

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

جامعة فرحات عباس سطيف

UNIVERSITE FERHAT ABBAS — SETIF

UFAS (ALGERIE)

Mémoire

Présenté au département d'Electrotechnique
Faculté de Technologie

Pour obtenir le diplôme

De Master en électrotechnique

Option : commande électrique

Par

DJALDI ILYES

Thème

*Performance de la commande directe du couple
d'une machine asynchrone*

Soutenue le 29/06/2011 devant la commission d'examen composée de :

HACHEMI Mebrouk

docteur à l'Université de Sétif

Président

SAIFI Rabie

M A. B. à l'Université de Sétif

Encadreur

HAMLA Hicham

M A. A. à l'Université de Sétif

Examineur



Remerciement



Je remercie tout d'abord Allah.

*Ce travail a été réalisé sous la direction de **Mr SAIFI RABIE**,
qui je le remercie pour toute l'aide qu'il me donné.*

*Je remercie également les membres de jury d'avoir accepté de juger
notre travail.*

*Je remercie aussi tous ceux qui ont participés de près ou de loin à
l'élaboration de ce mémoire.*

*Je remercie aussi tous les enseignants du département
d'électrotechnique pour leurs appuis scientifiques et humains.*





Dédicace

*Au nom Allah Je dédie ce modeste mémoire à mes trèschers parents qui
ont su me soutenir tout au long de mes études, parfois m'ont réconforté
dans les moments difficiles, et qui sans eux je n'aurai pu effectuer ce
travail.*



Je dédie ce modeste travail :

A ma très cher sœur

A mes très chers frères : abd elkarim et fahim

et a tous mes enseignants

et à tous mes amis



Notation et symboles

s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement.
$[M]$	Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator rotor
$[L_{rr}]$	Matrice des inductances rotoriques
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statoriques
$[P(\theta_{obs})]$	La matrice de transformation directe de Park.
R_s	Résistances d'enroulements statoriques.
R_r	Résistances d'enroulements rotoriques.
L_s, L_r	Inductance propre du stator et du rotor, respectivement.
j	complexe imaginaire
J	Moment d'inertie des masses tournantes
$T_r = L_r / R_r$	Constante de temps rotorique
Ω	Vitesse du rotor
$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$	Coefficient de dispersion
ω	Pulsation mécanique
ω_s	Pulsation du stator
ω_r	Pulsation du glissement (des courants rotoriques).
p	Nombre de paire de pôles
C_r	Couple de charge
C_{em}	Couple électromagnétique
f	Coefficient de frottement visqueux.
\otimes	Signe de produit vectoriel
\bar{V}_s	Vecteur complexe de tension statorique
\bar{V}_r	Vecteur complexe de tension rotorique

\bar{i}_s	Vecteur complexe du courant statorique
\bar{i}_r	Vecteur complexe du courant rotorique
$\overline{\Phi}_s$	Vecteur complexe du flux statorique
$\overline{\Phi}_r$	Vecteur complexe du flux rotorique
\wedge	Signe pour valeur estimée
$*$	Signe pour valeur de référence
(α, β)	Axes correspondant au référentiel lié au stator.
(d, q)	Axes du système biphasé.
FTBO	fonction de transfert en boucle ouvert
FTBF	fonction de transfert en boucle fermé
MLI	Modulation de largeur impulsion
g	glissement
MAS	Machine asynchrone
CV OFR	Commande vectorielle par orientation de flux rotorique
PI	Régulateur Proportionnel, Intégral.
DTC	Commande directe du couple.

Liste des figures :

Fig1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	3
Fig 1.2 passage d'un repère (a b c) vers un repère (d -q).....	5
Fig 1.3 Schéma représentatif d'un onduleur de tension.....	7
Fig1.4 comparateur ou détecteur de seuil	9
fig1.5 comparaison des caractéristiques obtenues avec et sans l'onduleur de tension à pleine onde	10
Fig1.6 comparateur à deux seuils	11
fig1.7 comparaison des caractéristiques obtenues avec et sans l'onduleur de tension à MLI naturelle, pour une fréquence de découpage de 1KHZ.....	13
fig1.8 comparaison des caractéristiques obtenues avec et sans l'onduleur de tension à MLI naturelle, pour une fréquence de découpage de 2 KHZ	14
Fig 2.1 Principe de la commande vectorielle.	16
Fig 2.2 Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	17
Fig 2.3 Schéma fonctionnel du contrôle du couple et du flux	21
Fig 2.4 Organisation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté	22
Fig 2.5 schéma fonctionnel du contrôle du flux.....	22
Fig 2.6 Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{ds}	23
Fig 2.7 schéma fonctionnel du contrôle de vitesse avec filtre	24
Fig 2.8 Résultats de simulation de la CV lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge.....	26
Fig 2.9 Réponse du système lors de l'inversion de sens de vitesse.	27
Fig 2.10 Réponse dynamique de la machine lors de la variation des paramètres	28
Fig 3.1 l'évolution de l'extrémité de $\overline{\Phi_s}$	30
Fig 3.2 Choix du vecteur tension.....	32
Fig 3.3 correcteur de flux à hystérésis et la sélection des vecteurs de tensions	34
Fig 3.4 correcteur de couple à hystérésis à trois niveaux	35
Fig 3.5 Structure générale de la commande directe de couple (DTC).....	36
Fig 3.6 Résultats de simulation de la CV lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge	37
Fig 3.7 Réponse du système lors de l'inversion de sens de vitesse	38
Fig 3.8 Réponse dynamique de la machine lors de la variation des paramètres.....	39
Fig 3.9 Résultats de simulation CVOFR & DTC lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge.....	40
Fig 3.10 Résultats de simulation CVOFR & DTC lors de l'inversion du sens de rotation	41
Fig 3.11 Résultats de simulation CVOFR & DTC lors de variation paramétrique	42

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre 1: Modélisation de l'Association Machine Asynchrone-onduleur	
1.1 Introduction	2
1.2 Parties principales de la machine asynchrone	2
1.3 Modélisation triphasée du moteur a induction	2
1.3.1 Hypothèses de travail	3
1.3.2 Equation électriques	3
1.3.3 Equations Magnétiques	4
1.3.4 Equations Mécaniques	4
1.4 Transformation de Park	4
1.5 Modélisation de l'onduleur triphasé	7
1.6 Simulation du groupe onduleur-machine asynchrone	9
1.6.1 Cas de l'onduleur de tension à pleine onde	9
1.6.1.1 Résultat de simulation	10
1.6.1.2 Interprétation des résultats de simulation	10
1.6.2 Cas de l'onduleur de tension à MLI	11
1.6.2.1 Résultat de simulation	12
1.6.2.2 Interprétation des résultats de simulation	14
1.7 Conclusion	14
Chapitre 2 : Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique	
2.1 Introduction	15
2.2 Principe de la commande vectorielle	15
2.3 Méthodes de commande vectorielle	16
2.3.1 Commande vectorielle directe	16
2.3.2 Commande vectorielle indirecte	17
2.4 Commande vectorielle par orientation du flux	17
2.5 Les estimateurs pour la commande vectorielle	19
2.6 Le processus électrique	20
2.7 Schéma global de la commande	21

2.8 Calculs des régulateurs	22
2.8.1 Calcul du régulateur de flux	22
2.8.2 Calcul du régulateur de courant statorique I_{sd}	23
2.8.3 Calcul du régulateur de courant statorique I_{sq}	24
2.8.4 Calcul du régulateur de vitesse	24
2.9 Résultats de simulation	25
2.9.1 Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge	25
2.9.2 Inversion du sens de rotation	26
2.9.3 Variation paramétrique	27
2.10 Conclusion	28
 Chapitre 3 : Commande directe du couple	
3.1 Introduction	29
3.2 Principe de la commande directe de couple(DTC)	29
3.3 Contrôle de flux et de couple électromagnétique	30
3.3.1 Contrôle du flux statorique	30
3.3.2 Contrôle du couple électromagnétique	31
3.4 Sélection de vecteur de tension	31
3.5 Estimateurs	33
3.5.1 Estimation du flux statorique	33
3.5.2 Estimation du couple électromagnétique	33
3.6 Elaboration du vecteur de commande	33
3.6.1 Le correcteur de flux	33
3.6.2 Le correcteur de couple	34
3.7 Elaboration de la table de vérité	35
3.8 Structure générale de la commande directe du couple(DTC).....	36
3.9 Résultat de simulation	36
3.9.1 Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge	36
3.9.2 Inversion du sens de rotation	37
3.9.3 Variation paramétrique	38

3.10 Comparaison entre«CVOFR»et la«DTC»d’une machine asynchrone	39
3.10.1 Comparaison au niveau de démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge	40
3.10.2 Comparaison au niveau d’inversion du sens de rotation.....	41
3.10.3 Comparaison au niveau de variation paramétrique	42
3.10.4 Discussion	43
3.11 Conclusion	43
Conclusion générale	44
Annexe	
Bibliographie	

Introduction générale :

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence du découplage naturelle entre le stator et le rotor donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait on aura la difficulté de sa commande.[1]

Les entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en génie électrique, qui regroupe les connaissances dans plusieurs secteurs : machine électrique, électronique de puissance, théorie de commande, microcontrôleurs et microprocesseurs, etc.

Les récents développements dans ces disciplines poussent l'entraînement à vitesse variable à un niveau de développement sans précédent, où l'on peut avoir des systèmes de commande de haute performance avec à la fois plus de fiabilité et de moindres coûts.

Dans le domaine de l'électronique de puissance, l'apparition sur le marché de nouveaux interrupteurs de puissance (GTO, MOSFET, IGBT) et la mise en œuvre de configurations avec de meilleurs circuits de commutation permettent de concevoir des onduleurs très efficaces à prix compétitifs, pour alimenter des moteurs asynchrones.

Dans le domaine des technologies des microprocesseurs, les architectures et les mémoires, permettent d'implanter en temps réel les algorithmes les plus sophistiqués.

Dans le domaine de la théorie de commande, plusieurs techniques performantes ont trouvé leurs applications dans une vaste gamme d'applications (la Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique, la commande directe du couple et etc...).[2]

Le principe de ce travail, l'étude des performances de la commande directe des couples d'une machine asynchrone.

En présente dans ce mémoire trois chapitres :

- ✓ Dans le premier chapitre, on a exposé une modélisation de la machine asynchrone s'appuyant sur la transformation de Park. Le choix de la modélisation vectorielle permet une simplification du modèle classique. On a exposé aussi une modélisation de l'onduleur triphasée. Nous effectuons des simulations en SIMULINK sous MATLAB.
- ✓ Dans le deuxième chapitre, on présentera la commande vectorielle par orientation du flux rotorique du moteur à induction alimenté en tension. Les résultats de simulation de la machine asynchrone commandée par cette technique seront notamment présentés, les avantages et les inconvénients de cette technique seront également discutés.
- ✓ Dans le troisième chapitre, on présentera La commande directe du couple de la machine asynchrone et dernièrement une comparaison entre la commande vectoriel par orientation du flux rotorique et la commande directe du couple.

En fin une conclusion générale permettra de rassembler un certain nombre de remarques nécessaires.

Chapitre 1: Modélisation de l'Association Machine Asynchrone-onduleur

1.1 Introduction:

Le moteur à induction ou le moteur asynchrone est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage, réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple robuste et facile à construire. L'élaboration de son modèle mathématique devient indispensable pour l'étude du régime de fonctionnement transitoire et permanent. Le choix d'un modèle de représentation qu'il soit formel ou issu d'une identification, se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser. [3]

Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à (modulation de largeur d'impulsion) MLI sont proposés comme solution avancée de dépollution des réseaux électriques. En effet, les redresseurs à MLI peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

Dans ce chapitre nous allons présenter la modélisation vectorielle du moteur à induction et la modélisation de l'onduleur triphasé va être présentée en premier lieu. Puis, aura lieu une simulation comparative du comportement du moteur à induction alimentée, une fois par une source triphasée sinusoïdale (sans l'onduleur) et une autre fois par un onduleur de tension (par un onduleur de tension à pleine onde et une deuxième fois par un onduleur de tension MLI).

1.2 Parties principales de la machine asynchrone :

Le moteur d'induction triphasé comprend deux parties : le stator (fixe) et le rotor (tournant).

- ✓ Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de toles identiques qui constituent un cylindre vide ,ces toles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé .
- ✓ Le rotor se compose d'un cylindre de toles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs.[4]

1.3 Modélisation triphasée du moteur a induction :

La mise en œuvre d'une commande performante pour un actionneur asynchrone nécessite l'utilisation d'un modèle représentant fidèlement le comportement dynamique du moteur asynchrone. En effet, les commandes modernes de la machine asynchrone nécessitent la connaissance à tout instant du module et de l'argument du flux rotorique, estimés à l'aide du modèle dynamique de la machine.[5]

1.3.1 Hypothèses de travail :

Les principales hypothèses classiques et simplificatrices adoptées , pour modéliser la machine à induction sont :

- ✓ La parfaite symétrie de la machine.
- ✓ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.
- ✓ L'effet de peau négligeable.
- ✓ La machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées.
- ✓ L'entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable.
- ✓ L'induction dans l'entrefer à répartition sinusoïdale

Ces hypothèses signifient que les comportements électriques et magnétiques de la machine à induction sont supposés linéaires. Représentée schématiquement comme indiqué la **fig1.1**

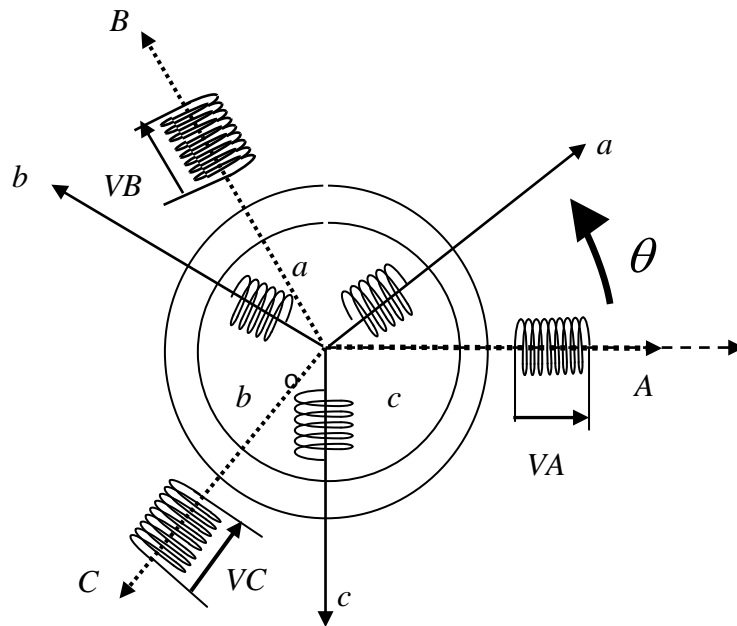


Fig1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

1.3.2 Equation électriques :

La loi de Faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages, avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (1.1)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (1.2)$$

$$\text{Avec : } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \text{ Vecteur de tensions statoriques} \quad [V_r] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} : \text{ Vecteur de tensions rotoriques}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} : \text{ Vecteur de courants statoriques.} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} : \text{ Vecteur de courants rotoriques.}$$

1.3.3 Equations Magnétiques :

Avec les hypothèses précédentes, la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par l'équation matricielle suivante :

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

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (1.4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix} : \text{ Vecteur de flux statoriques} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \text{ vecteur de flux rotoriques}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

1.3.4 Equations Mécaniques :

L'équation dynamique du moteur asynchrone s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (1.6)$$

1.4 Transformation de Park :

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme des machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulement de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulement équivalent du point de vue électrique et magnétique .

Aussi cette transformation pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation. [6]

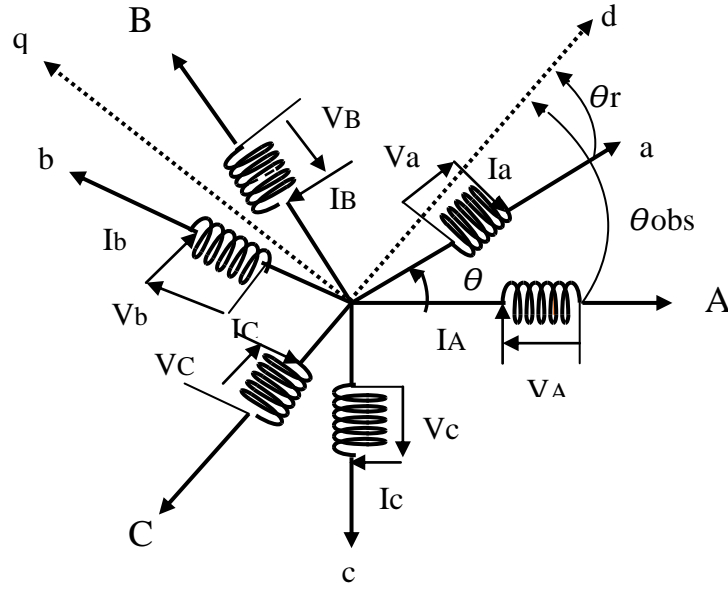


Fig 1.2 passage d'un repère (a b c) vers un repère (d -q)

La transformation d'un enroulement triphasé en enroulement biphasée, en tenant compte de l'égalité de puissances, cette transformation est définie par la matrice de Park :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = [P]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}$$

Avec :

X : Grandeur physique représente le vecteur (tension, courant ou flux).

[p] : la matrice de passage direct de Park.

$$[P(\theta_{obs})] = K * \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$[P(\theta_{obs})]^{-1} = K * \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$K = \frac{2}{3}$ pour une représentation vectorielle conservant les amplitudes

$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une représentation vectorielle conservant la puissance

Cette dernière valeur qui sera utilisée dans ce chapitre.

θ_{obs} : Angle d'observation (l'angle de rotation du repère)

L'utilisation de la représentation complexe permet de simplifier l'écriture :

$$[\bar{V}_s] = [R_s] \cdot [\bar{I}_s] + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_s] + j\omega_s \Phi_s \quad (1.7)$$

$$[\bar{V}_r] = [R_r] \cdot [\bar{I}_r] + \frac{d}{dt} [\bar{\Phi}_r] + j(\omega_s - \omega) \Phi_r \quad (1.8)$$

$$[\bar{\Phi}_s] = [L_{ss}] \cdot [\bar{I}_s] + [M] [\bar{I}_r] \quad (1.9)$$

$$[\bar{\Phi}_r] = [L_{rr}] \cdot [\bar{I}_r] + [M] [\bar{I}_s] \quad (1.10)$$

Nous avons $[\bar{V}_r] = 0$ (rotor en court_circuit).

En choisissant comme variable d'état le courant statique et le flux rotorique, les équations électriques et électromagnétiques deviennent respectivement

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{i}_s = \left(-\frac{R_t}{\sigma L_s} - j\omega_s \right) \bar{i}_s + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_s \\ \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r = \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \left(-\frac{1}{T_r} - j\omega_r \right) \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (1.11)$$

Avec : R_t : Résistance totale ramenée au stator. $R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r$

σ : coefficient de dispersion . $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$

Les équations mécaniques associées s'expriment alors par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \text{Im}(\bar{i}_s \otimes \bar{\Phi}_r) \quad (1.12)$$

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J_r} (C_{em} - C_r) - f\Omega \quad (1.13)$$

Dans le cas d'un repère (α, β) fixe lié au stator, les équations électriques et électromagnétiques sont données par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{i}_s = \left(-\frac{R_t}{\sigma L_s} \right) \bar{i}_s + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_s \\ \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r = \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega_r \right) \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (1.14)$$

Nous pouvons alors écrire l'équation d'état linéaire suivante :

$$\bar{X} = AX + BU$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \bar{i}_s \\ \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \\ \frac{M}{T_r} & \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega_r \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{\Phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \end{bmatrix} * [\bar{V}_s] \quad (1.15)$$

1.5 Modélisation de l'onduleur triphasé :

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue alternative. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors.[7]

L'onduleur de tension que nous projetons de modéliser est un onduleur à deux niveaux constitué de six cellules de commutation **Fig1.3** :

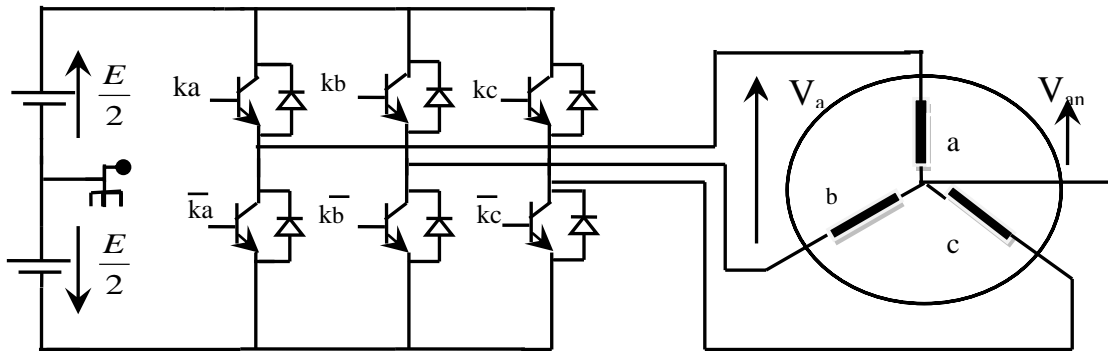


Fig 1.3 Schéma représentatif d'un onduleur de tension

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} les interrupteurs K_a et \bar{K}_a, K_b et \bar{K}_b, K_c et \bar{K}_c doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les tensions de sortie de l'onduleur sont par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée n_0 . [8] Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois

bras par l'intermédiaire des signaux de commande. La convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante :

$$\begin{cases} k_i = 1 & \text{si l'interrupteur du haut est fermé et du bas ouvert} \\ k_i = 0 & \text{si l'interrupteur du haut est ouvert et du bas fermé} \end{cases}$$

Donc on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)E \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)E \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)E \end{cases} \quad (1.16)$$

Les tensions composées sont obtenues à partir des tensions de sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ V_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ V_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (1.17)$$

Les tensions composées ont une somme nulle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (1.18)$$

Donc on peut écrire les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ba} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (1.19)$$

Elles peuvent également s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension de la charge par rapport au $\ll n_0 \gg$:

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (1.20)$$

En remplaçant (1.20) dans (1.17), on obtient :

$$\begin{cases} V_{ab} = \frac{1}{3}(2V_{an0} - V_{bn0} - V_{cn0}) \\ V_{bc} = \frac{1}{3}(-V_{an0} + 2V_{bn0} - V_{cn0}) \\ V_{ca} = \frac{1}{3}(-V_{an0} - V_{bn0} + 2V_{cn0}) \end{cases} \quad (1.21)$$

Par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif et on aura alors :

$$[V_{AC}] = [T][V_{DC}]$$

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$[V_{AC}] = [V_{an} V_{bn} V_{cn}]^T$: Tension alternative.

$[V_{DC}] = [V_{an_0} V_{bn_0} V_{cn_0}]^T$: Tension continu

1.6 Simulation du groupe onduleur-machine asynchrone :

Dans un souci de montrer le coté « positif » du découpage à MLI (élimination des harmoniques de rangs inférieurs), on a jugé utile de commencer d'abord par l'onduleur de tension à pleine onde.[9]

1.6.1 Cas de l'onduleur de tension à pleine onde:

L'onduleur de tension à pleine onde fonctionne à 180° , c'est-à-dire ses interrupteurs commutent à $\frac{T_s}{2}$, et $T_s = \frac{1}{f_s}$ ou f_s est la fréquence de travail de la MAS. Cet onduleur est réglable en fréquence et amplitude [2].

Notons que V_{mod} correspond à l'indice d'amplitude pour lequel on a obtenu le fondamental de la pleine onde de valeur efficace 220V

La valeur indiquée de l'indice d'amplitude est 0.91.

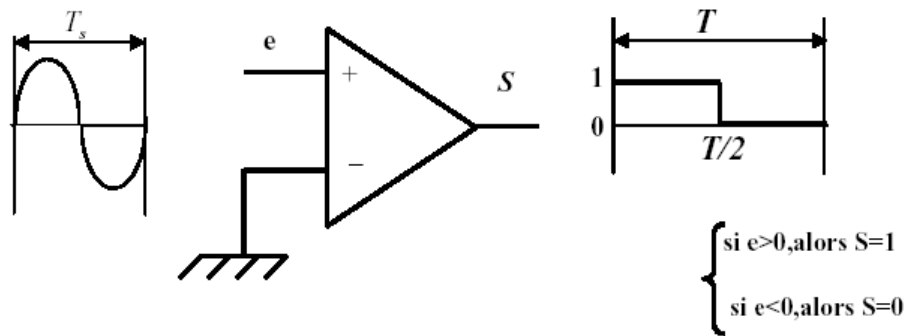


Fig1.4 comparateur ou détecteur de seuil

L'onduleur à pleine onde est bien évidemment à fréquence et amplitude réglables [10].

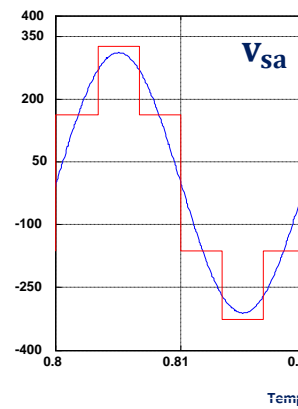
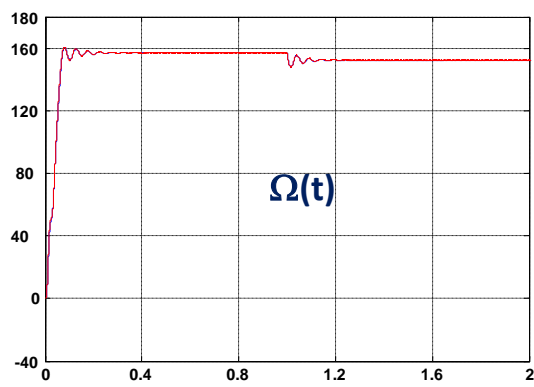
La **fig1.5** rassemblent les résultats d'une simulation comparative du comportement du moteur à induction alimentée, une fois par une source triphasée sinusoïdale (sans onduleur) et une autre fois par un onduleur de tension à pleine onde . Il s'agit d'une comparaison des caractéristiques du couple, de la vitesse et du courant statorique pour un démarrage à vide sous une tension de 220V et une fréquence de 50 Hz entre :

- ✓ le cas d'une alimentation sinusoïdale de la MAS (sans onduleur)
- ✓ le cas d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à pleine onde réglable en fréquence et en amplitude.

1.6.1.1 Résultat de simulation :

— Avec onduleur

— Sans onduleur



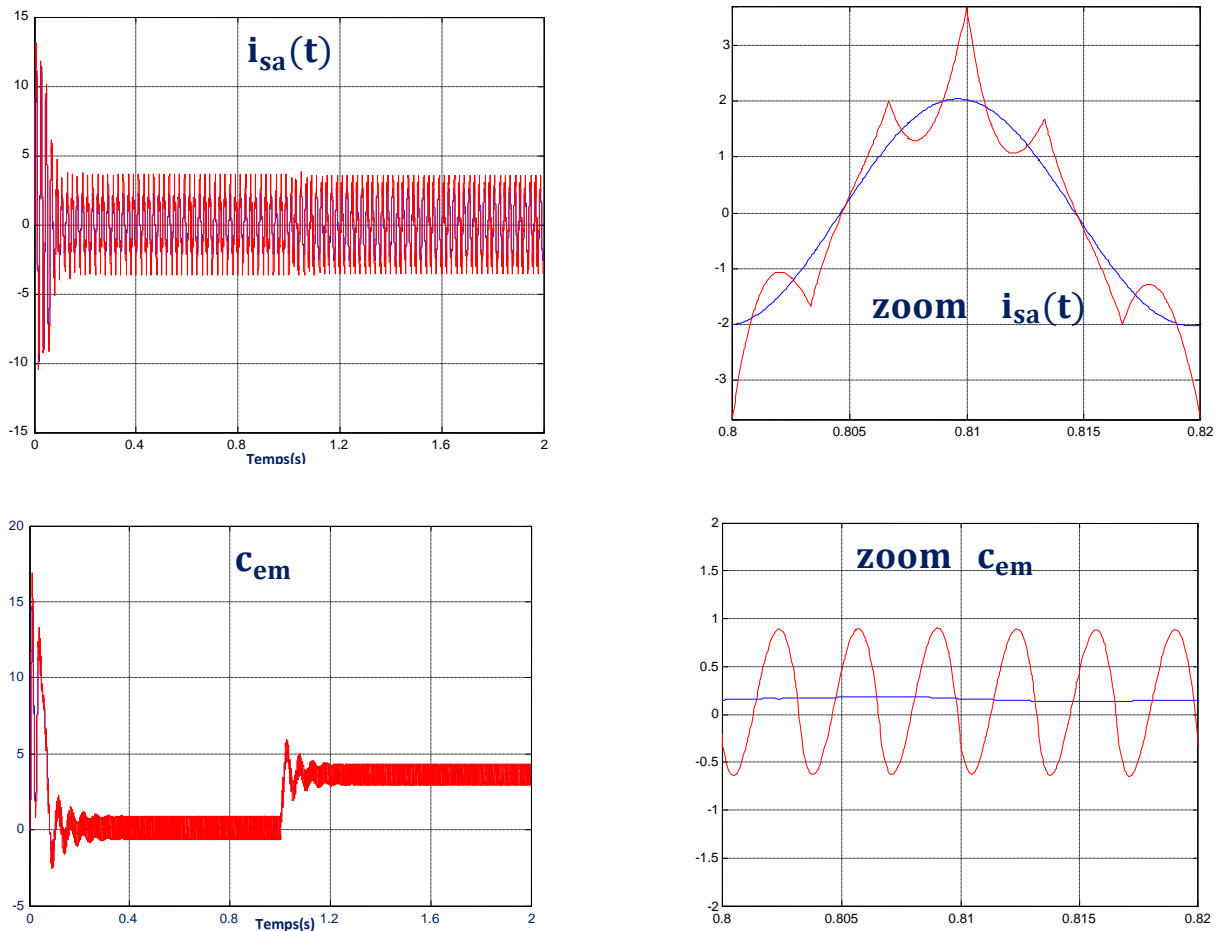


fig1.5 comparaison des caractéristiques obtenues avec et sans l'onduleur de tension à pleine ond.

1.6.1.2 Interprétation des résultats de simulation :

- ✓ Nous remarquons qu'effectivement des impulsions carrées positives sont transformées par la matrice [T] en grandeurs alternatives, en présence de l'onduleur de tension.
- ✓ Les deux vitesses sont tout à fait confondues.
- ✓ Le courant est bruité et présentent des pics de commutation.
- ✓ Le couple présente des pulsations qui sont liées aux harmoniques de courant.

1.6.2 Cas de l'onduleur de tension à MLI :

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz.[11]

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- ✓ le premier qui est appelé signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence .
- ✓ le second qui est appelé signal de la porteuse définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (*HF*) par rapport au signal de référence.

Le comparateur à deux seuils est présenté sur la **fig1.6**.

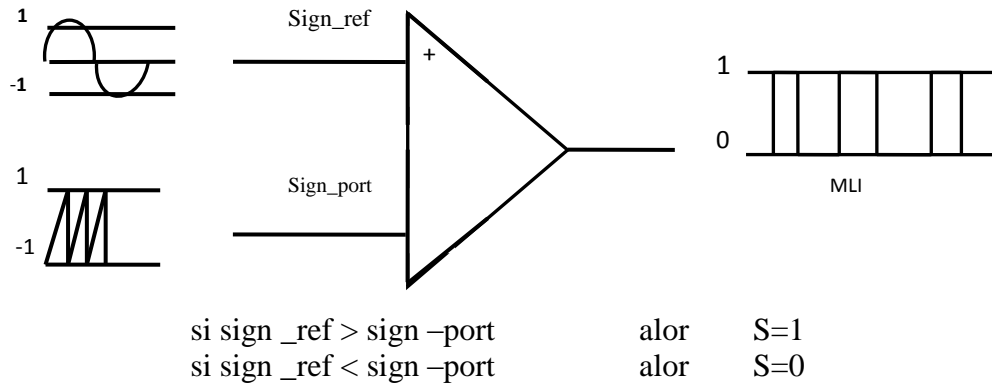


Fig1.6 comparateur à deux seuils.

Notons qu'il est possible de régler la tension de sortie de l'onduleur en agissant sur l'indice d'amplitude.

$$\text{Avec : } V_{mod} = \frac{V_m}{V_p} \quad (1.23)$$

V_m : Valeur maximale de la tension de référence.

V_p : Valeur de crête de la porteuse.

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut exactement $V_{1max} = \frac{U_{dc}}{2} * V_{mod}$

Donc:

$$V_{mod} = \frac{2V_{1max}}{U_{dc}} \quad (1.24)$$

Avec : U_{dc} : La tension continue à l'entrée de l'onduleur.

$$\begin{cases} V_{1max} = \sqrt{2} * 220 \\ V_{dc} = \sqrt{2} * 380 \end{cases} \quad (1.25)$$

Donc : $V_{mod} = 1.158$

$V_{mod} \cong 1.16$

Les résultats de simulation d'une machine asynchrone alimentée une fois directement au réseau électrique sous une tension sinusoïdale, et une autre fois alimentée par un onduleur de tension à MLI donnée par les **fig1.7** et **fig1.8**. Il s'agit d'une comparaison des caractéristiques du couple, de la vitesse et du courant statorique pour un démarrage à vide sous une tension de 220V et une fréquence de 50 Hz entre :

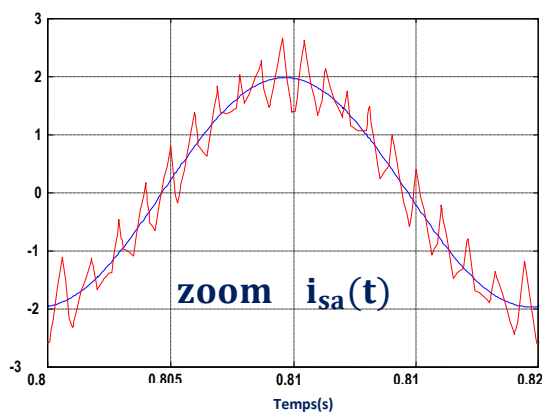
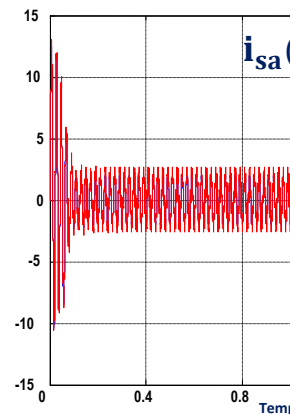
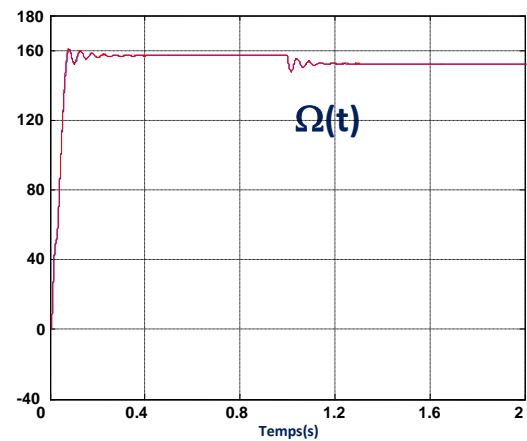
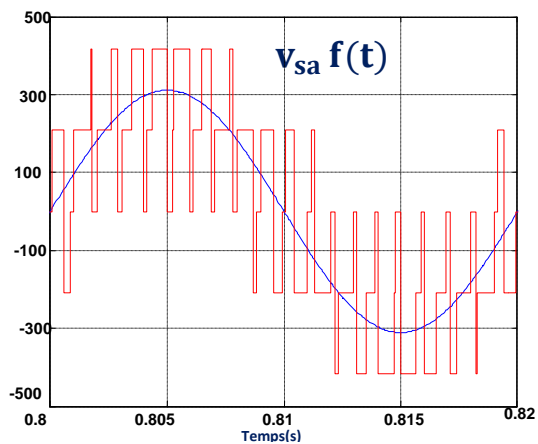
- ✓ le cas d'une alimentation sinusoïdale de la MAS (sans onduleur)
- ✓ le cas d'une alimentation de la MAS par un onduleur de tension à MLI réglable en fréquence et en amplitude, une fois pour une fréquence de 1kHz et une autre fois pour 2kHz.

1.6.2.1 Résultat de simulation :(v_{sa} en seconde,

- Cas d'une fréquence de découpage de 1KHZ :

— Avec onduleur

— Sans onduleur



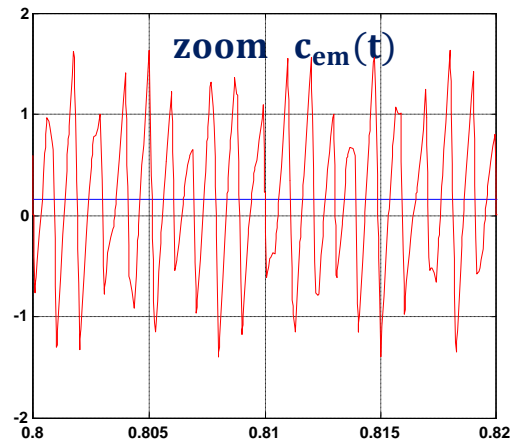
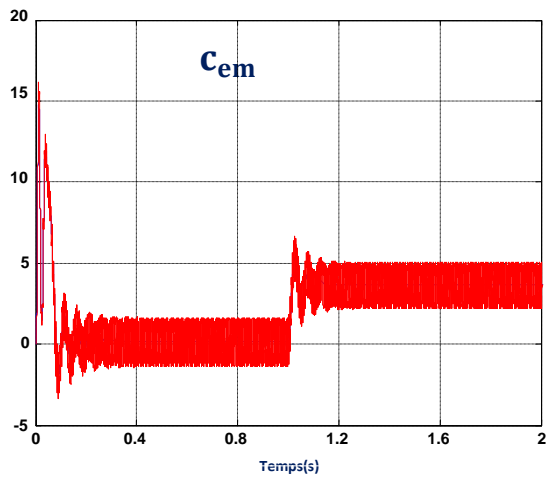
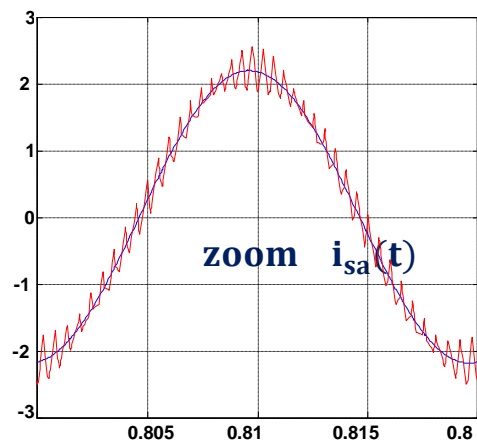
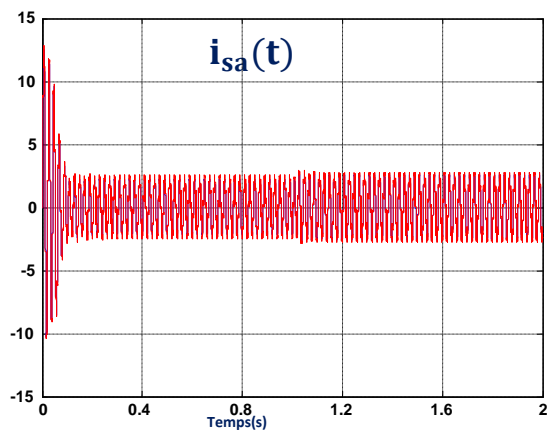
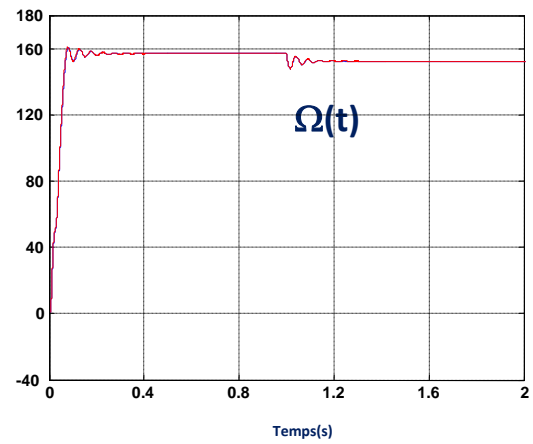
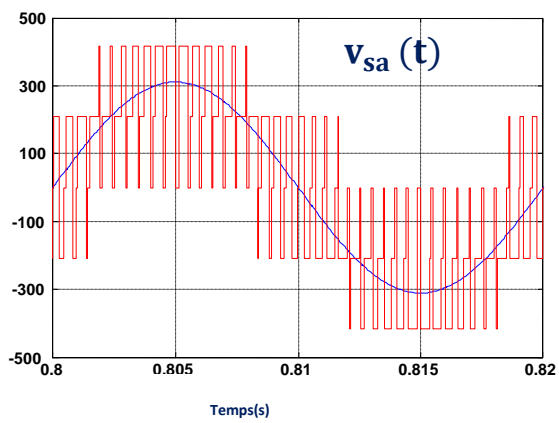


fig1.7 comparaison des caractéristiques obtenues avec et sans l'onduleur de tension à *MLInaturelle*, pour une fréquence de découpage de 1KHZ.

- Cas d'une fréquence de découpage de 2KHZ :



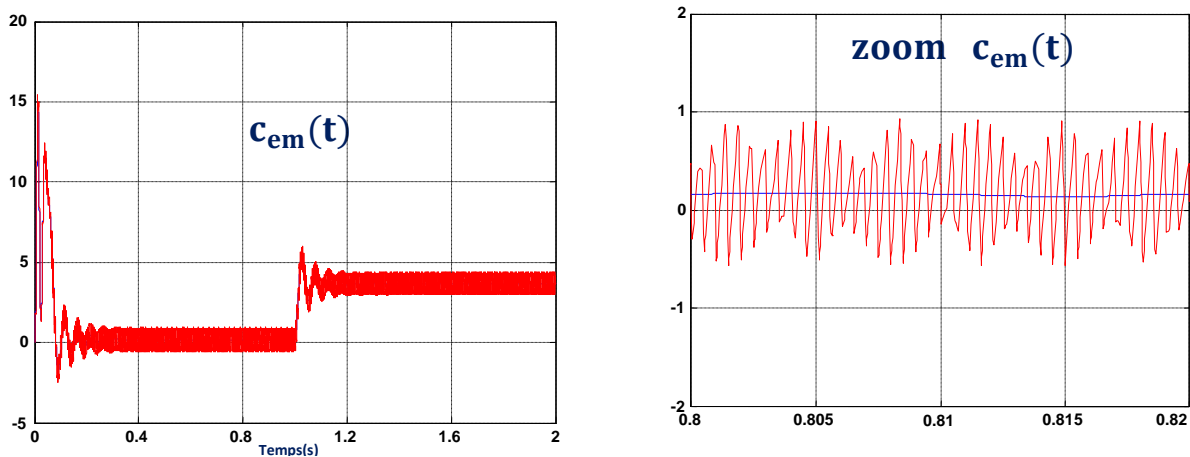


fig1.8 comparaison des caractéristiques obtenues avec et sans l'onduleur de tension à MLI naturelle, pour une fréquence de découpage de 2 KHZ.

1.6.2.2 Interprétation des résultats de simulation :

- ✓ En augmentation la fréquence de découpage, les ondulations présentes sur le courant ainsi que sur le couple, diminuent en amplitude et augmentent en fréquence.
- ✓ Il est clair que la MLI est nettement meilleur que l'onde rectangulaire, pour les deux fréquences de découpage (1 et 2kHz) et surtout pour la fréquence de 2kHz qui implique l'utilisation d'interrupteurs deux fois rapides que ceux utilisés dans le cas où $f = 1\text{kHz}$.

1.7 Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté la modélisation mathématique de différentes grandeurs de l'association machine asynchrone-onduleur.

- ✓ Premièrement est intéressé à l'établissement du modèle de la machine asynchrone associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale. Les résultats obtenus, montrent la validité du modèle de Park.
- ✓ Deuxièmement est intéressé à l'établissement du modèle de l'onduleur. Les résultats obtenus, montrent la validité de l'effet de convertisseur continu-alternatif.

Chapitre2 : Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique

2.1 Introduction:

Les machines à courant continu occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Cette dernière a une qualité intrinsèque : elle permet un contrôle séparé du flux et du couple. Cependant la présence du collecteur et les balais a été toujours le point faible de la machine à courant continu qui limite sa puissance, sa vitesse et exige une maintenance importante. Face à ces limitations, la simplicité de construction et la robustesse de la MAS ont donc attiré les chercheurs. Mais sa commande s'avère difficile du fait du couplage entre le flux et le couple. On compte plusieurs tentatives de réalisation de la commande de cette machine, dont la plupart ne répondent pas aux exigences technologiques actuelles. Ainsi la meilleure solution de nos jours est celle offerte par Blaschke. [2]

L'idée de ce dernier est simple et consiste à simuler le comportement du moteur à courant continu par une orientation du flux selon l'un des axes du repère de Park. Cette solution permet effectivement de découpler les deux composantes « flux » et « couple ». Cependant plusieurs approches basées sur le choix de l'orientation du flux ont suivi le principe de base de Blaschke. Celles-ci dépendent de la nature de l'alimentation de la machine (en tension ou en courant) et de la nature du flux (du rotor, ou du stator, ou de magnétisation). L'orientation de flux rotorique est la plus intéressante du fait des avantages qu'elle offre. En revanche, plusieurs problèmes demeurent. Principalement l'influence des paramètres de la machine sur l'orientation du flux, et sur le comportement des correcteurs, ainsi que l'insuffisance des performances dynamiques des correcteurs traditionnels.[18]

Dans ce chapitre, on va étudier la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté du moteur à induction alimentée en tension.

2.2 Principe de la commande vectorielle :

Le contrôle vectoriel consiste à générer les tensions MLI requises de façon à maintenir en tout temps un flux constant dans l'entrefer et obtenir un décalage aussi proche que possible de 90° entre les vecteurs d'espaces du flux et de la force magnétomotrice des courants rotoriques, et aussi un couple maximal. [4]

Le principe du découplage permet de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande.

Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectorielle.

Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où la méthode du flux orientée, et ainsi la composante directe du courant statorique i_{ds} prend la direction du flux rotorique. Le couple dépend alors uniquement de la composante en quadrature i_{sq} . Le contrôle vectoriel de flux avec un moteur asynchrone permet de maîtriser séparément le courant magnétisant et le courant actif. Le

variateur vectoriel reçoit les informations sur la vitesse et la position angulaire du rotor grâce à un codeur incrémental accouplé au moteur, qui mesure aussi le courant absorbé. Ces valeurs sont traitées numériquement dans un ordinateur en fonction de la vitesse et du couple désiré. Ceci va régler les courants sur l'onduleur de manière à positionner le flux stator en quadrature avec le courant induit dans le rotor comme dans un moteur à courant continu. [11]

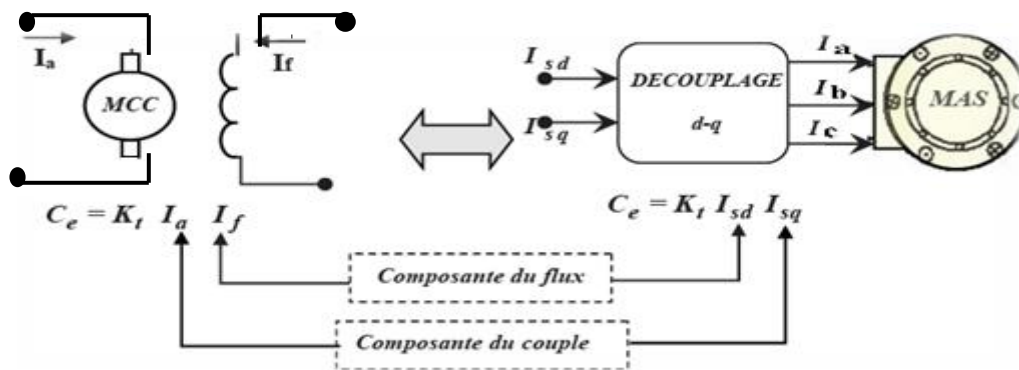


Fig 2.1 Principe de la commande vectorielle.

D'où on peut imposer les conditions de l'orientation :

$$\text{Flux rotorique} \begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{Flux statorique} \begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s \\ \Phi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\text{Flux d'entrefer} \begin{cases} \Phi_{dg} = \Phi_g \\ \Phi_{qg} = 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

2.3 Méthodes de commande vectorielle:

On distingue deux types de commande vectorielle. la première appelée méthode directe qui a été développée par F. Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K. Hasse. [7]

2.3.1 Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes de système. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le

point de fonctionnement. Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. [5]

L'application de cette méthode impose inconvénients parmi ces inconvénients [5] :

1-la non fiabilité de la mesure du flux :

- ✓ Problème de filtrage du signal mesuré.
- ✓ Précision de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2- le coût de production élevé (**capteurs de flux**).

2.3.2 Commande vectorielle indirecte :

Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. [7]

Cette commande est plus simple que la commande directe, mais les résultats obtenus sont de performances faibles, car elle est très sensible aux variations des paramètres de la machine en particulier la résistance rotorique qui change avec la température, ce qui donne une valeur différente de sa valeur réelle, donc on obtient une erreur sur la phase du flux par rapport au stator, ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple.[2]

2.4 Commande vectorielle par orientation du flux :

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

- ✓ Commande vectorielle à flux rotorique orienté.
- ✓ Commande vectorielle à flux statorique orienté.
- ✓ Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

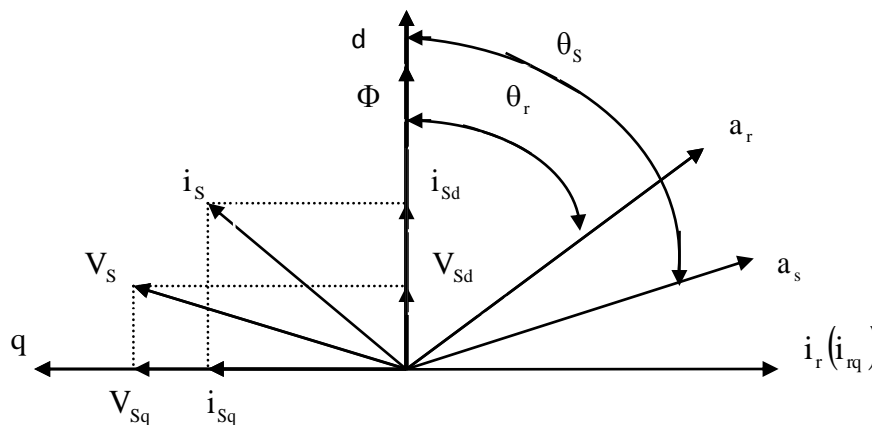


Fig 2.2 Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

Φ peut représenter le flux rotorique Φ_r , le flux statorique Φ_s ou le flux d'entrefer Φ_g

Dans les trois référentiels, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante de courant statorique en quadrature (\bar{i}_{sq}) avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, cette composante est l'image du couple.

Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une impédance du flux par rapport à la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine à induction comparable à ceux de la machine à courant continu. Dans la majorité des cas, le référentiel est choisi selon le flux rotorique [1].

Des équations (1. 7) et (1. 8), la machine à induction peut être représentée dans le repère (α, β) lié au stator par les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r - j\omega \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2. 4)$$

En régime permanent, $\left(\frac{d}{dt} \rightarrow j\omega_s \right)$ ce qui donne :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + j\omega_s \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2. 5)$$

En régime permanent sinusoïdal, le couple électromagnétique est donné par un produit vectoriel de deux composantes en quadrature : le flux et le courant rotor. De (2. 5) on a en régime permanent :

$$\bar{i}_r = -j\omega_s \frac{1}{R_r} \bar{\Phi}_r \quad (2. 6)$$

Puisque $j = e^{j\frac{\pi}{2}}$, donc en régime permanent, \bar{i}_r et $\bar{\Phi}_r$ sont bien en quadrature et l'équation de couple devient alors sous sa forme scalaire simple comme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P i_r \Phi_r \quad (2. 7)$$

Pour tout régime, le flux et le courant rotorique restent en quadrature de sorte que l'évolution du couple suive celle de i_{qr} qui peut alors être contrôlé par i_{qs} puisque :

$$\Phi_r = L_r i_{qr} + M i_{qs} = 0 \quad (2. 8)$$

Impose :

$$i_{qr} = -\frac{M}{L_r} i_{qs} \quad (2. 9)$$

Le couple est donc réglable par action sur i_{qs} lorsque le flux Φ_r est maintenu constant.

Une commande vectorielle par orientation du flux rotorique est définie par :

$$\begin{cases} \Phi_{qr} = 0 \\ \Phi_{dr} = \Phi_r = \text{constante} \end{cases} \quad (2. 10)$$

L'expression du couple sera donc :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} \quad (2.11)$$

Selon la deuxième équation du système (1.11) on a :

$$\frac{1}{T_r} \Phi_r + d \frac{d\Phi_r}{dt} + j\omega_r \Phi_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s = 0 \quad (2.12)$$

Séparation de la partie réelle et imaginaire :

$$\text{Réel} \quad \rightarrow \quad \frac{1}{T_r} \Phi_r + d \frac{d\Phi_r}{dt} - \frac{M}{T_r} i_{ds} = 0 \quad (2.13)$$

$$\text{Imaginaire} \quad \rightarrow \quad \omega_r \Phi_r - \frac{M}{T_r} i_{qs} = 0 \quad (2.14)$$

Donc:

$$\omega_r = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (2.15)$$

En tenant compte de la condition (2. 9), la direction du flux Φ_r , sera instantanément donnée par θ_s qui est la position instantanée du référentiel (d, q) par rapport au référentiel (α, β).

Elle est déterminée par :

$$\theta_s = \int \omega_s \cdot dt \quad (2.16)$$

Où ω_s est le résultat de l'autopilotage.

Pour contrôler ω_r , on utilise un autopilotage de la fréquence statorique par la vitesse de rotation, en reproduisant à l'extérieur de la machine, la relation fondamentale qui existe entre les pulsations dans la machine asynchrone :

$$\omega_s = \omega + \omega_r = P \cdot \Omega + \omega_r$$

Le module et la pulsation du flux peuvent être évalués comme suit :

$$\begin{cases} T_r \cdot \frac{d}{dt} \Phi_r + \Phi_r = M i_{ds} \\ \frac{d}{dt} \theta_s = P \cdot \Omega + \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \end{cases} \quad (2.17)$$

2.5 Les estimateurs pour la commande vectorielle :

Selon l'équation (2.15) et à partir de la connaissance du courant i_{qs} , on peut réaliser un estimateur de vitesse:

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{\bar{i}_{sq}}{\bar{\Phi}_r} \quad (2.18)$$

L'expression (2.18) représente un estimateur ou observateur simple du flux et de la vitesse du référentiel dans le repère rotorique, et fonctionnent en boucle ouverte, c'est pour cette raison on les appelle estimateurs.

2.6 Le processus électrique :

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} .

On a l'expression précédente du couple :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs}$$

Pour contrôler le couple tout en maintenant le flux constant, l'idée serait d'agir de façon instantanée sur la phase et l'amplitude de la tension statorique \bar{V}_s . De manière à régler le courant i_{qs} sans toute fois modifier le courant magnétisant. Dans ces conditions, le flux est maintenu constant comme dans la machine à courant continu et l'évolution du couple ne dépend plus que d'une seule grandeur.

D'après les équations (1.9), (1.10) et (2.10) on a :

$$\Phi_{ds} = \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \quad (2.19)$$

$$\Phi_{qs} = \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} \quad (2.20)$$

Remplaçons l'expression des flux Φ_{ds} et Φ_{qs} donnée par les équations (2.19) et (2.20) dans l'équation (1.7):

$$V_{ds} = \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{qs} \quad (2.21)$$

$$V_{qs} = \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{qs} - \omega_s \left(\frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r + \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \right) \quad (2.22)$$

Posons :

$$\begin{cases} U_{ds} = V_{ds} + e_d \\ U_{qs} = V_{qs} + e_q \end{cases} \quad (2.23)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = -\frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{qs} \\ e_q = \omega_s \left(\frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r + \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \right) \end{cases} \quad (2.24)$$

Et

$$\begin{cases} U_{ds} = \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{ds} \\ U_{qs} = \left(R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{qs} \end{cases} \quad (2.25)$$

Les équations (2.24) et (2.25) présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q. le flux et le couple, dépendent simultanément des tensions V_{ds} et V_{qs} . En effet, la tension V_{ds} influe

à la fois sur les courants i_{ds} et i_{qs} , donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour V_{qs} . Le découplage est réalisé par termes de compensations, cette méthode consiste à définir deux nouvelles variables de commande U_{ds} et U_{qs} qui n'agissent, respectivement, que sur les courants i_{ds} et i_{qs} et ceci en introduisant les termes de couplage grâce à une reconstitution en temps réel de ces termes. La **fig 2.3** illustre ce découplage.

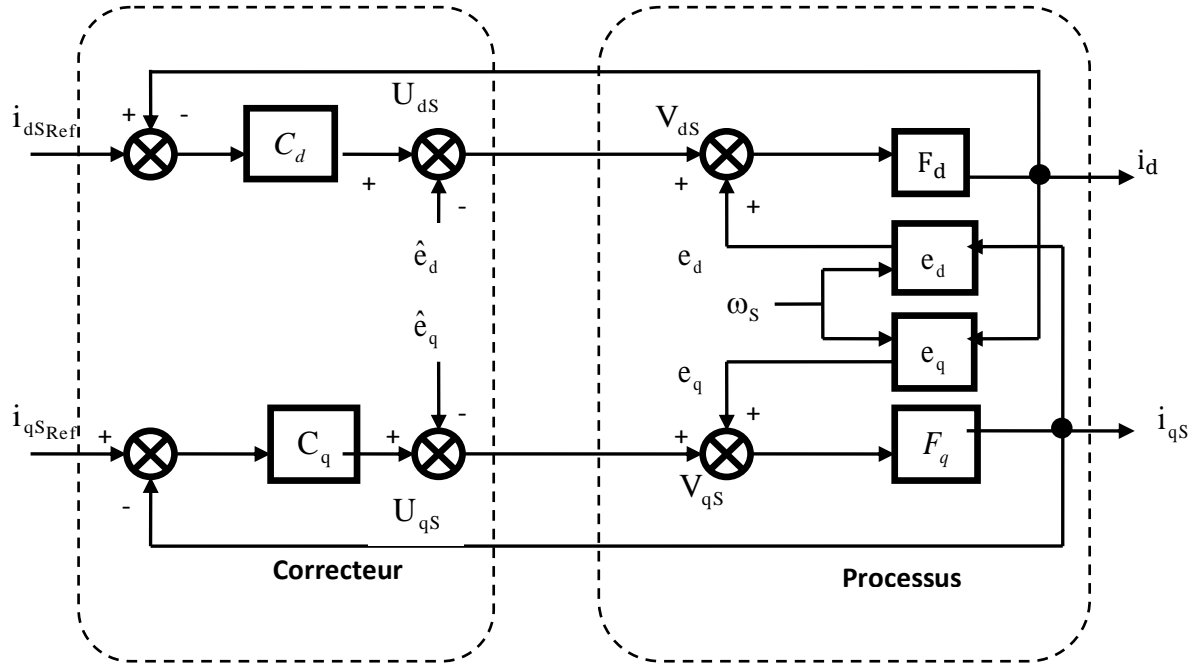


Fig 2.3 Schéma fonctionnel du contrôle du couple et du flux

Les expressions (2.25) débouchent sur les fonctions de transfert suivantes:

$$F_d(s) = \frac{i_{ds}(s)}{U_{ds}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s} \quad (2.26)$$

$$F_q(s) = \frac{i_{qs}(s)}{U_{qs}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s} \quad (2.27)$$

2.7 Schéma global de la commande :

Le schéma global de la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique donnée par la **fig 2.4**.

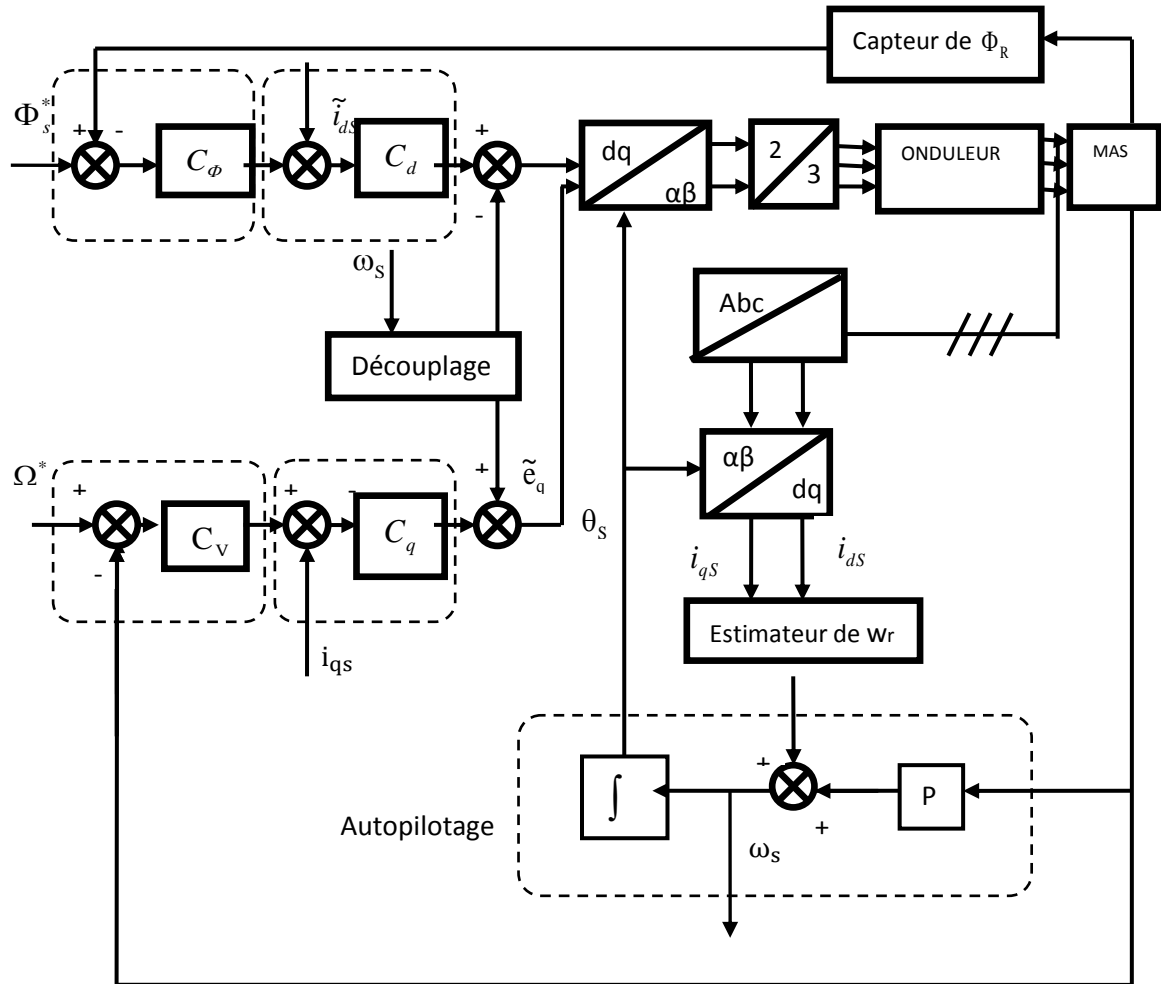


Fig 2.4 Organisation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

2.8 Calculs des régulateurs :

Les régulateurs utilisés alors sont du type PI (Proportionnel Intégral), et la fonction de la transfert du régulateur est définie par:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{s.T_i} \right); \quad T_i = \frac{K_p}{K_I} \quad (2.28)$$

2.8.1 Calcul du régulateur de flux :

A partir de la deuxième équation du système (2.17), on trouve à :

$$\frac{\Phi_r}{i_{ds}} = \frac{M}{1+s.T_r}$$

La boucle de régulation du flux est représentée par le schéma bloc de la fig 2.5 :

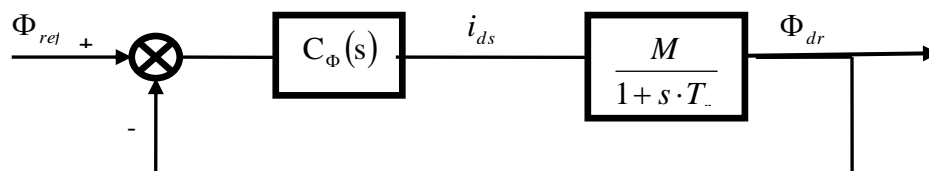


Fig 2.5 schéma fonctionnel du contrôle du flux

La fonction de transfert en boucle ouvert est donnée par :

$$F_{\Phi}(s) = \frac{\Phi_{dr}}{\Phi_{ref}} = K_{p\Phi} \left(1 + \frac{1}{s.T_{i\Phi}} \right) \cdot \frac{M}{1+sT_r} = K_{p\Phi} \left(\frac{s.T_{i\Phi}+1}{s.T_{i\Phi}} \right) \cdot \frac{M}{1+sT_r} \quad (2.29)$$

Compensons le pôle $(sT_{i\Phi} + 1)$ par $(1 + sT_r)$ on trouve $T_{i\Phi} = T_r$, la fonction de transfert en boucle ouvert devient :

$$F_{\Phi}(s) = \frac{K_{p\Phi} \cdot M}{s \cdot T_r} \quad (2.30)$$

La fonction de transfert en boucle fermé et donnée par :

$$G_{\Phi}(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{1}{1+\frac{T_r}{K_{p\Phi} \cdot M} s} = \frac{1}{1+\tau_{\Phi} \cdot s} \quad (2.31)$$

$\tau_{\Phi} = \frac{T_r}{K_{p\Phi} \cdot M}$: Constante de temps après régulation du flux.

Donc :

$$\begin{cases} K_{p\Phi} = \frac{T_r}{\tau_{\Phi} M} \\ K_{i\Phi} = \frac{1}{\tau_{\Phi} M} \end{cases} \quad (2.32)$$

2.8.2 Calcul du régulateur de courant statorique I_{ds} :

Selon la première équation du système (2.25)

On a: $\frac{i_{ds}}{U_{ds}} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s}$

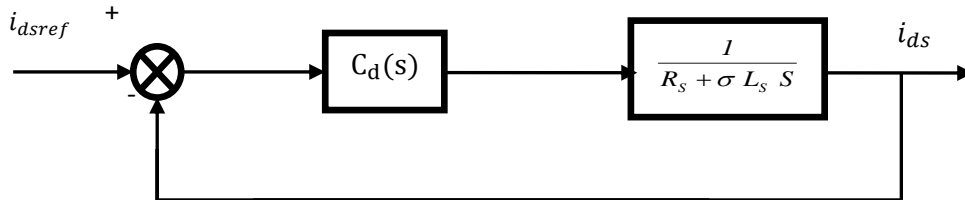


Fig 2.6 Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{ds}

La fonction de transfert en boucle ouvert est donnée par :

$$F_d(s) = K_{pd} \left(1 + \frac{1}{s.T_{id}} \right) \cdot \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} = K_{pd} \cdot \frac{s + \frac{1}{T_{id}}}{s} \cdot \frac{1}{\sigma L_s \left(s + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right)} \quad (2.33) \quad \text{Compensons le}$$

pôle $\left(s + \frac{1}{T_{id}} \right)$ par $\left(s + \frac{R_s}{\sigma L_s} \right)$

$$F_d(s) = \frac{K_{pd}}{\sigma L_s s} \quad (2.34)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G_\Phi(s) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{K_{pd}} s} \quad (2.35)$$

$$\tau_d = \frac{\sigma L_s}{K_{pd}}$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{\sigma L_s}{\tau_d} \\ K_{id} = \frac{R_s}{\tau_d} \end{cases} \quad (2.36)$$

2.8.3 Calcul du régulateur de courant statorique Iqs:

On observe que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve donc les mêmes paramètres que précédemment.

2.8.4 Calcul du régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la **fig 2.7** :

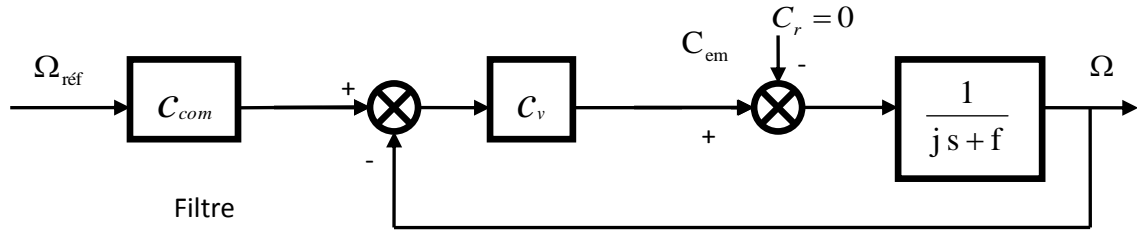


Fig 2.7 schéma fonctionnel du contrôle de vitesse avec filtre

La fonction de transfert en boucle ouverte est calculée à partir du schéma précédent est donnée Par :

$$F_v(s) = \frac{K_{pv}.s + K_{iv}}{j.s^2 + f.s} \quad (2.37)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_v(s) = K_{iv} \frac{\frac{K_{pv}}{K_{iv}}.s + 1}{j.s^2 + (f + K_{pv})s + 1} \quad (2.38)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique :

$$G^* = \frac{1}{\frac{j}{\omega_n^2}.s^2 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n}.s + 1} \quad (2.39)$$

$\varepsilon = 1$: coefficient d'amortissement

Donc par comparaison on trouve alors :

$$\begin{cases} K_{pv} = j\omega_n^2 \\ K_{iv} = 2.j.\omega_n - f \end{cases} \quad (2.40)$$

Pour supprimer le dépassement sur la réponse de la fonction de transfert en boucle fermée, on filtre la référence par un filtre du premier ordre donné par **fig 2.7**

$$C_{com} = \frac{I}{I + \tau.s}$$

2.9 Résultats de simulation:

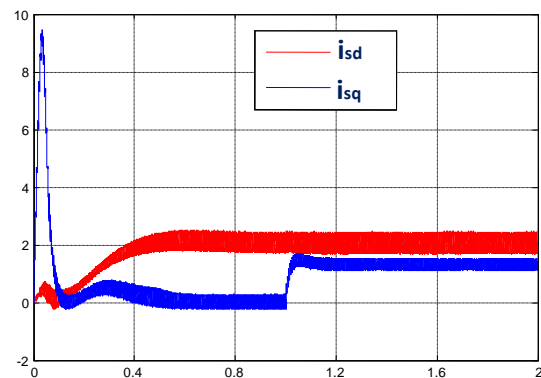
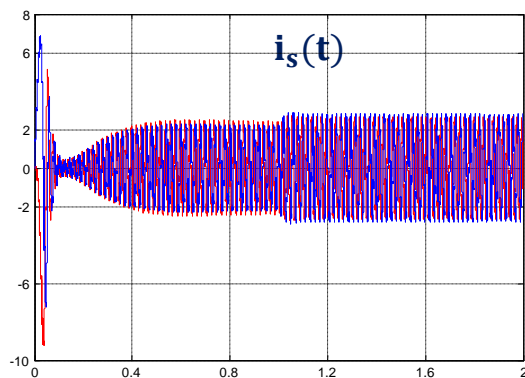
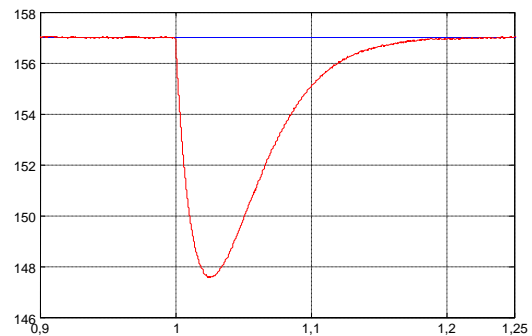
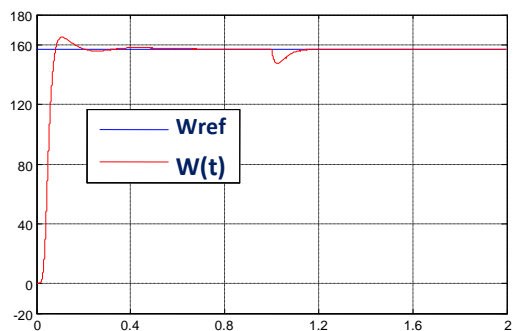
Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MAS alimentée par un onduleur de tension, et pilotée par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- ✓ Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge.
- ✓ Inversion du sens de vitesse.
- ✓ Variation paramétrique.

2.9.1 Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge :

On a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par PI classique de la machine asynchrone lors d'un démarrage à vide avec ($\Omega_{ref} = 157 \text{ rad/s}$), puis en appliquant un couple de charge ($C_r = 3.5 \text{ N.m}$) appliqué à l'instant ($t = 1 \text{ s}$).



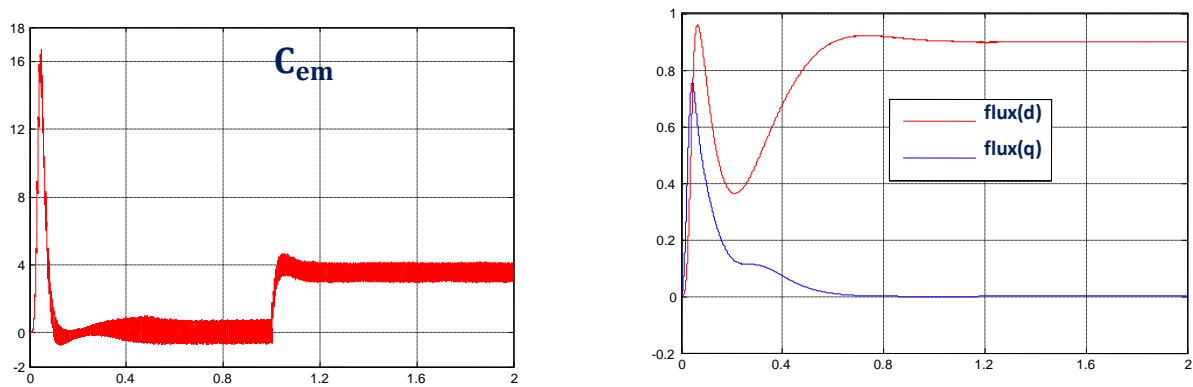


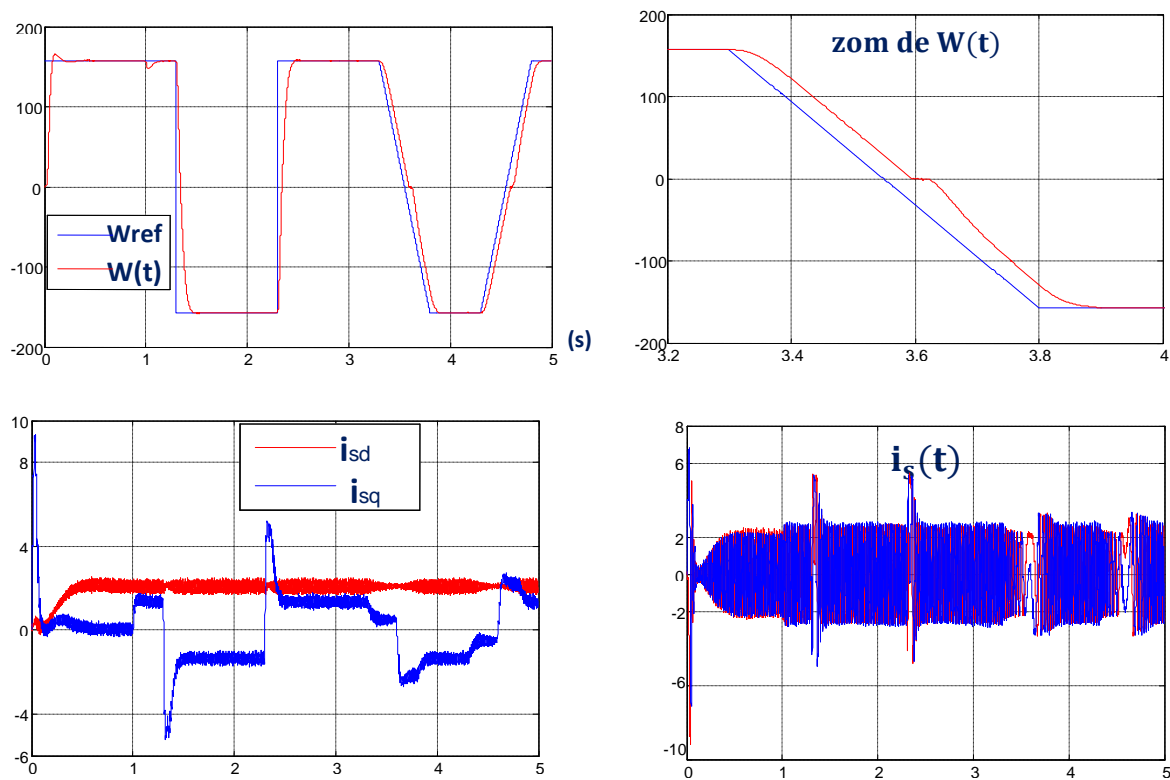
Fig 2.8 Résultats de simulation de la CV lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge.

Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes i_{ds} et i_{qs} du courant statorique. Lors de l'échelon de charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse, qui rejoint par la suite sa valeur de référence.

2.9.2 Inversion du sens de rotation :

On introduit un changement de la consigne de vitesse de 157 rad/s à -157 rad/s à l'instant ($t=1.3s$), un deuxième changement de 157rad/s à l'instant($t=2.3s$) , un troisième changement à l'instant ($t=3.3$) et un quatrième changement à l'instant ($t=4,3$).

Les résultats de simulation sont montrés par la figure suivante :



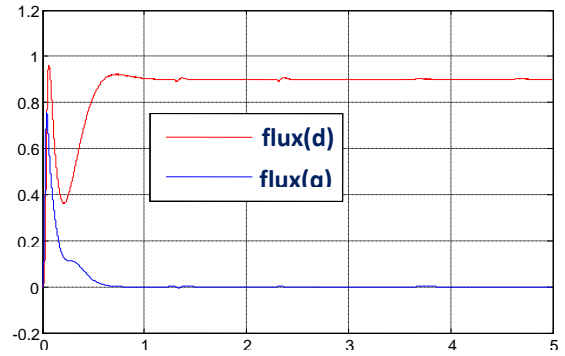
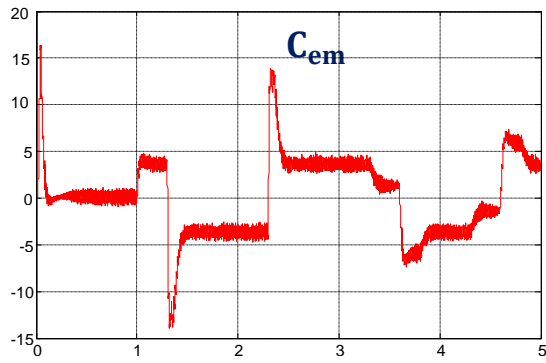


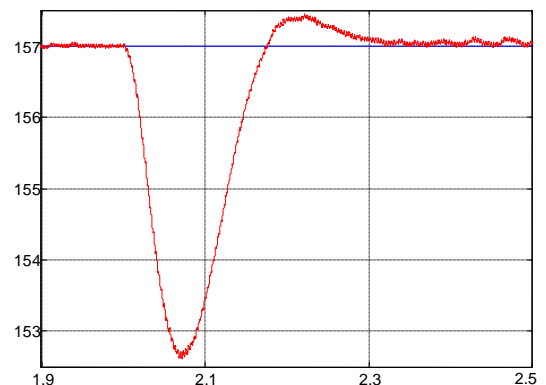
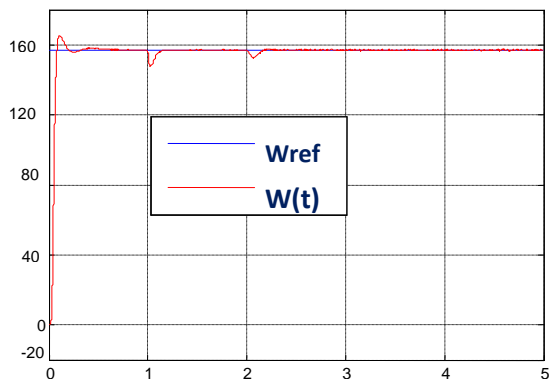
Fig 2.9 Réponse du système lors du l'inversion de sens de vitesse.

On remarque que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Lors du démarrage on note un pic de couple électromagnétique qui devient également négatif lors que le sens de rotation est inversé. Celui-ci est nécessaire pour freiner la machine dans un sens, et de la faire tourner dans le deuxième sens. Les composants du flux présentent des fluctuations au moment de l'inversion du sens de rotation.

2.9.3 Variation paramétrique :

Dans le but de tester la robustesse de la commande par les régulateurs PI, nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique, inductance propre et mutuelle sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela nous avons simulé le système pour une augmentation de 50% de la résistance rotorique introduite a $t=2s$ aussi une diminution de 25% des inductances propres est mutuelle introduite a $t=2s$.

Les résultats de simulation sont illustrés par la **fig 2.10**.



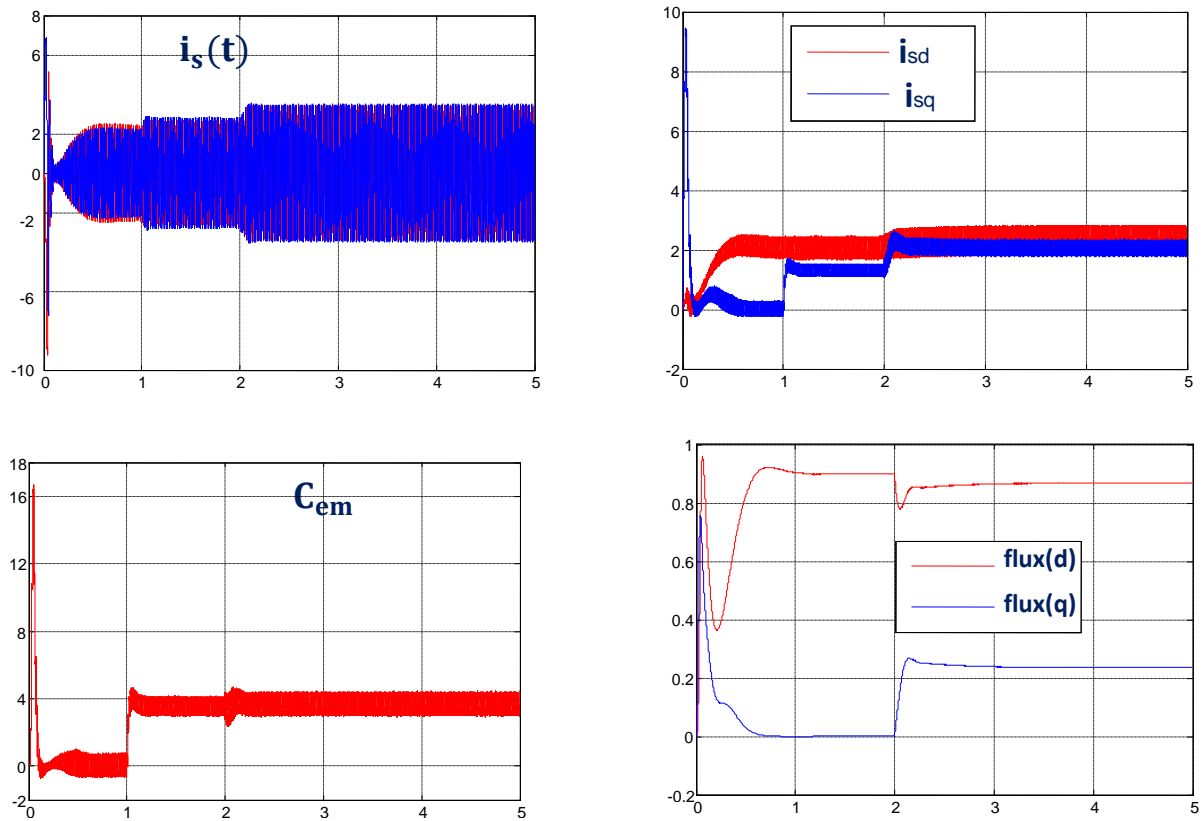


Fig 2.10 Réponse dynamique de la machine lors de la variation des paramètres.

A partir des résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande vectorielle présente une faible robustesse dans le cas de variations paramétriques de la machine.

2.10 Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux.

Dans la dernière partie de ce chapitre, on a présenté les résultats de simulation de la commande vectorielle, d'après ces résultats on peut noter la faible robustesse de la commande vectorielle face des variations paramétriques ce que nécessite un développement des commandes plus robuste. Dans le chapitre suivant, on va étudier la commande directe du couple.

Chapitre 3 : Commande directe du couple

3.1 Introduction:

La structure de contrôle directe du couple (DTC, Direct Torque Contrôle, DSC, direct self-control) de la machine asynchrone est apparue dans la deuxième moitié des années 80 par Takahashi et Depenbrock (spécialement pour les machines asynchrones, ensuite, plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande) comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur un découplage de flux et de couple moteur par orientation du champ magnétique. [14].

la commande DTC elle présente des avantages bien connus par rapport à la commande vectorielle notamment en ce qui concerne l'amélioration de la robustesse (utilisation seulement de la résistance statorique par l'algorithme de commande) ; la simplicité (ne nécessitant pas des boucles de régulation des courants), la réduction du temps de réponse du couple (contrôle en boucle fermée de flux et de couple par des contrôleurs à hystérésis). [15]

La commande directe de couple d'une machine à induction, est basée sur la détermination de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de commander l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, de la commande DTC était fortement basée sur le "sens physique" et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutation) [16].

3.2 Principe de la commande directe de couple(DTC) :

la commande directe du couple et de flux est basée principalement sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.

Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux stator et couple électromagnétique, on définit une ou plusieurs bandes ; La valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide d'un régulateur à hystérésis.

La séquence de commande est choisie selon :

- ✓ Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique.
- ✓ Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux stator.
- ✓ Le signal informant sur la position du vecteur flux stator.

L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis. Ce type de commande se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude

Le contrôle direct de couple est caractérisé par :

- ✓ Généralement d'excellentes réponses dynamiques .
- ✓ La sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et de courant statoriques.
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés.
- ✓ L'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore.

Nécessité à des fréquences d'échantillonnage très élevées (>20KHz). [17]

3.3 Contrôle de flux et de couple électromagnétique :

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux stator, d'une part du fait que c'est le plus simple à estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotor. La différence entre le flux stator et le flux rotor ramené au stator correspond au flux de fuites, qui présente typiquement des valeurs relatives inférieures à 10% du flux magnétisant. Ainsi, en réglant le flux stator, on règle « indirectement » le flux rotor. Comme dans les autres méthodes de contrôle qui utilisent une régulation directe du flux, on impose à ce dernier une référence constante et de valeur nominale, pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale. Pour les vitesses supérieures, on impose une référence de flux qui décroît selon une proportion inverse de la vitesse, ce qui correspond au dé fluxage à puissance maximale constante.[8]

3.3.1 Contrôle du flux statorique :

L'expression du flux statorique dans le référentiel (α, β) lié au stator de la machine asynchrone, et est donnée par l'équation suivante :

$$\overline{\Phi}_s = \int (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (3.1)$$

Entre deux commutations de l'onduleur, le vecteur de tension est fixe et constant. Si l'instant $(t=0)$ correspond à l'instant de la commutation précédente, l'évolution du vecteur flux à partir de cet instant initial est :

$$\overline{\Phi}_s(t) = \overline{\Phi}_s(0) + \overline{V}_s t - R_s \int_0^t \overline{I}_s dt \quad (3.2)$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $(R_s I_s)$ est négligeable devant la tension V_s . Dans un intervalle de temps $[0, T_e]$, on trouve l'expression du flux :

$$\overline{\Phi}_s(T_e) \approx \overline{\Phi}_s(0) + \overline{V}_s T_e$$

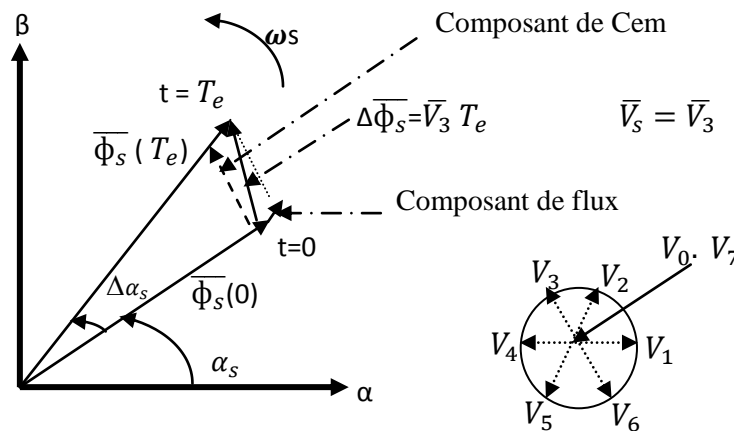


Fig 3.1 l'évolution de l'extrémité de $\overline{\Phi}_s$

L'extrémité du vecteur flux statorique $\overline{\Phi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué \overline{V}_s .

Un résultat immédiat du comportement du flux de point de vue réglage :

Pour augmentation de flux, on applique un vecteur tension V_s parallèle à $\phi_s(t)$ et de même sens, et de sens opposé pour le diminuer ; Tandis que l'application d'un vecteur tension en quadrature avec $\phi_s(t)$ fait varier sa phase et n'agit pas sur son amplitude.

Le choix de la séquence adéquate des vecteurs V_s durant chaque période d'échantillonnage, permet de garder l'amplitude de $\phi_s(t)$ autour d'une valeur constante, et l'extrémité du vecteur $\phi_s(t)$ aura une trajectoire pseudo circulaire, à conditions que la période d'échantillonnage T_e soit très faible devant celle du flux statorique.

3.3.2 Contrôle du couple électromagnétique :

On utilise les expressions vectorielles de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator (α, β), et à partir des expressions des flux, les équations deviennent:

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \\ \overline{V_r} = 0 \Rightarrow \frac{d\overline{\phi_r}}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega_r \right) \overline{\phi_r} = \frac{M\overline{\phi_s}}{\sigma L_r T_r} \end{cases} \quad (3.3)$$

Ces relations montrent qu'il est possible de contrôler le vecteur $\overline{\phi_s}$ à partir du vecteur $\overline{V_s}$, en négligeant chutes de tension $R_s \overline{I_s}$.

Le flux $\overline{\phi_r}$ suit les variations de $\overline{\phi_s}$ avec une constante de temps (σT_r). le rotor agit comme un filtre de constante de temps (σT_r) entre les flux ϕ_s et ϕ_r .

l'équation du couple comme suit :

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} \overline{\phi_r} \otimes \overline{\phi_s} \quad (3.4)$$

L'équation (2.4) devient :

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_s L_r} |\phi_r| \cdot |\phi_s| \sin \theta_{sr} \quad (3.5)$$

θ_{sr} : L'angle entre le flux statorique et le flux rotorique.

Le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs $\overline{\phi_s}$ et $\overline{\phi_r}$, et de leur position relative ; Si l'on parvient à contrôler le vecteur de flux $\overline{\phi_s}$ en module et en position, on peut donc contrôler $\overline{\phi_r}$, en module et en position, et donc le couple.

Ceci est possible à condition que la période d'échantillonnage est telle que $T_e \ll \sigma T_r$

3.4 Sélection de vecteur de tension :

Le choix du vecteur de tension statorique $\overline{V_s}$ dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\phi_s}$, du sens de rotation de $\overline{\phi_s}$, et également de l'évolution souhaitée pour le couple [17].

En se plaçant dans le repère statorique (α, β), on peut délimiter l'espace de $\overline{\phi_s}$ en le décomposant en six zones appelées secteurs ; déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes (α) et (β).

Lorsque le flux $\overline{\phi_s}$ se trouve dans une zone i ($i=1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants :

- ✓ Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné alors $\overline{\phi_s}$ croît et C_{em} croît.

- ✓ Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ croît et C_{em} décroît.
- ✓ Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_{em} croît.
- ✓ Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\Phi}_s$ décroît et C_{em} décroît.
- ✓ Si V_0 et V_7 sont sélectionnés alors la relation du flux $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux ϕ_s reste inchangée.

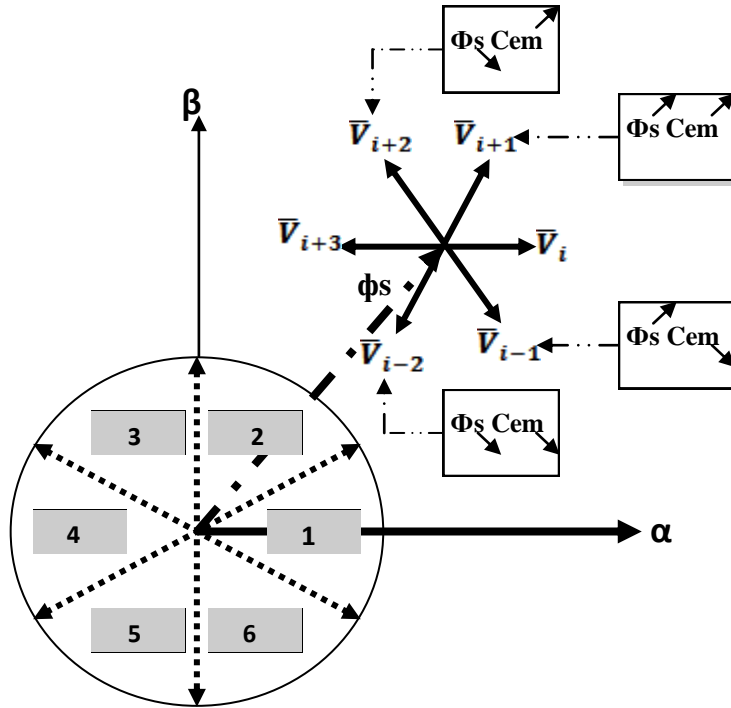


Fig 3.2 Choix du vecteur tension.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i .

Au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\Phi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Tandis qu'aux vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\Phi}_s$ au début de la zone i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépendent de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans la zone [15].

3.5 Estimateurs:

3.5.1 Estimation du flux statorique :

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. On obtient les composantes α et β du vecteur $\bar{\Phi}_s$.

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (3.6)$$

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\Phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (3.7)$$

Composantes du vecteur tension sont obtenues à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et les états des interrupteurs (k_a, k_b, k_c), en appliquant la transformation de concordia nous obtenons.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E (K_a - \frac{1}{2}(K_b + K_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (K_b - K_c) \end{cases} \quad (3.8)$$

Le module de flux statorique s'écrit :

$$\hat{\Phi}_s = \sqrt{(\hat{\Phi}_{s\alpha})^2 + (\hat{\Phi}_{s\beta})^2} \quad (3.9)$$

L'angle ϑ_s entre le référentiel (α, β) et le vecteur est $\bar{\Phi}_s$ égal à :

$$\vartheta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (3.10)$$

3.5.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut se mettre sous la forme suivante :

$$\hat{C}_{ém} = P(\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (3.11)$$

A partir de cette équation, l'estimateur de couple utilise seulement des grandeurs statoriques, les flux et les courants.

3.6 Elaboration du vecteur de commande:

3.6.1 Le correcteur de flux :

Pour contrôler le vecteur flux Φ_s , on utilise un contrôleur à hystérésis à deux niveaux pour maintenir le module du flux entre deux limites, en comparant sa valeur avec une valeur de référence, la sortie du contrôleur génère une valeur binaire indique si le module du flux doit augmenter ou doit diminuer.

$\Phi = 1$ augmenter le flux.

$\Phi = 0$ diminué le flux

Avec ce contrôleur on garde la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux à l'intérieur d'une couronne circulaire, comme l'illustre la **Fig 3.3**.

$$|\Phi_{s\text{ref}} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (3.12)$$

Avec :

$\phi_{s\text{ ref}}$: la consigne de flux

$\Delta\phi_s$: la largeur d'hystérésis du correcteur.

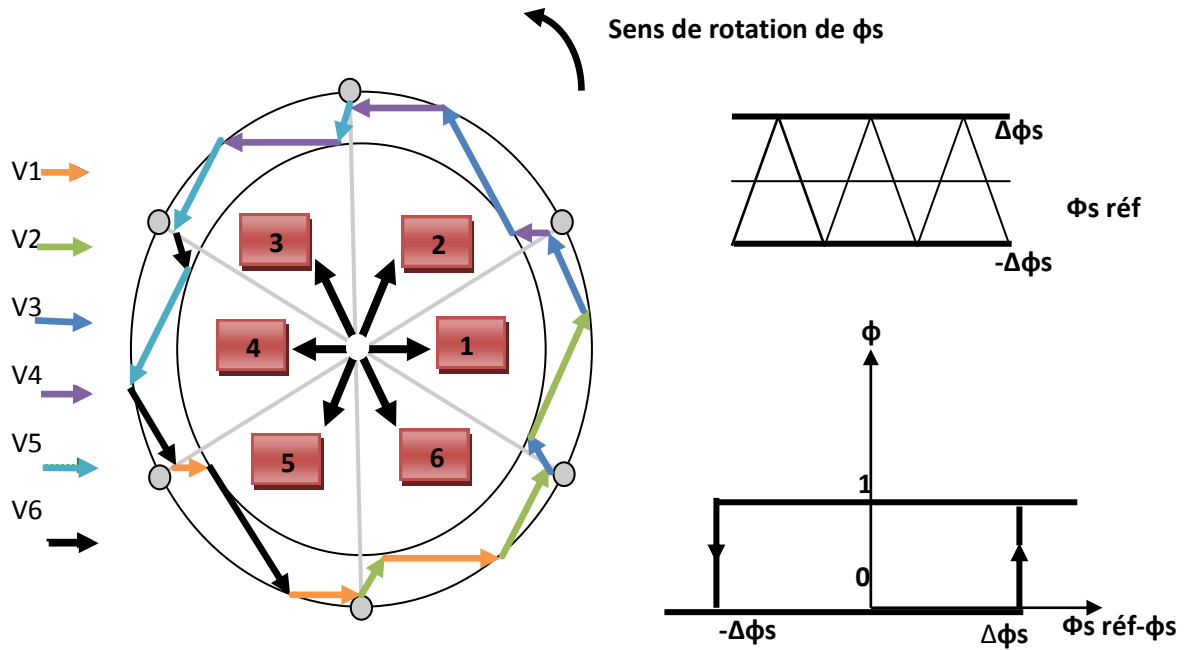


Fig 3.3 correcteur de flux à hystérésis et la sélection des vecteurs de tensions

3.6.2 Le correcteur de couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites,

$$|C_{\text{ém ref}} - C_{\text{ém}}| = \Delta C_{\text{ém}} \quad (3.13)$$

Avec :

$C_{\text{ém ref}}$: la consigne de couple référence .

$\Delta C_{\text{ém}}$: la largeur d'hystérésis du correcteur.

Contrairement au flux , le réglage du couple nécessite un comparateur à trois niveaux. En effet ,on peut avoir besoin d'augmenter ou diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de le maintenir constant . la **fig 3.4** ci-dessous représente une schématisation du comparateur qu'on a adopté.

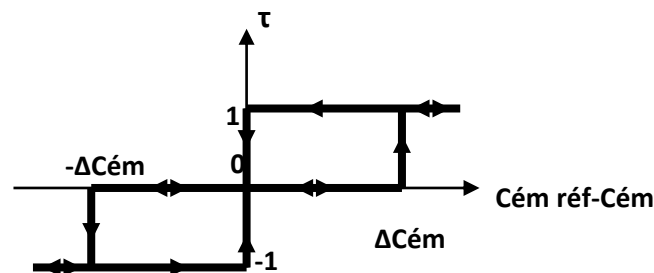


Fig 3.4 correcteur de couple à hystérésis à trois niveaux.

La sortie de ce comparateur est nommée τ . suivant que τ prend la valeur 1,-1,0, il faut diminuer, augmenter ou maintenir constant le couple, respectivement.

3.7 Elaboration de la table de vérité :

La méthode de type DTC la plus classique est basée sur l'algorithme de Takahashi suivant :

- ✓ Le domaine temporel est divisé en période de durée T_e .
- ✓ A chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase, on reconstruit les composantes du vecteur flux stator, en utilisant l'équation (3.7)
- ✓ L'estimateur du couple de la machine est alors possible grâce à l'estimation des composantes de flux et à la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (3.13)
- ✓ L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie la variable Φ .
- ✓ L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un régulateur à hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux.

La séquence de commande des vecteurs de tension est choisie dans le tableau suivant en fonction de Φ , τ et du secteur dans lequel se trouve le vecteur flux stator.

Tableau 3.1 Table de commutation généralisée

Φ	$\begin{matrix} S_k \\ \tau \end{matrix}$	1	2	3	4	5	6
$\Phi = 1$	$\tau = 1$	V_2 (1 1 0)	V_3 (0 1 0)	V_4 (0 1 1)	V_5 (0 0 1)	V_6 (1 0 1)	V_1 (1 0 0)
	$\tau = 0$	V_7 (1 1 1)	V_0 (0 0 0)	V_7 (1 1 1)	V_0 (0 0 0)	V_7 (1 1 1)	V_0 (0 0 0)
	$\tau = -1$	V_6 (1 0 1)	V_1 (1 0 0)	V_2 (1 1 0)	V_3 (0 1 0)	V_4 (0 1 1)	V_5 (0 0 1)
$\Phi = 0$	$\tau = 1$	V_3 (0 1 0)	V_4 (0 1 1)	V_5 (0 0 1)	V_6 (1 0 1)	V_1 (1 0 0)	V_2 (1 1 0)
	$\tau = 0$	V_0 (0 0 0)	V_7 (1 1 1)	V_0 (0 0 0)	V_7 (1 1 1)	V_0 (0 0 0)	V_7 (1 1 1)
	$\tau = -1$	V_5 (0 0 1)	V_6 (1 0 1)	V_1 (1 0 0)	V_2 (1 1 0)	V_3 (0 1 0)	V_4 (0 1 1)

3.8 Structure générale de la commande directe du couple(DTC):

La structure d'une commande par DTC appliquée à la machine asynchrone est représentée sur la **fig 3.5**. On utilise le tableau classique des séquences proposées par Takahashi.

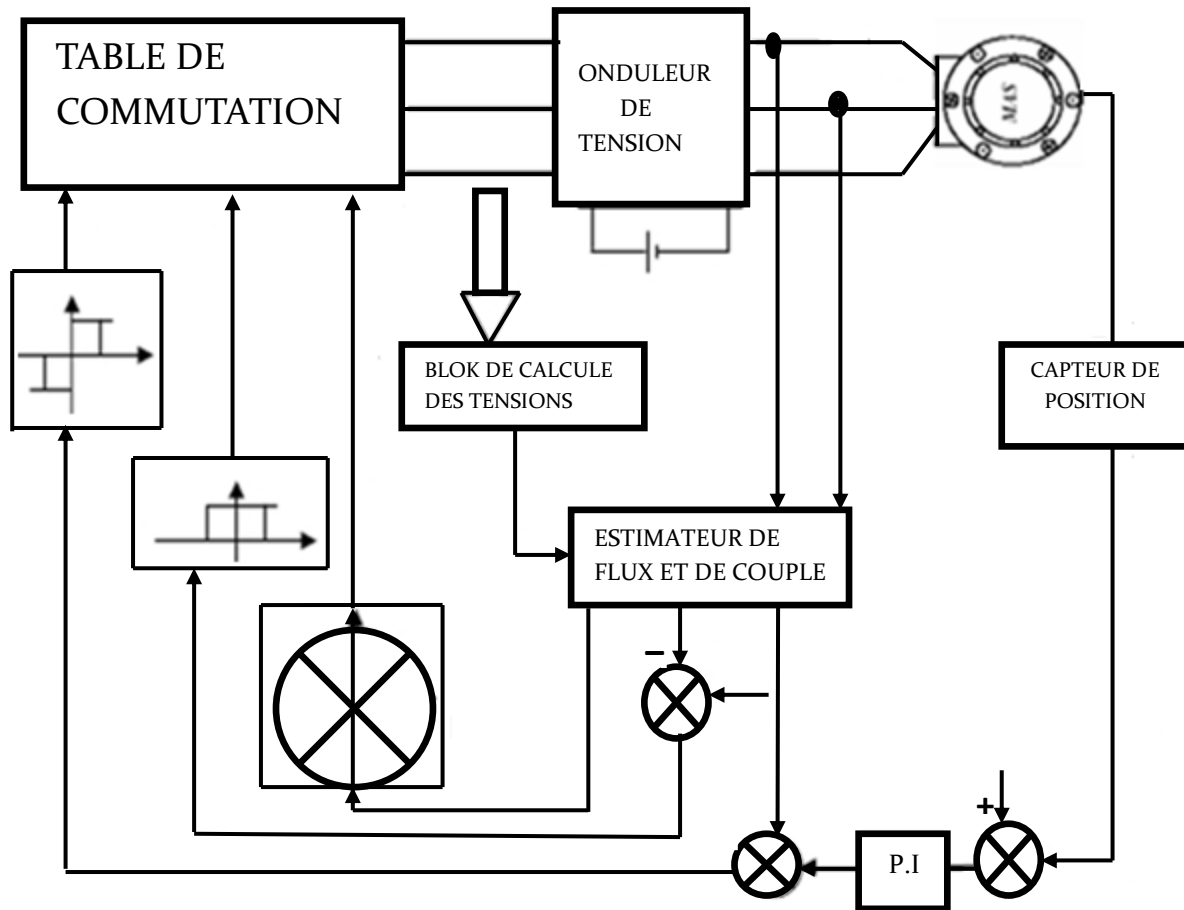


Fig 3.5 Structure générale de la commande directe de couple (DTC).

3.9 Resultats de simulation:

3.9.1 Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge :

La **Fig3.6** présente les résultats de simulation du système pour un démarrage à vide suivi d'un couple de charge de 3.5 Nm à l'instant 1s.

On peut noter les remarques suivantes :

- ✓ Le courant présente des oscillations mais on peut constater que les valeurs au milieu des périodes de modulation suivent une évolution sinusoïdale.
- ✓ Le couple instantané présente de très fortes oscillations.

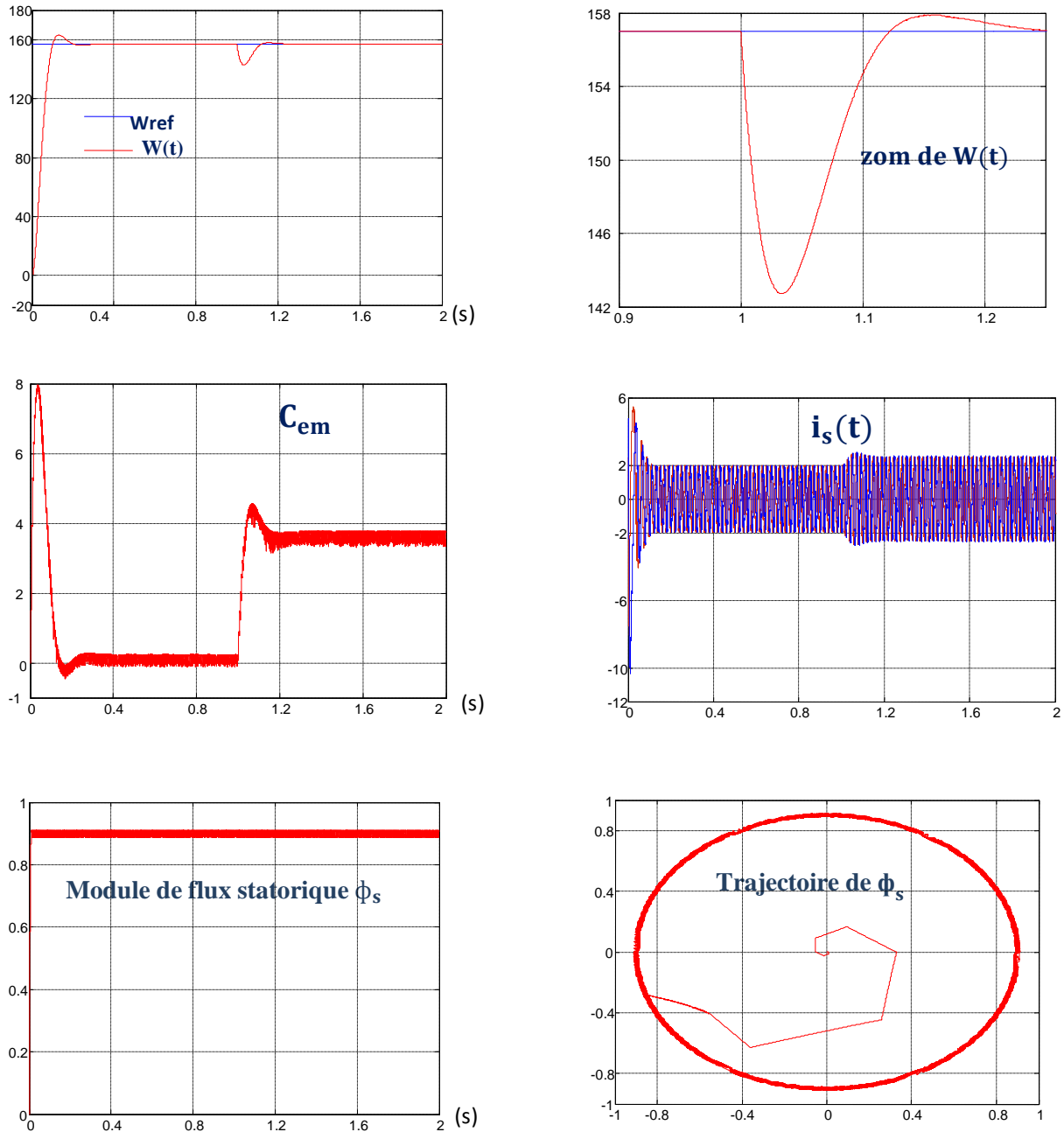


Fig 3.6 Résultats de simulation de la CV lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge

3.9.2 Inversion du sens de rotation:

Pour tester d'avantage la robustesse de la commande vis-à-vis à une variation de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse .

On constate que la poursuite de vitesse s'effectue sans dépassement, le courant est affecté aux instants de la variation de vitesse et revient rapidement pour se stabiliser au régime permanent et le couple instantané présente des oscillations.

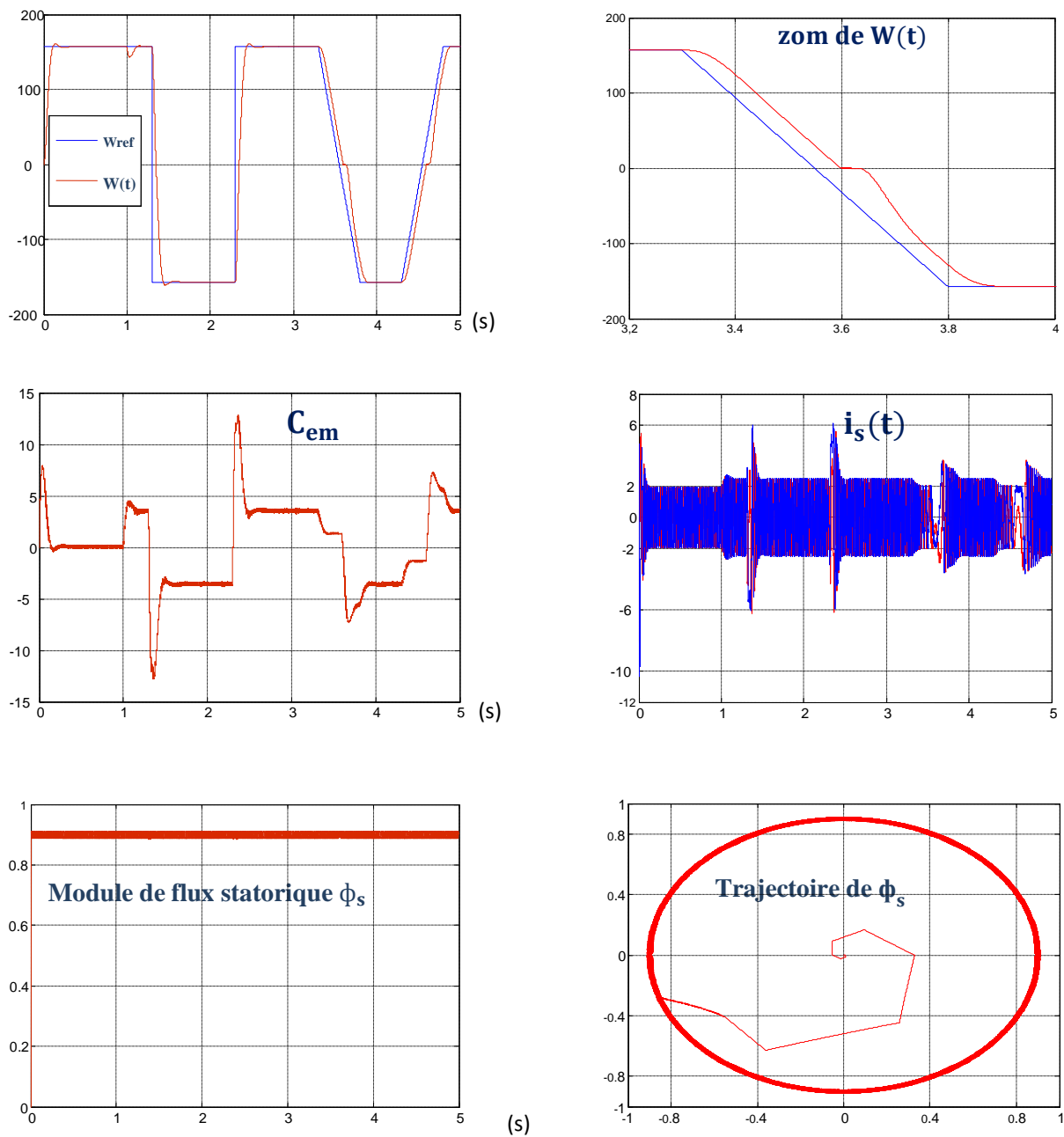


Fig 3.7 Réponse du système lors du l'inversion de sens de vitesse

3.9.3 Variation paramétrique :

Nous avons simulé le système pour une augmentation de 50% de la résistance rotorique introduite a $t=2$ s aussi une diminution de 25% des inductances propres est mutuelle introduite a $t=2$ s. Le courant présente des oscillations mais on peut constater que les valeurs au milieu des périodes de modulation suivent une évolution sinusoïdale et Le couple présente des oscillations.

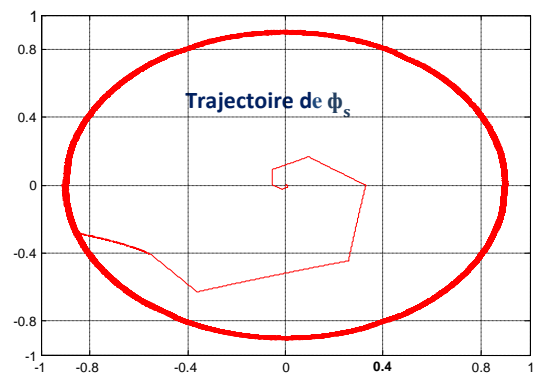
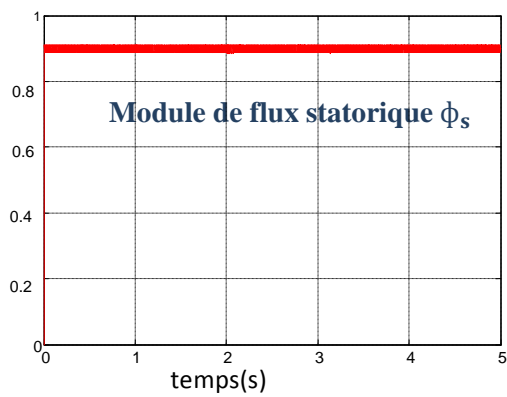
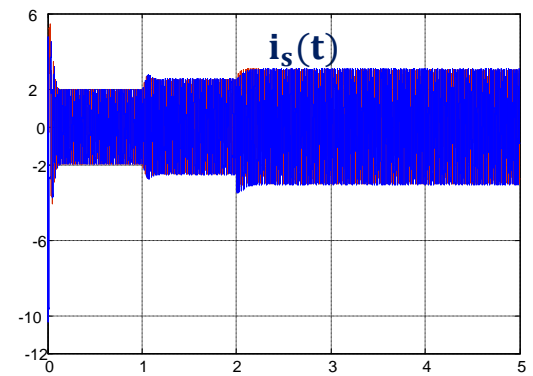
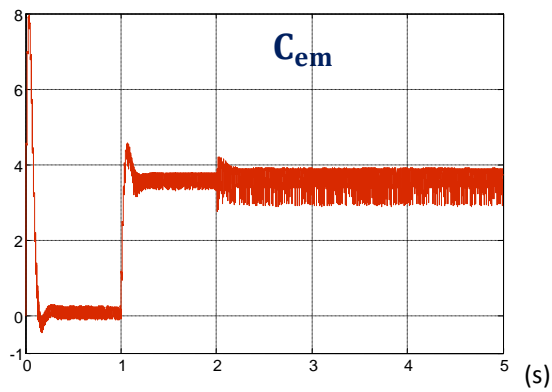
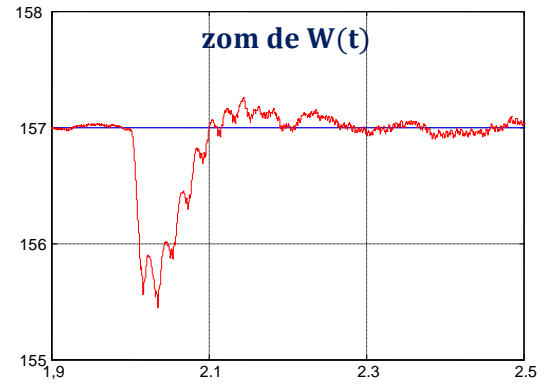
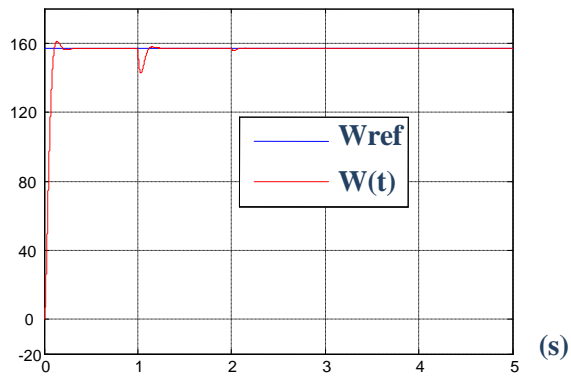


Fig 3.8 Réponse dynamique de la machine lors de la variation des paramètres

3.10 Comparaison entre «CVOFR» et la « DTC » d'une machine asynchrone:

Pour mieux apprécier les performances de la commande DTC, une étude comparative avec la commande CV OFR.

3.10.1 Comparaison au niveau de démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge :

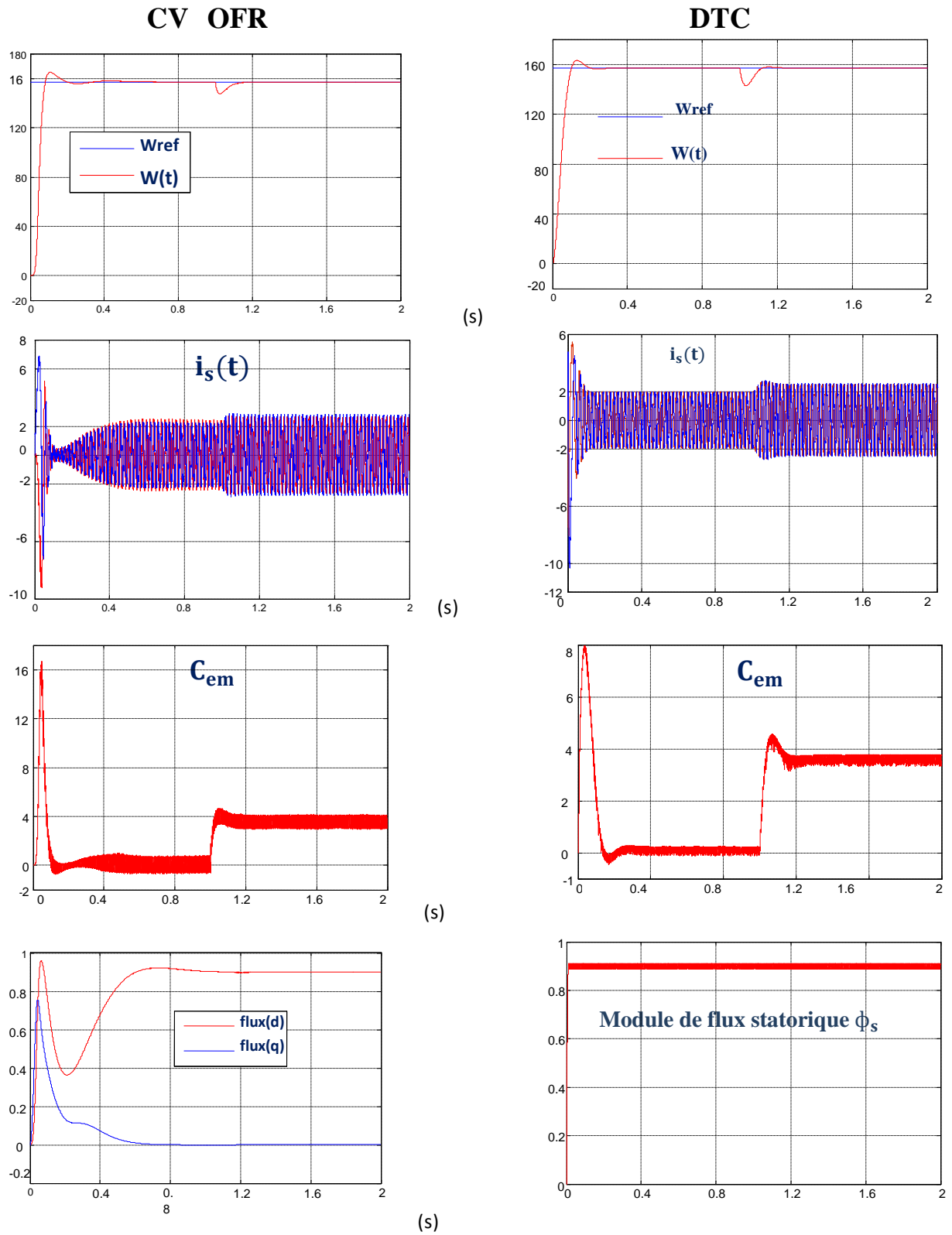


Fig 3.9 Résultats de simulation CVOFR &DTC lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge.

3.10.2 Comparaison au niveau d'inversion du sens de rotation:

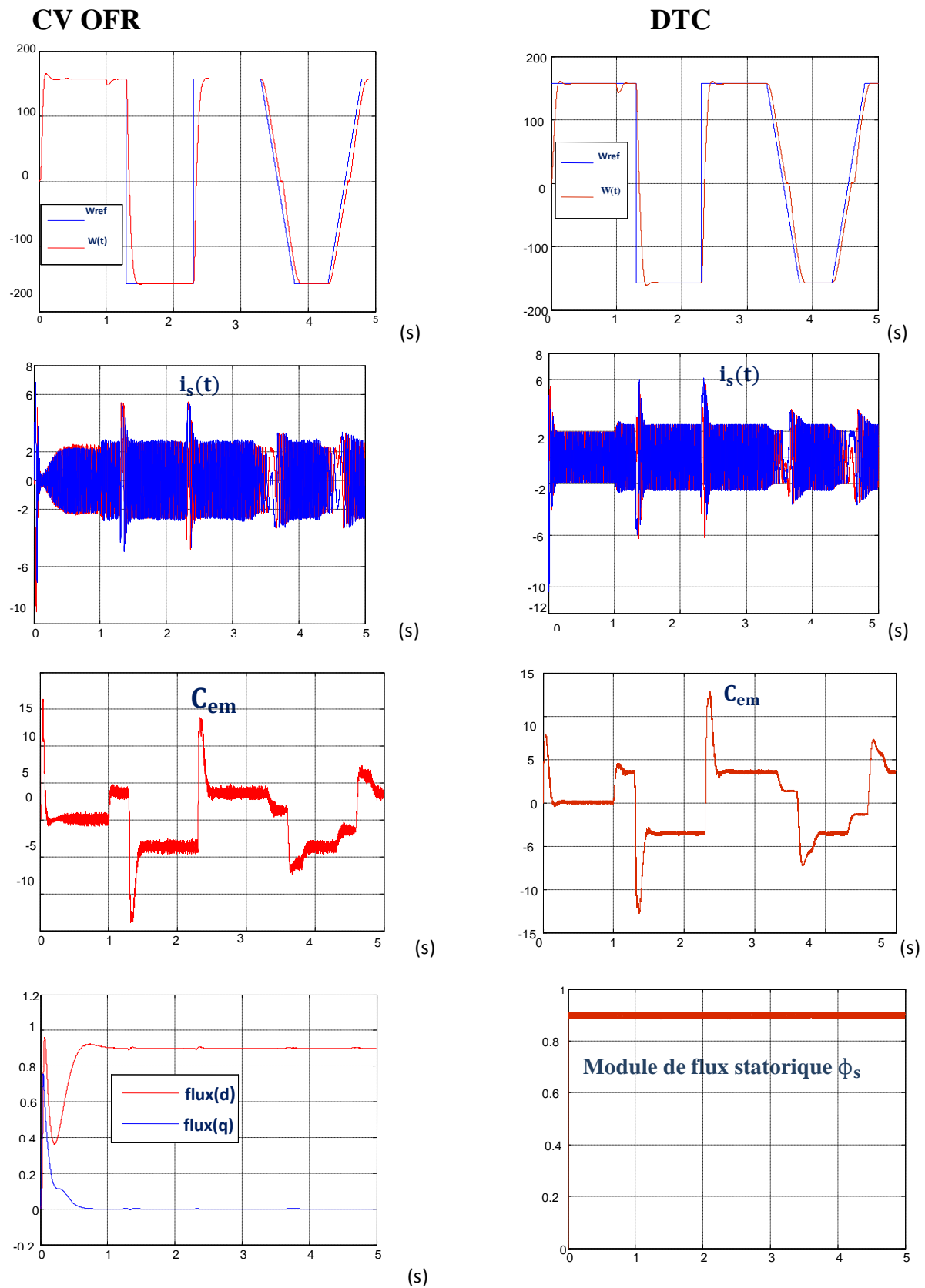
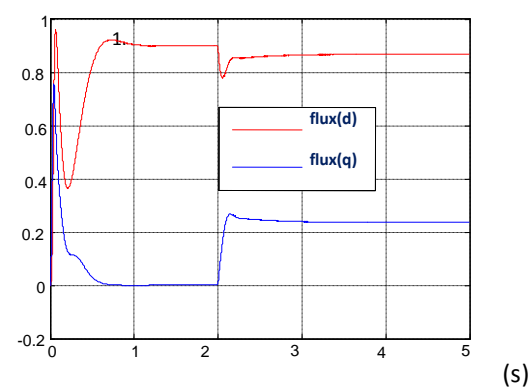
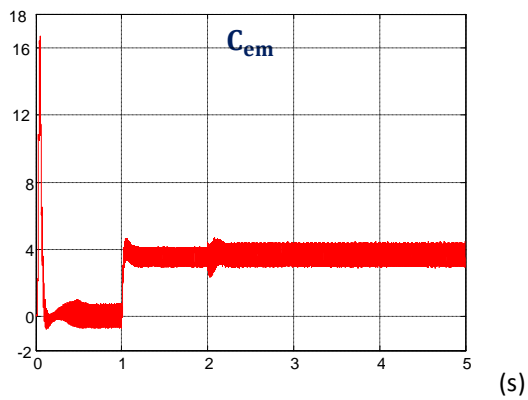
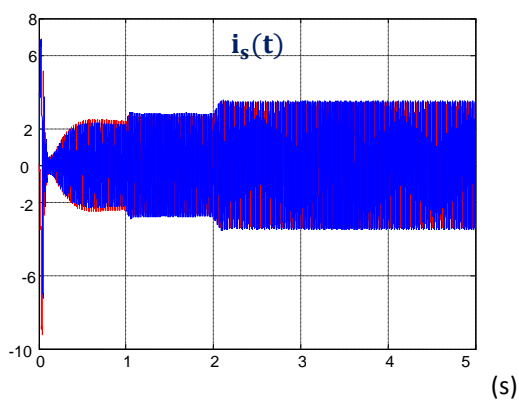
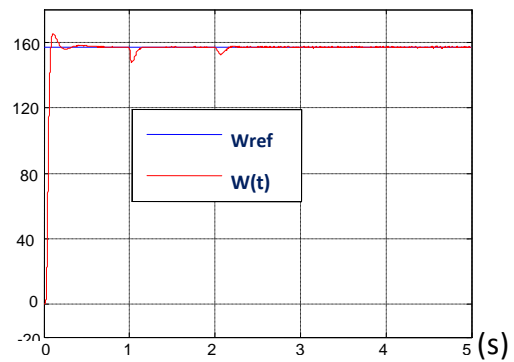


Fig 3.10 Résultats de simulation CVOFR & DTC lors du inversion du sens de rotation

3.10.3 Comparaison au niveau de variation paramétrique :

CV OFR



DTC

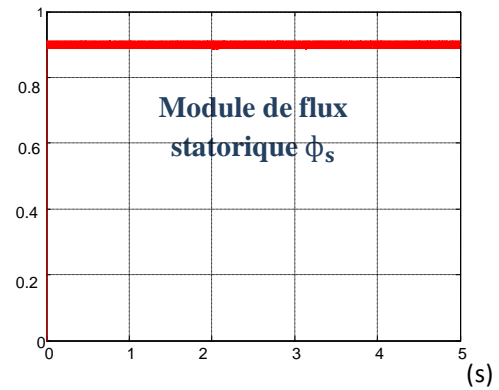
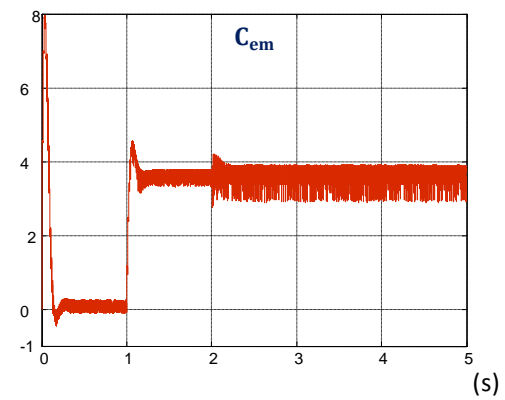
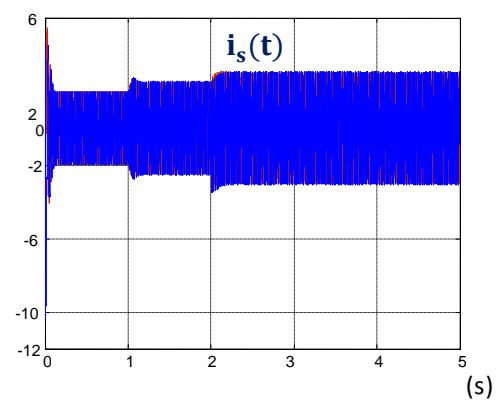
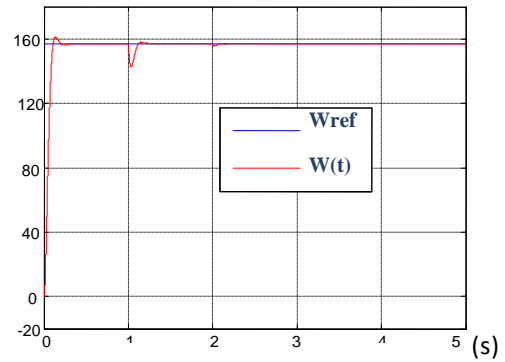


Fig 3.11 Résultats de simulation CVOFR &DTC lors de variation paramétrique

3.10.4 Discussion :

Le **tableau 3.2** résume une étude comparative des performances entre la DTC et CVOFR

Tableau 3.2 *Etude comparative des performances entre DTC et CVOFR*

	Commande vectorielle (FOC)	Commande directe du couple (DTC)
Transform cordonnées	présente	Néant
dynamique	moins élevée	plus élevée
Robustesse	moins robuste	plus robuste
Découplage	Nécessité d'orientation	naturel
Fréquence commutation	Maîtrisée	Arbitraire
Complexité d'implémentation	Complexité élevée	Complexité moyenne
Captur de vitesse	Généralement nécessaire	Moins nécessaire
couple de démarrage	Plus élevée	moins élevée
Coût	plus cher	moins cher

Les résultats obtenus pour la commande vectorielle et pour la commande directe du couple sont nettement plus proches les uns des autres. On note pourtant que la convergence est sensiblement plus rapide dans le cas de commande directe du couple. On remarque aussi que le dépassement en couple, obtenu dans le cas du contrôle vectorielle est sensiblement plus grand par rapport au cas de la commande directe du couple.

3.11 Conclusion :

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tension de l'onduleur et à la fin de ce chapitre on a fait une comparaison entre les deux types de commande CV OFR et DTC .

Conclusion générale :

A l'issue du présent travail, nous pouvons noter brièvement les différentes étapes franchies pour réaliser l'objet de notre mémoire.

En premier lieu nous avons vu la modélisation du moteur à induction et l'onduleur triphasé, et puis la simulation comparative du comportement du moteur alimenté, une fois par un réseau triphasé et une autre fois par un onduleur de tension plein onde et une autre étude comparative du comportement du moteur alimenté, une fois par un réseau triphasé et une autre fois par un onduleur de tension MLI.

Dans une deuxième étape, on a assuré le découplage entre le flux et le couple par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté. Ce découplage est prouvé par une série de simulation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à MLI associée à la commande vectorielle directe. Les tests de robustesse ont prouvé que la commande vectorielle directe permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique.

Dans la dernière partie, nous avons exposé les principes du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et le couple et à la fin du chapitre on a démontré que la commande directe du couple est plus performante que la commande vectoriel.

Annexe

Paramètres du moteur à induction utilisé en simulation :

-Caractéristiques :

1 kW ; 220/380 V-50Hz ; 4.7/2.7A, $C_{rN}=3.5$ Nm, $p=2$

- Paramètres :

Paramètres électriques : R_s (Résistance du stator) =12.75 Ω
 R_r (Résistance du rotor) =5.1498 Ω
 L_s (Inductance du stator) =0.4991 H
 L_r (Inductance du rotor) =0.4331 H
 M (inductance mutuelle)=0.4331 H

Paramètres mécaniques :

J_r (Moment d'inertie) =0.0035 kg.m²
 f (Coefficient de frottement) =0.001 SI

Bibliographie

- [1] Rabie Saifi « commande sans capteur de vitesse de la machine à induction » thèse de magistère, Université de Batna, 2005
- [2] Bennoui hassina « apport de la logique floue et réseaux de neurones pour la commande avec minimisation des pertes de la machine asynchrone » mémoire de Magister université de Batna 2009.
- [3] Taibi djamel « Contrôle du Moteur à Induction sans Capteurs de Vitesse et de Position » mémoire de Magister université de Batna 2005.
- [4] L' électrotechnique Théodore WILDI avec la collaboration de Gilbert Sybille ingénieur, institut de recherche d'hydro-québec 3^{ème} édition.
- [5] Souad chaouch « commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse ». mémoire de doctorat université de Batna 2005.
- [6] B. nemouche, A. bouzidi « analyse des performances de la commande vectorielle de la machine à induction par un régulateur RST » mémoire d'ingénieur université de Sétif, 2009.
- [7] Elbia youcef « commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté » mémoire de Magister université de Batna 2009.
- [8] Carlos canudas de Wit « commande des moteurs asynchrones volumes 1 modélisation contrôle vectoriel et DTC ». Hermès science Publications, Paris 2000
- [9] Khelfa samira « commande vectorielle d'une machine à induction impacts de : la saturation de la machine et la modulation du convertisseur » mémoire de Magister université de Batna.
- [10] Zaidi Saida « commande non linéaire du moteur à induction » mémoire de Magister université de Batna.
- [11] MO. Mahmoudi « Etude et Commande d'un Moteur Asynchrone Monophasé par Convertisseurs classiques et matriciel » Ecole Nationale Polytechnique 2005.
- [12] A. BENMAKHLOUF, « Contrôleur flou pour la navigation d'un robot mobile d'intérieur » Thèse de Magistère, Université de Batna, 2006.
- [13] C. Halim « performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » mémoire d'ingénieur, université de Batna 2001.
- [14] R. Salem, M. Douibi « Amélioration des performances de la commande directe du couple (DTC) appliquée à la MAS » Mémoire d'ingénieur, université Ferhat Abbas, Sétif 2009.
- [15] Daili yacine « Contrôle de la Fréquence de Commutation des Hystérésis Utilisés dans les Commandes d'une Machine à Induction » mémoire de Magister université de batna 2007.

[16]M.Benaissa «minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple DTC» mémoire de Magister université de batna 2002.

[17]Ameur Aissa « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone a' aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants » mémoire de Magister université de batna 2005.

[18]F.Z Peng « Speed and flux sensorless field oriented control power electronics conference and exposition»

Résumé :

La machine à induction peut accéder aux applications à vitesse variable et surpasser les performances de la machine à courant continu grâce aux commandes performantes utilisées par les variateurs modernes.

Le contexte de cette mémoire traite, principalement, les structures de commande, telles que la **FOC** et la **DTC** de la machine à induction à cage, et la différence entre les deux commandes. A partir des résultats obtenus, nous pouvons conclure que la **FOC** présente une faible robustesse dans le cas de variations paramétriques de la machine. Par contre, dans les mêmes conditions, la **DTC** présente une bonne robustesse. Les résultats de simulations par Matlab/simulink et des tests de robustesse seront présentés.

Mots clés : Machine à Induction, Commande vectorielle(FOC), Commande directe du couple(DTC).

Abstract:

The induction machine can access to the variable speed applications and surpass the performances of the direct current machine thanks to performances controls used by the modern drives.

The context of this thesis studies mainly the structures of control which is the **FOC** and the **DTC** of the induction machine with cage, and deference between the two controls. From the results obtained, we can conclude that the **FOC** represent a weak robustness in the case of parametrical variation of the machine. On the contrary, in the same conditions, the **DTC** represents a good robustness. The results of simulation by Matlab/simulink and tests of robustness are represented.

Keywords: Induction Machine, Field-oriented control (FOC), direct torque control (DTC).