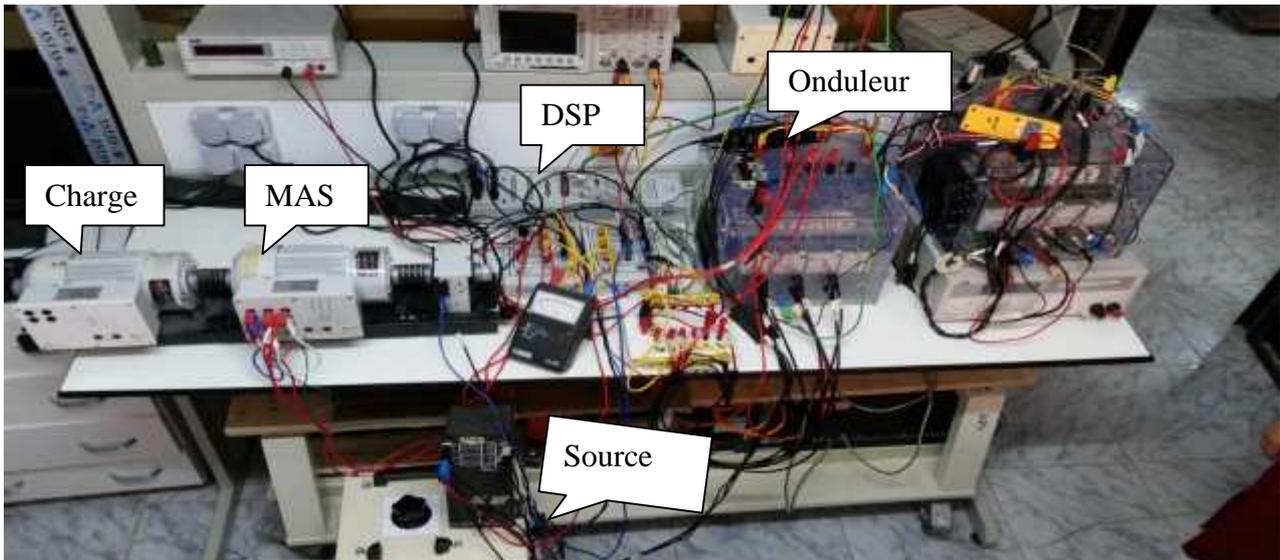


Fig.I.11: Démarrage a vide suivi d'une charge à l'instant $t=0.5$

Les courbes de la figure (1.11) représentent les résultats de simulation en fonctionnement en charge, le couple électromagnétique rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($C_r = 1\text{N.m}$). Le flux rotorique diminue durant l'application de la charge, ce qui provoque le fort couplage entre le flux et le couple et couple électromagnétique. Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur et la vitesse diminue.

I.8. Résultats expérimentale

L'expérimentation a été effectuée au LGEB (Laboratoire de Génie Électrique de Biskra)



I.8.1. La commande numérique

La commande numérique Constituée de qui est constituée de :

un micro-ordinateur qui gère le système DSP

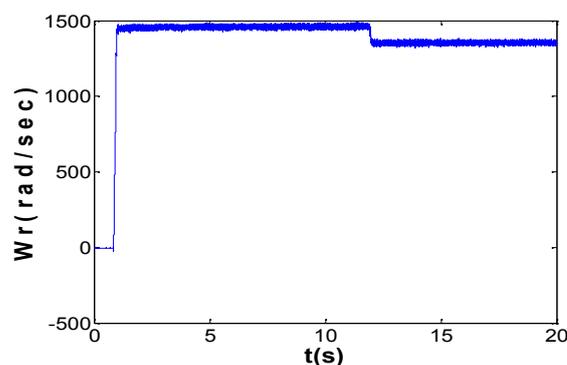
système de calcul et de contrôle (Carte DSPACE DS1104)

quatre interfaces sont disponibles :

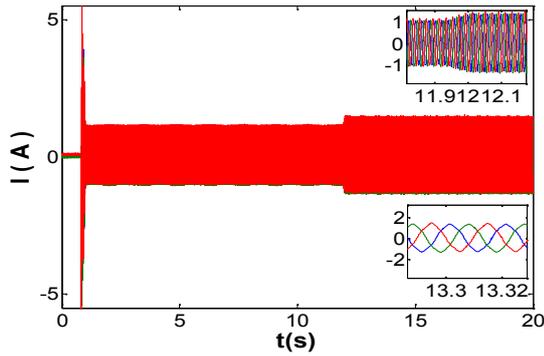
- Une carte permettant de commander l'onduleur de tension en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) et d'imposer les tensions aux bornes de la machine,
- Une carte permettant la mesure des deux courants,
- Une carte permettant la mesure du couple et la commande du frein à poudre,
- Une carte permettant la mesure de la position angulaire à partir d'un codeur incrémental placé sur l'arbre du moteur.

I.8.2. Machine alimentée directement par le réseau

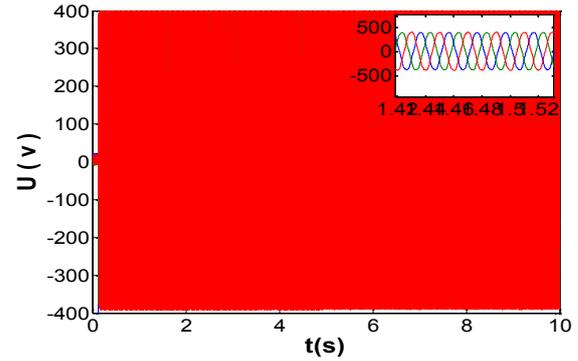
La figure (I.12) représente le démarrage a vide de la machine dont l'alimentation se fait directement, par le réseau, on obtient les différentes caractéristiques électriques et mécaniques suivantes:



(a). Vitesse de rotation en charge



(c). Courant statorique des 3 phases



(d). Tensions statorique des 3 phases

Fig.I.12: Démarrage à vide du moteur asynchrone suivi de l'application de charge à travers le réseau

La vitesse est proche de la vitesse de synchronisme figure I.12.a, l'application de la charge provoque un fort glissement.

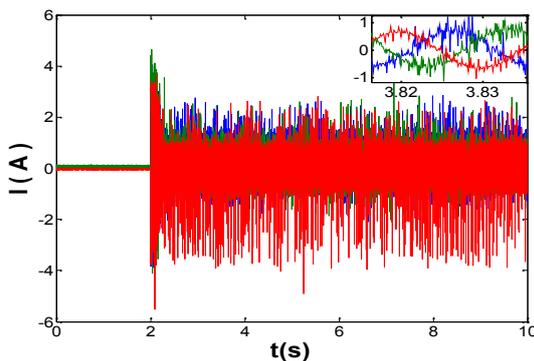
La figure (c) représente les courants statorique triphasé, on remarque un fort appel de courant au début de démarrage à fin de régime transitoire de démarrage le courant statorique reste à une valeur réduite car la machine fonctionne à vide jusqu'à ce qu'on applique la charge, on remarque une augmentation de courant pour suivre le couple résistant appliqué.

La figure (d) représente les tensions d'alimentation de réseau.

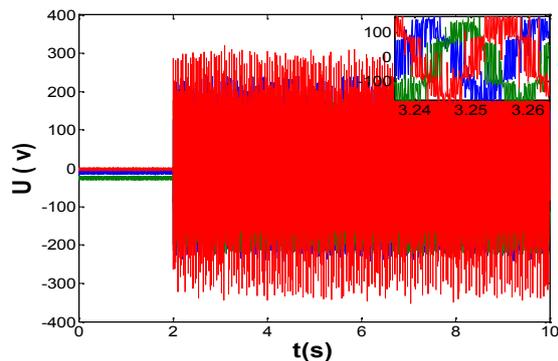
I.8.3 Machine alimentée à travers un onduleur à MLI

I.8.3.1 Démarrage à vide

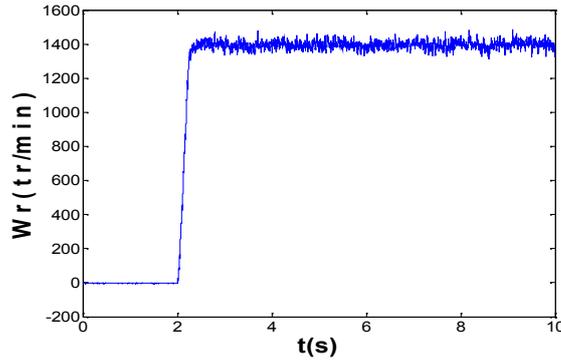
Dans ce cas, la machine est alimentée à travers un onduleur commandé par MLI, à vide on a :



(a): Courant statorique des 3 phases



(b): Tensions statorique des 3 phases



(c): Vitesse de rotation

Fig. I.13: Démarrage à vide d'un moteur asynchrone

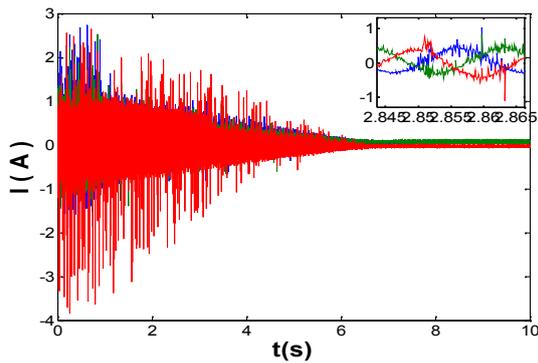
La figure I.13 représente un démarrage à vide de la MAS qui est alimentée par un onduleur, l'allure I.13a présente les courants des phases statorique où on observe un fort appel du courant en régime transitoire puis ses courants se stabilisent à la valeur du courant à vide, on observe aussi la présence des harmoniques aux niveaux des courants provoqués par l'onduleur.

L'allure I.13b représente les tensions à la sortie de l'onduleur qui alimente la machine, on observe que les tensions sont de forme rectangulaire haché a cause de la technique MLI

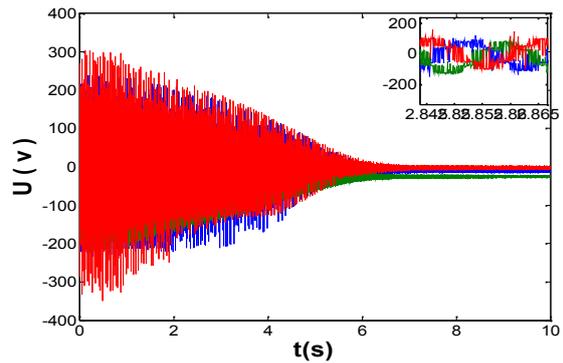
La figure I.13c représente la vitesse, au démarrage, elle est proche de la vitesse de synchronisme, on constate un bruit au niveau de la vitesse à cause de l'onduleur.

I.8.3.2 Ralentissement à vide

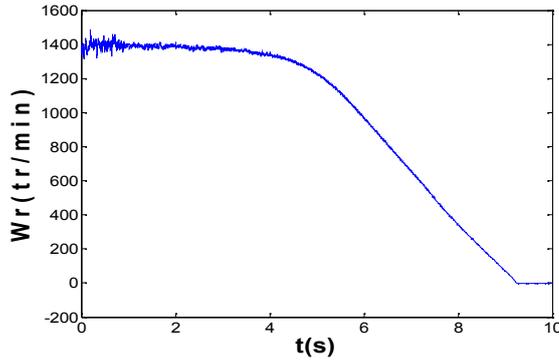
Dans cet essai, on coupe l'alimentation de la machine, ce qui correspond au mode freinage de la MAS, on obtient:



(a): Courant statorique des 3 phases



(b): Tentions statorique des 3 phases



(c): Vitesse de rotation

Fig.I.14: Freinage à vide du moteur asynchrone

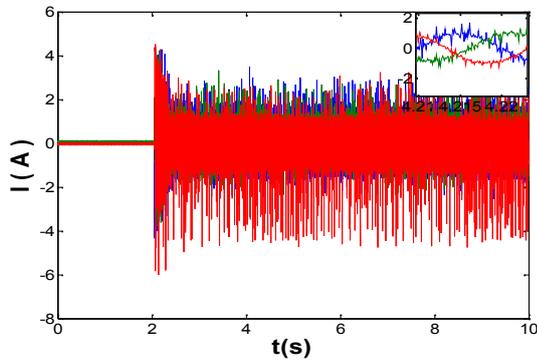
La figure I.14 représente le freinage à vide de la machine qui était alimentée par un onduleur.

L'allure I.14a représente les courants des phases statorique et l'allure I.14b, les tensions de sortie de l'onduleur, on constate que la valeur des courants et de les tensions diminuent à partir de leur valeur nominale jusqu' à zéro.

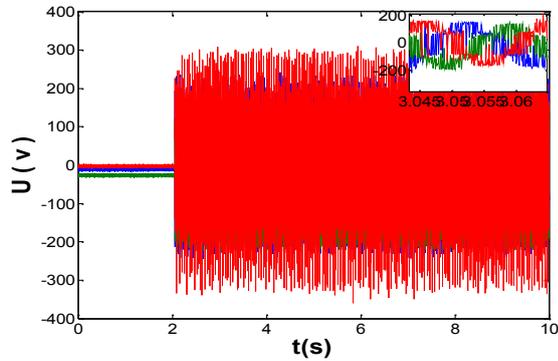
L'allure I.14, la courbe de vitesse, elle décroît jusqu'a zéro à partir de sa valeur initial. On fait cet essai pour l'identification paramétrique.

I.8.3.3 Démarrage en charge

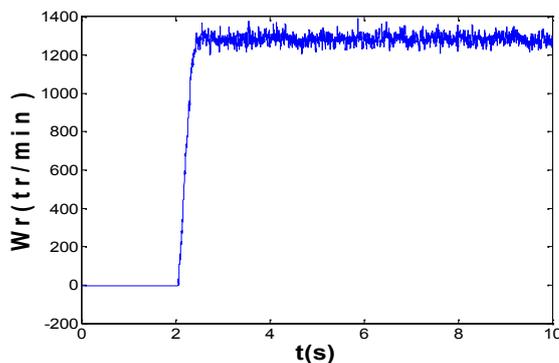
Dans cet essai, on charge la machine à l'instant t=2s on obtient les courbes suivantes :



(a): Courant statorique des 3 phases



(b): Tensions statorique des 3 phases



(c): Vitesse de rotation

Fig.I.15: Démarrage en charge d'un moteur asynchrone

La figure I.15 représente un démarrage en charge de la MAS alimentée par l'onduleur de tension.

L'allure I.15a représente les courants des phases statorique, on remarque toujours un appel de courant au début (régime transitoire) qui se stabilise à la fin de se régime.

L'allure I.15b représente la tension de sortie de l'onduleur qui alimente la machine.

L'allure I.15c représente le démarrage de la vitesse en charge, elle est inferieur à la vitesse se synchronisme a cause de la charge.

I.8.3.4 Ralentissement en charge

Dans cet essai, on coupe l'alimentation de la machine, on obtient:

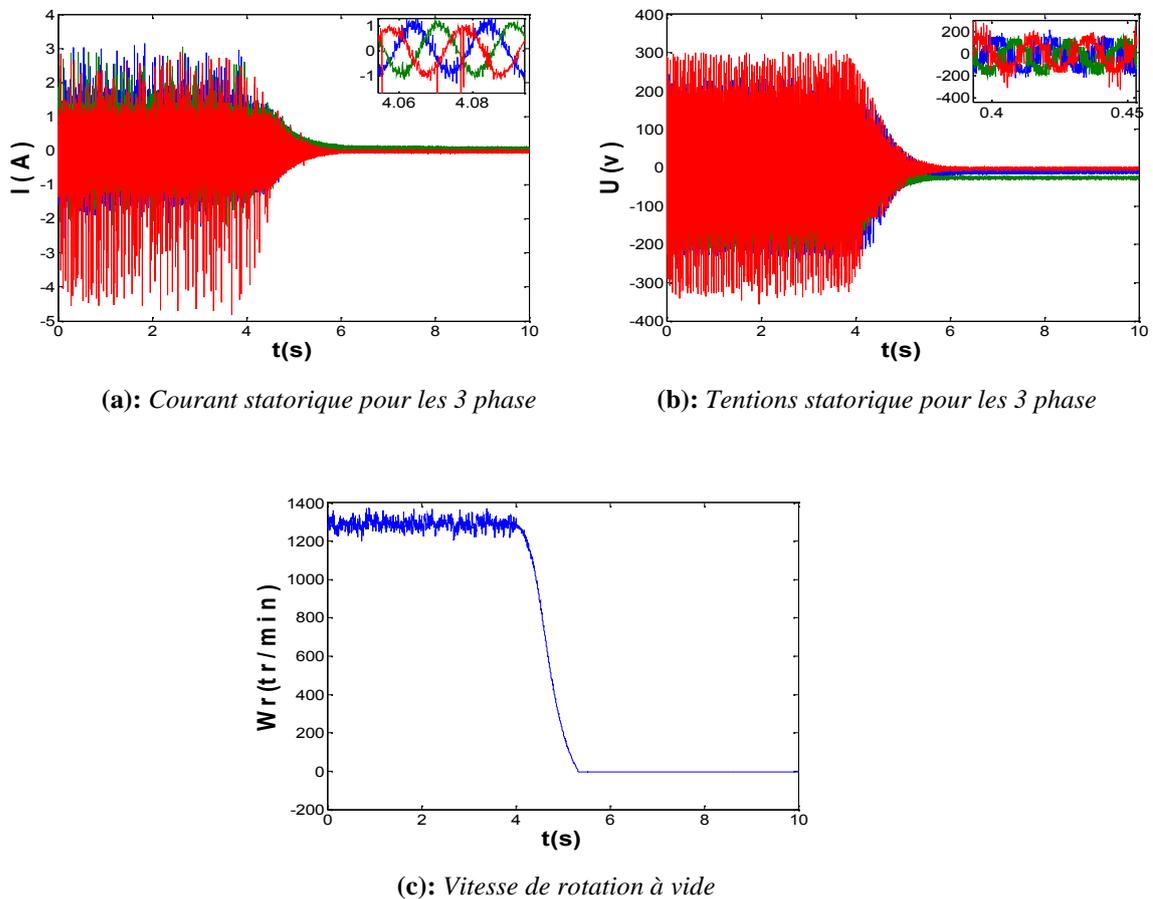


Fig. I.16: Freinage en charge d'un moteur asynchrone

La figure I.16 représente un freinage en charge de la machine associé à un onduleur de tension.

L'allure I.16a représente les courant des phases statorique et l'allure I.16b les tensions de sortie de l'onduleur, on constate que la valeur du courant et de la tension diminuent à partir de l'instant ou on éteindre la machine de sa valeur nominale jusqu' à zéro

L'allure I.16c c'est la courbe de la vitesse, elle décroît jusqu' à zéro à partir de sa valeur initial. L'essai est utilisé pour l'identification paramétrique

I.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, un modèle mathématique de la machine asynchrone est établi son alimentation et l'identification des paramètres de la machine asynchrone à rotor bobiné grâce aux des essais classiques.

La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine biphasée équivalente.

D'autre part nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé sa vitesse de rotation chute considérablement. Ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge. Pour cette raison, on va présenter la commande scalaire dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande scalaire de la machine asynchrone en tension

II. Introduction

La machine asynchrone a un intérêt majeur, par rapport aux autres machines électriques, par ses qualités de robustesse, faible coût de fabrication et d'entretien. De plus, elle est utilisée dans les régimes de fonctionnement très variés grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, permettant l'utilisation de différents processus de commande, et donc l'ajustement au mieux de la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge [kAC 15].

En ce qui concerne les lois de commande adoptées dans l'industrie, on peut distinguer deux catégories selon le modèle utilisé lors de leur conception appropriée, à savoir:

- Commande scalaire, basée sur un modèle en régime permanent.
- Commande vectorielle, basée sur un modèle en régime transitoire

Dans ce chapitre sera consacré à l'étude des performances de la commande scalaire en tension d'une machine asynchrone.

La commande scalaire en générale, permet de contrôler le couple en régime permanent avec le maintien du flux dans la machine à une valeur fixe. Ce type de contrôle convient surtout à des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone.

Cette commande est ce, nonobstant ses inconvénients vis-à-vis ses performances, beaucoup utilisé dans l'industrie car elle est favorisée par sa simplicité et son coût plutôt bon marché. [DEM08] [ZHI06].

II.1. Commande scalaire de la MAS

D'une façon générale utilisée pour les systèmes en boucle ouverte, la commande scalaire approvisionne un grand nombre d'applications où le besoin majeur est de changer la vitesse du moteur et réaliser une commande efficace, elle est également rentable et simple à implémenter. [kAC 15]

Ce type de contrôle convient surtout pour des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone.

Le principe de la méthode Pour faire varier la vitesse sans modifier le couple utile, il faut garder le flux de la machine constant, soit en imposant le rapport *tension/fréquence*, soit avec une commande avec auto pilotage qui asservit la fréquence et courant statorique.

II.1.1. Commande scalaire en tension (V/F)

C'est la plus ancienne méthode de commande pour les machine à courant alternatif, sa structure est très simple, elle est basée sur l'imposition d'un rapport constant entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence (V/f). [BAG05]

Cependant cette stratégie ne permet pas de réaliser une bonne précision dans la réponse de la vitesse ou du couple, La figure. II.1 montre la structure de la commande scalaire.

On utilise pour cela le modèle par phase de la machine asynchrone en régime permanent à fuites totalisées au stator illustré dans la figure. II.1:

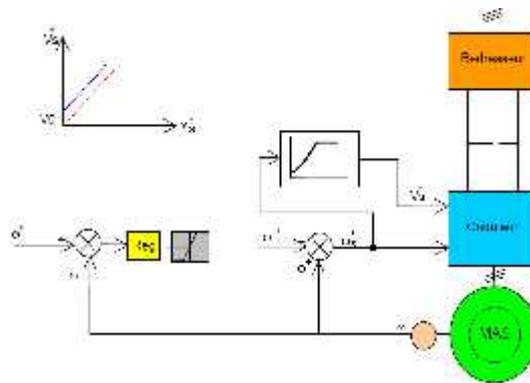


Fig II.1. Schéma classique de commande scalaire avec contrôle du rapport V/f

II.1.2. Commande scalaire en courant

La différence avec la commande précédente est que c'est un onduleur de courant qui est utilisé on impose directement des courants dans les phases de la machine la valeur de courant Id est égale, à une constante près à la valeur efficace du courant imposé Is [MER09]

$$I_s = \frac{\phi}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (W_r * Tr)^2}{1 + (*W_r)^2}}$$

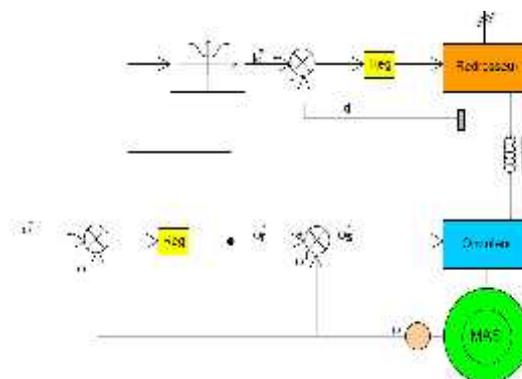


Fig II.2: Schéma bloc de la commande scalaire

II.2. Simulation de la commande scalaire

II.2.1. Fonctionnement sans onduleur

II.2.1.1. Fonctionnement à vide suivi d'une application de charge

On considère que le moteur asynchrone est alimenté directement à travers le réseau de tension, pour une vitesse de référence de 100 rd/s pour lequel le moteur démarre à vide, ensuite on applique une charge de 1Nm, on obtient les résultats ci dessous (figure II.3):

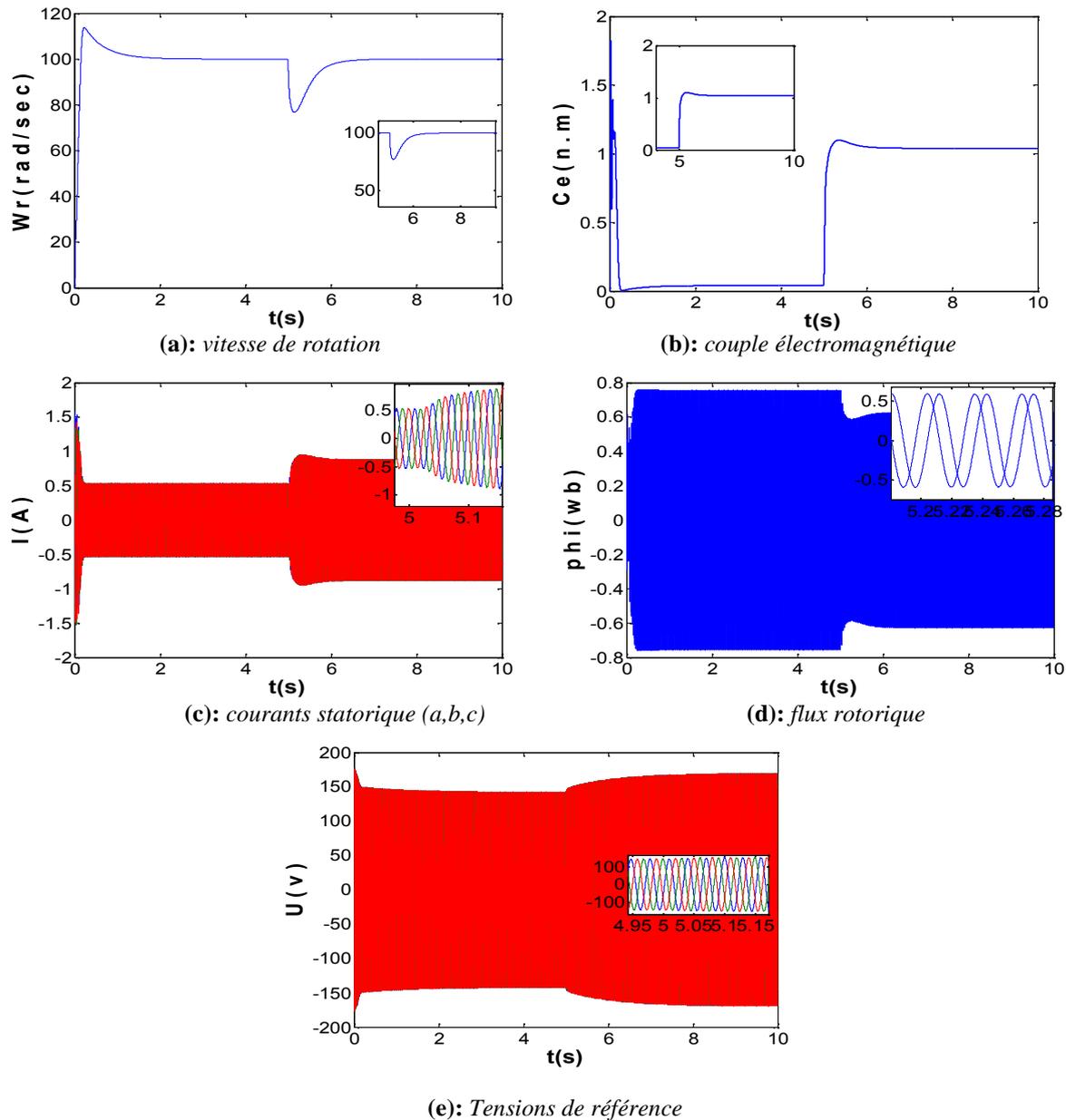


Fig II.3: Commande scalaire sans onduleur en charge du moteur asynchrone

la figure II.3a illustre l'allure de la vitesse de rotation de la MAS, on observe que la vitesse suit la valeur de la référence. A l'instant de l'application de la charge, elle démunie

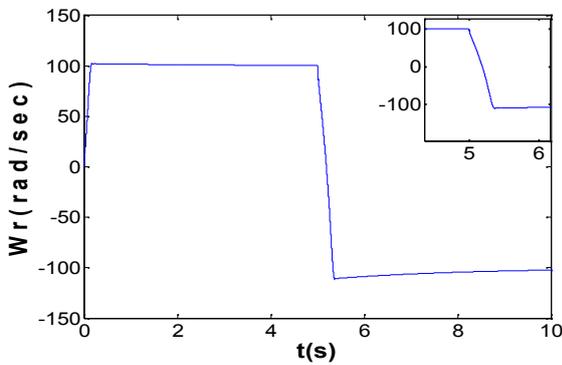
légèrement puis elle revient à sa valeur de référence à travers la régulation PI de la commande scalaire.

La figure II.3b illustre l'allure du couple électromagnétique, après un régime transitoire le couple stabilise à une valeur proche de zéro (à cause de frottement), à l'instant de l'application de la charge, il augmente et se stabilise à la valeur du couple de charge.

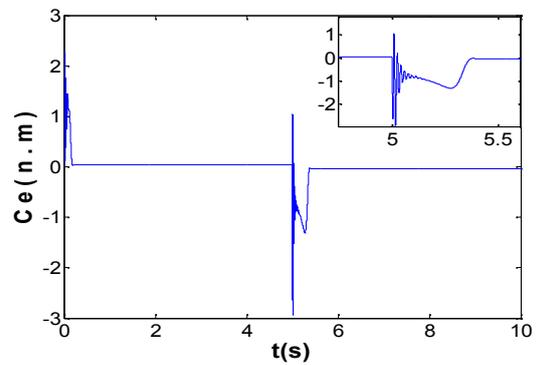
La figure II.3.c et d représentent les allures des courants des phases statorique et flux rotorique, on remarque un fort appel du courant au démarrage qui se réduisent après un régime transitoire à leurs valeurs du courants à vide, l'application de la charge fait augmenter ses courants et démunie les flux .

II.2.1.2. Inversion du sens de rotation de la vitesse

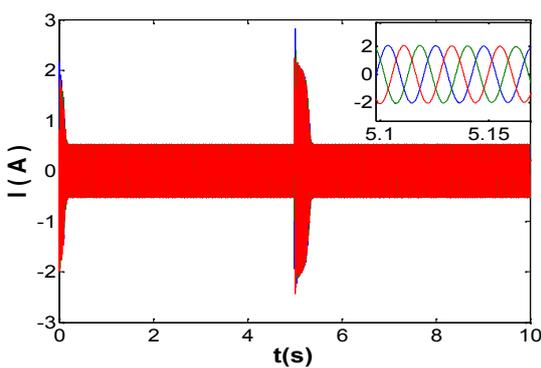
Dans ce cas la machine démarre à vide avec une vitesse de référence de 100 (rad/s), une inversion de vitesse de -100rd/s est effectuée à t=5s:



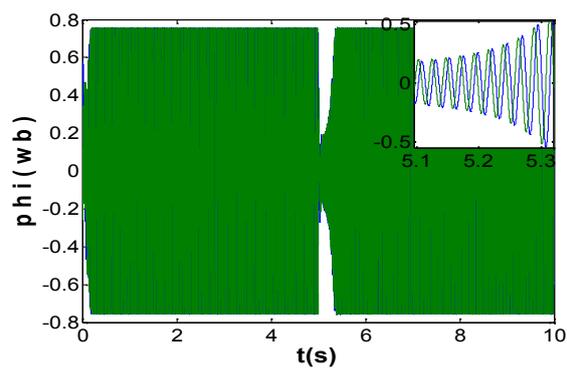
(a): Vitesse de rotation



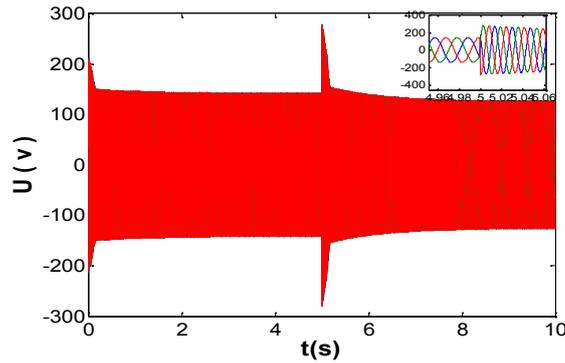
(b): Couple électromagnétique



(c): Courant statorique (a,b,c)



(d): Flux rotorique



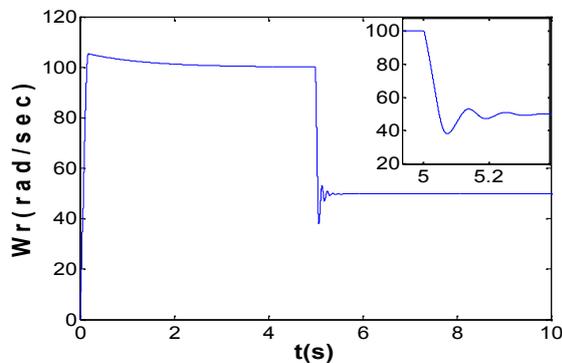
(e): Tensions de référence

Fig II.4 : Commande scalaire du moteur asynchrone: inversion de la vitesse

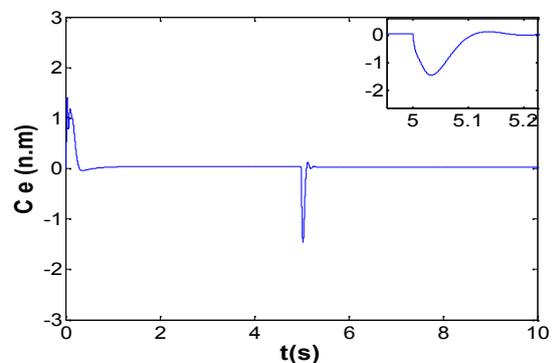
L'inversion du sens de la vitesse (figure II.4) à l'instant $t=5s$ est réalisé à travers le contrôle scalaire, la vitesse suit la référence, l'effet de l'inversion de vitesse provoque un pic sur le couple, un fort appel du courant au moment de l'inversion de la vitesse avec une diminution du flux qui revient à sa valeur nominale, pour les tensions, on voit aussi une perturbation qui provoque une augmentation de la tension puis elle revient à sa valeur.

II.2.1.3. Changement de vitesse de référence

Dans ce cas la machine démarre à vide avec une vitesse de référence de 100 (rad/s), une diminution de la valeur de la vitesse de 50rd/s est effectuée à $t=5s$ (figure II.5):



(a) : Vitesse de rotation



(b): Couple électromagnétique

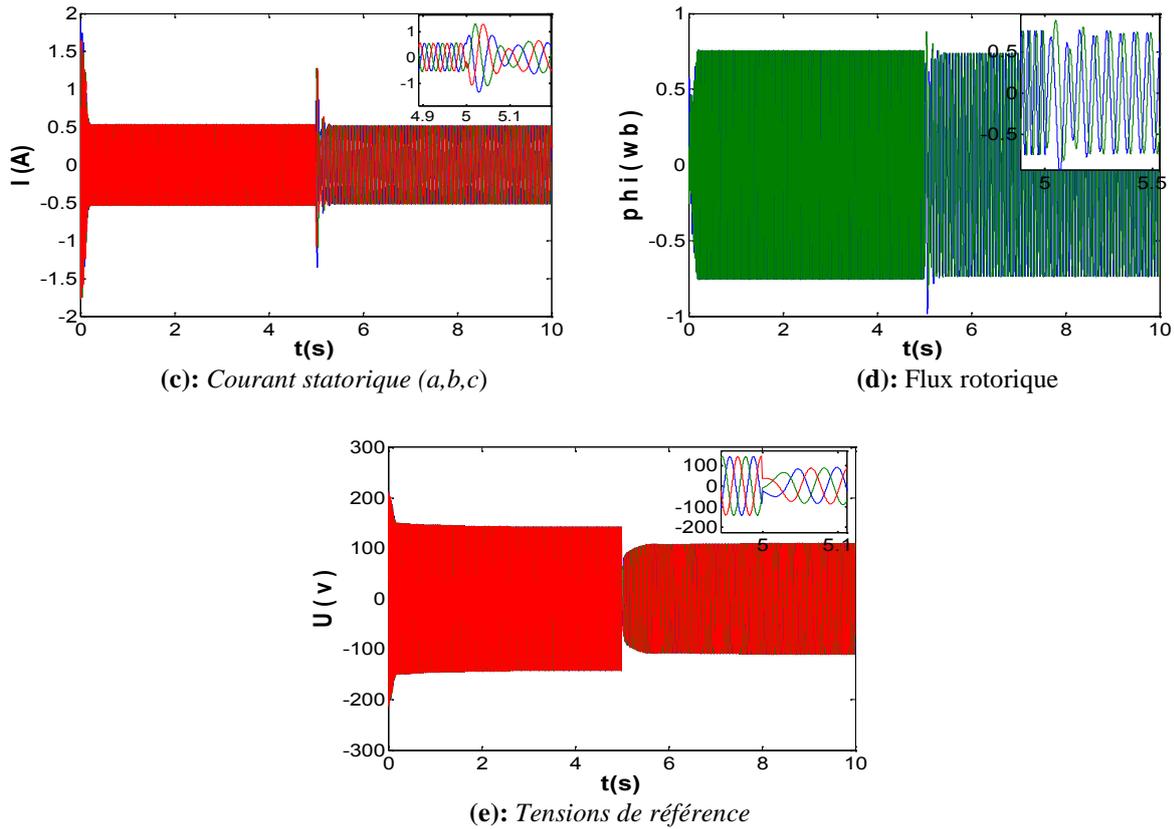


Fig II.5: Commande scalaire du moteur asynchrone: changement de vitesse

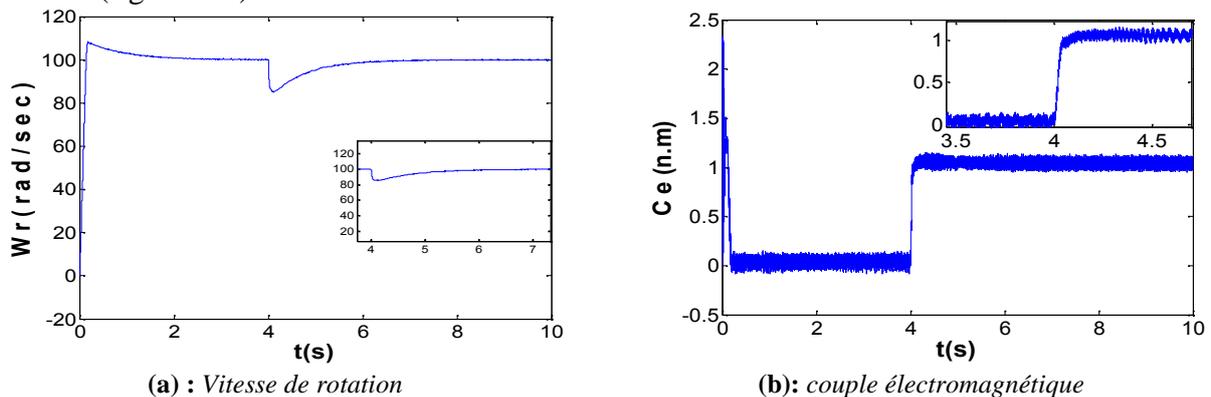
L'effet de la diminution de vitesse provoque des variations au moment du changement de vitesse ainsi une diminution de l'amplitude du de la tension en raison du contrôle scalaire.

II.3. Fonctionnement avec onduleur

Dans ce cas on alimente la machine à travers un onduleur de tension commandé par la modulation de largeur d'impulsion à MLI.

II.3.1. Fonctionnement à vide suivi d'un couple de charge

Dans ce cas la machine est alimentée à travers un onduleur de tension démarre à vide avec une vitesse de référence de 100 (rad/s), l'introduction du couple de charge de 1Nm est effectué à t=4s (figure II.6):



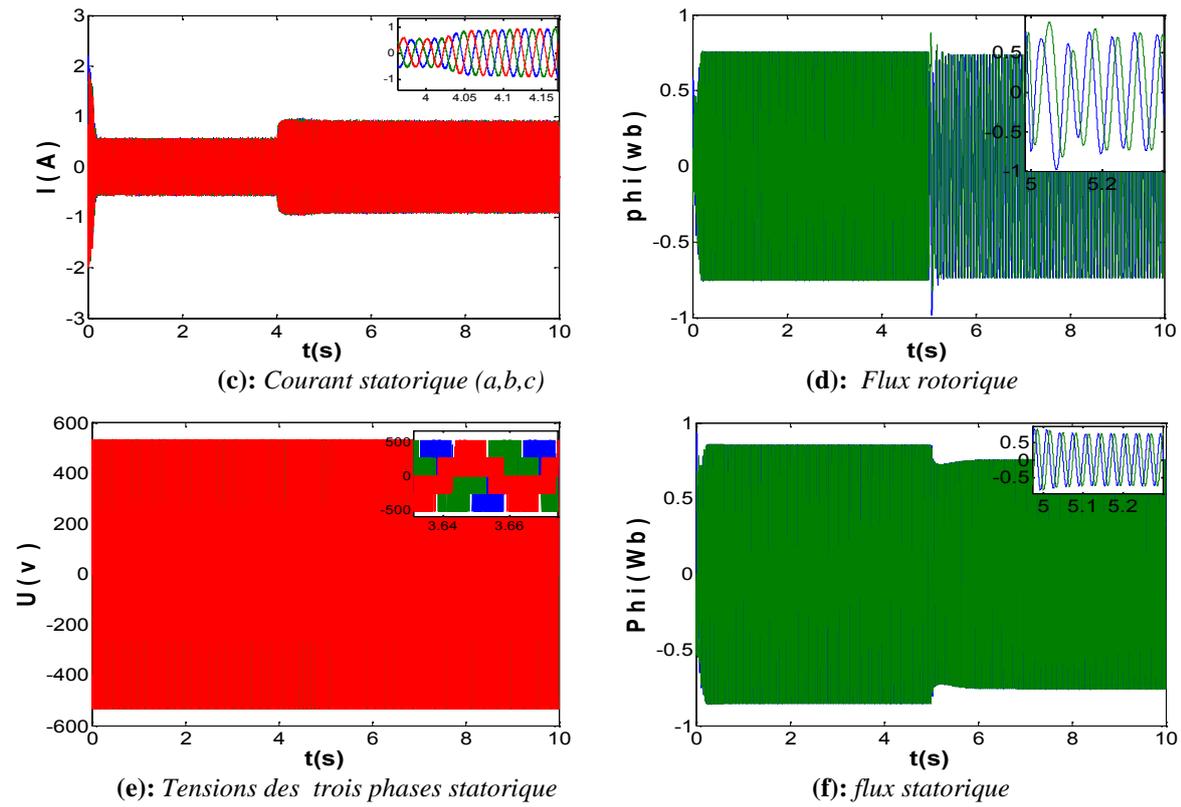
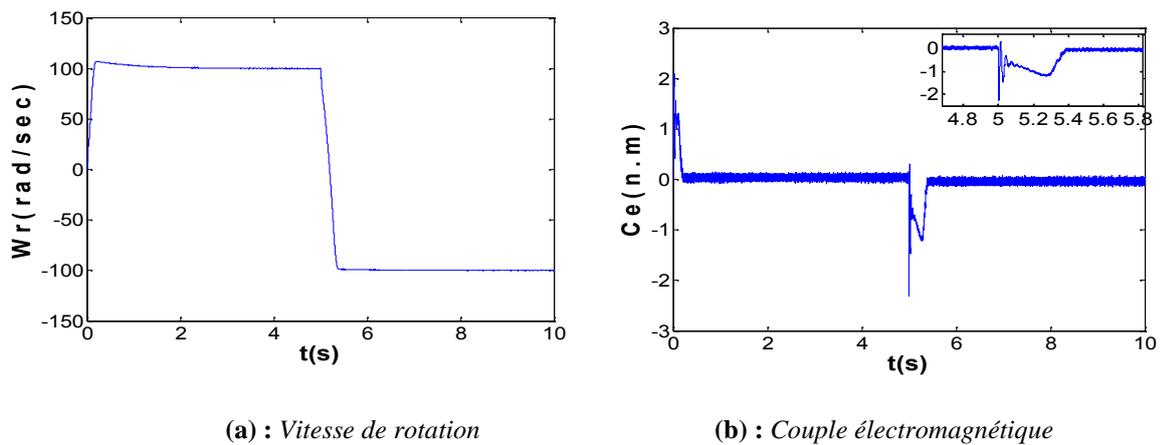
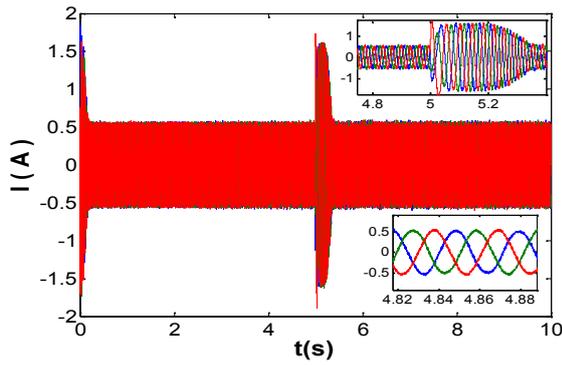


Fig II.6: Commande scalaire avec onduleur du moteur asynchrone en charge

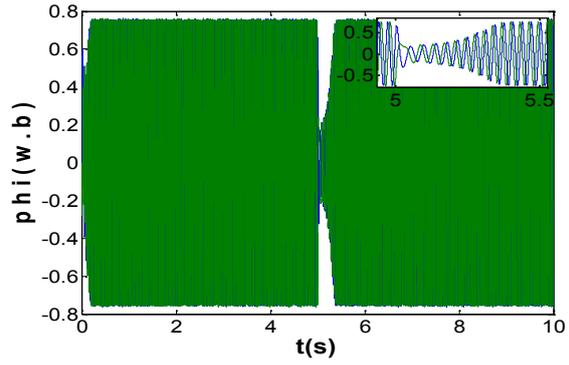
II.3.2 Inversion du sens de rotation de la vitesse

Dans ce cas la machine démarre à vide avec une vitesse de référence de 100 (rad/s), une inversion de vitesse de -100rd/s est effectuée à $t=5s$ (figure II.7):

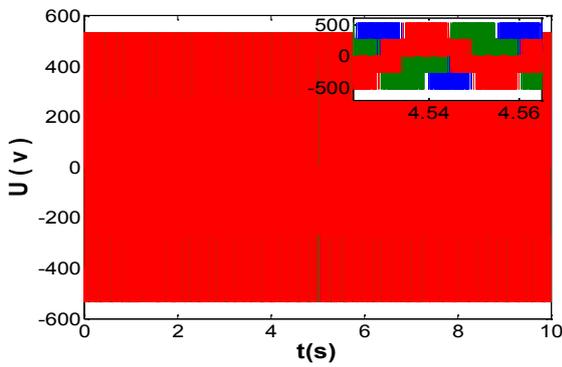




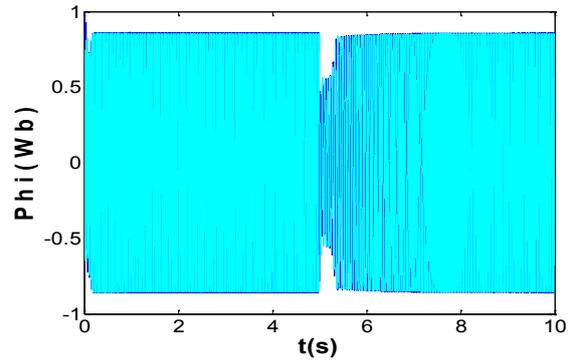
(c): Courant statorique (a,b,c)



(d): Flux rotorique



(e): Tensions des trois phases statorique

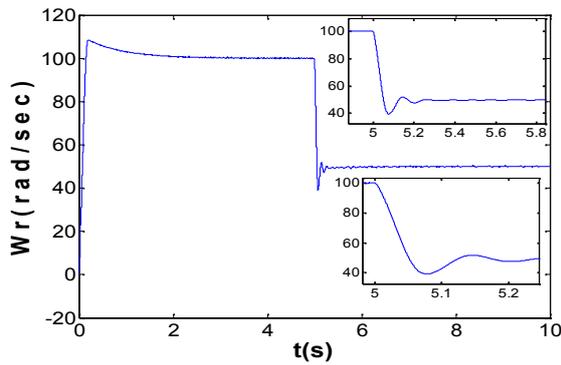


(f): flux statorique

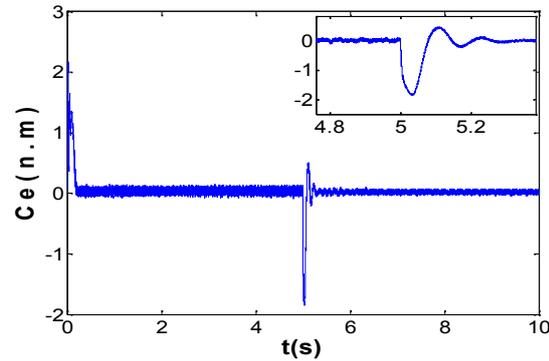
Fig II.7: Commande scalaire avec onduleur du moteur asynchrone: inversion de la vitesse

II.3.3. Changement de vitesse de référence

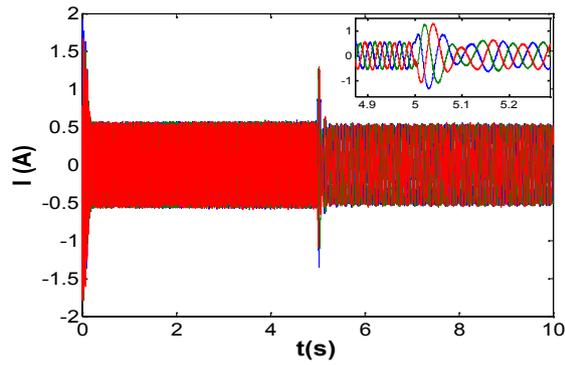
Dans ce cas la machine démarre à vide avec une vitesse de référence de 100 (rad/s), une diminution de la valeur de la vitesse de 50rd/s est effectuée à $t=5s$ (figure II.8):



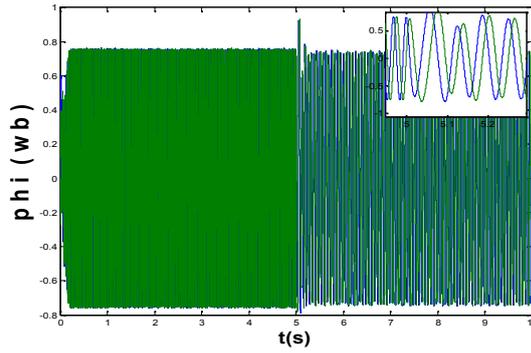
(a): Vitesse de rotation



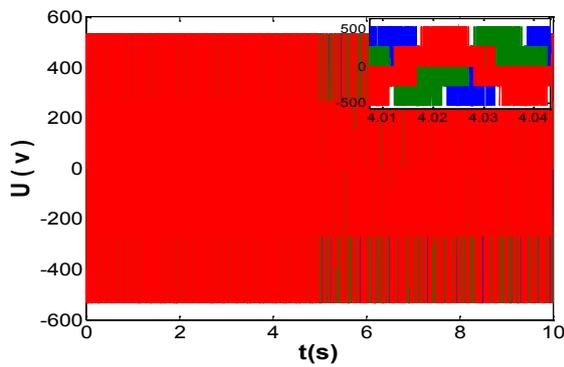
(b): Couple électromagnétique



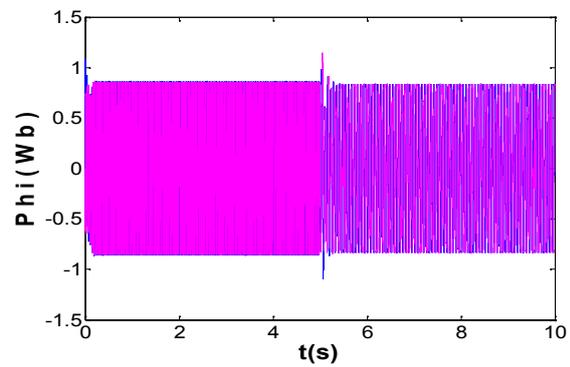
(c): Courants statorique (a,b,c)



(d): Flux rotorique



(e): Tensions des trois phases statorique



(f): flux statorique

Fig II.8: Commande scalaire avec onduleur du moteur asynchrone: changement de vitesse

L'utilisation de l'onduleur de tension provoque des harmoniques au niveau des tensions et courant ainsi des oscillations au niveau du couple.

II.4. Conclusion

La commande en boucle ouverte ne permet pas de contrôle parfait de la vitesse de rotation de la machine puisque à pulsation ω constante, la vitesse de rotation dépend du couple résistant de la charge entraînée.

Toutefois, cette commande n'est pas recommandée des faibles valeurs de la vitesse en raison de la chute de tension due à la résistance des enroulements du stator qui sera plus négligeable. Aussi on envisage une compensation de cette chute de tension en augmentant l'amplitude des tensions statorique pour les faibles valeurs de ω de façon à maintenir le flux constant.

D'autre part, si un fonctionnement en survitesse de la machine asynchrone est envisagé, il n'est pas possible de dépasser la tension statorique nominale (claquage des isolants). Le flux est alors diminué de même que le couple électromagnétique maximum.

Conclusion générale

Conclusion générale

La machine asynchrone a une construction simple, et connue par la simplicité d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse, elle est très couramment utilisée comme moteur pour les grandes puissances. Dans ce mémoire nous sommes intéressés au premier degré à la commande scalaire en tension de la machine asynchrone.

Au début de ce travail, on a présenté la modélisation et l'identification des paramètres de moteur asynchrone, la modélisation est effectuée en tenant compte des hypothèses simplificatrices parce que le modèle présenté entre les grandeurs statorique et rotorique contient un fort couplage, donc une complexité des lois de contrôle de cette machine. Il fallait donc recourir au modèle de Park pour en faciliter l'étude.

L'identification des paramètres est une opération qui permet de connaître les différents paramètres électriques ou bien mécaniques de la machine quelque soit le type, on remarque que les paramètres de magnétisation sont très grande par rapport aux autres.

En second chapitre, on a étudié la commande scalaire en tension de la *MAS* ou le couple électromagnétique et le flux statorique sont à la fois fonction des courants ou bien de tension et de la fréquence d'alimentation, ce qui provoque de mauvaises performances dynamiques.

C'est pourquoi ce type de commande convient pour les applications où la précision sur la vitesse n'est pas importante et où le couple aux faibles vitesses est faible, telle que les ventilateurs, les compresseurs, les pompes ...etc

Vu les limitations que présente cette méthode, il est donc évident que pour des applications exigeant plus de performances surtout durant les régimes transitoires les industriels optent pour d'autres alternatives et plus particulièrement la commande vectorielle.

Annexe

Les paramètres de la machine utilisée

Plaque signalétique

400 / 230 V

50 Hz

0.83 / 1.44 A

$p = 2$

1360 / 1500 tr/min

$\text{Cos}(\varphi)=0.7 / \text{Cos}(\varphi)=1$

$P=0.27 \text{ kw}$

Paramètres électriques

$R_s=34.7 \ \Omega$

$R_r=30.69 \ \Omega$

$L_r=1.31 \ \text{H}$

$L_s=1.31 \ \text{H}$

$L_m=1.16 \ \text{H}$

$T_r=R_r/L_r$

$T_s=L_s/R_s$

$J=0.0016 \ \text{kg.m}^2$

$F=0.0004 \ \text{N.m/rad/sec}$

Bibliographie

- [MAR05] Marcin Zelechowski, "Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter- Fed Induction Motor Drive", Thèse de Doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Pologne, 2005.
- [BAG05] L. Baghli , "Cours de modélisation et commande de la machine asynchrone", 2005
- [ZHI06] Zhiwen Ma, Zheng, T.Fei Lin, "Stability Improvement of V/Hz Controlled PWM Inverter-fed Induction Drives", Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on Volume, Issue, pp.1-4. 24-26 May 2006.
- [KAC15] Mr KACI Yahia, "Etude d'une nouvelle approche MLI en temps réel basée sur le principe des réseaux de neurones destinée aux véhicules électriques", 2015
- [MOU15] Mouloud Mammeri , "Faculté de génie électrique et d'informatique " 15 Janvier 2015 de TIZI-OUZOU.
- [MER09] Dr A. Meroufel , "Contrôle de la machine asynchrone " Année : 2008/2009.
- [BAG, 99] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat UHP, Nancy1999.
- [REZ09] Rezgui salah addine, "Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel", 2009.
- [LAI04] Laieb Fadila, Guerrouche Hakima "Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone" PFE – Université M'sila 2004.
- [MER13] Meryem Benakcha, "Simulation de la commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension" , mémoire master, biskra 2013.
- [REB14] Rebaia Chergui, "Identification des Paramètres d'une Machine Asynchrone Triphasée" Mémoire d'ingénieur en Electrotechnique, Université de Batna.