

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

Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie électrique

Option

ELECTROTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'étude Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en
ELECTROTECHNIQUE

Thème

***Commande vectorielle de la MAS alimentée
par un onduleur à MLI vectorielle***

Etudié par:

Mr. CHIBANI Chadli

Mr. SACI Fayçal

Proposé et dirigé par:

Dr. M.O. Mahmoudi

Promotion: juin 2005

E.N.P.10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

REMERCIEMENTS

Nous remercions Dieu de nous avoir donné la volonté et le courage afin d'arriver à ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer vivement notre profonde gratitude à notre promoteur Monsieur : M. O. MAHMOUDI pour sa confiance, ses encouragements, son suivi et pour les conseils qu'il a apportés pour l'achèvement de ce projet.

Nous remercions également tous les enseignants qui ont contribué de près ou de loin à notre formation et à cette thèse.

Nous tenons également à remercier l'ensemble de membres de jury qui nous ont fait l'honneur de juger notre travail.

Nous voudrions associer nos remerciements à toute l'équipe de la bibliothèque, ainsi qu'à tout le personnel pour leur entière disponibilité.

DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce modeste travail :

A la mémoire de mon père, que dieu l'accueille dans son vaste paradis ;

A ma mère, que dieu la récompense pour sa patience et sa soutenance ;

A mes chers frères et sœurs, tous par leurs noms ; Fayçal, Mohamed et Ali ;

A toute ma grande famille ;

A tous mes amis, surtout à Hmida qui m'a aidé beaucoup, ainsi qu'à Ouahab, Abderazak, Sale, Redha, Toufik et toute la promotion d'Electrotechnique 2005 ;

A tous mes professeurs de l'Ecole Nationale Polytechnique, et de l'Université de Boumerdes qui ont contribué à ma formation d'ingénieur ;

A mon binôme Fayçal que je remercie pour avoir partagé avec moi ces moments pour la réalisation de ce modeste travail et j'espère en garder de très bons souvenirs.

Rochedi

DEDICACES

- *A mes très chers parents pour les sacrifices et les encouragements qu'ils n'ont cessé de me Conférer. Que dieu les garder éternellement heureux.*
- *A mes grands-mères pour leurs prières.*
- *A mes frères, mes sœurs.*
- *A mes oncles et mes tantes.*
- *A tous mes amis en particulier Nabil, Rabah, Nasser, Djamel et à toute la promo d'électrotechnique 2005.*
- *A tous mes voisins.*
- *A tous mes professeurs de L'Ecole National Polytechnique qui ont contribués a ma formation d'ingénieur.*
- *A toute ma grande famille.*
- *A tous qui me sont chers.*

Je dédie ce mémoire

Fayçal

NOTATION

s, r : Indices respectifs du stator et du rotor.

P : Nombre de paires de pôles.

R_s, L_s : Résistance et inductance cyclique d'une phase statorique.

R_r, L_r : Résistance et inductance cyclique d'une phase rotorique.

L_m : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Tensions d'alimentation respectivement des phases a_s, b_s, c_s .

I_{as}, I_{bs}, I_{cs} : Courants statoriques respectivement des phases a_s, b_s, c_s .

I_{ar}, I_{br}, I_{cr} : Courants rotoriques respectivement des phases a_r, b_r, c_r .

$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$: Flux statoriques.

$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$: Flux rotoriques.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

θ : Angle électrique entre a_s et a_r .

σ : Coefficient de dispersion.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

K_f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

$d-q$: axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.

ω_s, ω_r : Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.

ω_{gl} : Glissement de vitesse angulaire électrique.

T_r, T_s : Constantes de temps statorique et rotorique.

SOMMAIRE

Notations	
Introduction générale.....	1
<hr/>	
Chapitre-I- : Modélisation de l'association convertisseur- machine asynchrone	
<hr/>	
I.1. Introduction.....	4
I.2. Mise en équation de la machine asynchrone.....	5
I.2.1. Description.....	5
I.2.2. Hypothèses simplificatrices.....	6
I.2.3. Conventions.....	6
I.2.4. Equations aux tensions.....	7
I.2.5. Equations mécaniques.....	8
I.3. Modèle de PARK de la machine asynchrone.....	8
I.3.1. Transformation de PARK.....	8
I.3.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone.....	9
I.3.2.1. Equations des tensions.....	9
I.3.2.2. Equations des flux..	10
I.4. Choix du référentiel.....	10
I.5. Mise sous forme d'équation d'état.....	11
I.6. Simulation et interprétation.....	12
I.7. Modélisation de l'alimentation de la machine.....	16
I.7.1. Modélisation du redresseur.....	16
I.7.2. Modélisation du filtre.....	17
I.7.3. Modélisation de l'onduleur de tension.....	18
I.7.4. Stratégie de la MLI vectorielle	19
I.7.4.1. La modulation de vecteur dans l'espace (SVM)	21
I.7.4.2. Calcul des durées de conduction des interrupteurs	23
I.7.4.3. Performances de la stratégie de MLI vectorielle.....	25
I.7.4.4. Interprétation des résultats	28
I.8. Simulation et interprétation.....	28
I.9 Conclusion.....	31

Chapitre-II- : Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1. Introduction.....	32
II.1.1. Choix du référentiel.....	32
II.2. Etude de la commande vectorielle.....	33
II.2.1. Principe du control vectoriel à flux orienté.....	33
II.2.2. Orientation du flux rotorique.....	35
II.2.3. Interprétation.....	36
II.3. Méthodes de commande par flux orienté.....	37
II.3.1. Description.....	37
II.3.2. Commande directe par flux orienté.....	37

II.3.2.1. Principe.....	37
II.3.2.2. Commande vectorielle utilisant un capteur du flux.....	38
II.3.2.3. Commande vectorielle utilisant un estimateur du flux	38
II.4. Découplage des équations.....	39
II.5. Simulation numérique.....	41
II.6. Interprétation.....	42
II.7. Influence de la constante du temps du rotor.....	44
II.7.1. Modèle mathématique du couple et du flux.....	44
II.7.2. Discussion.....	46
II.7.3. Interprétation.....	47
II.8. Influence de la variation de T_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée.....	47
II.9. Simulation et interprétation.....	48
II.10. Les régulateurs.....	50
II.11. Calcul des paramètres des régulateurs.....	50
II.11.1. La régulation suivant l'axe d	50
II.11.2. La régulation suivant l'axe q	53
II.12. Conclusion.....	57

Chapitre-III- : Test de robustesse

III.1. Introduction	58
III.2. Test de robustesse.....	58
III.2.1. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques	58
III.2.2. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques	61
III.2.3. Interprétation.....	63
III.2.3. Conclusion.....	64
Conclusion générale.....	65
Annexe	
Bibliographie	

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone, de part sa simplicité de conception et d'entretien, à la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du siècle dernier, 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.

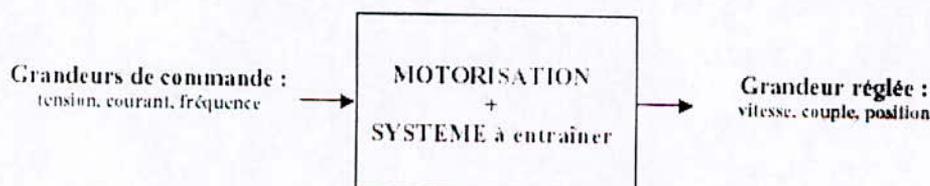
D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation des courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée.

La machine asynchrone a donc longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, faute de pouvoir maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble moteur- charge.

L'apparition des thyristors GTO (Gate Turn Off) et par la suite des transistors IGBT (insulated Gate Bipolar transistor) a permis le développement d'onduleurs à modulation d'impulsion performants, fiables et proposés à un coût prohibitif. Le problème de l'alimentation étant pratiquement réglé, les commandes vectorielles à flux orienté et de contrôle direct du couple ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes.

Toutefois, la commande de la machine asynchrone reste complexe par les développements théoriques mis en œuvre et la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateurs en boucle fermée).

Tout problème de motorisation avec une machine électrique peut être schématisé de la sorte :



Le choix de la motorisation se fera en fonction de différents critères :

- coût de la fabrication;
- facilité du réglage ;
- problèmes de maintenance.

La machine à courant continu a régné en maître jusqu'à ces dernières années car bien que le coût de fabrication soit assez élevé, les possibilités de réglage (*découplage naturel entre le courant dans l'induit et le flux*) sont simples à mettre en œuvre et faisaient la différence même si la maintenance pose problème (balais, collecteur).

Depuis quelques années, grâce à la mise au point de *calculateurs « temps réel » rapides*, on exploite de plus en plus les machines asynchrones. Les machines à cage sont de fabrication simple et ne posent pas de problème de maintenance. Par contre, on ne savait pas réaliser le découplage courant- flux car on ne peut jouer que sur les caractéristiques de la tension du moteur, il n'y a pas d'excitation ! C'est maintenant chose faite.

La machine à courant continu à excitation séparée est bien adaptée à un contrôle du couple car il suffit de contrôler son courant induit. Le but à atteindre est de faire la même chose avec la machine asynchrone.

Dans le premier chapitre, nous élaborons le modèle de l'association onduleur- machine, l'onduleur est alimenté par un redresseur à diodes et contrôlé par modulation de largeur d'impulsions vectorielle.

Dans le second chapitre et en vue de découpler ce modèle, une commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique est appliquée. De plus, une étude de l'influence de la constante du temps rotorique sur le découplage est proposée. Ainsi, des conclusions intéressantes sur la sensibilité de cette commande aux variations paramétriques sont étayées.

Dans le troisième chapitre de ce projet, des simulations sont effectuées afin de montrer la performance de la commande proposée, ces simulations sont réalisées avec le logiciel MATLAB.

Enfin, une conclusion générale met le point sur notre travail et résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

CHAPITRE- I-

**MODELISATION DE L'ASSOCIATION
CONVERTISSEUR –MACHINE ASYNCHRONE**

Résumé

*On a étudié dans ce chapitre, les performances
du modèle de l'association convertisseur statique -machine
asynchrone.*

*D'après les simulations, on a montré que
la machine est fortement couplée, ce qui nécessite de faire le
découplage.*

I.1. INTRODUCTION

Les machines électriques alimentées par les convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépendent à la fois, de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble (*Fig-I-1*) [1].

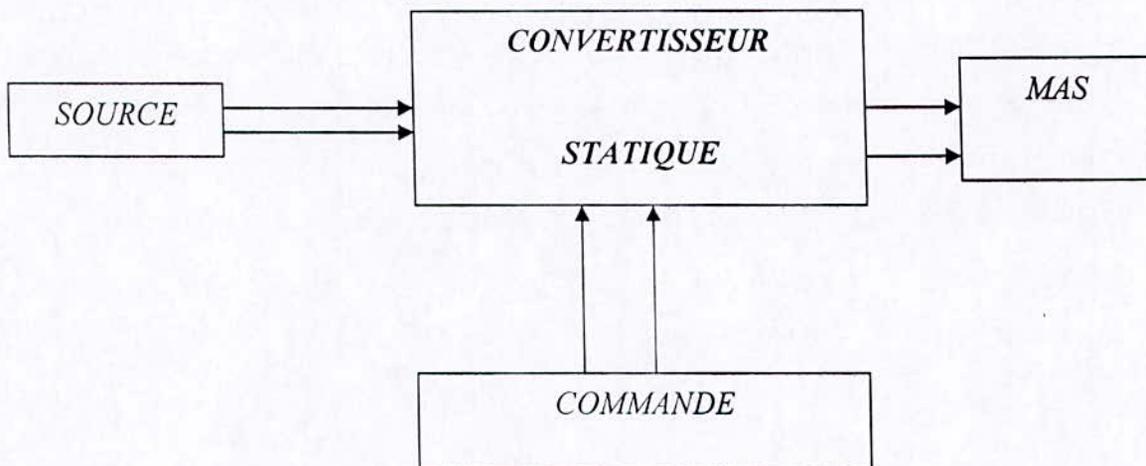


Fig-I-1: Ensemble actionneur

Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulations possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent ;
- Une large plage de variation de vitesse ;
- Des constantes de temps électriques et mécaniques faibles [1].

Dans un premier temps nous rappellerons la modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé, ensuite nous expliciterons, via la transformée de Park, les équations d'état dans un repère biphasé lié au champ tournant (repère dq), puis on fait la modélisation de l'alimentation de la machine.

I.2. MISE EN EQUATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.2.1. Description

La machine asynchrone représentée sur la figure (Fig-I-2) est constituée par :

- Le **stator** d'une machine asynchrone est identique à celui d'une machine synchrone, 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés de $2\pi/3$ qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées.
- Le **rotor** de la machine supporte un bobinage semblable à celui du stator, bobinage triphasé décalés de $2\pi/3$ à même nombre de pôles que celui du stator. Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit **bobiné** mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

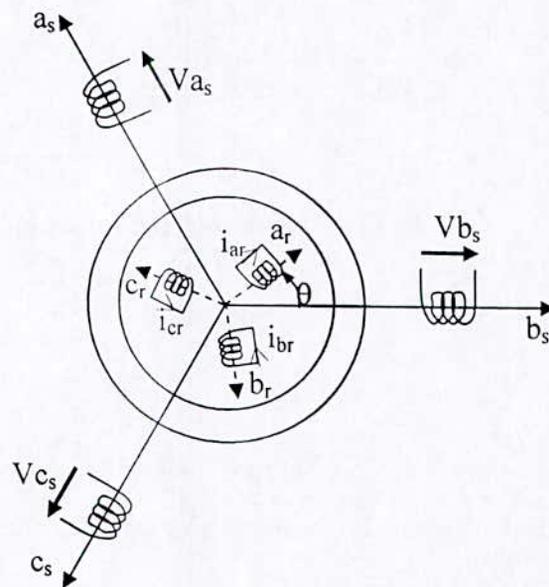


Fig-I-2: Représentation de la machine asynchrone

I.2.2. Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses couramment posées sont :

- pas de saturation du circuit magnétique,
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- pas de phénomène d'effet de peau,
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.

De plus on considérera que la force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques et rotoriques, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

I.2.3. Conventions

La machine est représentée par trois phases statoriques a_s, b_s, c_s et trois phases rotoriques a_r, b_r, c_r (Fig-I-3).

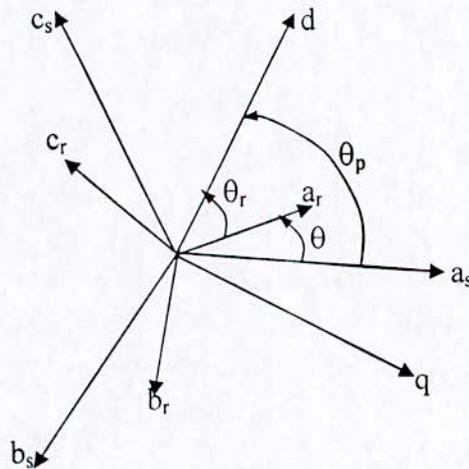


Fig-I-3: Représentation des axes de la machine.

θ_p : angle électrique stator/référentiel (d,q).

$\theta_r = \theta_p - \theta$.

$$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$$

I.2.4. Equations aux tensions

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

L'écriture matricielle ci-dessous résume les 3 équations du flux statoriques :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}}_{[L_{ss}]} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + L_m \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}}_{[M_{sr}]} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

De façon similaire, on aura au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}}_{[L_{rr}]} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + L_m \underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}}_{[M_{rs}]} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

D'où :

$$\begin{aligned} [V_s] &= R_s [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] [I_r]) \\ [0] &= R_r [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] [I_s]) \end{aligned} \quad (I.5)$$

I.2.5. Equations mécaniques:

Le couple électromagnétique développé s'écrit:

$$C_e = p [I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [I_r] \tag{I.6}$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - K_f \Omega$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine) [11].

I.3. MODELE DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La transformation de PARK est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

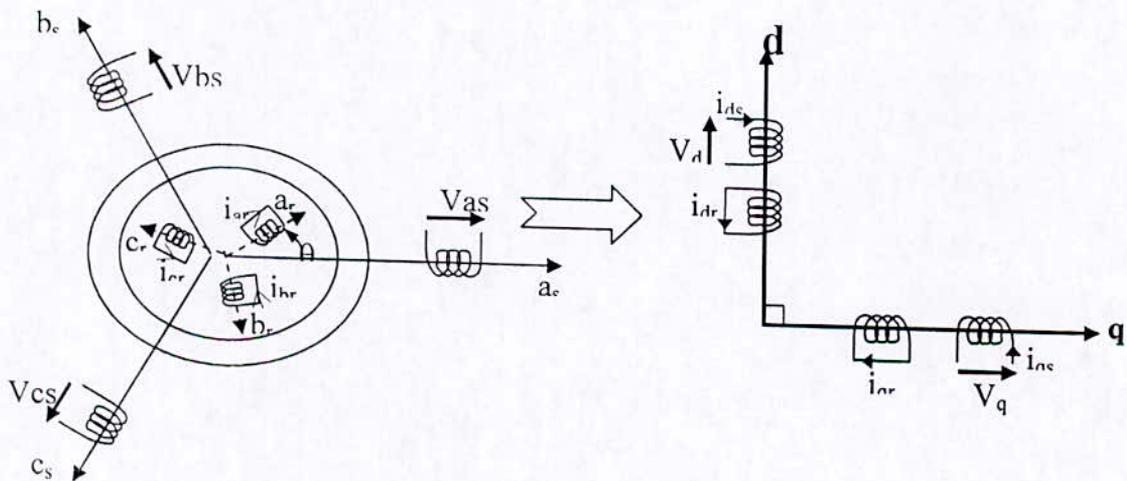


Fig-I-4 : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.

I.3.1. Transformation de PARK

Soit $[V_s]$ le vecteur tension appliqué aux 3 phases statoriques de la machine.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

La transformée de PARK correspond tout simplement au changement de base (triphase-dq) qui permet de diagonaliser une matrice « inductance ».

La matrice de changement de base est $[P(\theta)]$ définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

La matrice de changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t$$

Donc :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

1.3.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone

1.3.2.1. Equations des tensions

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_p = d\theta_p/dt$, les équations (1.1) et (1.2) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_p \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_p \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_p - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_p - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.9)$$

Avec : $\omega_p = \frac{d}{dt} \theta_p$ et $\omega = \frac{d}{dt} \theta$

I.3.2.2. Equations du flux

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (I.10)$$

I.4. Choix du référentiel

- **Référentiel lié au stator** : est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt} \theta_p = 0 \quad \frac{d}{dt} \theta_r = -\frac{d}{dt} \theta = -\omega$$

- **Référentiel lié au rotor** : dans ce repère $\theta_p = \theta$, donc :

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

- **Référentiel lié au champ tournant** : dans ce cas la vitesse ω_p est la vitesse du champ tournant (vitesse du synchronisme ω_s), les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.11)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \\ \phi_{dm} = L_m \cdot (I_{ds} + I_{dr}) \\ \phi_{qm} = L_m \cdot (I_{qs} + I_{qr}) \end{cases} \quad (I.12)$$

1.5. Mise sous forme d'équation d'état

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations électriques (I.11) et (I.12), on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = F_x(X, U, t) \\ Y = F_y(X, U, t) \end{cases}$$

Avec :

- X : vecteur d'état
- U : vecteur d'entrée
- Y : vecteur de sortie

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur « X » tel que :

$$X = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega]^T$$

On aura ainsi le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - R_{sm} i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{P}{J} C_r - \frac{f_1}{J} \omega \end{cases} \quad (I.13)$$

$$\text{Avec : } R_{sm} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s T_r}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}.$$

I.6. SIMULATION ET INTERPRETATION

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'étude, en ce qui concerne les systèmes complexes.

Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utilisons le logiciel **MATLAB** pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension et sa commande associée.

Les figures (I-5-a) et (I-5-b) montrent l'évolution du couple électromagnétique, de la vitesse, des flux Φ_{dr} , Φ_{qr} et Φ_r , du courant de ligne I_a et des courants I_{ds} et I_{qs} lors d'un démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée en tension. On constate que le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine.

Le démarrage sous la pleine tension à vide permet d'avoir un établissement rapide, le temps de démarrage est de (0.25s).

Le courant I_{qs} se stabilise à une valeur proche de zéro alors que le courant I_{ds} prend une valeur constante. Le régime transitoire du courant de ligne a une durée équivalente au temps de démarrage, avec une pointe de (34A) lors des premiers instants de la mise sous tension. En régime permanent ce courant est sinusoïdale de valeur efficace de (2.83A).

Par l'application d'un échelon du couple résistant C_r de (10N.m) à l'arbre de la machine après une durée de (0.5s), on constate que :

- Le couple électromagnétique compense instantanément cette sollicitation du couple résistant.
- Une chute de la vitesse traduite par un glissement supplémentaire de la machine.

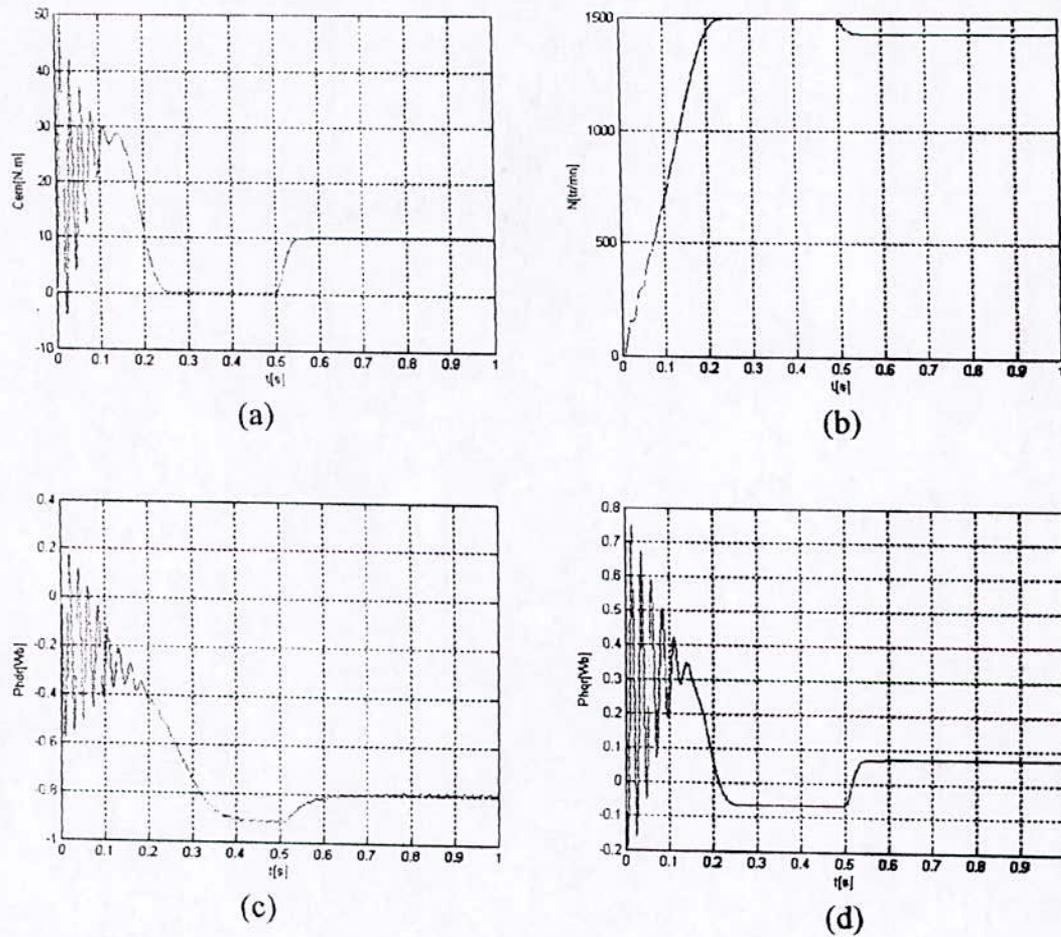


Fig -I-5-a- : Simulation numérique d'un démarrage direct de la machine asynchrone alimentée en tension avec introduction d'une charge de 10 N.m à t=0.5s.

- (a) : Réponse du couple électromagnétique.
- (b) : Réponse de la vitesse mécanique.
- (c) : Réponse de la composante directe du flux rotorique.
- (d) : Réponse de la composante en quadrature du flux rotorique.

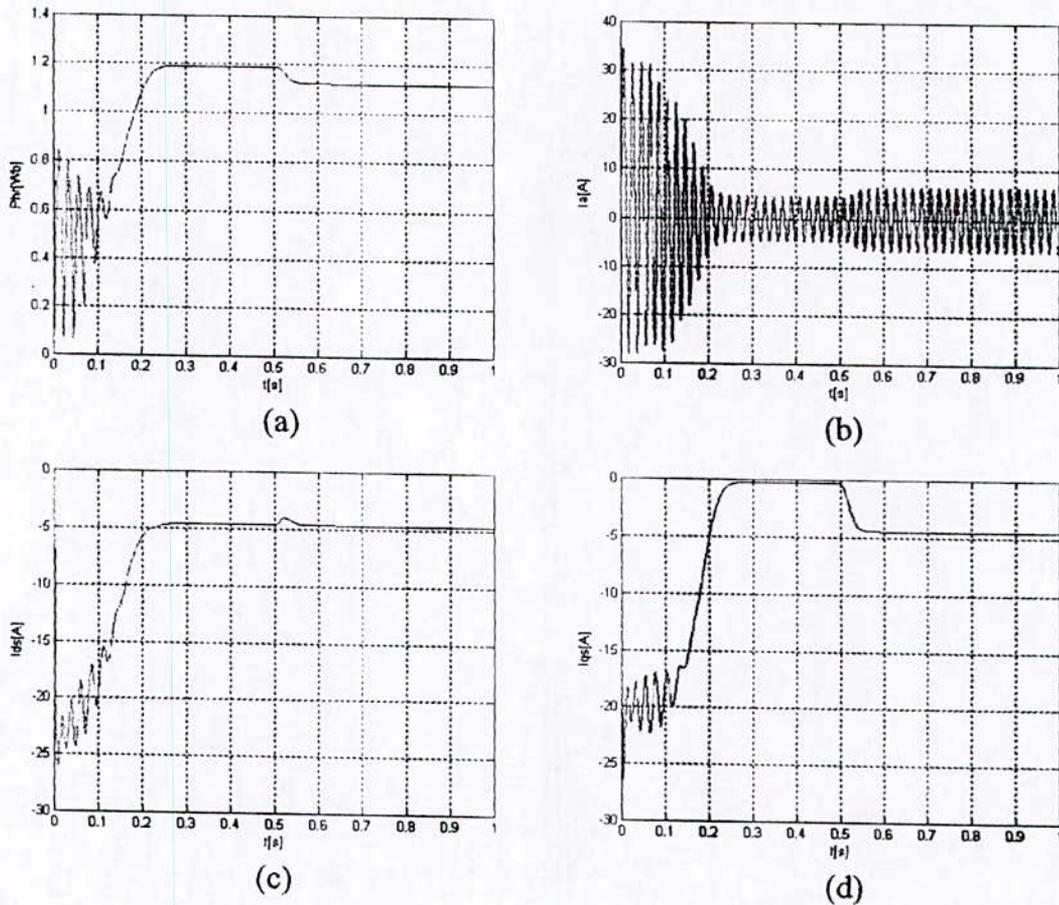


Fig -I-5-b- : Simulation numérique d'un démarrage direct de la machine asynchrone alimentée en tension avec introduction d'une charge de 10 N.m à $t=0.5s$.

- (a) : Réponse du flux rotorique.
- (b) : Réponse du courant de la phase statorique.
- (c) : Réponse de la composante directe du courant statorique.
- (d) : Réponse de la composante en quadrature du courant statorique.

I.7. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

Nous présentons la modélisation de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone qui est composé d'un onduleur de tension, contrôlé par la technique de modulation à largeur d'impulsion vectorielle (*MLI vectorielle*), et d'un redresseur à diodes alimentant cet onduleur. Un filtre passe-bas a été introduit afin de filtrer la tension redressée et réduire les ondulations du courant d'entrée (*Fig-I-6-*).

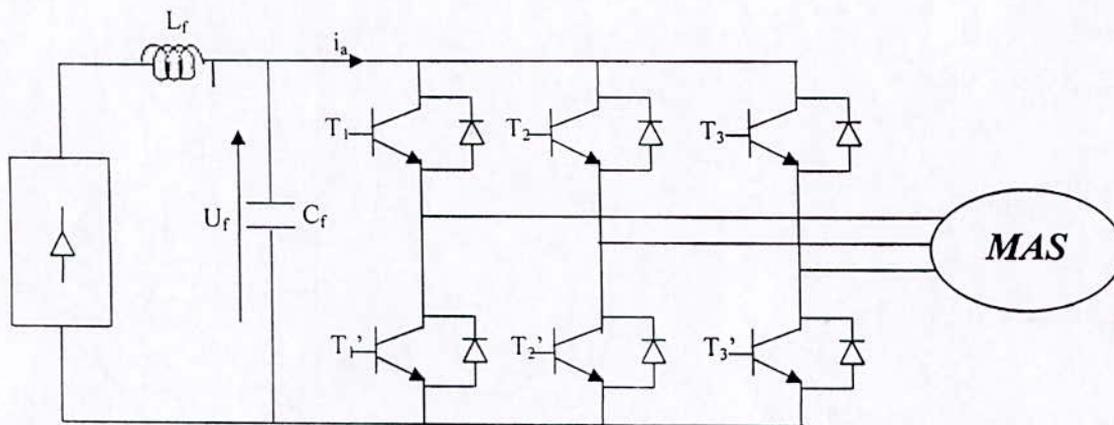


Fig-I-6- : Association redresseur - filtre – onduleur de tension - MAS

I.7.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur peut être schématisé par la figure (*Fig-I-7-*)

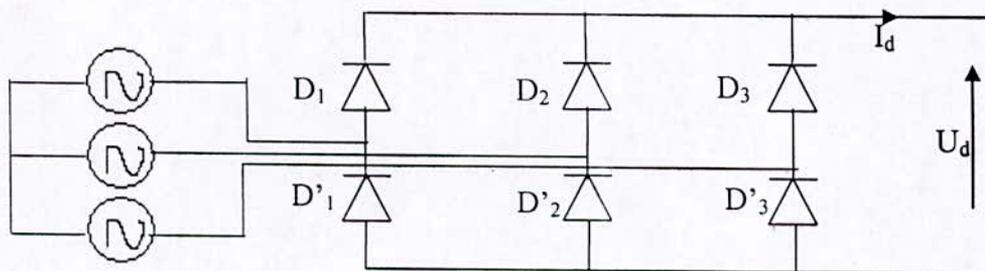


Fig-I-7- : Redresseur à diodes

$$\begin{cases} D_i \text{ conduit si } V_i = \max(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3 \\ D'_i \text{ conduit si } V_i = \min(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3 \end{cases}$$

Pendant chaque séquence de conduction la tension de sortie du redresseur U_d est :

$$U_d = V_i - V_k \quad (I.14)$$

Avec :

$$V_i = \max (V_1, \max (V_2, V_3)) \quad (I.15)$$

$$V_k = \min (V_1, \min (V_2, V_3)) \quad (I.16)$$

Par conséquent :

$$U_d = \max (V_j) - \min (V_j) ; \quad j = 1,2,3 \quad (I.17)$$

1.7.2. Modélisation du filtre

Le filtre (LC) est schématisé par la figure suivante (Fig-I-8-) :

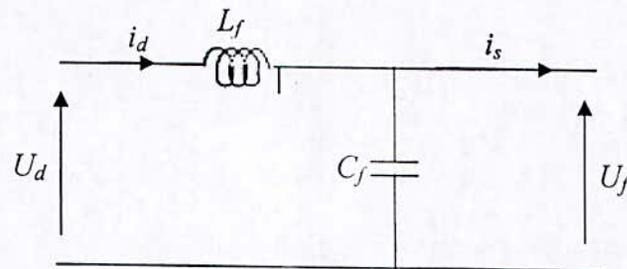


Fig-I-8- : Filtre (LC)

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_f \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (I.18)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (I.19)$$

C' est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (I.20)$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante :

$$f_c < 2f \quad \text{donc} \quad L_f C_f > 2,77 \cdot 10^{-6}$$

nous choisissons $L_f C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes [2] :

$$L_f = 100 \text{ mH}; \quad C_f = 250 \mu\text{F}$$

I.7.3. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur utilisé est un onduleur à trois bras, dont chaque bras est constitué par deux interrupteurs bidirectionnels. Un interrupteur est composé par un transistor T_i et une diode D_i . la commande des transistors est complémentaire, d'où nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur (K_i) comme indiqué sur la figure (Fig-I-9-).

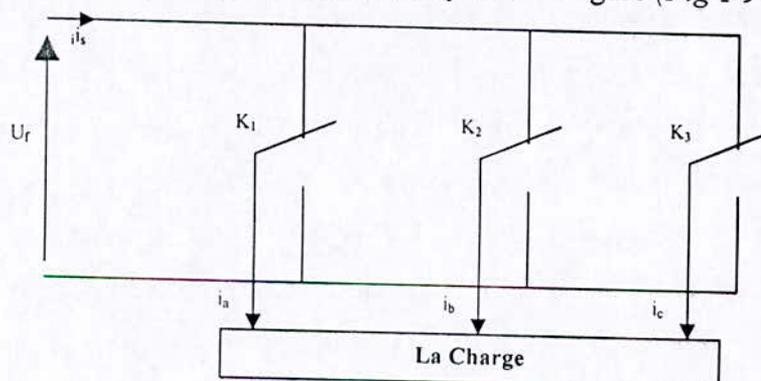


Fig-I-9- : Représentation des transistors par des interrupteurs

On définit les fonctions logiques de connexion par ($i = 1,2,3$) :

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouverte.} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouverte et } T_i' \text{ est fermé.} \end{cases}$$

Les tensions de sortie de l'onduleur sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U_f (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U_f (F_3 - F_1) \end{cases} \quad (I.21)$$

Par conséquent, les tensions simples sont exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_a = U_f / 3 (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b = U_f / 3 (-F_1 + 2F_2 - F_3) \\ V_c = U_f / 3 (-F_1 - F_2 + 2F_3) \end{cases} \quad (I.22)$$

Le courant i_s à l'entrée de l'onduleur sera donnée par la relation suivante :

$$i_s = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (I.23)$$

I.7.4. Stratégie de la MLI vectorielle (SVPWM)

La topologie d'un inverseur de source de tension de trois-bras est montrée dans la figure (I-10). A cause de la contrainte que les lignes d'entrée doivent ne jamais être court-circuitées et du courant de sortie devez être toujours continu, un inverseur de source de tension peut assumer seulement huit topologies distinctes.

Ces topologies sont montrées dans la figure (I-11). Six sur ces huit topologies produisent la tension et sont connues en tant que les états différents de zéro de commutation et deux topologies restantes produisent la tension nulle et sont connues en tant que les états zéro de commutation.

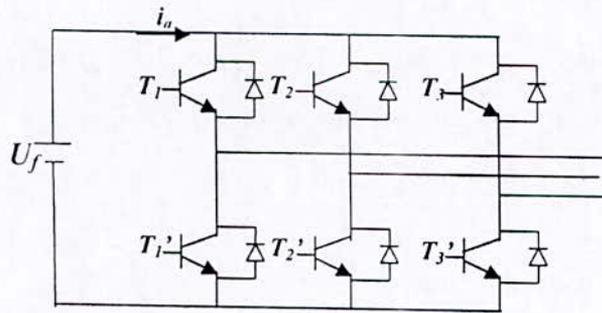


Fig-I-10- : Topologie d'un inverseur de source de tension de trois-bras.

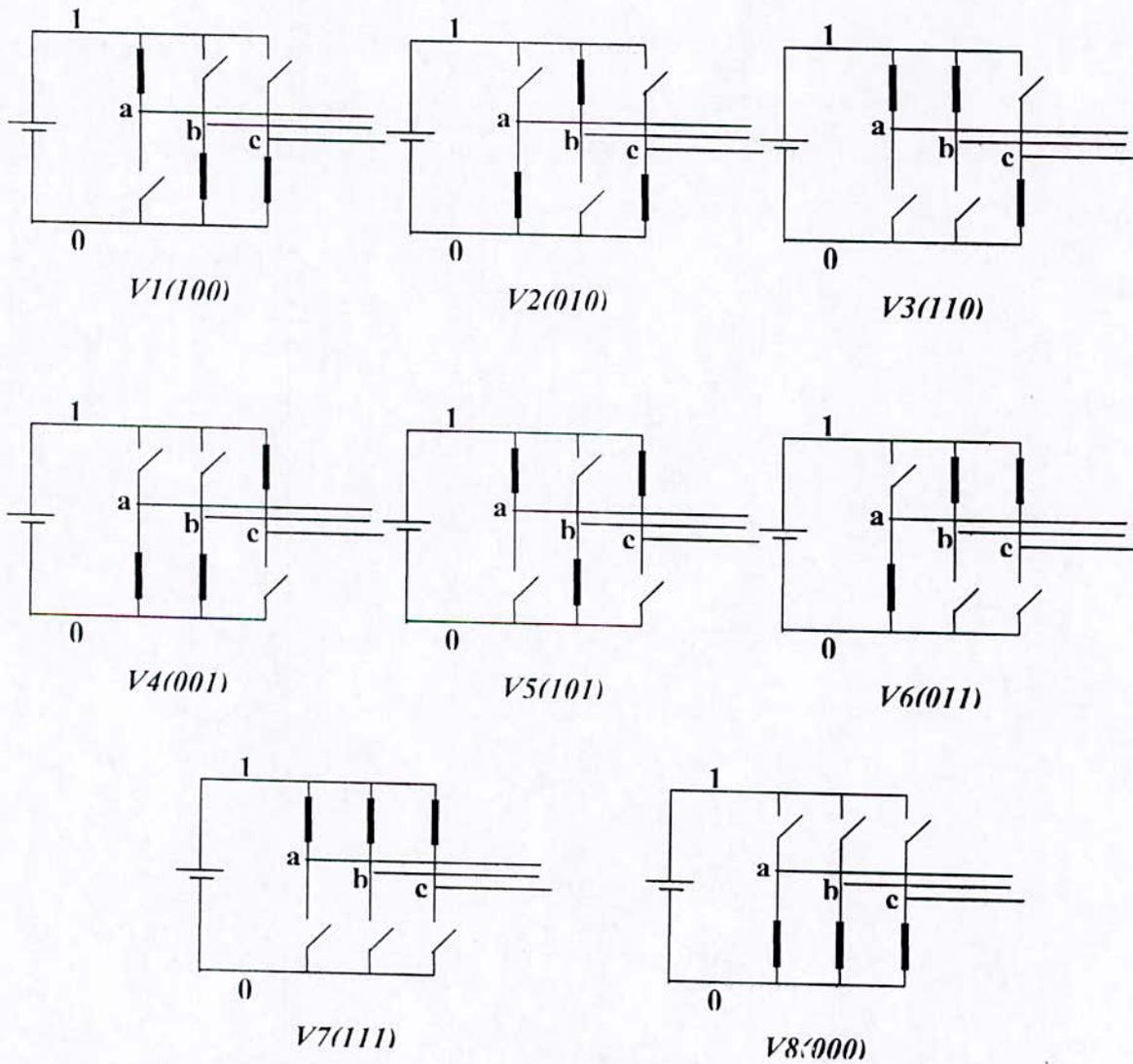


Fig-I-11- : Huit topologies de changement d'état d'un inverseur de source de tension.

1.7.4.1. La modulation de vecteur dans l'espace (SVM)

La modulation de vecteur dans l'espace (SVM) pour les trois-bras VSI, est basée sur la représentation des trois phases comme vecteurs dans le plan biphasé (α, β) . Considérons la topologie (1) de la figure (I-11), les tensions V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = U_f \\ V_{bc} = 0 \\ V_{ca} = -U_f \end{cases} \tag{I.24}$$

Ceci peut être représenté dans le plan (α, β) comme le montre la figure (I-11-b), où les tensions V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont trois vecteurs déplacés de $2\pi/3$ dans l'espace. Le vecteur tension fictif produit par cette topologie est représenté comme $V_1(100)$ dans la figure (I-11-b). Ici la notation "100" signifie que la phase 'a' est reliée à la borne positive de la source continu, et les phases 'b' et 'c' sont reliées à la borne négative.

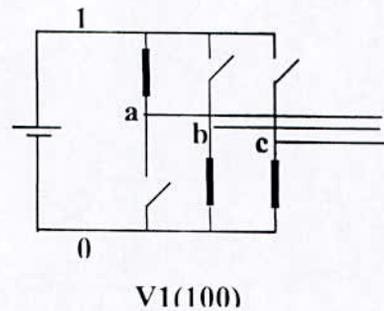


Fig -I-11-a- : La topologie V1(100) de l'inverseur de source de tension

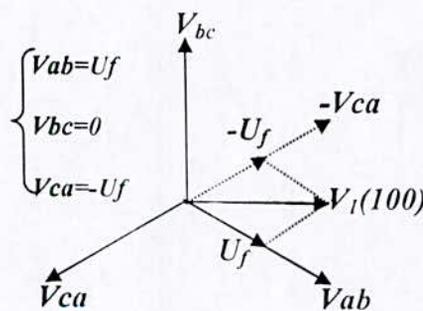


Fig -I-11-b- : Représentation de la topologie V1(100) dans le plan (α, β)

De la même façon, les six vecteurs de tension différents de zéro ($V1-V6$) peut être montrés pour prendre les positions montrées dans la figure (I-12). Les bouts de ces vecteurs forment un hexagone régulier (ligne pointillée). Nous définissons la surface incluse par deux vecteurs adjacents dans l'hexagone comme secteur. Ainsi il y a six secteurs numérotés (1-6) dans la figure (I-12).

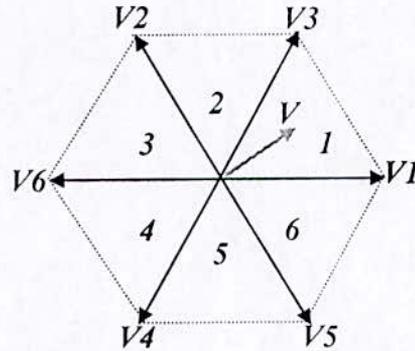


Figure -I-12- : Vecteurs de tension non-nuls dans le plan (α, β)

Pour les deux dernières topologies de la figure (I-11), nous voyons que les tensions de ligne de sortie produites par ces topologies sont données par :

$$\begin{cases} V_{ah} = 0 \\ V_{bc} = 0 \\ V_{ca} = 0 \end{cases} \quad (I.25)$$

Ceux-ci sont représentées comme des vecteurs qui ont un amplitude nul, et par conséquent, sont désignées sous le nom des vecteurs d'état de commutation nul ou des vecteurs zéro de tension. Ils assument une position à l'origine dans le plan (α, β) comme le montre la figure (I-13-b). Les vecteurs ($V1- V8$) s'appellent les vecteurs d'état de commutation (SSVs).

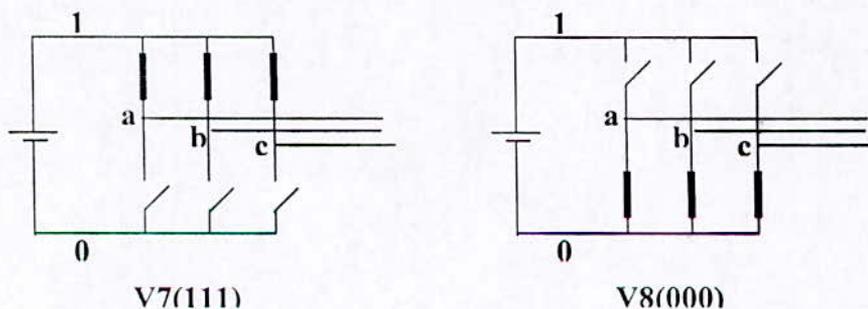


Figure -I-13-a- : Topologie de tension de sortie nulle

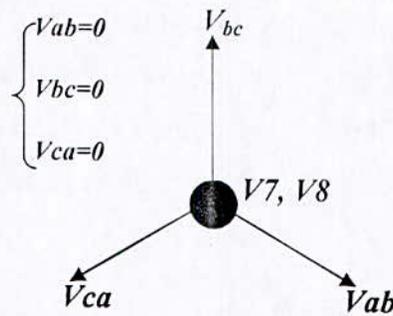


Figure -I-13-b- : Représentation de vecteurs V7(111) et V8(000) dans le plan (α, β)

Les trois tensions de phase peut être représentées par un vecteur équivalent V tournant comme le montre la figure (I-12) [1] :

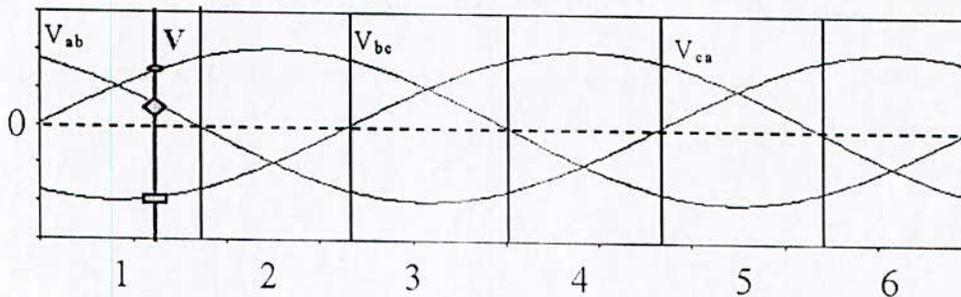


Figure -I-14- : Tensions de sortie dans le plan temporel

La MLI Vectorielle nécessite la détection du secteur où il se trouve le vecteur de référence. Le calcul des instants de commutation a pour rôle de générer le vecteur de référence V .

I.7.4.2. Calcul des durées de conduction des interrupteurs

Le convertisseur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type V_i . On peut avoir une tension quelconque V que l'on veut obtenir en sortie dont ses coordonnées sont les composants de Clark $V_{\alpha ref}$ et $V_{\beta ref}$ d'un système triphasé de tension V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} :

$$V = V_{ab} + aV_{bc} + a^2V_{ca} = V_{\alpha} + j V_{\beta} \tag{I.26}$$

Avec : $a = \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right)$

Après la détermination du secteur de vecteur de référence on peut calculer les durées de commutation des interrupteurs par la projection du vecteur de référence sur les axes du secteur auquel il appartient.

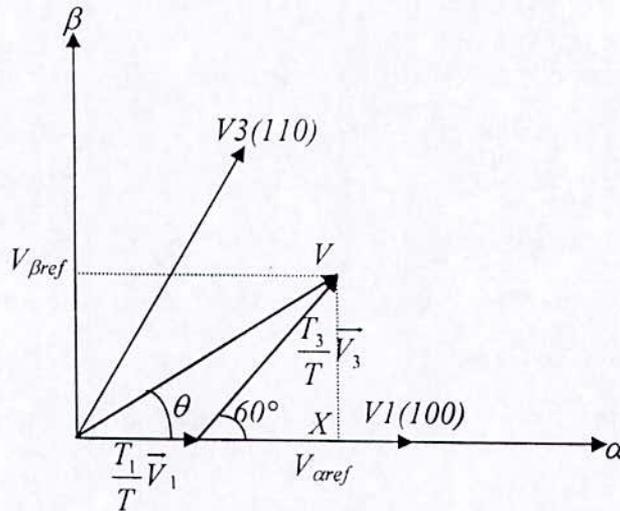


Figure -I-15- : Projection du vecteur de tension de référence

Dans la figure (I-15) le vecteur de référence V appartient au premier secteur, et le temps d'application des deux vecteurs adjacents (V_1 et V_3) est donnée par :

$$\begin{cases} T = T_1 + T_3 + T_0 \\ \vec{V}_{ref} = \frac{T_1}{T} \vec{V}_1 + \frac{T_3}{T} \vec{V}_3 \end{cases} \quad (1.27)$$

La détermination des durées T_1 et T_3 est donnée par une simple projection :

$$\begin{cases} V_{\beta ref} = \frac{T_3}{T} \|\vec{V}_3\| \cos(30^\circ) \\ V_{\alpha ref} = \frac{T_1}{T} \|\vec{V}_1\| + x \\ x = \frac{V_{\beta ref}}{tg(60^\circ)} \end{cases} \quad (1.28)$$

Donc on peut trouver les durées T_1 et T_3 à partir des composantes $V_{\alpha ref}$ et $V_{\beta ref}$:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2V_c} (3V_{\alpha ref} - \sqrt{3}V_{\beta ref}) \\ T_3 = \sqrt{3} \frac{T}{V_c} V_{\beta ref} \end{cases} \quad (I.29)$$

On applique pendant le reste de la période le vecteur nul, donc la moyenne des trois vecteurs va donner une approximation du vecteur de référence durant la période d'échantillonnage T .

Si on veut résumer la méthode de calcul de la MLI Vectorielle, on peut dire que :

- A partir des tensions de référence U_{e1} , U_{e2} , U_{e3} on déduit les composantes de la commande V_{α} et V_{β} dans le repère de Clark.
- On détecte le secteur où se trouve le vecteur de référence, qui est défini par les deux vecteurs V_i et V_{i+1} .
- On calcule les temps d'application des vecteurs (V_1, \dots, V_6).

Sur la figure (I-16), apparaît le schéma bloc de la MLI Vectorielle :

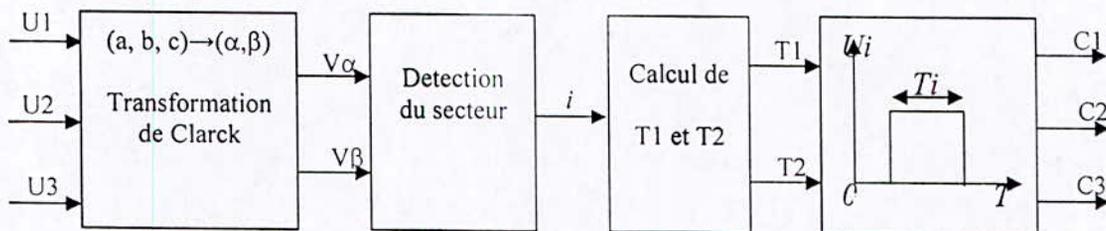


Figure -I-16- : Schéma bloc de la MLI Vectorielle

I.7.4.3. Performances de la stratégie de MLI vectorielle

Pour cette stratégie de commande, on visualise la tension V_a de la phase (a) (tension par rapport au neutre de la machine asynchrone) délivrée par l'onduleur ainsi son spectre d'harmonique pour les fréquences pour les fréquences suivantes :

$f=25\text{Hz}$, $f=50\text{Hz}$, $f=100\text{Hz}$. Tel que pour chaque fréquence, on fixe r à la valeur 0.8 et on fait varier m ($m=36$, $m=40$).

- Pour $f=25\text{Hz}$, les courbes sont données par les figures (I-17).
- Pour $f=50\text{Hz}$, les courbes sont données par les figures (I-18).
- Pour $f=100\text{Hz}$, les courbes sont données par les figures (I-19).

❖ Stratégie de MLI vectorielle pour une fréquence f de 25Hz :

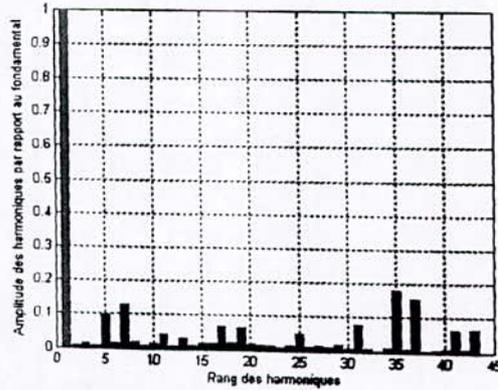
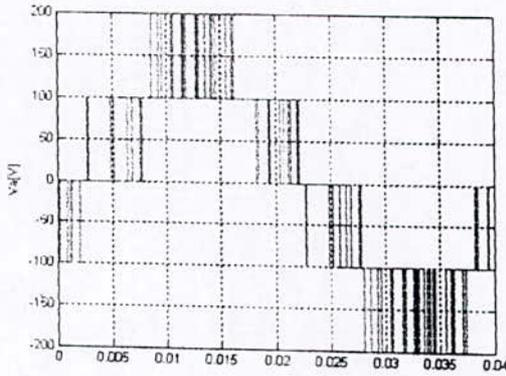


Figure -I-17-a-: $m=36, r=0.8, f=25\text{Hz}$

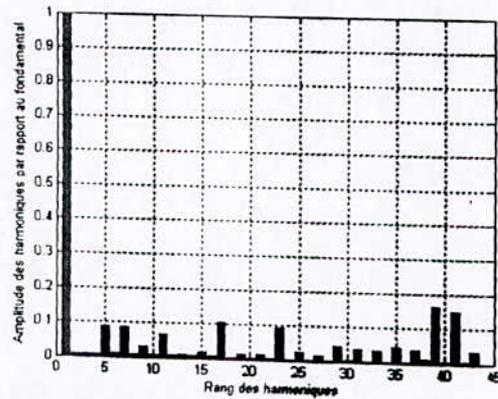
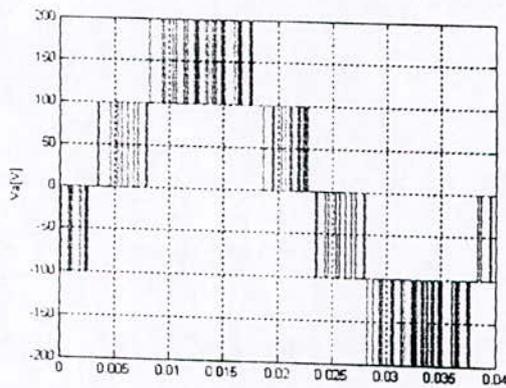


Figure -I-17-b-: $m=40, r=0.8, f=25\text{Hz}$

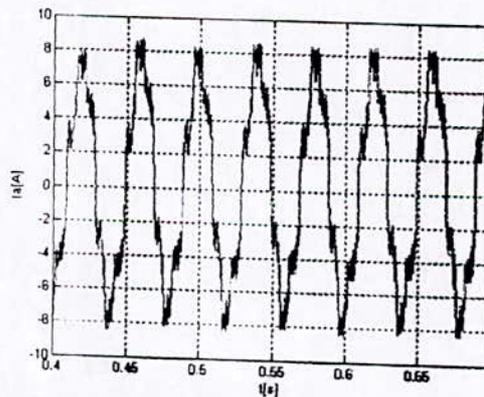
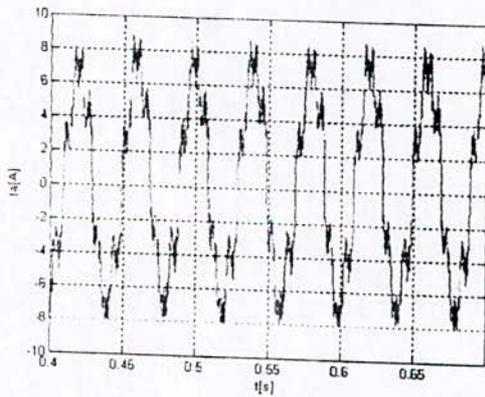


Figure -I-17-c-: $m=36$ et $m=40, r=0.8, f=25\text{Hz}$

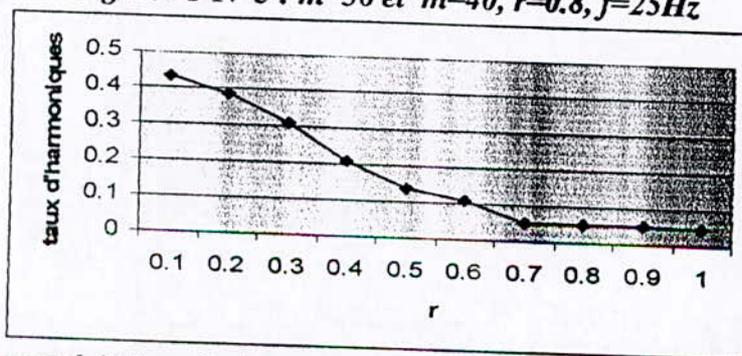


Figure -I-17- : Caractéristique de la tension de sortie V_a de l'onduleur commandé par la stratégie MLI Vectorielle ($m=40, f=25\text{Hz}$)

❖ Stratégie de MLI vectorielle pour une fréquence f de 50Hz :

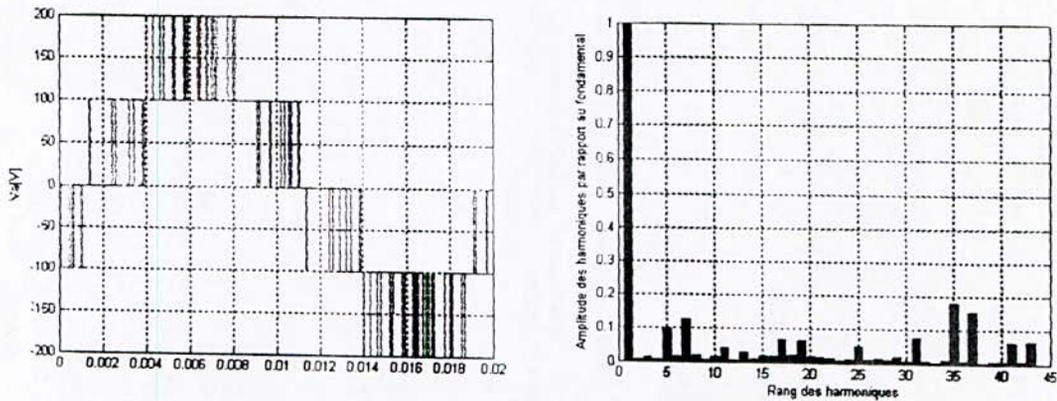


Figure -I-18-a-: $m=36, r=0.8, f=50\text{Hz}$

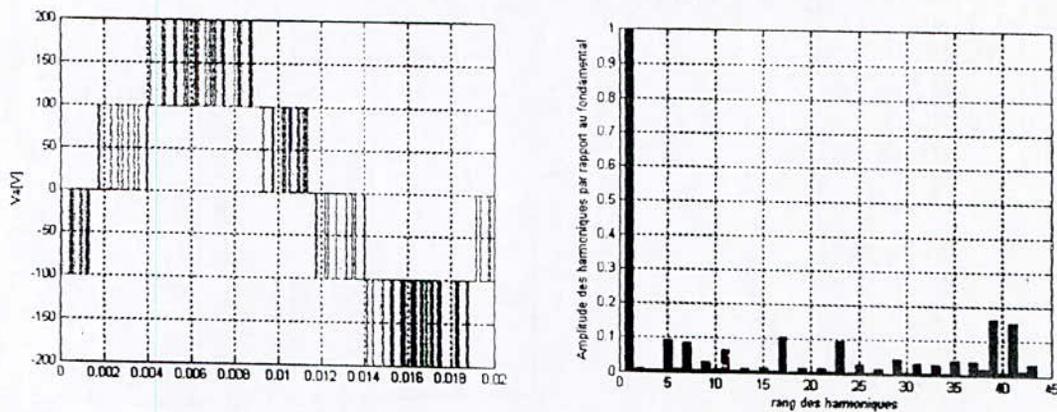


Figure -I-18-b-: $m=40, r=0.8, f=50\text{Hz}$

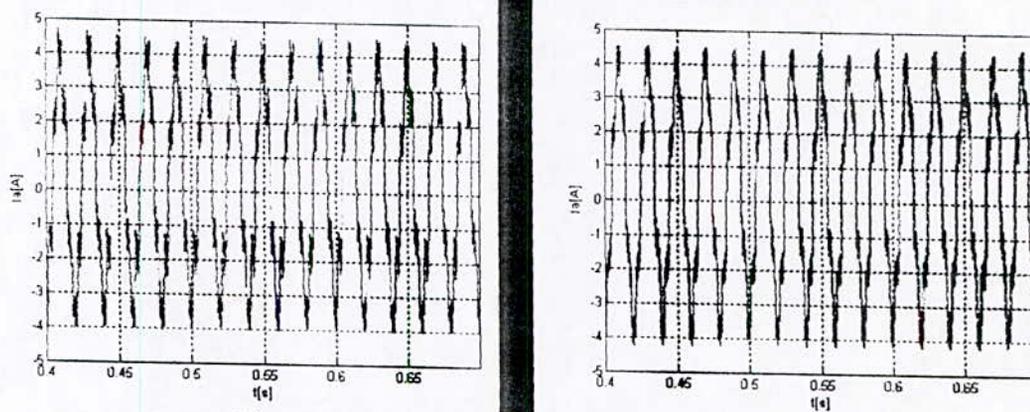


Figure -I-18-c-: $m=36$ et $m=40, r=0.8, f=50\text{Hz}$

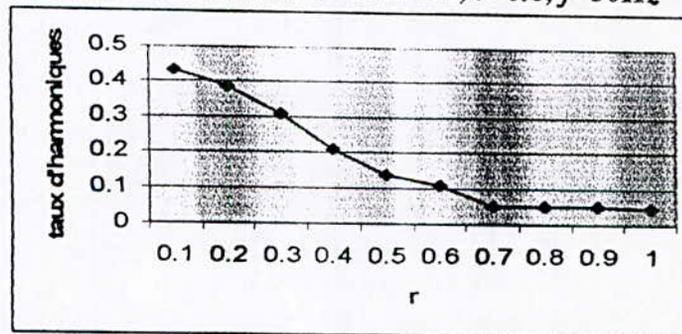


Figure -I-18-: Caractéristique de la tension de sortie V_a de l'onduleur commandé par la stratégie MLI Vectorielle ($m=40, f=50\text{Hz}$)

I.7.4.4. Interprétation des résultats

On constate pour cette stratégie que :

- Pour toutes les valeurs de l'indice m , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs comme le montre les figures (I.17) et (I.18).
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuses ($f_p = mf$).
- La première famille centrée autour de mf est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées comme le montre les figures (I-17-b) et (I-18-b).
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.

I.8. SIMULATION ET INTERPRETATION

Les figures (I-20-a) et (I-20-b), représentent les résultats de simulation de l'association convertisseur-machine asynchrone à vide et lors d'une application d'un couple résistant de $10N.m$ après une durée de $t=0.5s$.

Ainsi, nous remarquons que :

- Le couple électromagnétique varie en premier lieu d'une façon très oscillatoire, il atteint une valeur de crête d'environ $31N.m$ au démarrage, ceci pour vaincre l'inertie du moteur, ensuite, il revient à une valeur qui compense les pertes par frottement une fois le régime permanent est atteint, ceci d'une façon peu oscillatoire.
- La vitesse de rotation atteint, la vitesse de synchronisme (1500 tr/mn) après le régime transitoire qui dure environ $0.38s$.
- Les flux rotoriques (respectivement, direct Φ_{dr} , en quadrature Φ_{qr} et Φ_r) atteignent les valeurs de (respectivement $-0.91Wb$, $-0.04Wb$ et $0.92Wb$) en régime établi.
- La forme du courant statorique I_a est proche d'une sinusoïde, ceci en régime établi et avec une même fréquence que celle du réseau. Sa valeur de crête est de $3.9A$ or pour le régime transitoire, il a une valeur de crête d'environ $28A$.
- Enfin, pour une perturbation de $10N.m$, nous constatons une diminution de la vitesse. Les flux rotoriques direct et en quadrature sont également affectés par cette perturbation, ce qui explique le fort couplage existant entre les enroulements de la machine.

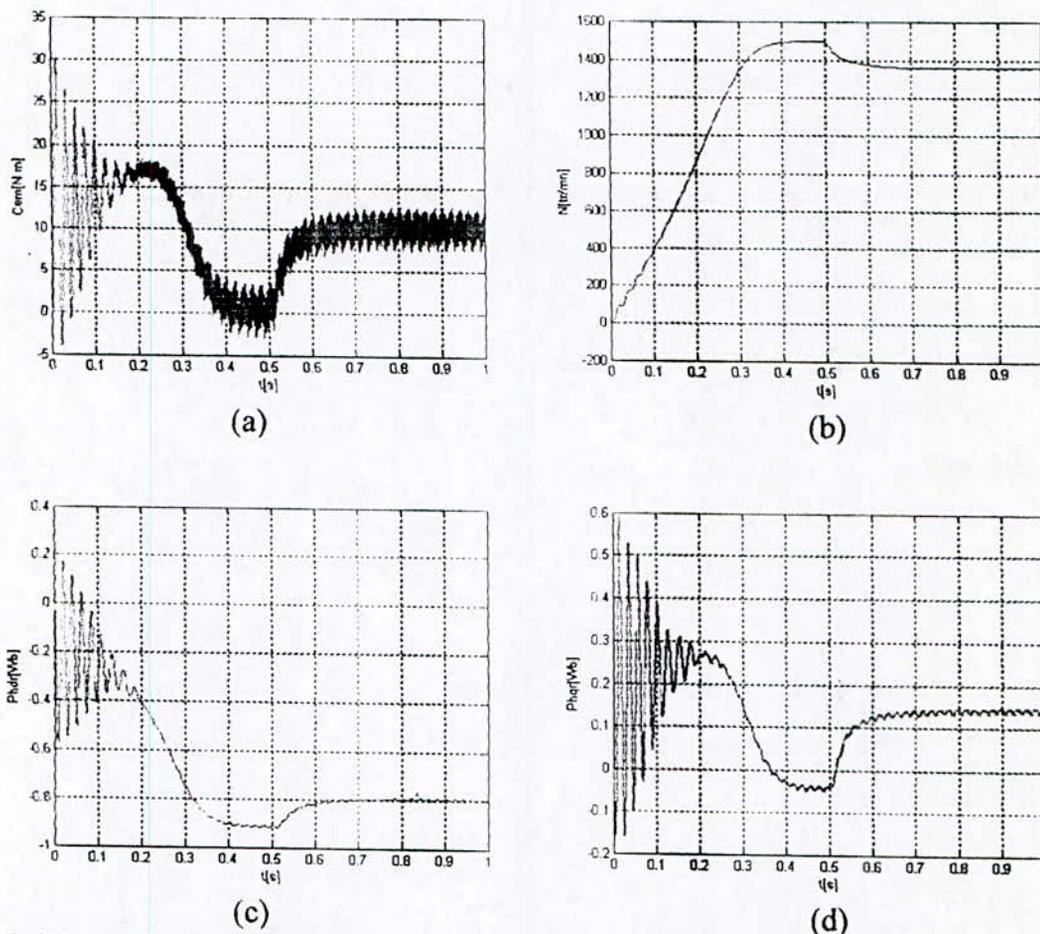


Fig -I-20-a- : Conduite du moteur asynchrone alimenté par un onduleur commandé par la technique MLI vectorielle ($m = 36$, $r = 0.8$) avec introduction d'une charge de $10 N.m$ à $t=0.5s$.

- (a) : Réponse du couple électromagnétique.
- (b) : Réponse de la vitesse mécanique.
- (c) : Réponse de la composante directe du flux rotorique.
- (d) : Réponse de la composante en quadrature du flux rotorique.

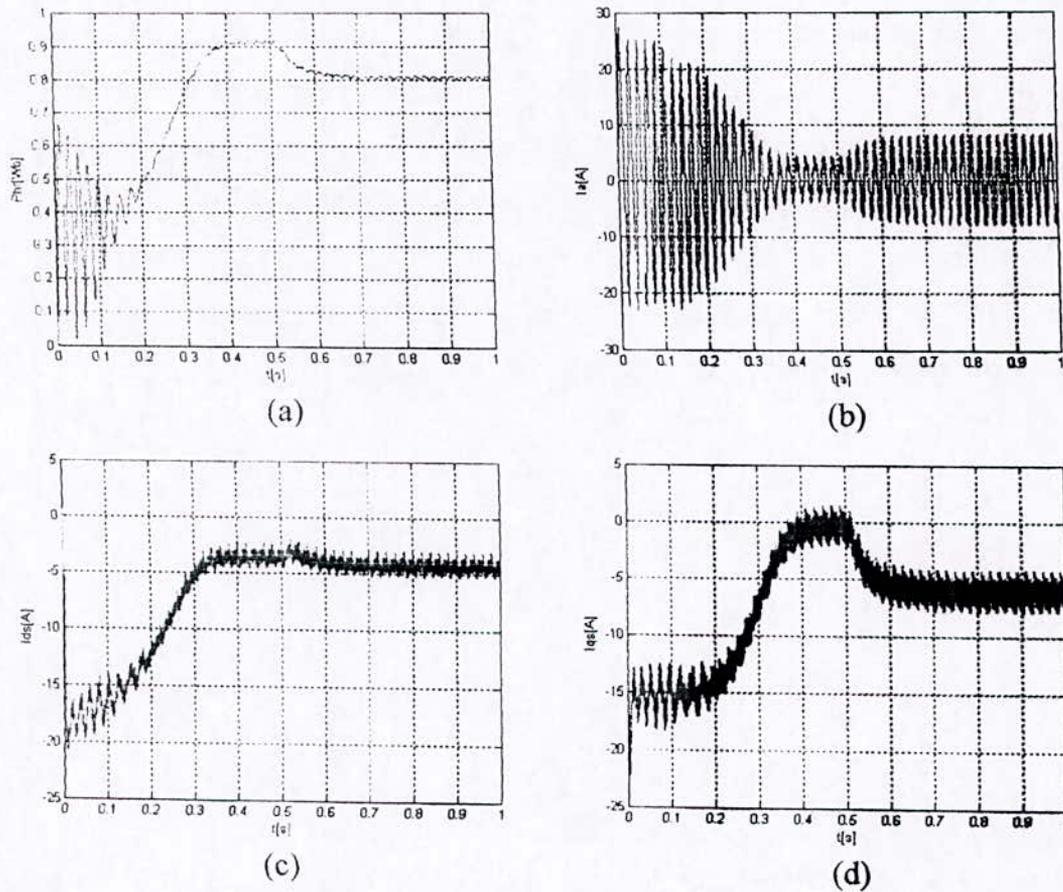


Fig -I-20-b- : Conduite du moteur asynchrone alimenté par un onduleur commandé par la technique MLI vectorielle ($m = 36$, $r = 0.8$) avec introduction d'une charge de 10 N.m à $t=0.5\text{s}$.

- (a) : Réponse du flux rotorique.
- (b) : Réponse du courant de la phase statorique.
- (c) : Réponse de la composante directe du courant statorique.
- (d) : Réponse de la composante en quadrature du courant statorique.

I.9. CONCLUSION

Ce premier chapitre nous a permis de présenter un des modèles de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension associée à sa source d'alimentation. Cette modélisation nous a montré un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre leur contrôle indépendant afin d'améliorer leurs performances en régime dynamique. La solution la plus adéquate actuellement c'est de faire orienter le flux désiré suivant l'axe direct « d » du référentiel (d, q) tournant au synchronisme. Le chapitre suivant nous permettra de présenter les principales méthodes de commande basées sur ce principe et utilisées dans les applications industrielles.

CHAPITRE-II-

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Résumé

Nous avons étudié dans ce chapitre, la commande vectorielle à flux orienté afin d'arriver à un modèle découplé de la machine asynchrone.

II.1.INTRODUCTION

Il est possible aujourd'hui d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu, grâce au développement de l'électronique de puissance et l'électronique de commande.

Le modèle physique de la machine asynchrone est compliqué à cause du fort couplage entre ses armatures statorique et rotorique. Pour simplifier le modèle physique de cette machine, les chercheurs ont voulu transférer l'expérience du contrôle de la machine à courant continu vers cette machine.

La machine à courant continu a plusieurs avantages. Elle est facilement commandable, étant donnée que le flux et le couple sont découplés :

- le flux est contrôlé par le courant de l'inducteur.
- le couple est contrôlé par le courant d'induit.

Mais elle a un point faible, c'est la présence du collecteur et des balais, ce qui limite sa puissance et sa vitesse. De plus le moteur à courant continu est interdit dans des ambiances difficiles.

La complexité du modèle de la machine asynchrone nécessite un traitement mathématique pour aboutir à un contrôle semblable à celui de la machine à courant continu. Un de ces traitements mathématiques est l'orientation du champ.

Dans ce chapitre on donne les différents modèles de la machine asynchrone. Après une représentation générale de la commande vectorielle, on montre le découplage entre le flux et le couple d'un moteur asynchrone commandé par ce type de contrôle.

II.1.1.Choix du référentiel

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d, q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant.

II.2. ETUDE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

II.2.1 Principe du contrôle vectoriel à flux orienté

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte de la commande séparée de la grandeur flux Φ et de la grandeur courant I , générateur du couple.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre Φ et I , naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation- producteur du flux-, et courant d'induit- producteur du couple-).

La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur du flux du courant producteur du couple, fortement couplés.

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d,q) , repère tournant biphasé orienté sur Φ_r (flux rotorique) ou sur Φ_s (flux statorique) et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux.

Nous nous intéressons à la commande à flux rotorique orienté. Le système d'axes (d,q) est élaboré à partir de la transformation de Park.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple (II.2.b).

Couple électromagnétique de la machine à courant continu

$$\begin{aligned} C_{em} &= K \phi_a I_a \\ \phi_a &= K_f I_f \end{aligned} \tag{II.1}$$

Couple électromagnétique de la machine asynchrone :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (II.2)$$

Découplage :

Aligner le vecteur du flux sur l'axe « d » :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{qr} = 0 \quad (II.2.a)$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \phi_r i_{qs} = K \phi_r i_{qs} \quad (II.2.b)$$

Nous pouvons donc orienter le flux de trois façon :

- ♦ Soit le flux rotorique avec les conditions :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{qr} = 0 \quad (II.3)$$

- ♦ Le flux statorique tel que :

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad ; \quad \phi_{qs} = 0 \quad (II.4)$$

- ♦ Ou le flux d'entrefer avec :

$$\phi_{dg} = \phi_g \quad ; \quad \phi_{qg} = 0 \quad (II.5)$$

II.2.2. Orientation du flux rotorique :

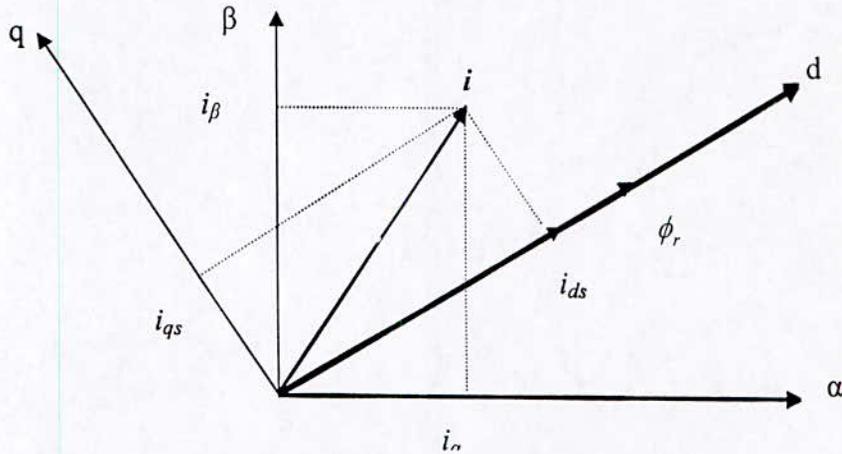


Fig-II-1- : Référentiel lié aux flux rotorique

Considérons les deux tensions (V_{ds} , V_{qs}) comme variables de commande, les deux courants (i_{ds} , i_{qs}), le flux Φ_r et la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'état. En imposant la condition (II.3), aux équations du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, on aboutit au système réduit suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} \phi_r + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r} \right) i_{qs} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma L_m T_r} \omega_m \phi_r + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \\
 \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\
 J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_1 \Omega \\
 C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \\
 \omega_{gl} = \omega_s - \omega_{ms} = \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r} \\
 \omega_m = P \Omega
 \end{array} \right. \quad (II.6)$$

II.2.3. Interprétation :

D'après le système (II.6), on remarque 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 de la composante en quadrature du courant statorique i_{qs} , dans le cas où le flux rotorique soit maintenu constant. Ainsi est réalisé une décomposition du courant en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

Le schéma bloc définissant ce modèle est donné à la figure (Fig-II-2-) :

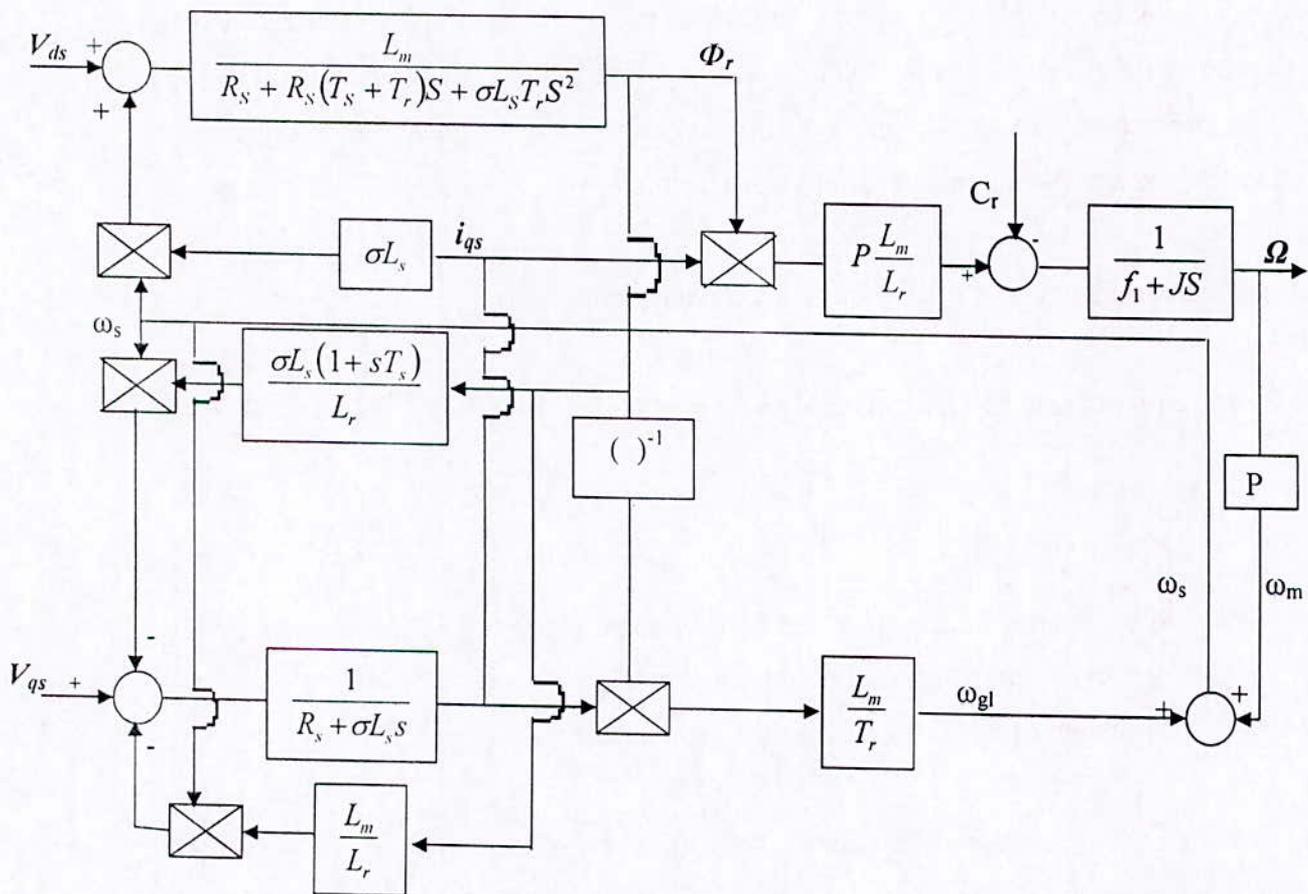


Fig-II-2- : Modèle en tension par orientation du flux rotorique

II.3. METHODE DE COMMANDE PAR FLUX ORIENTE

II .3.1.Description

La commande par flux orienté est une technique associée au système d'entraînement formé par une machine asynchrone chargée et alimentée par un convertisseur statique. La commande de la machine asynchrone nécessite une connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe directe «d» tournant à la vitesse du champ tournant.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux :

- *Une commande indirecte* : La phase du flux est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement dans la technique du flux orienté [3], [4], [5], [2], [6], [7], [8].
- *Une commande directe* : La phase du flux est mesurée électriquement, en utilisant un modèle dynamique ou un capteur physique du flux.

Dans notre travail nous nous intéressons à la commande directe.

II.3.2. Commande directe par flux orienté

II.3.2.1. Principe

Cette méthode de commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celles-ci doivent être vérifiées quel que soit le régime de fonctionnement. Il faut donc procéder à une série de mesures disponibles au sein du processus.

La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande en utilisant le flux rotorique provient de la détermination de son module et de sa phase, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables a priori. En outre cette méthode de commande permet d'assurer de manière dynamique et dans un repère choisi les fonctions suivantes :

- Le maintien du flux à une valeur de consigne ;
- Le découplage des actions suivant les axes (d,q) ;
- Le suivi de la consigne de vitesse.

Deux solutions sont possibles suivant qu'on dispose ou non d'un capteur du flux.

II.3.2.2. Commande vectorielle utilisant un capteur du flux

Afin d'accéder au flux rotorique, la première idée est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine [6], [2], [4][5].

II.3.2.3. Commande vectorielle utilisant un estimateur du flux

La difficulté liée à l'utilisation des capteurs du flux a donc conduit les chercheurs à développer les modèles dynamiques du flux .

Ces modèles permettant d'obtenir la position et le module du flux à partir de la mesure des courants statoriques comme le montre la figure (Fig-II-3).

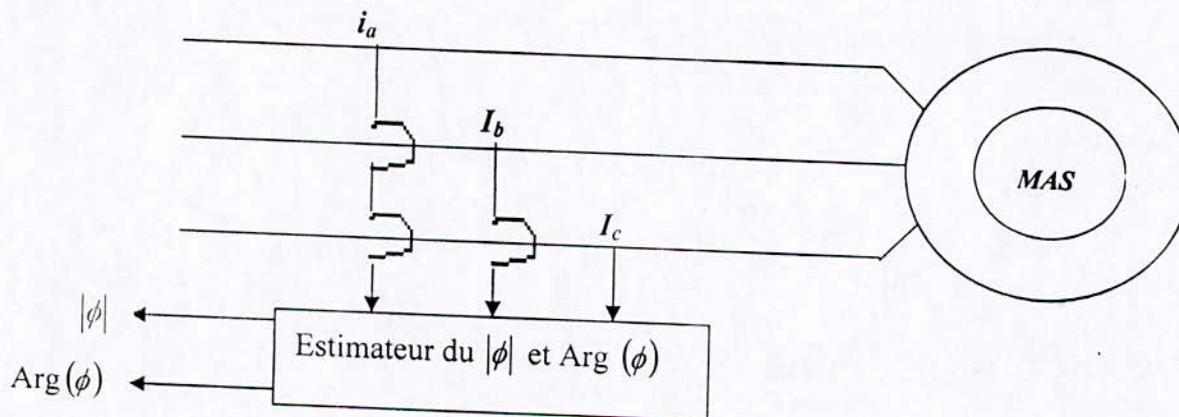


Fig-II-3-: Méthode d'estimation du module et l'argument du flux

La reconstitution du flux à partir des courants statoriques dans un référentiel stationnaire est déduite des équations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_r^e + T_r \frac{d\phi_r^e}{dt} = L_m i_{ds} \\ C_{em}^e = p \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \phi_r^e \\ \omega_{gl}^e = \omega_s - \omega_m = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \phi_r^e} \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \quad (II.7)$$

Le schéma bloc de l'estimateur du flux et du couple est donné par la figure suivante:

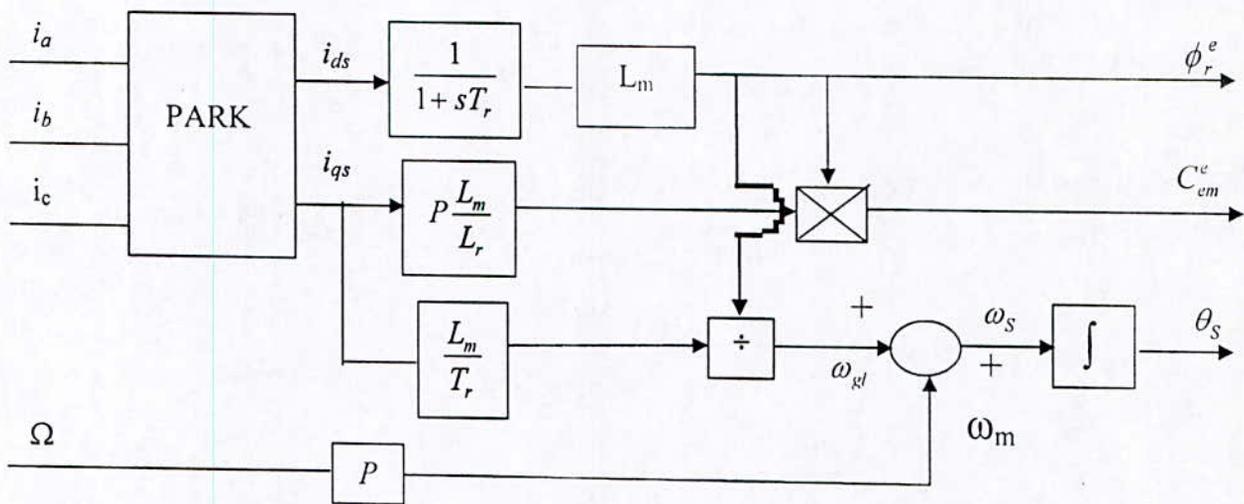


Fig-II-4- :Estimateur du flux et du couple

II.4. DECOUPLAGE DES EQUATIONS

On va chercher une loi de découplage entre V_{ds} et V_{qs} permettant de contrôler de manière indépendante le couple par la composante i_{qs} et le flux par la composante i_{ds} . En effet la 3^{ème} équations du système (II.6) montre que l'action sur ϕ_r à travers i_{ds} se fait avec la constante de temps T_r , par conséquent, il est plus commode de contrôler le couple électromagnétique en maintenant le flux ϕ_r constant et en agissant sur le courant i_{qs} dont l'action est directe (cinquième équation du système (II.6)). Compte tenu des interactions entre ϕ_r et i_{qs} il devient nécessaire d'effectuer le découplage des équations (II.6).

D'après le système (II.6), nous avons les deux équations statoriques suivantes :

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} = V_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} - \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \frac{d\phi_r}{dt} \\ \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} = V_{qs} - \omega_s \left[\sigma L_s i_{ds} + \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \phi_r \right] \end{cases} \quad (II.8)$$

Pour découpler le système d'équations ci-dessus, on ajoute à V_{ds} la quantité $(\sigma L_s \omega_s i_{qs})$, et on retranche de V_{qs} les quantités $(\sigma L_s \omega_s i_{ds})$ et $\{\omega_s L_s (1-\sigma) i_{ds} / (1+T_r s)\}$

Le système précédent devient :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} + \frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \frac{d\phi_r}{dt} \\ V_{qs1} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (II.9)$$

Ces équations peuvent être schématisées par la figure suivante :

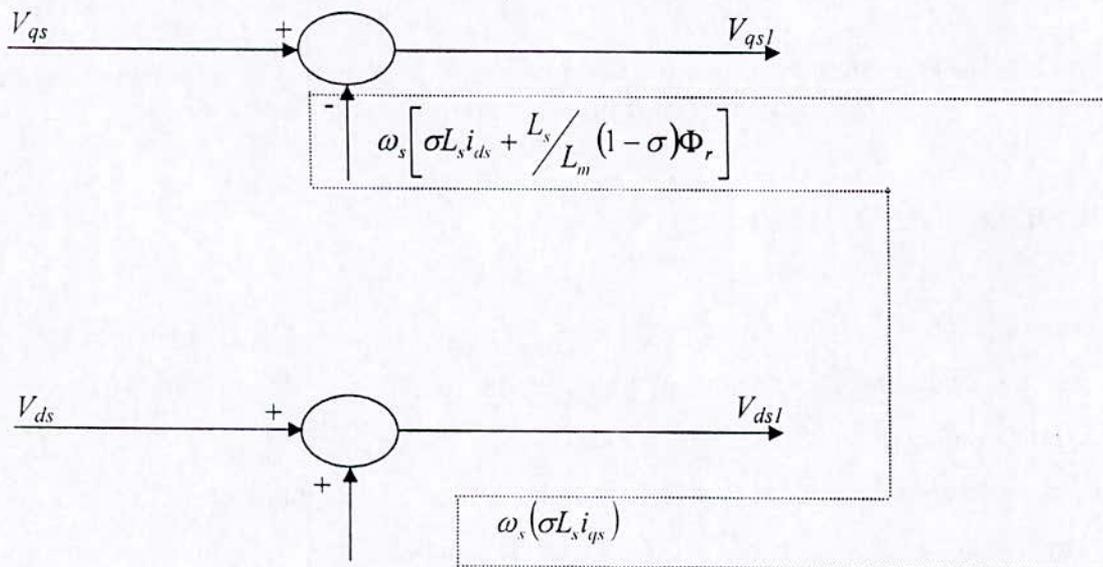


Fig-II-5-: Schéma de découplage

Le schéma global de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique en utilisant un estimateur du flux et de position est donnée par la figure (Fig-II-6).

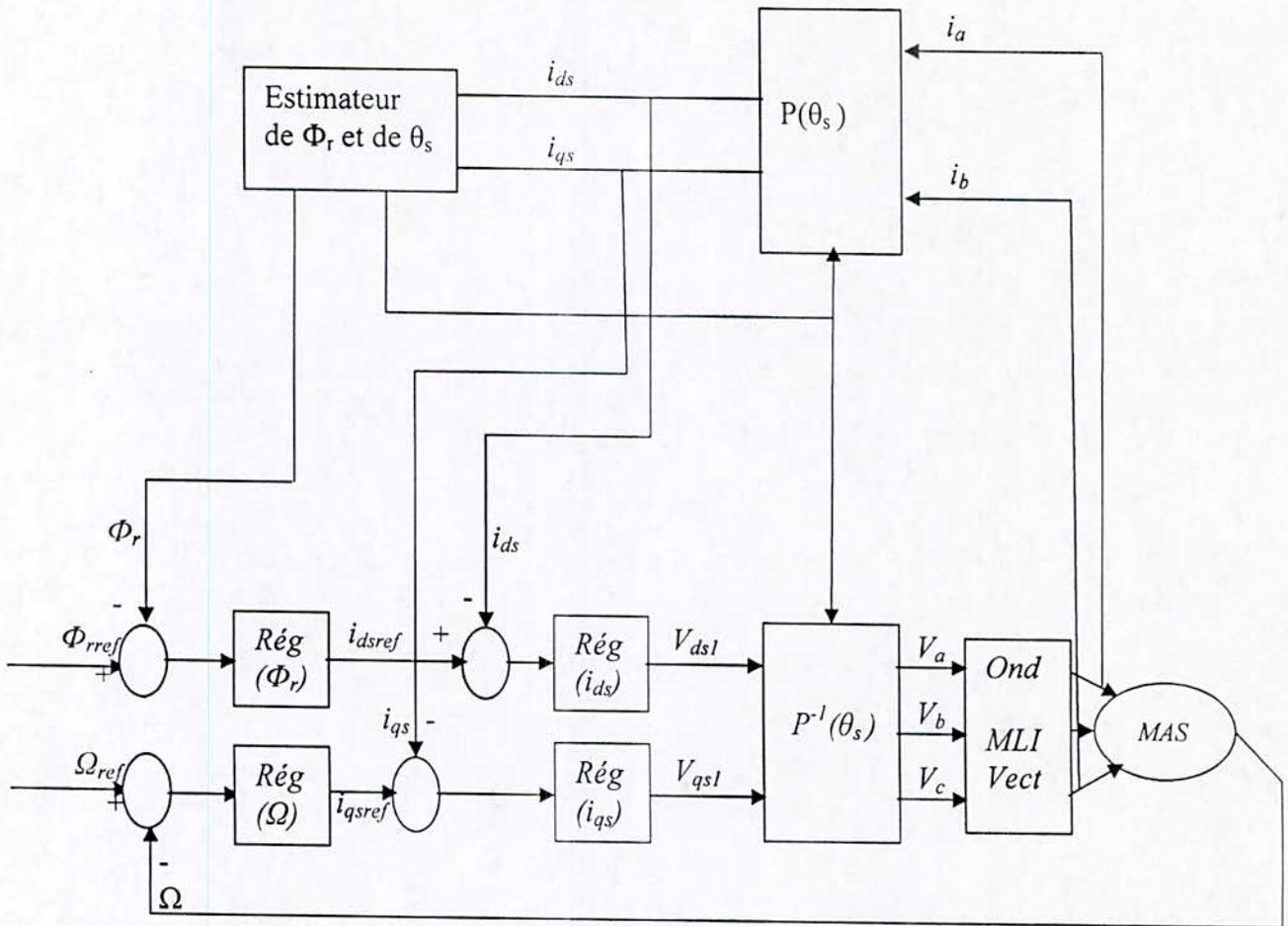


Fig-II-6-: Schéma synoptique de la commande directe par orientation du flux rotorique utilisant un estimateur du flux et du couple

II.5. SIMULATION NUMERIQUE

Le schéma de contrôle simulé est celui présenté à la figure (Fig-II-6-). La machine étant alimentée par un onduleur de tension à stratégie de modulation vectorielle à largeur d’impulsion dont l’indice de modulation est $m=36$.

Le flux de référence est donné par un bloc de défluxage. Ce bloc de défluxage est nécessaire car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse.

Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s’écrivent comme suite :

$$\phi_{rref} = \begin{cases} \phi_n & \text{Si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\phi_n \cdot \Omega_n}{\Omega} & \text{Si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \tag{II-10}$$

Pour assurer le couple de référence on utilisant un régulateur PI qui permet d'ajuster l'erreur entre la vitesse de référence et celle donnée par la machine telle que :

$$C_{emref} = \left(K_p + \frac{K_r}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) \quad (II-11)$$

II.6. INTERPRETATION

La figure (II-7) montre l'influence de la déviation de Tr de sa valeur prédite sur la réponse dynamique du réglage en boucle fermée par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Cette figure représente les réponses dynamiques du couple Cem , de vitesse Ω , du courant statorique i_a et du flux rotorique Φ_r lors du démarrage de la machine à vide puis application d'un couple résistant de $10N.m$ à $t=0.5s$.

Les résultats de simulation permettent de s'apercevoir que lors du démarrage à vide :

- le couple électromagnétique suit bien sa référence, il atteint au démarrage pendant le régime transitoire qui dure environ 0.5s, une valeur de 70N.m, puis tend à s'annuler.
- Le flux rotorique en quadrature est nul et le flux direct est égal au flux rotorique, qui est maintenu à 1Wb après 0.25s et qui suit bien sa référence (orientation du flux rotorique).
- La vitesse de rotation de la machine suit bien sa consigne initiale à savoir, 1000tr/mn.

Lors d'une application d'un couple résistant à partir de 0.5s on constate que :

- le couple électromagnétique répond à cette application, il augmente à la valeur de 10N.m.
- le flux rotorique n'est pas affecté par cette application, ce qui prouve le découplage réalisé par la commande vectorielle entre le flux et le couple.
- L'application d'un couple de charge n'affecte pas la vitesse de rotation souhaitée.

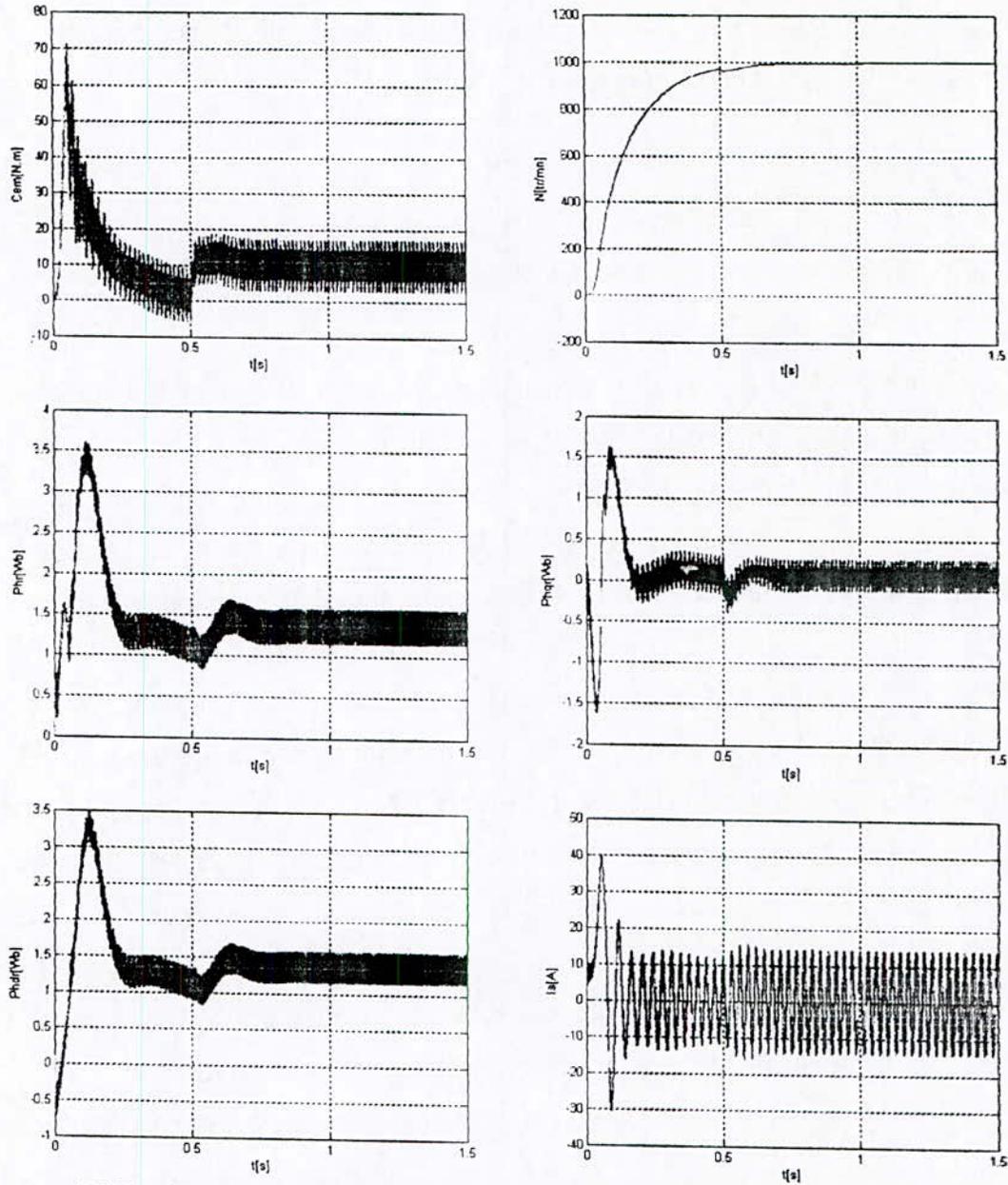


Figure –II-7- : Commande directe par orientation du flux rotorique avec application d'un couple résistant ($C_r = 10N.m$) à partir de 0.5s.

- (a) : Réponse du couple électromagnétique.
- (b) : Réponse de la vitesse mécanique.
- (c) : Réponse du flux rotorique.
- (d) : Réponse de la composante en quadrature du flux rotorique.
- (e) : Réponse de la composante en directe du flux rotorique.
- (f) : Réponse du courant de la phase statorique.

II.7. INFLUENCE DE LA CONSTANTE DU TEMPS DU ROTOR

La constante du temps du rotor T_r est un paramètre fondamental dans les méthodes de contrôle du flux, tant pour la méthode directe que la méthode indirecte. Le module et la phase du flux du rotor sont calculées en utilisant T_r . Avec la méthode directe, T_r intervient dans le modèle dynamique du flux.

Cette constante est difficilement mesurable et dépend des conditions de fonctionnement de la machine.

La température agit sur la résistance R_r [9] et la saturation agit sur l'inductance L_r [10]. Le découplage entre le couple et le flux sera très difficile à réaliser, par conséquent la dynamique sera très fortement affectée quand T_r varie [6].

II.7.1. Modèle mathématique du couple et du flux

Dans ce qui suit en vue de développer un modèle mathématique de commande du moteur qui prend en considération les variations des paramètres rotoriques, à savoir la résistance, l'inductance et la mutuelle inductance nous posons [11],[12].

$$\begin{cases} L_m = K_1 L_m^* \\ L_r = K_1 L_m^* + l_r \approx K_1 L_r^* \\ R_r = K_2 R_r^* \end{cases} \quad (II.12)$$

Avec : L_m et R_r : paramètres réels de la machine

L_m^* et R_r^* : valeurs utilisées dans la commande.

La valeur effective de la constante du temps T_r est donnée par :

$$T_r = \frac{K_1}{K_2} T_r^* = \rho T_r^* \quad (II.13)$$

Le bloc de découplage impose à la commande de l'onduleur les grandeurs V_{ds} , V_{qs} et ω_{gl} . En faisant abstraction des termes différentiels dans le système d'équation (II.9), nous obtenons les grandeurs estimées suivantes en régime permanent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{C}_{em} = p \frac{\dot{L}_m}{L_r} \dot{\phi}_r i_{qs} = p \frac{\dot{L}_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \\ \dot{\omega}_{gl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \\ \dot{\phi}_r = \dot{L}_m i_{ds} \end{array} \right. \quad (II.14)$$

A partir des équations du modèle de Park développées aux chapitre I, nous tirons les composantes directe et en quadrature du flux et du couple réel de la machine en régime permanent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{dr} = L_m \frac{i_{ds} + \omega_{gl} T_r i_{qs}}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2} \\ \phi_{qr} = L_m \frac{i_{qs} + \omega_{gl} T_r i_{ds}}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2} \\ C_{em} = \frac{PL_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qr} - \phi_{qr} i_{ds}) \end{array} \right. \quad (II.15)$$

Sachant que la valeur T_r imposée dans la commande est fixe et en tenant compte de (II.13) et (II.14) nous écrivons :

$$\omega_{gl} T_r = \frac{K_1 i_{qs}}{K_2 i_{ds}} = \rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (II.16)$$

D'ou, nous tirons les valeurs du couple et le module du flux rotorique :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = P \frac{k_1^2}{k_2} \left(\frac{\dot{L}_m}{L_r} \right)^2 i_{ds} i_{qs} \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \\ \phi_r = k_1 \dot{L}_m i_{ds} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}} \end{array} \right. \quad (II.17)$$

Les rapports du flux rotorique réel et du couple sur les valeurs estimées respectives sont :

$$\begin{cases} \frac{\phi_r}{\dot{\phi}_r} = k_1 \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}} \\ \frac{C_{em}}{\dot{C}_{em}} = k_1^2 \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}{k_2 \left(1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2\right)} = \frac{1}{k_2} \left(\frac{\phi_r}{\dot{\phi}_r}\right)^2 \end{cases} \quad (II.18)$$

Les expressions de l'erreur sur la composante directe et la valeur de la composante en quadrature du flux rotorique en fonction de ρ sont données par [11] :

$$\begin{cases} \Delta\phi_{dr} = \phi_{dr} - \dot{\phi}_r = k_1 \dot{\phi}_r \left(\frac{1 + \rho \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2} - 1 \right) \\ \phi_{qr} = L_m \frac{(1 - \rho)i_{qs}}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2} \end{cases} \quad (II.19)$$

II.7.2. Discussion

➤ si $\rho = 1$: $\begin{cases} \Delta\phi_r = 0 \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \Rightarrow \phi_r$ garde son module et sa phase et reste en phase avec l'axe d (Fig-II-9-a).

➤ si $\rho < 1$: $\begin{cases} \Delta\phi_{dr} = 0 \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \Rightarrow \phi_r$ augmente et s'oriente en avance par rapport à l'axe d (Fig-II -9-b).

➤ si $\rho > 1$: $\begin{cases} \Delta\phi_{dr} < 0 \\ \phi_{qr} < 0 \end{cases} \Rightarrow \phi_r$ diminue et s'oriente en arrière par rapport à l'axe d

(Fig-II-9-c).

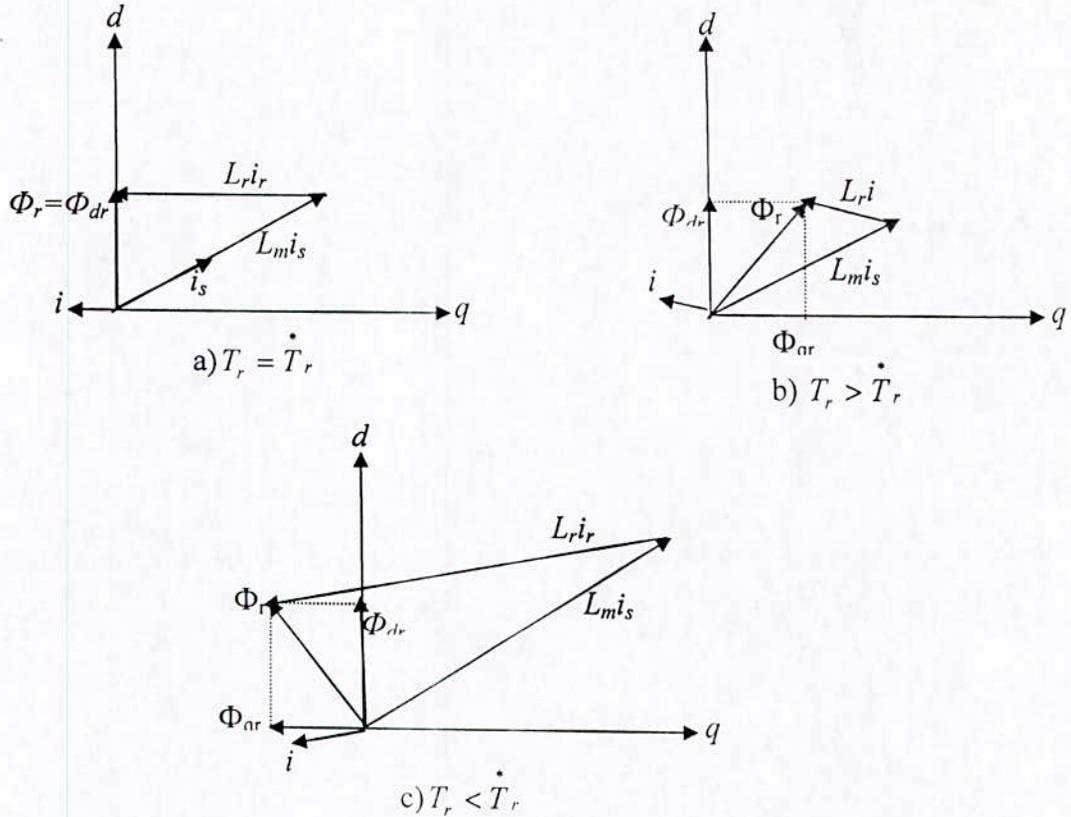


Fig-II-7-: Diagramme vectoriel d'orientation du flux avec variation de T_r

II.7.3. Interprétation

La dérivation de T_r de sa valeur prédit conduit à la création d'un composante en du quadrature du vecteur flux rotorique. Ce vecteur perd donc son orientation suivant l'axe d. nous pouvons s'attendre alors à une dégradation des performances de la commande vectorielle qui peut conduire à une instabilité du système quand l'erreur est importante.

II.8. Influence de la variation de T_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée

Nous avons aborder dans ce paragraphe, la structure de la commande vectorielle du moteur asynchrone qui fait apparaître les paramètres physiques de la machine. En pratique, il est montré que l'influence des la variation des paramètres physiques de la machine asynchrone

sur la constante de temps rotorique, se traduit par une variation de cette dernière de $\pm 50\%$ de sa valeur à température normale de fonctionnement[11].

Pour montrer l'influence de la constante de temps rotorique, nous avons étudié, par simulation, la sensibilité de la commande vectorielle en boucle fermée à une variation de $+50\%$ de la constante de temps rotorique par rapport à sa valeur nominale.

Les résultats de simulations sont donnés à la figure (II-8).

II.9. SIMULATION ET INTERPRETATION

La figure (II-8) montre l'influence de la déviation de T_r de sa valeur prédite sur la réponse dynamique du réglage en boucle fermée par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Cette figure représente les réponses dynamiques du couple C_{em} , de vitesse Ω , du courant statorique i_a et du flux rotorique Φ_r lors du démarrage de la machine à vide puis application d'un couple résistant de $10N.m$ à $t=0.5s$.

Nous provoquons une augmentation de 50% de T_r , nous constatons alors une déviation des grandeurs réelles de leurs valeurs de référence.

La vitesse de rotation subit également une petite perturbation, mais comme nous avons prévu un régulateur de vitesse, ce dernier l'oblige à suivre sa valeur de consigne ($1000tr/mn$).

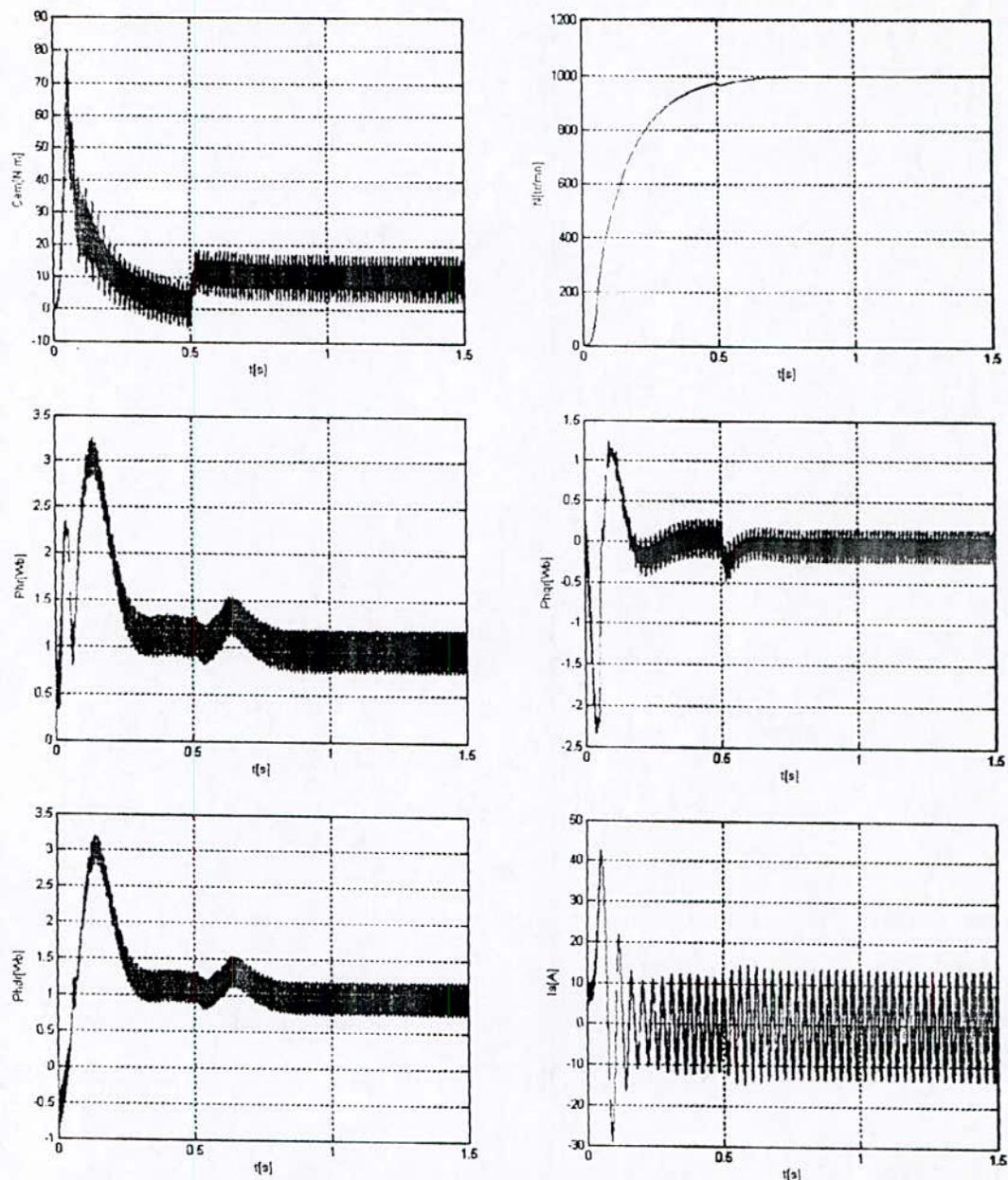


Figure -II-8- : Commande directe par orientation du flux rotorique avec application d'un couple résistant ($C_r = 10N.m$) à partir de 0.5s, avec variation de 50% de T_r .

- (c) : Réponse du couple électromagnétique.
- (d) : Réponse de la vitesse mécanique.
- (c) : Réponse du flux rotorique.
- (d) : Réponse de la composante en quadrature du flux rotorique.
- (e) : Réponse de la composante en directe du flux rotorique.
- (f) : Réponse du courant de la phase statorique.

II.10. LES REGULATEURS

Le régulateur PI est une mise en parallèle de deux actions : proportionnelle et intégrale (Fig-II-9-). Nous nous intéresserons à la régulation de vitesse, en supposant que l'orientation du flux est établie, c'est-à-dire, que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant statorique i_{qs} et que le flux rotorique est constant. Cette hypothèse nous permet d'exprimer le couple comme suit :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rréf} i_{qs} = K_e i_{qs} \quad (II.20)$$

$$\text{Avec : } K_e = P \frac{L_m}{L_r} \phi_{rréf}$$

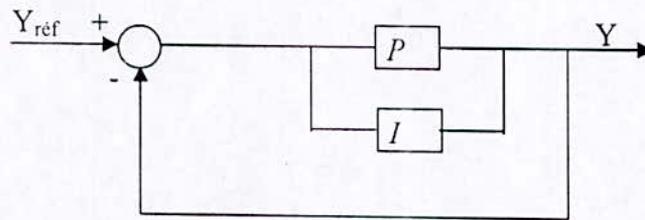


Fig-II-9-:Régulateur PI.

II.11. CALCUL DES PARAMETRES DES REGULATEURS PI

La machine étant découplée selon deux axes d et q, la régulation sur chacun des deux axes est faite par deux boucles, l'une interne plus rapide qu'une autre externe.

II.11.1. La régulation suivant l'axe d :

➤ Régulation du courant i_{ds} :

De l'équation (II-8) nous pouvons écrire:

$$i_{ds} = \frac{a.V_{ds} - e_q}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (II.21)$$

$$\text{Avec : } a = \frac{1}{\sigma L_s} ; c = \frac{L_m^2}{\sigma L L_{rs}^2} ; e_q = c \frac{R_r}{L_m} \Phi_r + \omega_s i_{qs}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte, pour $e_q = 0$, est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{i_{ds}}{V_{ds}} = \frac{a}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (II.22)$$

En ajoutant un régulateur *PI* de fonction de transfert :

$$F_{\text{rég}id} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{K_{pd}}}{s} \quad (II.23)$$

Alors la boucle de régulation globale se présente comme suit :

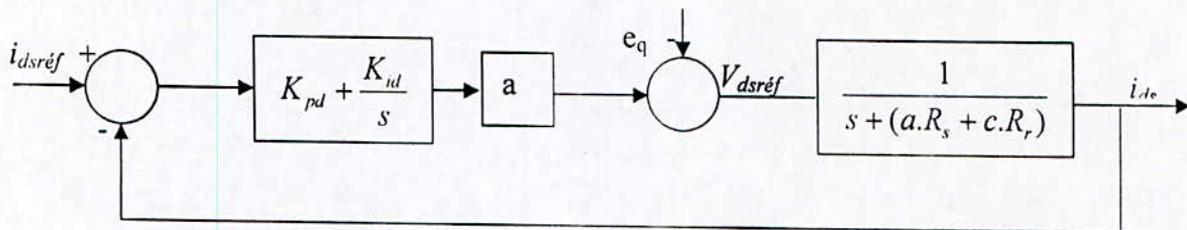


Fig-II-10-: Boucle de régulation du courant i_{ds}

La fonction de transfert globale sera :

$$F_{ids} = K_{pd} \frac{s + \frac{K_{id}}{K_{pd}}}{s} \cdot \frac{a}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (II.24)$$

et en utilisant la méthode de compensation de pôle on aura :

$$\frac{K_{id}}{K_{pd}} = a..R_s + c.R_r \quad (II.25)$$

et la fonction de transfert se simplifie à :

$$F_{ids} = \frac{a.K_{pd}}{s} \tag{II.26}$$

en boucle fermée on aura :

$$F_{ids(fermée)} = \frac{F_{ids}}{1 + F_{ids}} = K_{pd} \frac{1}{1 + \frac{s}{a.K_{pd}}} \tag{II.27}$$

Le temps de réponse en boucle fermée du système est :

$$\tau = \frac{1}{a..K_{pd}} \tag{II.28}$$

La constante de temps électrique statorique étant $T_s=57.8 \text{ ms}$, et afin d'améliorer la dynamique du système, un temps de réponse pour le mode électrique de $\tau = 2 \text{ ms}$ sera choisi, on aura donc :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{1}{a.\tau} \\ K_{id} = K_{pd}(a.R_s + c.R_r) \end{cases} \tag{II.29}$$

➤ Régulation du flux Φ_r :

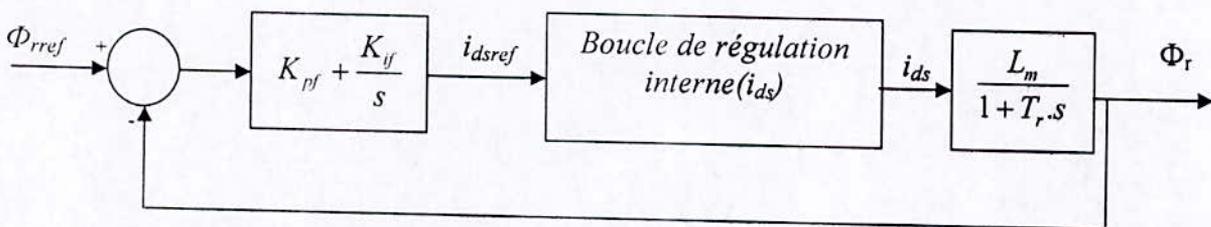


Fig-II-11-: Boucle de régulation du flux Φ_r

Pour la boucle externe du flux le calcul se fera de la même manière. Sachant que la boucle interne plus rapide a déjà atteint la valeur de référence désirée, la fonction de transfert en boucle ouverte est, d'après la figure (II-11), donnée par :

$$F_{\Phi_r} = K_{pf} \frac{s + \frac{K_{if}}{K_{pf}} \frac{L_m}{T_r}}{s} \cdot \frac{\frac{L_m}{T_r}}{s + \frac{1}{T_r}} \quad (II.30)$$

Après compensation du pôle dominant $\left(\frac{1}{T_r} = \frac{K_{if}}{K_{pf}}\right)$, le temps de réponse en boucle fermée sera de $\left(\frac{T_r}{K_{pf} L_m}\right)$, et celui-ci sera choisi dix fois plus grand que le temps de réponse de la boucle interne pour permettre à la boucle interne de courant d'atteindre la valeur de référence $\tau_f = 10 \cdot \tau$.

Les paramètres du régulateur seront donc :

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{T_r}{L_m \cdot 10 \cdot \tau} \\ K_{if} = \frac{K_{pf}}{T_r} \end{cases} \quad (II.31)$$

II.11.2. La régulation suivant l'axe q :

➤ Régulation du courant i_{qs} :

De l'équation (II.8) on peut écrire :

$$i_{qs} = \frac{a V_{qs} - e_d}{s + (a R_s + c R_r)} \quad (II.32)$$

$$\text{Avec : } e_d = a \omega_r \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s i_{ds}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_l \Omega_r = C_{em} - C_r$$

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_{réf} i_{qs} = K_e i_{qs}$$

et

$$K_e = P \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rréf}$$

On remarque que le couple est commandé uniquement par i_{qs} . La fonction de transfert en boucle ouverte externe est :

$$\frac{\Omega}{i_{qs}} = \frac{K_e}{Js + f_1} \quad (II.33)$$

De l'équation (II.34), on remarque qu'une action sur i_{qs} prend un certain retard par rapport à V_{qs} . Ce qui nécessite une boucle de régulation interne pour le courant i_{qs} .

En insérant un régulateur *PI* de fonction de transfert :

$$F_{rég_{iqs}} = K_{pq} \frac{s + \frac{K_{iq}}{s}}{s} \quad (II.34)$$

La boucle de régulation globale se présente comme suit :

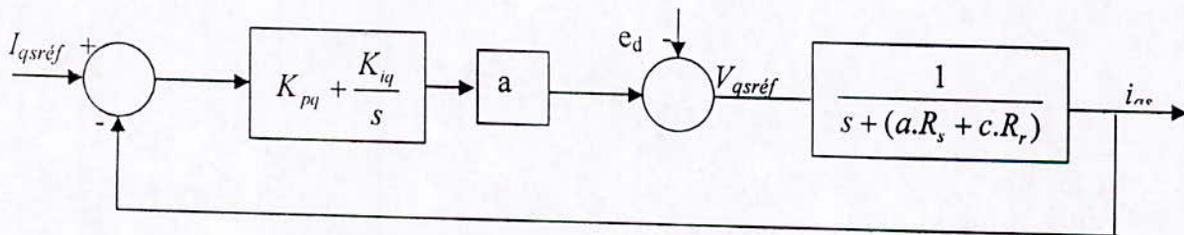


Fig-II-12-: Boucle de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert de la boucle interne sera alors :

$$F_{iqs} = K_{pq} \frac{s + \frac{K_{iq}}{s}}{s} \cdot \frac{a}{s + (a.R_s + c.R_r)} \quad (II.35)$$

Et en utilisant comme précédemment la méthode de compensation de pôle on aura :

$$\frac{K_{iq}}{K_{pq}} = a.R_s + c.R_r \quad (II.36)$$

D'où la fonction de transfert se simplifie à :

$$F_{iqs} = \frac{a.K_{pq}}{s} \quad (II.37)$$

En boucle fermée la fonction de transfert est :

$$F_{iqs(\text{fermée})} = \frac{F_{iqs}}{1 + F_{iqs}} = K_{pq} \frac{1}{1 + \frac{s}{a.K_{pq}}} \quad (II.38)$$

Le temps de réponse du système est :

$$\tau = \frac{1}{a.K_{pq}} \quad (II.39)$$

En choisissant $\tau = 2 \text{ ms}$, on aura :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{1}{a.\tau} \\ K_{iq} = K_{pq}(a.R_s + c.R_r) \end{cases} \quad (II.40)$$

➤ Régulation de la vitesse Ω :

Le temps de réponse de la boucle externe doit être plus important que celui de la boucle interne car il faut, que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence. On prend donc le temps de réponse 50 fois plus grand que pour le courant.

En insérant un régulateur *PI* de fonction de transfert :

$$F_{r\Omega} = K_{p\Omega} \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{s}}{s} \quad (II.41)$$

La boucle de régulation globale se présente comme suit sur la figure (Fig-II-13-) :

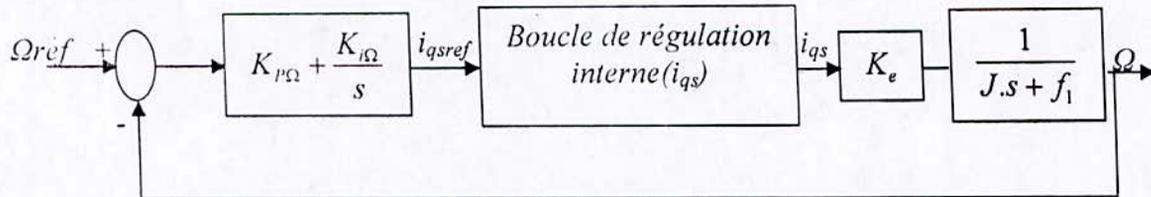


Fig-II-13-: Boucle de régulation de la vitesse Ω

En considérant le courant i_{qs} parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle externe est la suivante :

$$F_{\Omega r} = K_{p\Omega} \frac{s + \frac{K_{i\Omega}}{s}}{s} \cdot \frac{K_e \cdot i_{qs}}{J.s + f_1} \quad (II.42)$$

En utilisant la méthode de compensation de pôles, on aura :

$$\frac{f_1}{J} = \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \quad (II.43)$$

La fonction de transfert ainsi simplifiée est :

$$F_{\Omega r} = \frac{K_e \cdot K_{p\Omega} \cdot i_{qs}}{J.s} \quad (II.44)$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera alors :

$$F_{\Omega r(\text{fermée})} = \frac{1}{1 + \frac{J}{K_e \cdot K_{p\Omega} \cdot i_{qs}} \cdot s} \quad (II.45)$$

Les paramètres du régulateur seront donc :

$$\tau_{\Omega} = 50 \cdot \tau = \frac{J}{K_e \cdot K_{p\Omega}} \Rightarrow \begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{J}{K_e \cdot 50 \cdot \tau} \\ K_{i\Omega} = \frac{K_{p\Omega} \cdot f_1}{J} \end{cases} \quad (II.46)$$

II.12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le modèle en tension de la machine asynchrone triphasée, et nous avons appliqué le découplage par orientation du flux rotorique sur ce modèle pour ses avantages par rapport aux autres (orientation du flux statorique, magnétisant).

Avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone, qui est limité en fonctionnement à des conditions bien précis, à cause de l'utilisation des régulateurs PI.

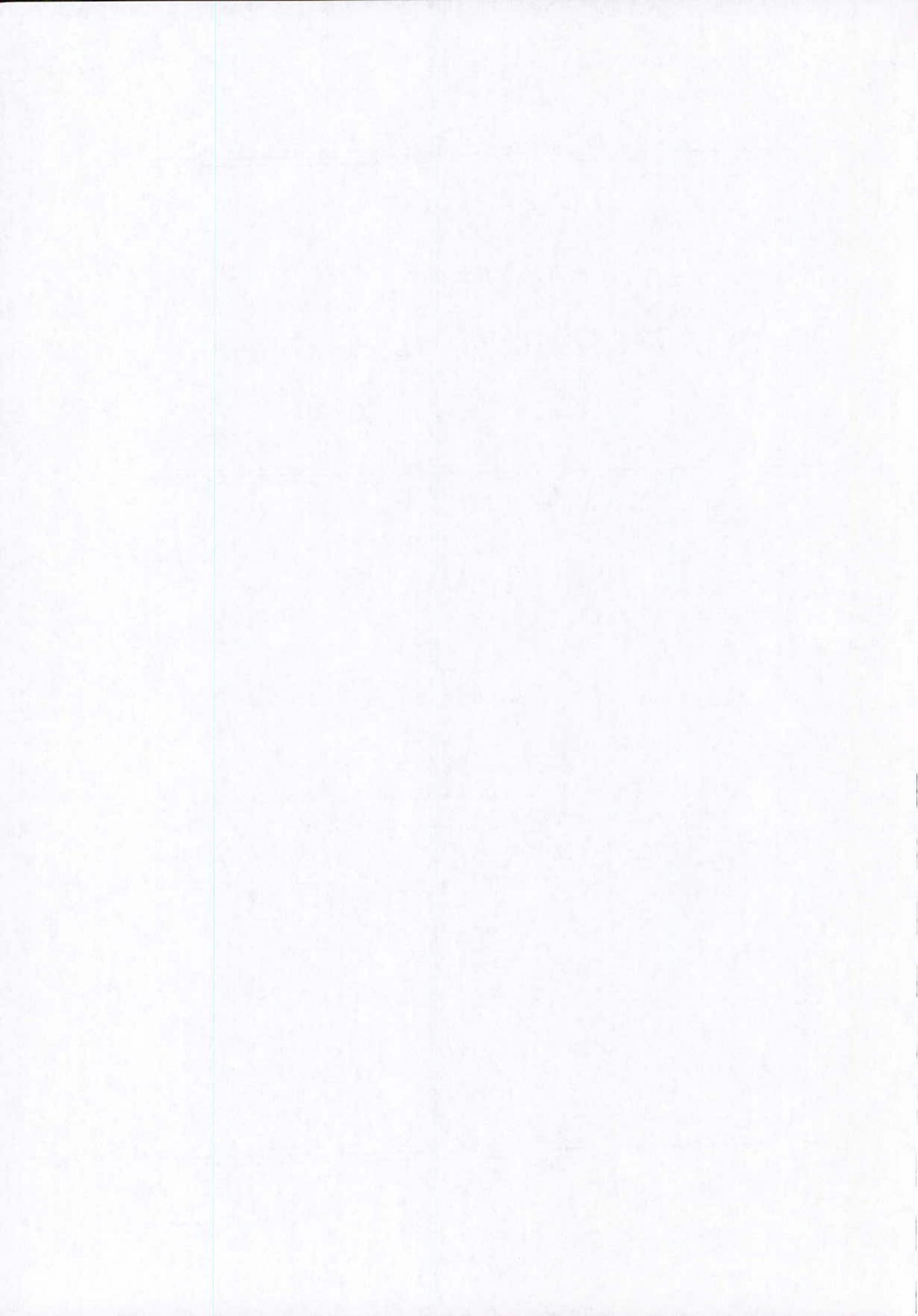
D'après l'étude de l'influence de la constante du temps rotorique nous avons montré la non robustesse de la commande vectorielle.

CHAPITRE-III-

TEST DE ROBUSTESSE

Résumé

Afin d'appliquer les techniques de la commande vectorielle en pratique, un test de robustesse vis-à-vis les différentes variations des paramètres physiques est proposé dans ce chapitre.



III.1. INTRODUCTION

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être dues soit à l'imprécision des paramètres physiques de la machine (problème d'identification), soit à la simplification de la dynamique du modèle (problème de modélisation).

Dans cette partie, l'étude portera sur l'incertitude des paramètres rotoriques et les paramètres mécaniques, en variant les valeurs de R_r , L_r , C_r et J . Comme lors de l'étude des paramètres physiques de la machine se traduit par une augmentation ou une diminution de $\pm 50\%$ pour les résistances et de $\pm 20\%$ pour les inductances, de leurs valeurs initiales à température normale de fonctionnement. Donc, afin de vérifier la robustesse des algorithmes de commande calculés, des simulations ont été faites, avec des différentes valeurs de résistances, d'inductances rotoriques ainsi que différentes valeurs de couple résistant et du moment d'inertie. Si une variation de 50% des résistances et de 20% des inductances n'influent pas sur le comportement de la machine, nous pouvons donc dire que la commande utilisée est robuste, si non, elle sera considérée non robuste, et une solution à ce problème doit être proposée.

III.2. TEST DE ROBUSTESSE

Nous proposons dans ce chapitre l'étude de la robustesse de la commande vectorielle. Nous procédons, aux tests de robustesse vis-à-vis des différents paramètres séparément, à savoir les paramètres rotoriques et mécaniques.

III.2.1. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques :

Les figures (III-1) et (III-2), représentent les variations de 30% de la résistance rotorique (R_r) et de 20% de l'inductance (L_r).

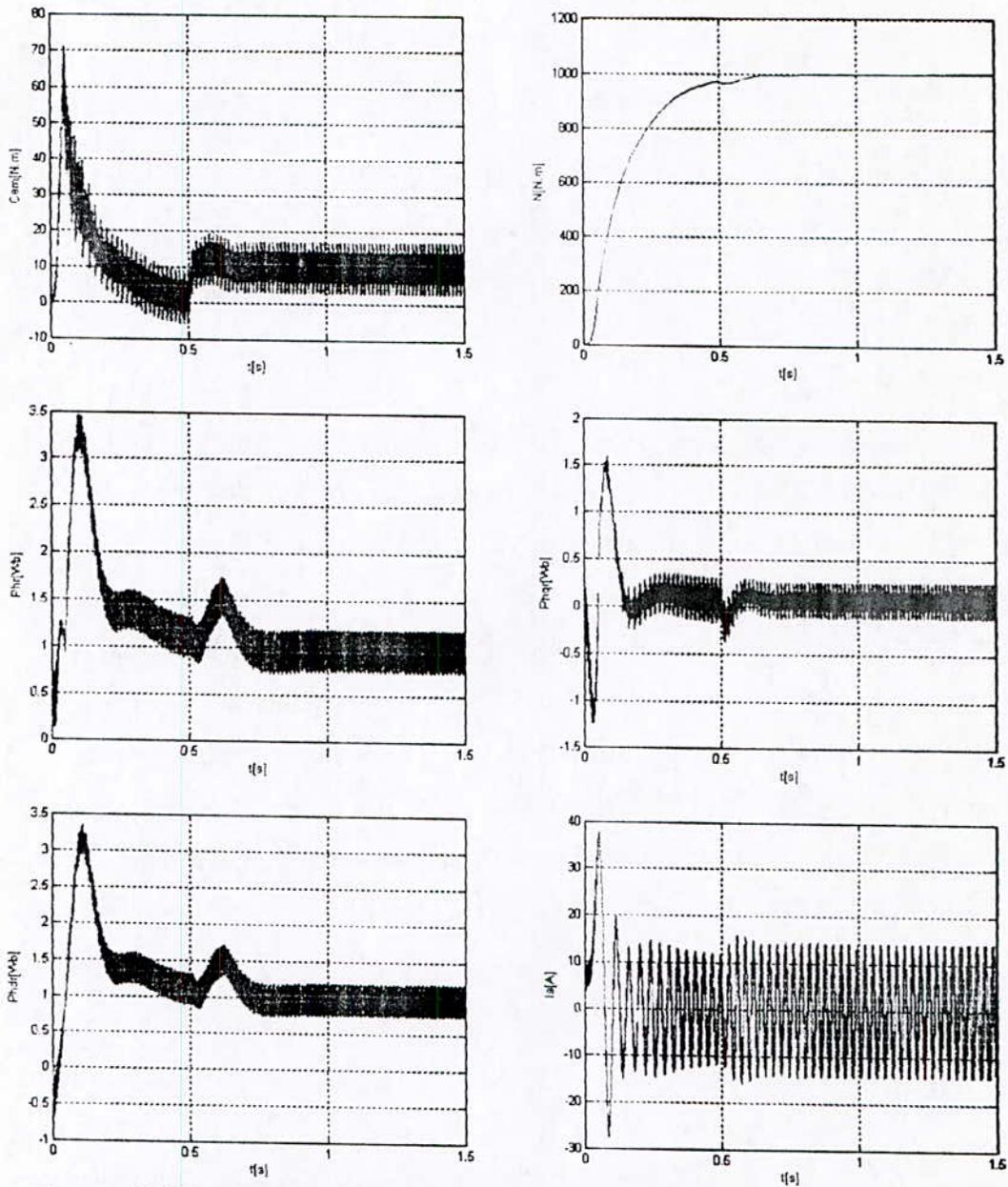


Figure -III-1- : Performance du moteur asynchrone commandé par la commande vectorielle avec une variation de 30% de la résistance rotorique.

- (a) : Réponse du couple électromagnétique.
- (b) : Réponse de la vitesse mécanique.
- (c) : Réponse du flux rotorique.
- (d) : Réponse de la composante en quadrature du flux rotorique.
- (e) : Réponse de la composante en directe du flux rotorique.
- (f) : Réponse du courant de la phase statorique.

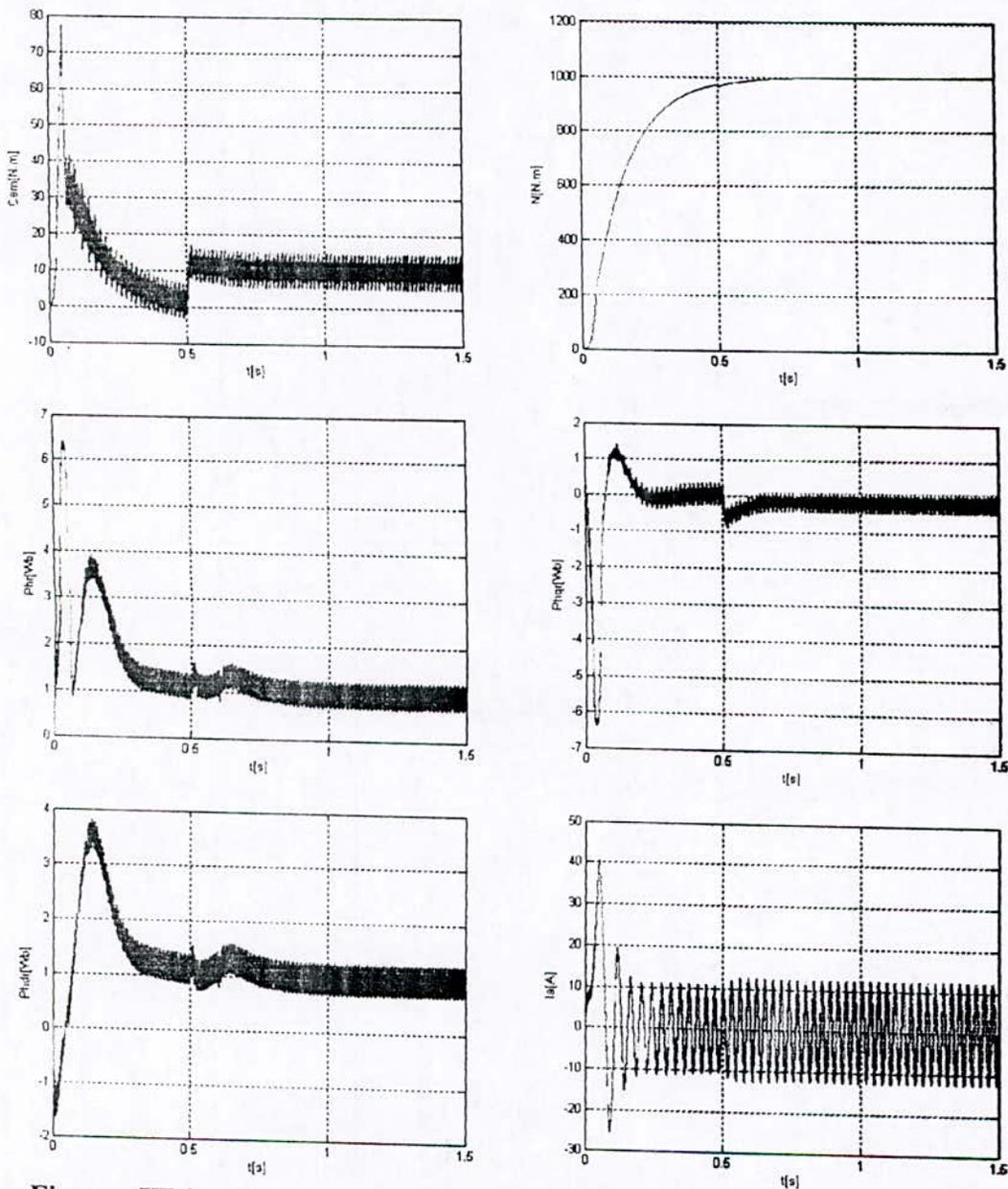


Figure -III-2- : Performance du moteur asynchrone commandé par la commande vectorielle avec une variation de 20% de l'inductance rotorique.

- (c) : Réponse du couple électromagnétique.
- (d) : Réponse de la vitesse mécanique.
- (c) : Réponse du flux rotorique.
- (d) : Réponse de la composante en quadrature du flux rotorique.
- (e) : Réponse de la composante en directe du flux rotorique.
- (f) : Réponse du courant de la phase statorique.

III.2.2. Test de robustesse vis-à-vis des variations des paramètres mécaniques :

Les figures (III-3) et (III-4), représentent une variation de 50% du moment d'inertie (J) et de 100% du couple résistant (Cr) .

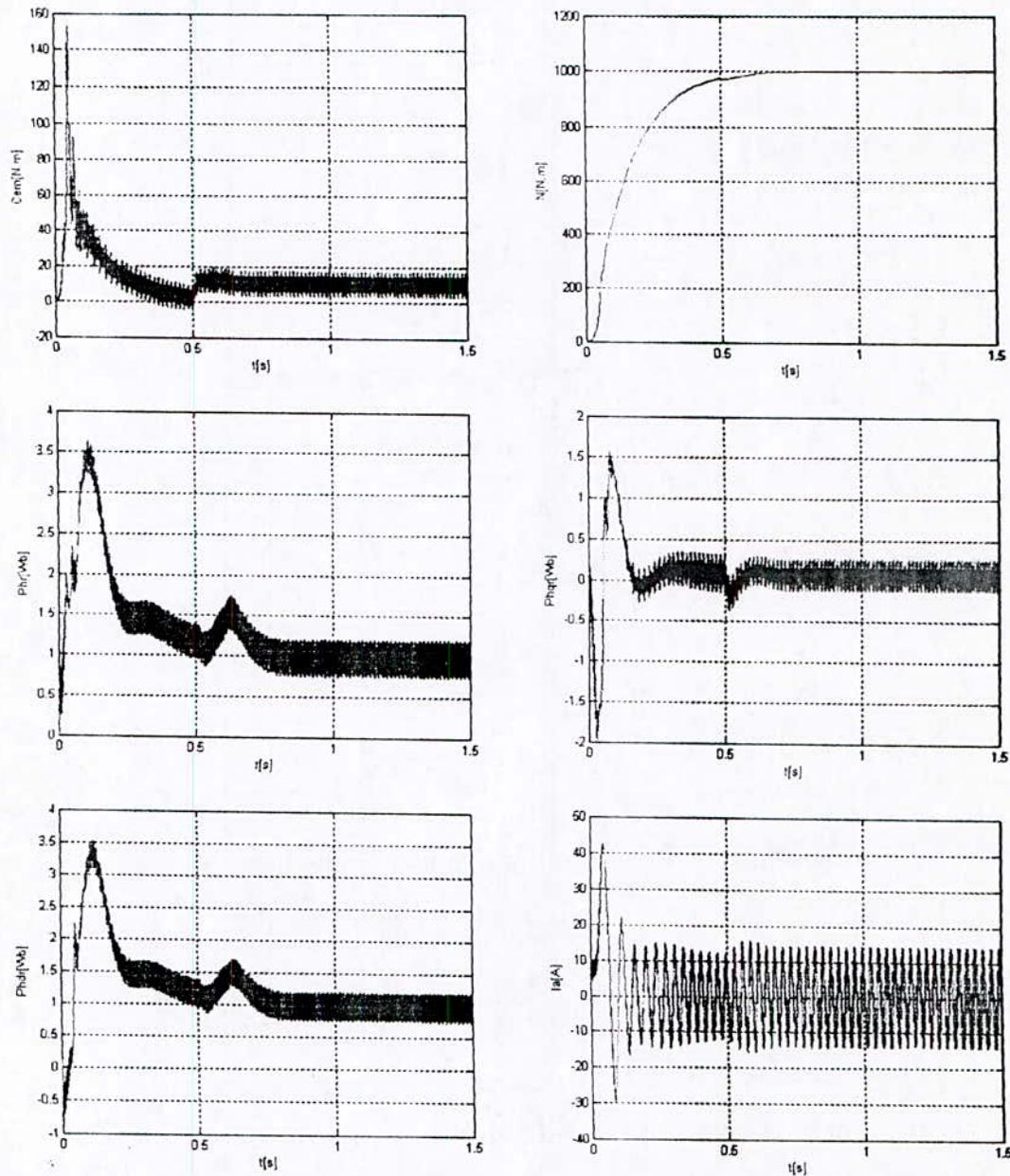


Figure –III-3- : Performance du moteur asynchrone commandé par la commande vectorielle avec une variation de 50% du moment d'inertie (J).

- (e) : Réponse du couple électromagnétique.
- (f) : Réponse de la vitesse mécanique.
- (c) : Réponse du flux rotorique.
- (d) : Réponse de la composante en quadrature du flux rotorique.
- (e) : Réponse de la composante en directe du flux rotorique.
- (f) : Réponse du courant de la phase statorique.

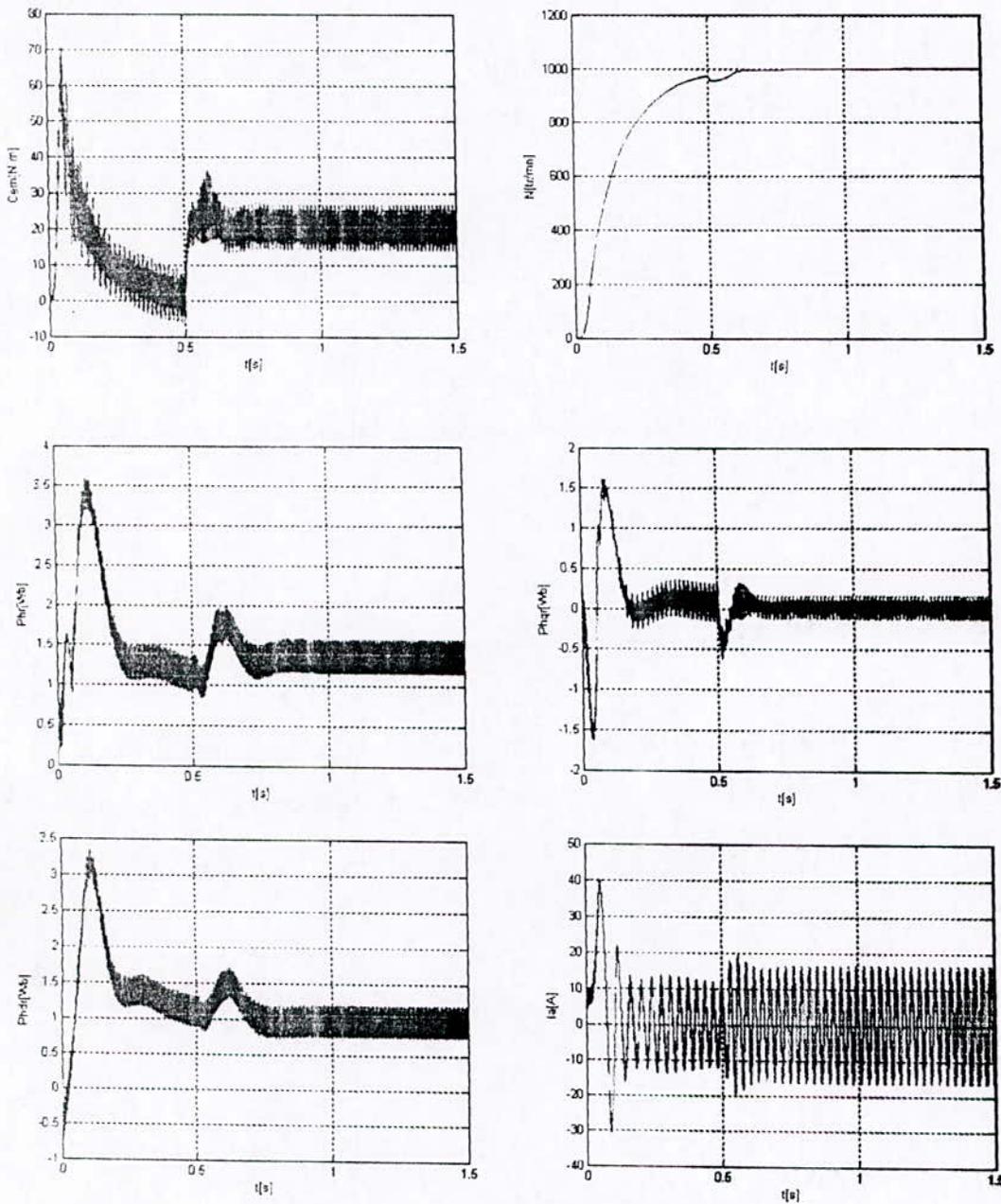


Figure -III-4 : Performance du moteur asynchrone commandé par la commande vectorielle avec une variation de 100% du couple résistant.

- (g) : Réponse du couple électromagnétique.
- (h) : Réponse de la vitesse mécanique.
- (c) : Réponse du flux rotorique.
- (d) : Réponse de la composante en quadrature du flux rotorique.
- (e) : Réponse de la composante en directe du flux rotorique.
- (f) : Réponse du courant de la phase statorique.

III.2.3. INTERPRETATION

Les graphes des figures (III-1) et (III-2) représentent les caractéristiques du moteur, contrôlé par la commande vectorielle ($r=0.8$), avec des variations des paramètres rotoriques.

Constatons qu'à partir d'une variation de 30% de la résistance rotorique (R_r), et 20% de l'inductance (L_r). Nous perdons le découplage. La commande est considérée donc, non robuste vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques.

Pour remédier à ce problème, une adaptation de la constante de temps rotorique demeure nécessaire.

Les graphes (III-3) et (III-4) illustrent les performances du moteur asynchrone, contrôlé par la commande vectorielle ($r=0.8$), avec les variations des paramètres mécaniques.

Constatons que les variations de 50% du moment d'inertie et de 100% du couple résistant n'influent pas sur les performances du moteur. Le découplage étant toujours maintenu et les grandeurs à commander suivent très bien les valeurs de consignes. Donc cette commande est robuste vis-à-vis les variations des paramètres mécaniques.

III.2.3. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié la robustesse de la commande vectorielle à flux rotorique orienté pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension.

On a conclu que cette commande est non robuste pour la variation des paramètres rotoriques, et elle est robuste pour la variation des paramètres rotoriques.

***CONCLUSION
GENERALE***

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude des performances d'une machine asynchrone triphasée commandée par la méthode du flux orienté alimentée par un onduleur à deux niveaux.

Afin d'aborder cette étude, nous avons élaboré en premier lieu un modèle de l'association convertisseur statique – machine. Pour y parvenir, nous avons appliqué la transformation de PARK. il est à noter que nous avons utilisé un changement de variables de telle manière que le modèle n'introduit pas des constantes difficilement identifiables.

Nous avons utilisé la stratégie de commande de modélisation à largeur d'impulsion vectorielle pour commander l'onduleur. Nous avons montré d'après les résultats de simulation le fort couplage entre les variables internes de la machine asynchrone (flux et couple).

La commande vectorielle par orientation du flux est un outil de contrôle fort intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle à courant continu.

La méthode de contrôle directe permet d'obtenir une commande du flux et du couple découplées comme pour une machine à courant continu à excitation séparée. Ce découplage permet d'obtenir de très bonnes réponses de l'entraînement en régime dynamique. Néanmoins, cette méthode été très sensible aux variations des paramètres de la machine.

L'étude de l'influence de la constante de temps rotorique sur la commande vectorielle, nous a permis de justifier la perte de l'orientation du flux suivant l'axe prévu. Les résultats de simulation montrent bien que l'on a réalisé une orientation au niveau du flux rotorique, mais cette orientation est perdue si la machine subit une saturation ou un échauffement.

Annexe AParamètres de la MAS

Les paramètres de la machine asynchrone à cage d'écureuil que nous avons utilisé dans nos simulations sont :

➤ Puissance nominale :	1.1 kW
➤ Tension nominale :	230/400 V
➤ Vitesse nominale :	1410 tr/mn
➤ Fréquence :	50 Hz
➤ Courant nominale :	3.64/6.31A
➤ Résistance d'une phase statorique :Rs	4.85 Ω
➤ Résistance d'une phase rotorique :Rr	3.805 Ω
➤ Inductance cyclique statorique :Ls	0.274 H
➤ Inductance cyclique rotorique :Lr	0.274 H
➤ Mutuelle cyclique stator-rotor :Lm	0.258 H
➤ Nombres de paires de poles :p	2
➤ Moment d'inertie :J	0.031 kg.m²
➤ Coefficient de frottement :f ₁	0.001136 kg.m²/S
➤ Rendement nominale :η _n	0.78
➤ Facteur de puissance nominale :Fp	0.8

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. Barazane, « *Commande vectorielle de la MAS alimentée en courant* », Thèse de Magister ENP, 1993.
- [2] A. Bensaid, A. Djahbar, « *Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension* », P.F.E, Dépt. De Génie Electrique, ENP, 1995.
- [3] A. Addid, Y. Boufedehe, « *Etude d'une cascade à onduleur à cinq niveaux : Application à la conduite d'une MAS* », P.F.E, Dépt. De Génie Electrique, ENP, 1999.
- [4] H. Gheraria, « *Modélisation et commande d'un onduleur NPC à sept niveaux : Application à la conduite d'une MAS* », Thèse de Magister, Dépt. de génie Electrique, ENP, 1999.
- [5] C. Dahmani, N. Sidahmed, « *Commande en cascade par mode de glissement de la MAS alimentée en tension* », P.F.E, USTHB, Dépt, d'Electrotechnique, 1995.
- [6] K. Yazid, « *Commande vectorielle de la MAS avec prise en compte des variations de la constante de temps rotorique* », Thèse de Magister, USTHB, juillet 1996.
- [7] F. Benamor, S. Meradi, « *Commande par mode de glissement de la MAS alimentée en tension avec orientation du champ* », PFE, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1996.
- [8] B. Bahar, S. Abdelmalek, « *Commande de vitesse et de position d'une MAS triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC* », PFE, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1999.
- [9] K. Brahmi, K. Gherbi, « *Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en tension* », PFE, USTHB, Dépt. d'Electrotechnique, 1995.
- [10] D. Alliaoui, D. Lalili, « *Influence de la saturation magnétique sur la commande vectorielle d'une MAS alimentée en tension* », PFE, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1997.
- [11] M. O. Mahmoudi, « *Sur la commande de la MAS alimentée en tension. Etude de l'étage d'alimentation de la MAS ; commande par mode de glissement avec orientation du champ* », Thèse de Doctorat d'état en Génie Electrique, ENP, 1999.
- [12] M. O. Mahmoudi, N. Madani, M. F. Benkhoris, F. Boudjemaa, « *Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive* », The European Physical Journal Applied Physics, N°7, EDP, Sciences 99, pp. 217-225, Sept. 1999.

In this modest work one studied the performances of the vectorial ordering of the asynchronous machines with the use of a new strategy of ordering of vectorial –inverters MLI -, in order to lead to a very simple model of the asynchronous machine similar to the machine with D.C. current.

Key words: Vectorial order, three-phase Inverter, asynchronous Machine, vectorial MLI.

Dans ce modeste travail on a étudié les performances de la commande vectorielle des machines asynchrones avec l'utilisation d'une nouvelle stratégie de commande des onduleurs –MLI vectorielle-, afin d'aboutir à un modèle très simple de la machine asynchrone similaire à la machine à courant continu.

Mots clés : Commande vectorielle, Onduleur triphasé, Machine asynchrone, MLI vectorielle.

قمنا في هذا العمل المتواضع بدراسة فعالية التحكم الشعاعي للمحركات اللامتزامنة، مع استعمال تقنية جديدة في التحكم بالموجات الثلاثية الطور، ألا وهي MLI الشعاعية بهدف الوصول إلى نموذج جد بسيط للمحركات اللامتزامنة شبيهه بمحركات التيار المستمر.

كلمات مفتاحية : التحكم الشعاعي، موج ثلاثي الأطوار، المحركات اللامتزامنة، MLI الشعاعية.